

**DISEÑO DE UNA FUENTE DE VOLTAJE DE REFERENCIA  
DE BANDGAP MENOR A UN VOLTIO INTEGRADA EN  
TECNOLOGÍA CMOS**

JUAN JOSÉ CARRILLO CASTELLANOS

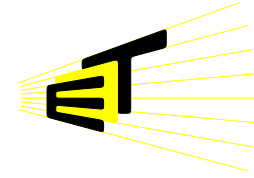
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL SANTANDER

Bucaramanga – 2006



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES  
Perfecta combinación entre Energía e Intelecto



# DISEÑO DE UNA FUENTE DE VOLTAJE DE REFERENCIA DE BANDGAP MENOR A UN VOLTIO INTEGRADA EN TECNOLOGÍA CMOS

JUAN JOSÉ CARRILLO CASTELLANOS

Trabajo de grado para optar por el título de Ingeniero Electrónico

Director

MSc. ELKIM FELIPE ROA FUENTES

Co-Director

Ing. ALFREDO RAFAEL ACEVEDO PICON

ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
UNIVERSIDAD INDUSTRIAL SANTANDER  
Bucaramanga–Agosto de 2006

Este trabajo está dedicado a mi abuelo Sixto Castellanos que con su ejemplo me formó como persona y siempre me brindó desinteresadamente todo su cariño.

## AGRADECIMIENTOS

El autor expresa sus agradecimientos:

En primer lugar a Dios por darme la vida y personas a mi alrededor que me quieren bastante. A mi mamá por brindarme siempre todo su comprensión y cariño, a mi tía Clara por su fe en mí y su apoyo en todos los momentos de mi vida, a mi abuelita Carmen por sus cuidados hacía mí, a mi novia Claudia por brindarme todo su amor y ternura. A mi padrastro Antonio por brindarme el apoyo económico para poder estudiar. Y a toda mi familia por el cariño que me brindan.

A la Universidad Industrial de Santander y a la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones por toda la formación que recibí durante todos mis años de estudio en la universidad, a mi director de proyecto Elkim Felipe Roa Fuentes por haberme abierto la posibilidad de estudiar el diseño de circuitos integrados, al grupo CIDIC por su apoyo en momentos difíciles de la elaboración de mi proyecto de grado

Finalmente a mis amigos del colegio y los que he adquirido en la universidad por compartir conmigo muchos momentos importantes en mi vida.



TITULO  
DISEÑO DE UNA FUENTE DE VOLTAJE DE REFERENCIA DE BANDGAP MENOR  
A UN VOLTIO INTEGRADA EN TECNOLOGÍA CMOS.<sup>1</sup>

AUTOR  
JUAN JOSÉ CARRILLO CASTELLANOS.

**Palabras claves**– CMOS, OPAMP, *bandgap*, *layout*

Una fuente de voltaje de referencia de *bandgap* es un circuito que establece una tensión DC casi independiente a variaciones de la temperatura y fluctuaciones de la tensión de alimentación. Este circuito es usado en la mayoría de sistemas electrónicos para lograr una polarización estable bajo las condiciones de operación mencionadas anteriormente.

Este proyecto presenta el diseño de una fuente de voltaje de referencia de *bandgap* menor a un Voltio integrada en tecnología CMOS. El diseño de esta fuente de *bandgap* se basa en la estrategia de fuentes de corrientes.

Cada bloque funcional que conforma esta fuente de *bandgap* fue seleccionado con el fin de cumplir con las especificaciones dadas por los objetivos del proyecto. De tal forma se seleccionó el OPAMP, el espejo de corriente y el material de las resistencias. Luego, en base a esta selección se hallaron las expresiones que describen el funcionamiento del circuito, con las cuales se generó una estrategia de diseño, comprometiendo coeficiente de temperatura, PSRR (*relación de rechazo a variaciones de la fuente de alimentación*), potencia y área.

Algunos de los resultados obtenidos del diseño fueron: coeficiente de temperatura de 40ppm/°C en un rango de temperaturas de [-25°C a 125°C], PSRR de 36dB, corriente de 38μA, mínima tensión de alimentación 1.2V, tensión de referencia 638mV y dimensiones de 425μm x 211μm.

Se elaboró un *layout* para la fuente de voltaje de referencia de *bandgap*, el cual cumple con las reglas de diseño vigentes para el proceso de fabricación 0,35 μm CMOS. Finalmente se presentaron conclusiones, observaciones y recomendaciones para trabajos futuros.

---

<sup>1</sup>Trabajo de investigación.



UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
Escuela de Ingenierías Eléctricas, Electrónicas y de Telecomunicaciones  
Perfecta combinación entre Energía e Intelecto



TITLE  
DESIGN OF SUB-1-VOLT BANDGAP VOLTAGE REFERENCE SOURCE IN CMOS  
TECHNOLOGY.<sup>2</sup>

AUTOR  
JUAN JOSÉ CARRILLO CASTELLANOS.

**Palabras claves**– CMOS, OPAMP, bandgap, layout.

A bandgap voltage reference source is a circuit that establishes a DC voltage almost independent of the temperature variations and supply-voltage fluctuations. This circuit is used in most electronic systems for achieving a steady bias under operating conditions as: temperature changes and supply-voltage fluctuations.

This project presents the design of a sub-1V bandgap-reference-voltage source integrated in CMOS technology. The design of this bandgap source is based on current-sources strategy.

The functional blocks that make up the bandgap-voltage source were selected for achieving the specifications given by the project objectives. Thus the OPAMP, the Current-mirror and the resistances material were selected. In base of this selection, the equations that describe the circuit functioning were found and a design strategy was generated, trading-off, temperature coefficient, PSRR (power supply rejection ratio), power and area.

Some of the results obtained from the design were: 40ppm/°C temperature coefficient between [-25°C to 125°C], a 36 dB PSRR, a 38μA supply current, a 1.2V minimum supply voltage, a 638mV reference voltage and a 425μm x 211μm size.

A layout was made for the bandgap voltage reference source, that accomplish 0.35 μm CMOS AMS for the standing design rule process. Finally, conclusions, observations and recommendations for future projects were presented.

---

<sup>2</sup>Research work.



# Contenido

<b>1. Introducción</b>	<b>11</b>
1.1. Divisor resistivo . . . . .	12
1.2. Referencia de diodos . . . . .	14
1.3. Fuentes de referencia de voltaje de <i>bandgap</i> . . . . .	15
1.3.1. Uso de transistores MOS en la región sub-umbral . . . . .	21
1.3.2. Fuentes de corriente . . . . .	24
1.3.3. Uso de DTMOS . . . . .	34
<b>2. Arquitectura y circuitos</b>	<b>39</b>
2.1. Espejo de corriente . . . . .	39
2.2. Comparador . . . . .	42
2.3. PTAT + CTAT . . . . .	44
2.4. Circuito de arranque . . . . .	45
2.5. Algunas expresiones . . . . .	45
2.5.1. Dependencia a variaciones de la temperatura . . . . .	46
2.5.2. PSRR . . . . .	47
<b>3. Fuentes de <i>bandgap</i></b>	<b>49</b>
3.1. Relación de área de los bipolares . . . . .	49
3.2. Temperatura de referencia . . . . .	50
3.3. Independencia a variaciones de la temperatura . . . . .	51
3.4. PSRR . . . . .	52
3.5. Variación debido a la modulación de canal . . . . .	53
3.6. Ancho y largo de los transistores del espejo de corriente . . . . .	54
3.7. Especificaciones del OPAMP . . . . .	54
3.8. Circuito de arranque . . . . .	55
3.9. Resistencia de salida . . . . .	55
<b>4. Resultados</b>	<b>59</b>
4.1. Consideraciones para la construcción del <i>layout</i> . . . . .	59
4.2. Resultados de simulación . . . . .	62
4.3. Observaciones y conclusiones . . . . .	63
4.4. Recomendaciones para trabajos futuros . . . . .	65
<b>A. Tensión base-emisor dada por Tsividis [1]</b>	<b>67</b>
<b>B. Tensión base-emisor simplificada</b>	<b>75</b>

C. MOSFET operando en la región sub-umbral

77

# Capítulo 1

## Introducción

La tendencia actual de los sistemas electrónicos es su total integración en un solo circuito integrado (*chip*), la cual tiene el fin de: mejorar desempeño, disminuir el espacio utilizado y el costo del sistema. Desafortunadamente en Colombia no se estudia ni trabaja masivamente en el diseño de circuitos integrados, lo que contribuye a que se mantenga o se aumente la distancia tecnológica del país con respecto a otros. Por esta razón se necesita desarrollar mas estudios y trabajos en esta área, iniciando con el diseño de circuitos integrados mediante la adaptación de topologías presentadas en la literatura.

Cada bloque funcional de un sistema electrónico requiere de varias tensiones DC para su funcionamiento, las cuales pueden ser suministradas por baterías, fuentes AC-DC, o fuentes DC-DC. El uso de varias baterías o fuentes con diferentes tensiones resulta poco práctico, además de costoso, representa un aumento del consumo de potencia y área. Con el fin de evitar el uso de más de una fuente se implementan circuitos que proveen tensiones DC con las especificaciones requeridas por los bloques funcionales. De esta forma es necesario una tensión principal proveniente de una batería o una fuente, la cual alimenta al bloque funcional y a una fuente de referencia que suministra una tensión DC constante.

Una fuente de referencia es un circuito que tiene como función proveer una tensión DC que no varíe sustancialmente con cambios en la temperatura, fluctuaciones de la fuente de alimentación, carga y parámetros de los dispositivos. Si ocurren variaciones de las tensiones DC de polarización, el funcionamiento de los bloques funcionales producen resultados inesperados. Por ejemplo, en un DAC o en un ADC, es necesario una tensión DC de referencia diferente a la tensión de alimentación para la conversión de la señal; si esta tensión no permanece constante entonces la conversión en el DAC o en el ADC va a presentar señales equívocas, lo cual afectaría todo el sistema, como en el caso de un *transceiver* donde se procesaría y/o se transmitiría información no deseada. Las fuentes de referencia suministran corrientes a la carga menores de  $1\mu A$  si son fuentes de referencia no reguladas, y hasta de  $100\mu A$  si son fuentes de referencia reguladas [2], lo cual limita su uso a circuitos con una resistencia de entrada grande, como puertas de MOSFETs o bases de transistores bipolares. Si el circuito requiere una corriente mayor a  $100\mu A$  se debe recurrir a un regulador de voltaje en vez de a una fuente de referencia.

En sistemas portables, las baterías presentan rangos de variación de hasta el 40 % en su tensión de salida, hasta el punto que se descargan completamente. Por lo anterior, los bloques funcionales de los sistemas electrónicos portables deben funcionar con tensiones de alimentación variables, y presentar bajos consumos de potencia. Adicionalmente los bloques deben tener la característica que

a cambios en DC de la tensión de alimentación su funcionamiento no varía significativamente.

Este proyecto plantea el diseño de una fuente de voltaje de referencia menor a 1V, con una alta independencia a variaciones de la temperatura y a fluctuaciones de la tensión de alimentación, para ser usada en los circuitos de un *transceiver* que actualmente se desarrolla en el grupo CIDIC de la escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y telecomunicaciones [3], [4], [5], [6].

A lo largo de este primer capítulo se exponen diferentes tipos de fuentes de referencia que se pueden implementar, mostrando su funcionamiento teórico, sus ventajas y desventajas. Al finalizar el capítulo se hace la selección de la fuente de referencia a diseñar.

## 1.1. Divisor resistivo

La primera y mas sencilla opción para realizar una fuente de tensión de referencia, es utilizar un divisor resistivo como el que se muestra en la figura 1.1. La tensión de referencia  $V_{REF}$  está descrita por la expresión (1.1), donde  $V_{DD}$  es la fuente alimentación.

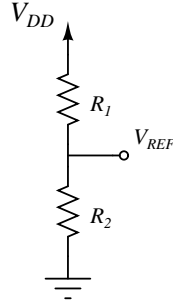


Figura 1.1: Divisor resistivo como fuente de referencia.

$$V_{REF} = V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \quad (1.1)$$

**Dependencia a variaciones de la temperatura:** En un circuito integrado el valor del resistor depende de la temperatura según el material usado en su construcción. A modo de ejemplo, un resistor integrado de polisilicio, en tecnología CMOS, presenta un valor que depende de la temperatura como lo indica la expresión (1.2)

$$R(T) = R(T_r) \cdot [1 + T_{CR} \cdot (T - T_r)], \quad (1.2)$$

siendo  $T$  la temperatura,  $R(T)$  el valor de resistencia en la temperatura  $T$ ,  $T_r$  la temperatura de referencia,  $R(T_r)$  la resistencia en la temperatura  $T_r$  y  $T_{CR}$  la variación del valor de resistencia respecto a la temperatura. El valor  $T_{CR}$  es el mismo para resistores de un mismo material.

Como resultado  $V_{REF}$  presenta variaciones causadas por cambios en la temperatura.  $V_{REF}$  combinando (1.1) con (1.2) se escribe como:

$$V_{REF}(T) = V_{DD} \cdot \frac{R_2(T_r) \cdot [1 + T_{CR_2} \cdot (T - T_r)]}{R_2(T_r) \cdot [1 + T_{CR_2} \cdot (T - T_r)] + R_1(T_r) \cdot [1 + T_{CR_1} \cdot (T - T_r)]}. \quad (1.3)$$

Para lograr que  $V_{REF}$  no dependa de la temperatura, es necesario que las dos resistencias sean de un mismo material; de esta forma  $T_{CR_1} = T_{CR_2}$ , dando como resultado:

$$V_{REF}(T) = V_{DD} \cdot \frac{R_2(T_r)}{R_2(T_r) + R_1(T_r)}. \quad (1.4)$$

**Dependencia a variaciones de la carga:** La dependencia de  $V_{REF}$  con la carga se mide como la relación de la resistencia de salida con la resistencia de carga. En donde a menor resistencia de salida de la fuente, menor influencia de la carga sobre la tensión  $V_{REF}$ . La expresión (1.5) presenta la resistencia de salida del circuito de la figura 1.1, e indica que para disminuir el efecto de la carga, el valor de  $R_2$  o  $R_1$  debe ser pequeño.

$$R_{out} = \frac{R_2 \cdot R_1}{R_2 + R_1}. \quad (1.5)$$

**Dependencia a fluctuaciones de la tensión de alimentación:** Una especificación que mide la dependencia de un parámetro a fluctuaciones de la fuente de alimentación, es la relación de rechazo a variaciones de la fuente de alimentación, PSRR (Power supply rejection ratio). En el caso de la fuente de *bandgap* el PSRR se mide como:

$$PSRR = \frac{\Delta V_{DD}}{\Delta V_{REF}} \quad (1.6)$$

donde  $\Delta V_{DD}$  representa las fluctuaciones de la tensión de alimentación y  $\Delta V_{REF}$  es la variación de la tensión de referencia debido a  $\Delta V_{DD}$ . En el divisor resistivo, el PSRR se puede expresar como:

$$PSRR = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (1.7)$$

La ecuación (1.7), muestra que es necesario que  $R_1$  sea considerablemente mayor a  $R_2$ , para obtener un PSRR alto. Sin embargo esto limita el voltaje de salida, a ser mucho menor que la tensión de alimentación. Como la fuente de referencia a diseñar debe funcionar con una fuente de alimentación de bajo voltaje, la tensión de salida que se obtiene con una relación grande entre  $R_1$  y  $R_2$  es de poca utilidad.

Finalmente teniendo en cuenta que:

$$v_{ref} = v_{dd} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.8)$$

donde  $v_{dd}$  representa las fluctuaciones de la tensión de alimentación y  $v_{ref}$  representa las variaciones de la tensión de referencia debido a  $v_{dd}$ ; dividiendo (1.8) en (1.1),

$$\frac{v_{ref}}{V_{REF}} = \frac{v_{dd} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}}{V_{DD} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}} \quad (1.9)$$

se obtiene:

$$\frac{v_{ref}}{V_{REF}} = \frac{v_{dd}}{V_{DD}} \quad (1.10)$$

Por lo tanto, la relación entre  $v_{ref}$  y  $V_{REF}$  siempre va a ser igual a la relación entre  $v_{dd}$  y  $V_{DD}$ .

## 1.2. Referencia de diodos

Para solucionar los problemas presentados por la fuente de referencia expuesta en la sección anterior, se puede utilizar como fuente de referencia un diodo polarizado en la región activa, o un diodo diseñado para operar en la región de ruptura, como se muestra en las figuras 1.2 y 1.3. Con la polarización del diodo se logra suministrar una tensión  $V_D$  mayor de 0.6V a temperatura ambiente, además gracias a su pequeña resistencia incremental ( $r_d$ ), se puede obtener un PSRR alto haciendo  $R_1$  mayor que  $r_d$ . La relación entre  $v_{ref}$  y  $V_{REF}$  es considerablemente menor a la relación entre  $v_{dd}$  y  $V_{DD}$ . Por último, como la resistencia de salida del diodo es pequeña, se obtiene una tensión de referencia poco dependiente a la corriente de carga.

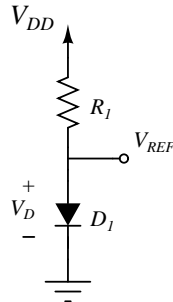


Figura 1.2: Fuente de referencia utilizando un diodo.

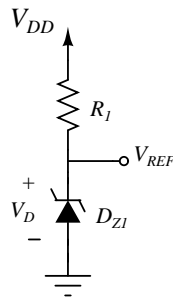


Figura 1.3: Fuente de referencia utilizando un diodo en su región de ruptura.

El inconveniente de esta fuente de referencia es la fuerte dependencia a variaciones de la temperatura que los diodos presentan. Los diodos en su región activa presentan una dependencia a la temperatura de alrededor de  $-2mV/^\circ C$  [7].

Antes de presentar la dependencia a variaciones de la temperatura de los diodos diseñados para trabajar en la región de ruptura, es importante mencionar que éstos se dividen en dos clases según el voltaje de ruptura que tengan; si el voltaje de ruptura es menor a 6V se llama diodo zener y si el voltaje de ruptura es mayor a 6V se llama diodo avalancha. Los diodos con un voltaje de ruptura menor a 5.6V presentan un coeficiente de temperatura negativo, que aumenta en magnitud con la disminución del voltaje de ruptura. Por otra parte los diodos con un voltaje de ruptura mayor a 5.6V, presentan un coeficiente de temperatura positivo, el cual crece con el aumento de la tensión de ruptura.

Los diodos con tensión de ruptura entre 5V y 6V tienen coeficientes de temperatura pequeños [8], por esta razón pueden ser utilizados como fuentes de referencia con un coeficiente de temperatura bajo.

Otra fuente de referencia que se puede diseñar para obtener una tensión casi independiente a la temperatura utilizando diodos, se ve en la figura 1.4, donde se pone en serie un diodo en la región activa ( $-2mV/^\circ C$ ) con un diodo avalancha en la región de ruptura, el cual debe tener un coeficiente de temperatura igual en magnitud al diodo típico en la región activa ( $+2mV/^\circ C$ ). De esta forma al sumar las dos componentes de tensión  $V_{D2}$  y  $V_{DZ2}$ , se cancelan entre si las dos dependencias a la temperatura. El inconveniente de esta configuración, es el valor de la tensión de alimentación mínimo y el voltaje de salida que establece, los cuales son mayores a 6V. Esto último no va acorde con los valores de tensión de alimentación y de salida de las fuentes de equipos actuales. Por esta razón se debe revisar otra opción para diseñar la fuente de referencia.

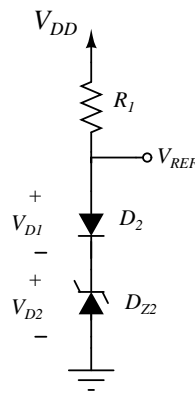


Figura 1.4: Fuente de referencia que utiliza un diodo en su región activa en serie con un diodo en su región de ruptura.

### 1.3. Fuentes de referencia de voltaje de *bandgap*

Para solucionar el problema de la dependencia a variaciones de la temperatura de la tensión de salida de la fuente de referencia sin tener que utilizar tensiones de alimentación mayores a 6V, se acude a otra clase de fuentes de referencia, conocidas como fuentes de voltaje de referencia de *bandgap*. Este tipo de fuente logra establecer una tensión de referencia idealmente invariante a la temperatura, sumándole a una tensión base-emisor de un transistor bipolar, una o varias tensiones que cancelen la dependencia a variaciones de la temperatura, como lo hace el diodo avalancha en la región de ruptura con el diodo en la región activa. Para entender claramente como funciona la fuente de voltaje de *bandgap*, primero hay que tener clara la dependencia que tiene la tensión base-emisor a la temperatura.

La tensión base-emisor de un transistor bipolar se puede expresar como:

$$V_{BE} = V_T \cdot \ln \left( \frac{I_C}{I_S} \right); \quad (1.11)$$

Donde  $V_T$  es el voltaje térmico,  $I_C$  es la corriente de colector del transistor bipolar e  $I_S$  es la corriente

de saturación. En 1.11 no se observa la dependencia a la temperatura que tiene la tensión base-emisor. En la ecuación (1.12) se muestra la dependencia de la tensión base-emisor a la temperatura [1], debido a las variaciones de  $V_T$  e  $I_S$  respecto a la temperatura. En el apéndice A se hace un análisis detallado de esta expresión matemática.

$$V_{BE}(T) = V_r + \gamma_r T + f_r(T) \quad (1.12)$$

$$V_r = V_{GO_r} + (N - \theta_r) \cdot \left( \frac{kT_r}{q} \right) \quad (1.13)$$

$$\theta_r = \frac{T_r}{I_C} \cdot \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{(T=T_r)} \quad (1.14)$$

$$\gamma_r = \frac{V_{BE}(T_r) - V_r}{T_r} \quad (1.15)$$

$$\begin{aligned} f_r(T) = & V_G(T) - V_{GO_r} + \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot [V_{GO_r} - V_G(T_r)] - (N - \theta_r) \cdot \left( \frac{kT_r}{q} \right) + (N - \theta_r) \cdot \left( \frac{kT}{q} \right) \\ & - N \cdot \left( \frac{kT}{q} \right) \cdot \ln \left( \frac{T}{T_r} \right) + \left( \frac{kT}{q} \right) \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \right] \end{aligned} \quad (1.16)$$

Con el fin de obtener una ecuación mas compacta para realizar el diseño de una fuente de *bandgap*, se acude a la ecuación (1.17); en esta se aproxima la tensión *bandgap* ( $V_G(T)$ ) con dependencias no lineales a la temperatura, a una tensión de *bandgap* con una componente constante y una componente lineal. Además, se reemplaza la corriente por una función que la representa, teniendo en cuenta que ésta también puede tener variaciones con respecto a la temperatura. En el apéndice B se puede apreciar como se obtuvo esta ecuación.

$$\begin{aligned} V_{BE}(T) = & [V_{GO_r} + (N - x)V_{T_r}] - \left[ \frac{V_{GO_r} - V_{BE}(T_r) + (N - x)V_{T_r}}{T_r} \right] \cdot T \\ & - \left[ \frac{(N - x)V_{T_r}}{T_r} \cdot \left[ T \cdot \ln \left( \frac{T}{T_r} \right) - T + T_r \right] \right] \end{aligned} \quad (1.17)$$

En la (1.17),  $V_{BE}(T)$  se modela con una componente constante, una lineal y una de órdenes mayores.<sup>1</sup> Un aspecto clave del diseño de la fuente de referencia de *bandgap*, es que la tensión  $V_{BE}(T)$  decrece ante un incremento de temperatura. Con el fin de cancelar la dependencia a variaciones de la temperatura de la tensión base-emisor, es necesario sumar una tensión linealmente proporcional a la temperatura ( $V_{PTAT}$ ), y una tensión de orden mayor en función de la temperatura ( $V_{NL}$ ), como se ve en la figura 1.5.

Una tensión con una variación lineal y creciente en función de la temperatura es conocida como tensión PTAT (*proportional to absolute temperature*),<sup>2</sup> dicha tensión es generada por la diferencia de dos tensiones base-emisor de dos transistores bipolares que presentan diferentes densidades de corriente. En la figura 1.6 se muestra un circuito que produce una tensión PTAT,  $V_{PTAT}$ .

La tensión en la resistencia  $R$  de la figura 1.6 es la diferencia de dos tensiones base-emisor,

$$V_R = V_{BE1} - V_{BE2} \quad (1.18)$$

<sup>1</sup>Este término representa una variación de órdenes mayores al primer orden.

<sup>2</sup>La traducción de este término es: proporcional a la temperatura absoluta

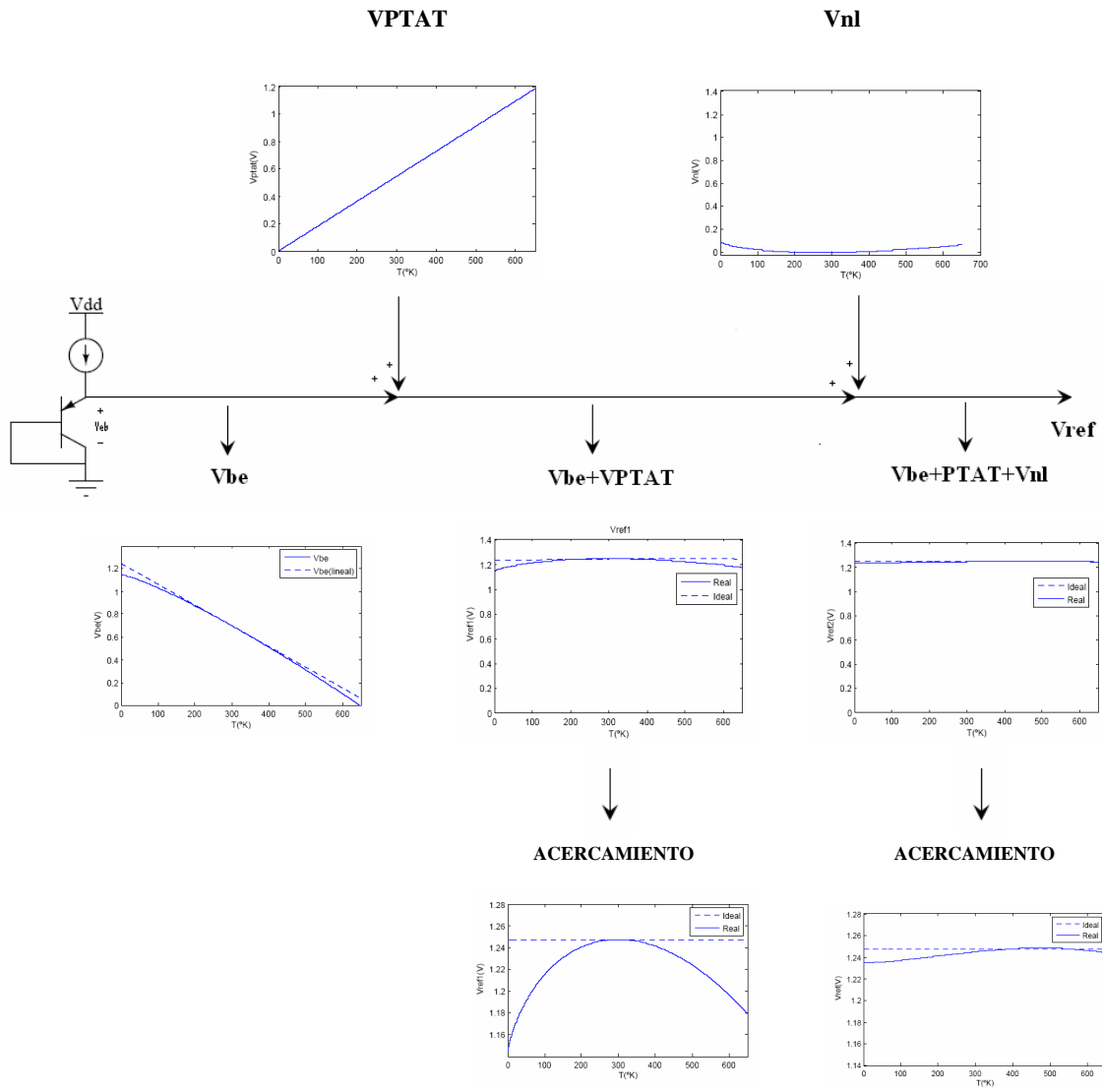


Figura 1.5: Compensación de la tensión base-emisor.

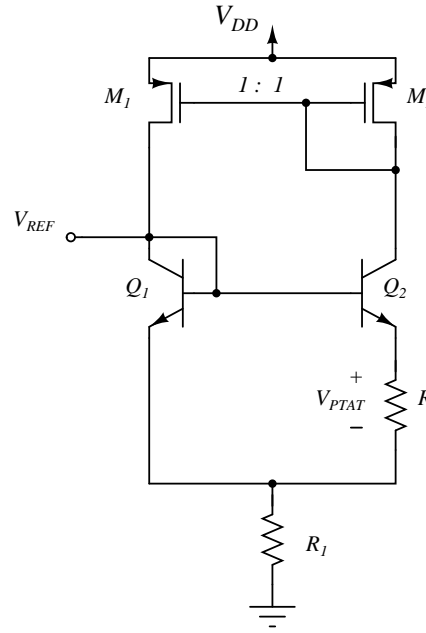


Figura 1.6: Tensión PTAT en la resistencia generada por la diferencia de dos tensiones base-emisor

debido a que:

$$V_{PTAT} = V_{BE1} - V_{BE2},$$

entonces,

$$V_{PTAT} = V_T \cdot \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_{S1}} \right) - V_T \cdot \ln \left( \frac{I_{C2}}{I_{S2}} \right) \quad (1.19)$$

Donde  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$  son las corrientes de colector,  $I_{S2}$  e  $I_{S1}$  son las corrientes de saturación, y  $V_{BE1}$  y  $V_{BE2}$  son las tensiones base-emisor, de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  respectivamente. Reescribiendo (1.19) y teniendo que  $I_S = A \cdot J_S$ , donde  $A$  es el área del emisor y  $J_S$  la densidad de corriente de saturación, se obtiene:

$$V_{PTAT} = V_T \cdot \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cdot \frac{A_2 \cdot J_{S2}}{A_1 \cdot J_{S1}} \right)$$

donde  $A_1$  y  $A_2$  son las áreas de emisor de  $Q_1$  y  $Q_2$  respectivamente. Debido a que  $J_{S1} = J_{S2}$ , se tiene:

$$V_{PTAT} = V_T \cdot \ln \left( \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \cdot \frac{A_2}{A_1} \right) \quad (1.20)$$

con,

$$V_T = \frac{KT}{q} \quad (1.21)$$

teniendo en cuenta 1.21 y que las corrientes  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$  varían con respecto a la temperatura se obtiene:

$$V_{PTAT} = \frac{KT}{q} \cdot \ln \left( \frac{I_{C1}(T)}{I_{C2}(T)} \cdot \frac{A2}{A1} \right). \quad (1.22)$$

En este circuito los transistores  $M_1$  y  $M_2$  forman un espejo de corriente con relación 1:1, por lo tanto  $I_{C2}(T) = I_{C1}(T)$ , haciendo  $A_2 = NA_1$ , se obtiene una tensión PTAT en función del logaritmo natural de  $N$ .

$$V_{PTAT} = \frac{KT}{q} \cdot \ln(N). \quad (1.23)$$

Debido a que  $N$  en 1.23 es una constante independiente a la temperatura, la tensión PTAT tiene una variación lineal y creciente respecto al aumento de temperatura. Esta tensión junto con la resistencia  $R$  generan una corriente PTAT:

$$I_{PTAT} = \frac{V_{PTAT}}{R}, \quad (1.24)$$

La corriente que pasa por  $R_1$  es igual a dos veces  $I_{PTAT}$ , generando así en  $R_1$  una nueva tensión PTAT.

$$V_{R1} = 2 \cdot V_{PTAT} \cdot \frac{R_1}{R} \quad (1.25)$$

De esta forma, se obtiene una tensión de referencia

$$V_{REF}(T) = 2 \cdot V_{PTAT} \cdot \frac{R_1}{R} + V_{BE1}(T) \quad (1.26)$$

usando el valor de  $V_{PTAT}$  encontrado en (1.23)

$$V_{REF}(T) = 2 \cdot \frac{K \cdot T}{q} \cdot \ln(N) \cdot \frac{R_1}{R} + V_{BE1}(T). \quad (1.27)$$

$$V_{PTAT1} = 2 \cdot \frac{K \cdot T}{q} \cdot \ln(N) \cdot \frac{R_1}{R} \quad (1.28)$$

Como se indica en la ecuación (1.27), la tensión de salida,  $V_{REF}$  es la suma de  $V_{PTAT1}$  con  $V_{BE1}(T)$ . Entonces al seleccionar los valores de  $N$ ,  $R_1$  y  $R$  que hagan que la tensión  $V_{R1}$  cancele la variación lineal de  $V_{BE1}(T)$ , se obtiene una tensión  $V_{REF}$  con una pequeña variación con respecto a la temperatura.

$$V_{REF}(T) = V_{BE1}(T) + \left[ \frac{V_{GO_r} - V_{BE}(T_r) + (N - x)V_{Tr}}{T_r} \right] \cdot T \quad (1.29)$$

$$V_{REF}(T) = [V_{GO_r} + (N - x)V_{Tr}] - \left[ \frac{(N - x)V_{Tr}}{T_r} \cdot \left[ T \cdot \ln \left( \frac{T}{T_r} \right) - T + T_r \right] \right] \quad (1.30)$$

Como se muestra en la figura 1.5 y en la ecuación (1.30), sumar la tensión PTAT y  $V_{BE1}(T)$  resulta en una tensión de salida con una variación pequeña con respecto a la temperatura.

Del circuito básico mostrado en la figura 1.6 se basan las estrategias de otras fuentes de voltaje de *bandgap* las cuales disminuyen la variación no lineal de  $V_{BE}(T)$ , ya sea sumándole componentes no lineales, como se ve en la figura 1.5, o aprovechando la incidencia que tiene la dependencia a variaciones de la temperatura de la corriente sobre  $V_{BE}(T)$  del transistor bipolar que ésta alimenta. Algunas de las fuentes que presentan compensaciones no lineales de la temperatura son [2]:

1. Referencia de segundo orden: esta fuente utiliza su arquitectura para establecer una tensión que varíe en función de la temperatura cuadráticamente, para eliminar parte de la variación no lineal de la tensión base-emisor.
2. Relación de las dependencias térmicas de las resistencias: esta fuente aprovecha la dependencia térmica de las resistencias con el fin de establecer una tensión con una variación cuadrática en función de la temperatura.
3. Lazo de diodo: esta fuente aprovecha la variación de la corriente respecto a la temperatura sobre  $V_{BE}(T)$  del transistor bipolar que ésta alimenta, para establecer una componente no lineal con respecto a la temperatura
4. Compensación  $\beta$  : esta fuente aprovecha la dependencia a la temperatura que tiene la ganancia de corriente de los transistores bipolares  $\beta$ , para establecer una tensión no lineal con respecto variaciones de la temperatura.
5. Técnica lineal por partes: esta fuente utiliza la diferencia entre una corriente PTAT y una corriente proporcional a  $V_{BE}(T)$  ( $I_{V_{BE}}(T)$ ). Estableciendo una corriente aproximada que es cero hasta la temperatura en que, teóricamente la corriente PTAT se hace igual a  $I_{V_{BE}}(T)$ , después de esta temperatura la corriente es la diferencia de la corriente PTAT e  $I_{V_{BE}}(T)$ .
6. Método exacto: Esta fuente utiliza la incidencia que tiene la variación de la corriente respecto a la temperatura sobre  $V_{BE}(T)$ , para obtener una tensión igual a una tensión base-emisor en función de la temperatura sin su componente de orden mayor, de esta forma al sumarle una tensión PTAT, que cancele su única variación respecto a la temperatura, obtenemos una tensión constante a la temperatura.

Las fuentes de *bandgap* enumeradas anteriormente, tienen un coeficiente de temperatura menor que el de la fuente de *bandgap* de la figura 1.6, la desventaja que tienen estas configuraciones es el mayor número de dispositivos. Por lo tanto generalmente presentan mayor consumo de potencia, mayor área utilizada, mayor costo y mayores fuentes de ruido. Adicionalmente, algunas de estas fuentes requieren mayor tensión de alimentación.

La independencia que muestra la tensión de salida a fluctuaciones en la tensión de alimentación en una fuente de *bandgap*, como la que se muestra en la figura 1.6, es alta con respecto a la que presenta el divisor resistivo. Su PSRR puede llegar a ser 100V/V (40 dB) [9]. Debido a que la impedancia entre el nodo de alimentación y el nodo de referencia es alta respecto a la impedancia entre el nodo de referencia y tierra. Para obtener un PSRR con un valor mayor a 40dB, es necesario el aumento de la impedancia entre el nodo de alimentación y el nodo de referencia, esto se puede lograr utilizando espejos cascode ya que estos tienen una resistencia de salida mayor que el espejo simple [2]; o regulando previamente la fuente de alimentación [2]. El inconveniente de usar estas estrategias para aumentar el PSRR es el uso de más dispositivos y el aumento en la tensión de alimentación mínima requerida.

Las fuentes de *bandgap* basan su estrategia para la disminución de la variación de la tensión de referencia con respecto a la temperatura, en la dependencia que presenta la tensión base-emisor con respecto a la temperatura en los transistores bipolares. Esto puede hacer creer que no es posible realizar las fuentes de *bandgap* en tecnología CMOS, sin embargo existen estrategias que lo hacen posible, entre ellas están: aprovechar el comportamiento similar que tiene  $V_{GS}(T)$  de un transistor MOS en la región sub-umbral, con  $V_{BE}(T)$  de un transistor bipolar en la región activa [9]; utilizar

transistores bipolares parásitos como es el caso del lateral PNP y el vertical PNP [10]. Éste último es el típicamente usado y se puede ver en la figura 1.7.

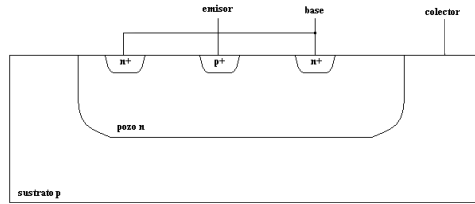


Figura 1.7: PNP vertical parásito.

La fuente de *bandgap* de la figura 1.6 no puede proveer tensiones menores a 1V. Para la obtención de fuentes de *bandgap* construidas con silicio que generen una tensión menor a 1V, es necesario la implementación de técnicas diferentes a la de sumarle a  $V_{BE}(T)$  de un transistor bipolar  $V_{PTAT}$ , ya que esto da como resultado una tensión casi constante a la temperatura con un valor de alrededor 1.2V, como se puede ver en la gráfica 1.5 y en la ecuación (1.30). Para lograr bajar esta tensión se puede hacer lo siguiente:

- Reemplazar los transistores tradicionales por transistores DTMOS
- El uso de resistencias alcanzar una tensión proporcional a  $V_{BE}(T)$  o a  $V_{GS}(T)$  (de un transistor MOS operando en la región sub-umbral<sup>3</sup>), que sea menor a 1V en una temperatura 0K, para así sumarle una tensión PTAT que cancele su dependencia a la temperatura y poder obtener a la salida de la fuente una tensión de referencia constante a cambios en la temperatura menor a 1V.

### 1.3.1. Uso de transistores MOS en la región sub-umbral

La estrategia básica en el diseño de fuentes de *bandgap*, hace uso de la respuesta a cambios de la temperatura de los transistores bipolares. Un dispositivo que tiene un funcionamiento similar es el MOSFET cuando opera en la región sub-umbral [9]. La corriente de drenaje se representa como (El significado de las constantes se encuentra en el apéndice C):

$$I_D = s\mu V_T^2 \cdot \left( \frac{qE_{si}N_{CH}}{4B} \right)^{0.5} \cdot \exp \left( \frac{V_{GS} - V_{TH} - V_{OFF}}{nV_T} \right) \quad (1.31)$$

y despejando, se obtiene:

<sup>3</sup>Región donde la tensión puerta-fuente es menor a la tensión umbral

$$V_{GS} = \left[ \ln \left( \frac{I_D}{s\mu V_T^2 \cdot \left( \frac{qE_{si}N_{CH}}{4B} \right)^{0,5}} \right) \right] \cdot nV_T + V_{TH} + V_{OFF} \quad (1.32)$$

$$V_{GS}(T) = V_{GS}(T_0) + k_G \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) \quad (1.33)$$

donde

$$k_G = k_T + V_{GS}(T_0) - V_{TH}(T_0) - V_{OFF}$$

la ecuación (1.33) muestra que  $V_{GS}$  decrece con la temperatura, ya que  $k_G$  es típicamente negativo [9].

Para compensar la dependencia a variaciones de la temperatura de  $V_{GS}(T)$ , se utiliza la misma estrategia que se usó con  $V_{BE}(T)$  de los transistores bipolares; lo que implica establecer un voltaje equivalente a la diferencia de tensiones  $V_{GS}(T)$  para así obtener la ecuación (1.34):

$$\Delta V_{GS} = V_T \cdot \ln \left( \frac{I_{D2}}{I_{D1}} \frac{S1}{S2} \right) \quad (1.34)$$

La ecuación (1.34) muestra que  $\Delta V_{GS}$  es directamente proporcional a la temperatura, además, si la razón entre la corriente  $I_{D2}$  y la corriente  $I_{D1}$  es una función constante,  $\Delta V_{GS}$  es teóricamente lineal y se puede manejar como una tensión PTAT.

En [9] se muestra una arquitectura de una fuente de referencia de *bandgap* menor a 1V (figura 1.8), en la que se usan los transistores MOS en la región sub-umbral.

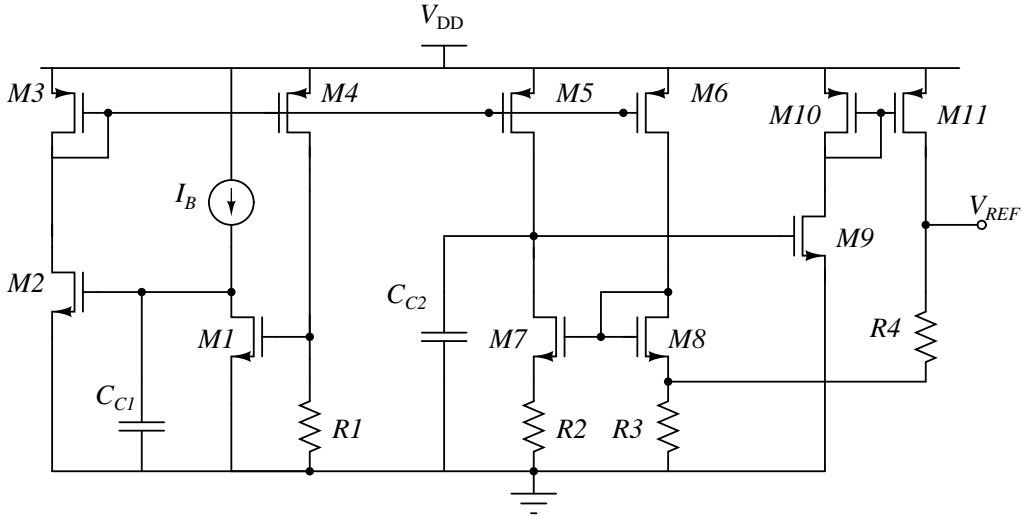


Figura 1.8: MOS en la región sub-umbral.

Como se puede ver en la figura 1.8, la corriente que pasa por  $I_{R1}$  es igual a:

$$I_{R1} = \frac{V_{GS1}(I_B)}{R1} \quad (1.35)$$

La tensión de referencia está dada por:

$$V_{REF} = R_4 I_{R4} + V_{R3} \quad (1.36)$$

como la corriente a través de  $R_4$  es igual a:

$$I_{R4} = \left( \frac{V_{R3}}{R3} - I_{R1} \frac{S6}{S4} \right) \quad (1.37)$$

entonces:

$$V_{REF} = R4 \cdot \left( \frac{V_{R3}}{R3} - I_{R1} \frac{S6}{S4} \right) + V_{R3} \quad (1.38)$$

$$V_{REF} = R4 \cdot \left( \frac{V_{R3}}{R3} - \frac{V_{GS1}(I_B)}{R1} \frac{S6}{S4} \right) + V_{R3} \quad (1.39)$$

$$V_{REF} = V_{R3} \cdot \left( \frac{R4}{R3} + 1 \right) - R4 \frac{V_{GS1}(I_B)}{R1} \frac{S6}{S4} \quad (1.40)$$

ahora bien,

$$-V_{R2} - V_{GS7} + V_{GS8} + V_{R3} = 0 \quad (1.41)$$

$$V_{R3} = V_{R2} + V_{GS7} - V_{GS8} \quad (1.42)$$

$$V_{R3} = V_{R2} + V_T \cdot \ln \left( \frac{S_8}{S_7} \cdot \frac{S_5}{S_6} \right) \quad (1.43)$$

$$V_{R2} = \frac{S_5}{S_4} \cdot \frac{R2}{R1} \cdot V_{GS1}(I_B) \quad (1.44)$$

$$V_{REF} = \left[ \frac{S_5}{S_4} \cdot \frac{R2}{R1} \cdot V_{GS1}(I_B) + V_T \cdot \ln \left( \frac{S_8}{S_7} \cdot \frac{S_5}{S_6} \right) \right] \cdot \left( \frac{R4}{R3} + 1 \right) - R4 \frac{V_{GS1}(I_B)}{R1} \frac{S6}{S4} \quad (1.45)$$

$$V_{REF} = V_{GS1}(I_B) \cdot \left\{ \left[ \frac{S_5}{S_4} \cdot \frac{R2}{R1} \right] \cdot \left( \frac{R4}{R3} + 1 \right) - \frac{R4}{R1} \frac{S6}{S4} \right\} + V_T \cdot \ln \left( \frac{S_8}{S_7} \cdot \frac{S_5}{S_6} \right) \cdot \left( \frac{R4}{R3} + 1 \right) \quad (1.46)$$

Ajustando los valores de resistencias, el ancho y el largo de los transistores, se puede lograr una tensión de referencia casi constante a la temperatura y menor a 1V.

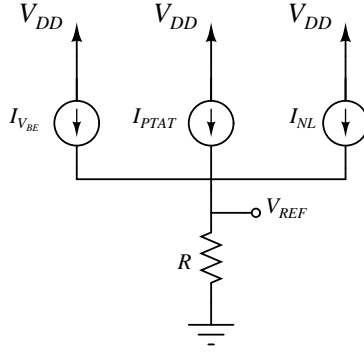


Figura 1.9: Fuentes de corriente para establecer una tensión menor a 1V.

### 1.3.2. Fuentes de corriente

La estrategia básica para la construcción de una fuente de referencia de *bandgap* [11], [12] es la suma de un  $V_{BE}(T)$  con un  $V_{PTAT}$ . Con el fin de obtener como resultado esta suma una tensión constante a la temperatura, la suma debe ser aproximadamente el valor de la tensión de *bandgap* en 0K, que sería aproximadamente de 1.2V.

Para obtener una tensión de referencia constante a variaciones de la temperatura y menor a la tensión de *bandgap* a 0K, se requiere establecer corrientes proporcionales a:  $V_{BE}(T)$ ,  $V_{PTAT}$  y a un voltaje de orden mayor ( $V_{NL}$ ). Estas corrientes se suman en un nodo, con el fin de obtener una corriente constante a variaciones de la temperatura, como se ve en la figura 1.9. La corriente resultante,  $I_{CTE}$ , se hace pasar por una resistencia generando un voltaje también invariante respecto a la temperatura.

$$I_{CTE} = I_{V_{BE}} + I_{PTAT} + I_{NL} \quad (1.47)$$

donde  $I_{CTE}$  es la corriente que pasa por la resistencia  $R$ ,

$$V_{REF} = I_{CTE} \cdot R. \quad (1.48)$$

### Fuentes de Banba

La fuente de *bandgap* propuesta por [13] se observa en la figura 1.10. Ésta funciona de la siguiente forma: debido a la realimentación negativa del OPAMP y asumiendo que presenta una alta ganancia, la diferencia de tensiones entre los terminales de entrada es cero, entonces:

$$V_+ = V_-, \quad (1.49)$$

dado que las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  se escogen del mismo valor y las tensiones que pasan por ellas es la misma, entonces sus corrientes son iguales,

$$I_{R_1} = I_{R_2}, \quad (1.50)$$

donde  $I_{R_1}$  e  $I_{R_2}$  son las corrientes que pasan por las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  respectivamente.

Los transistores P-MOS  $M_1$ ,  $M_2$  y  $M_3$  tienen las mismas dimensiones, por esta razón las corrientes que pasan por ellos son iguales,

$$I_{M_1} = I_{M_2} = I_{M_3} \quad (1.51)$$

donde  $I_{M_1}$ ,  $I_{M_2}$  e  $I_{M_3}$  son las corrientes que pasan por  $M_1$ ,  $M_2$  y  $M_3$ .

Debido a que  $I_{R_1}$  e  $I_{R_2}$  son iguales,  $I_{M_1}$  e  $I_{M_2}$  también son iguales y a que las corrientes de entrada del OPAMP son despreciables, entonces las corrientes que pasan por los transistores bipolares tienen el mismo valor.

$$I_{Q_1} = I_{Q_2} \quad (1.52)$$

$I_{Q_1}$  e  $I_{Q_2}$  son las corrientes que pasan por los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$ .

Como se puede ver en la figura 1.10, la tensión en  $R_1$  es  $V_{EB}$  del transistor  $Q_2$ , por esta razón

$$I_{R_1} = I_{R_2} = \frac{V_{EB2}}{R_1} \quad (1.53)$$

La ecuación (1.53) indica como las corrientes que pasan por las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  son directamente proporcionales a  $V_{EB}(T)$ , la cual es una tensión CTAT (*Complementary to absolute temperature*)<sup>4</sup>; debido a esto las corrientes  $I_{R_1}$  e  $I_{R_2}$  son llamadas corrientes CTAT,  $I_{CTAT}$ .

También se puede ver en la gráfica 1.10 que la tensión que pasa por la resistencia  $R_3$  es igual a la diferencia de las dos tensiones emisor-base de los transistores bipolares,

$$V_{R_3} = V_{EB2} - V_{EB1} \quad (1.54)$$

Donde  $V_{R_3}$  es la tensión en los terminales de  $R_3$ .

La tensión  $V_{R_3}$  es la diferencia de dos tensiones base-emisor, esta diferencia de tensiones da como resultado una tensión PTAT. Teniendo en cuenta la igualdad entre las corrientes de los dos transistores bipolares y a que la razón entre el área del transistor  $Q_1$  respecto a la del transistor  $Q_2$  es  $N$ , tenemos:

$$V_{R_3} = \frac{K \cdot T}{q} \cdot \ln(N) \quad (1.55)$$

donde  $V_T = \frac{KT}{q}$ , entonces la corriente que pasa por  $R_3$  es:

$$I_{R_3} = I_{Q_1} = I_{Q_2} = \frac{V_T \cdot \ln(N)}{R_3}. \quad (1.56)$$

En la ecuación (1.56) se aprecia claramente que  $I_{R_3}$  es una corriente PTAT. Ahora las corrientes  $I_{R_3}(I_{PTAT})$  e  $I_{R_2}(I_{CTAT})$  se suman en un nodo con el fin de dar como resultado una corriente casi constante a cambios en la temperatura. Esta corriente se refleja y se hace pasar por  $R_4$  generando así una tensión constante a cambios en la temperatura,

$$I_{M_3} = I_{M_1} = I_{M_2} = I_{R_3} + I_{R_2} \quad (1.57)$$

---

<sup>4</sup>Complementaria a la temperatura absoluta.

$$I_{M_3} = \frac{V_{EB2}}{R_1} + \frac{V_T \cdot \ln(N)}{R_3} \quad (1.58)$$

$$V_{REF} = R_4 \cdot \left( \frac{V_{EB2}}{R_1} + \frac{V_T \cdot \ln(N)}{R_3} \right). \quad (1.59)$$

Como se observa en la ecuación (1.59), la tensión de referencia es la suma de un escalamiento de  $V_{EB2}(V_{CTAT})$  mas un escalamiento de  $V_{R_3}(V_{PTAT})$ . Entonces ajustando los valores de las resistencias que escalan las tensiones, se puede lograr una tensión casi constante a la temperatura y de valor menor a 1V.

El inconveniente que presenta esta arquitectura es que la mínima tensión de modo común de entrada del amplificador, el cual se ve en la figura 1.10, debe ser menor que  $V_{EB2}$ , esto quiere decir que:

$$V_{GS_{min}} + V_{DS_{(sat)}} < V_{EB2} \quad (1.60)$$

donde  $V_{GS_{min}}$  es la tensión mínima para la polarización en la región de saturación de los transistores NMOS de la entrada del OPAMP y  $V_{DS_{(sat)}}$  es la tensión entre drenador y fuente del transistor NMOS que opera como fuente de corriente,

$$V_{GS_{min}} = V_{thn} + V_{DS_{sat}} \quad (1.61)$$

donde  $V_{thn}$  es la tensión de umbral de los transistores NMOS

$$V_{thn} + V_{DS_{(sat)}} + V_{DS_{(sat)}} < V_{EB2} \quad (1.62)$$

$$V_{thn} + 2V_{DS_{(sat)}} < V_{EB2}. \quad (1.63)$$

Asumiendo que a temperatura ambiente  $V_{EB2}$  es aproximadamente de 0.7V y que  $V_{DS_{(sat)}}$  es 0.05V, entonces se requiere de un  $V_{thn}$  menor a 0.6V en temperatura ambiente. Por esta razón Banba recurre a los *native transistors*<sup>5</sup> para utilizarlos en lugar de los transistores N-MOS del par diferencial de entrada del amplificador. Los *native transistors* utilizados por Banba presentan un  $V_{thn}$  igual a -0.2V.

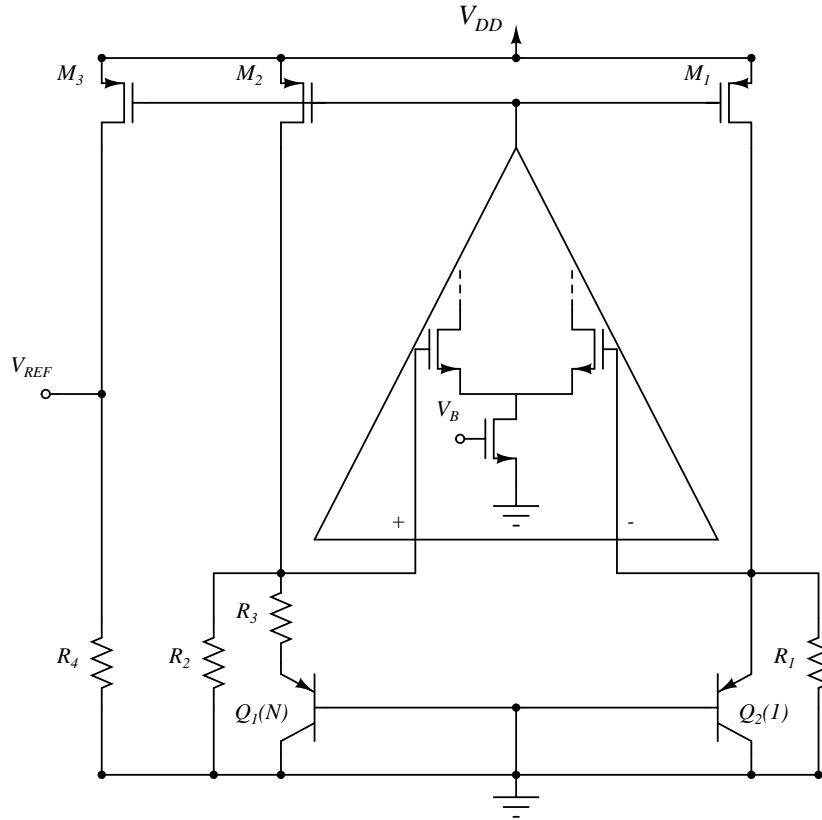
### Fuente usando una transimpedancia

Para la generación de las corrientes PTAT y CTAT se utiliza una fuente de *bandgap* que usa un amplificador de transimpedancia, de esta manera se consigue solucionar el problema de tensión de entrada de modo común del amplificador [14]. En las entradas del amplificador que se ve en la figura 1.11 se ajusta un voltaje  $V_b$ . La corriente PTAT es generada gracias a que en los nodos A y B tienen la misma tensión debido a la realimentación negativa del circuito, por lo tanto:

$$V_A = V_B \quad (1.64)$$

---

<sup>5</sup>Estos transistores tienen un canal enterrado.

Figura 1.10: Fuente de *bandgap* propuesta por Banba.

entonces,

$$-V_{EB2} + V_{R1} + V_{EB1} = 0, \quad (1.65)$$

siendo  $V_{R1}$  la tensión en la resistencia  $R_1$ ,

$$V_{R1} = V_{EB2} - V_{EB1}. \quad (1.66)$$

La diferencia de dos tensiones base-emisor, alimentadas por corrientes iguales y que tengan una relación de áreas igual a  $N$  es:

$$V_{R1} = \frac{K \cdot T}{q} \cdot \ln(N) \quad (1.67)$$

esta tensión con la resistencia  $R_1$  genera una corriente igual a:

$$I_{R1} = \frac{1}{R1} \cdot \frac{KT}{q} \cdot \ln(N) \quad (1.68)$$

Debido a que  $R_{2A}$  y  $R_{2B}$  son iguales a  $R_2$  la corriente que pasa por ellas es la misma:



Para que  $I_3$  cancele satisfactoriamente la corriente generada por  $V_b$ , se hace necesario que la tensión en el nodo  $C$  sea de igual valor a la tensión en los nodos de entrada del amplificador  $V_b$ .

$$V_C = V_b. \quad (1.73)$$

debido a esto

$$I_{R_4} = \frac{V_b}{R_4} \quad (1.74)$$

donde  $I_{R_4}$  es la corriente que pasa por  $R_4$ . Debido a que:

$$R_4 = R_2 \quad (1.75)$$

$$I_{R_4} = \frac{V_b}{R_2} \quad (1.76)$$

Los transistores  $M_4$  y  $M_5$  forman un espejo de corriente,

$$I_{M_4} = I_{M_5} \quad (1.77)$$

donde  $I_{M_4}$  e  $I_{M_5}$  son las corrientes que pasan por los transistores  $M_4$  y  $M_5$  respectivamente. Sumando las corrientes en el nodo C y despejando  $I_{M_8}$  obtenemos:

$$I_{M_8} = I_{R_4} + I_{M_4} \quad (1.78)$$

Los transistores MOS  $M_8$  y  $M_9$  forman un espejo, por esta razón:

$$I_{M_8} = I_{M_9}, \quad (1.79)$$

donde  $I_{M_8}$  e  $I_{M_9}$  son las corrientes que pasan por los transistores  $M_8$  y  $M_9$  respectivamente, La corriente  $I_3$  mostrada en la gráfica 1.11 es igual a:

$$I_3 = I_{M_9} - I_{M_5}, \quad (1.80)$$

reemplazando las ecuaciones 1.77, 1.78 y 1.79 en A.44 obtenemos

$$I_3 = I_{R_4} + I_{M_4} - I_{M_4} \quad (1.81)$$

$$I_3 = I_{R_4} \quad (1.82)$$

sumando  $I_3$  a  $I_{M_3}$

$$I_{R_3} = I_3 + I_{M_3} \quad (1.83)$$

donde  $I_{R_3}$ , la cual es la corriente que pasa por la resistencia  $R_3$ . Remplazando las ecuaciones 1.70 y 1.82 en la ecuación (1.83) se obtiene:

$$I_{R_3} = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{KT}{q} \cdot \ln(N) + \frac{V_{EB2}}{R_2} - \frac{V_b}{R_2} + I_{R_4} \quad (1.84)$$

reemplazando la ecuación (1.76) en la ecuación (1.84), se obtiene:

$$I_{R_3} = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{KT}{q} \cdot \ln(N) + \frac{V_{EB2}}{R_2} - \frac{V_b}{R_2} + \frac{V_b}{R_2} \quad (1.85)$$

$$I_{R_3} = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{KT}{q} \cdot \ln(N) + \frac{V_{EB2}}{R_2}, \quad (1.86)$$

$I_{R_3}$  genera con  $R_3$  una nueva tensión de referencia  $V_{REF}$ ,

$$V_{REF} = R_3 \cdot \left[ \frac{1}{R_1} \cdot \frac{KT}{q} \cdot \ln(N) + \frac{V_{EB2}}{R_2} \right] \quad (1.87)$$

como se puede ver en la anterior ecuación fue eliminado el término  $\frac{V_b}{R_2}$ , para obtener una tensión de referencia con solo una componente CTAT y otra PTAT.

### Fuente de corriente de Giustolisi

La técnica expuesta en [9] añade a la fuente de Banba una compensación no lineal de la temperatura, la cual se logra con la adición de los transistores  $M_{12}$ ,  $Q_3$  y de las resistencias  $R_4$  y  $R_5$ , como se ve en la figura 1.12.

Partiendo que la variación no lineal de  $V_{BE}(T)$  es:

$$V_{BE_{nl}}(T) = -(N - x)V_T \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) \quad (1.88)$$

en la fuente de Giustolisi se establece una corriente proporcional a  $V_{BE_{nl}}(T)$  con el fin de cancelar la componente no lineal de la corriente proporcional a  $V_{BE}(T)$ .

La corriente que pasa por el transistor  $M_{12}$  es aproximadamente invariante a la temperatura, por esta razón la variable  $x$  de la expresión 1.88, que indica la dependencia a la temperatura de la corriente que pasa por el transistor, es cero para el transistor  $Q_3$ ,

$$V_{BE3} = V_{go} - \frac{T}{T_r} \cdot [V_{go} - V_{BE}(T_r)] - (N - 0) \cdot V_T \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right). \quad (1.89)$$

Debido a que la corriente que pasa por el transistor  $Q_2$  es PTAT, entonces el valor de  $x$  en  $V_{BE2}$  es uno,

$$V_{BE2} = V_{go} - \frac{T}{T_r} \cdot [V_{go} - V_{BE}(T_r)] - (N - 1) \cdot V_T \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right). \quad (1.90)$$

La tensión que se establece en la resistencia  $R_5$  es:

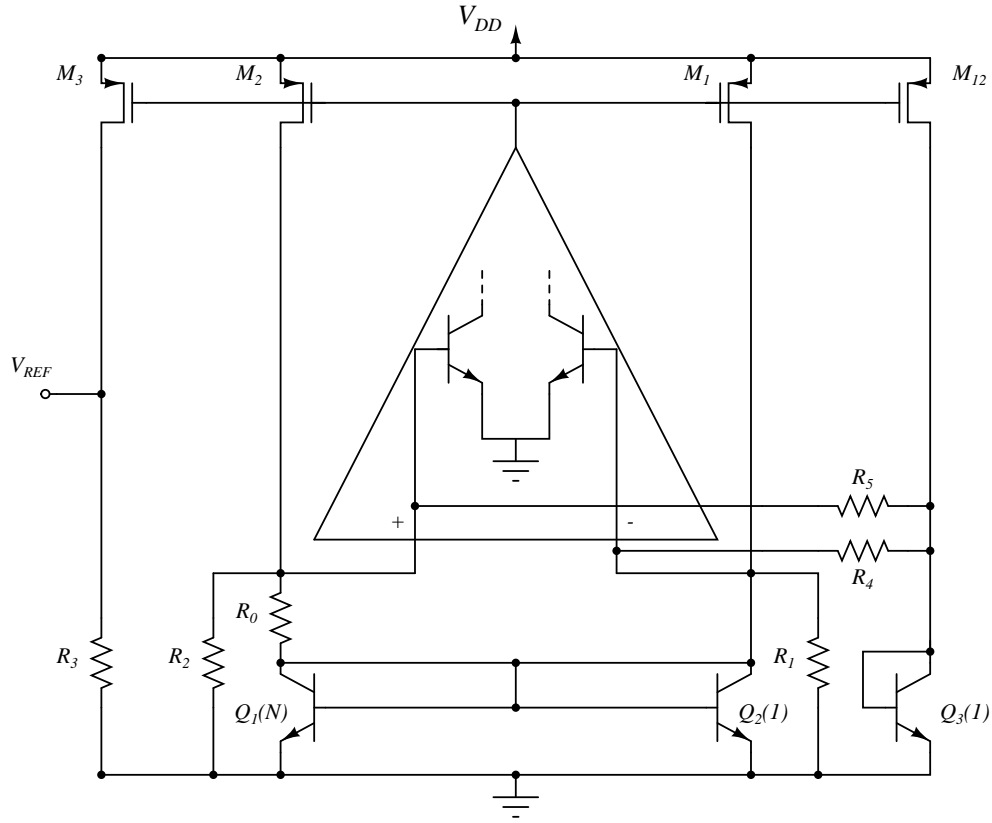


Figura 1.12: Fuente de *bandgap* con compensación de la temperatura.

$$V_{R_5} = V_{BE2}(T) - V_{BE3}(T) \quad (1.91)$$

$$V_{R_5} = V_T \cdot \ln \left( \frac{T}{T_r} \right) \quad (1.92)$$

entonces la tensión en  $R_5$  es una tensión no lineal,  $V_{NL}$ ,

$$V_{R_5} = V_{NL}. \quad (1.93)$$

Debido a la tensión no lineal en la resistencia  $R_5$  se genera una corriente no lineal, que pasa por  $R_5$ , la cual es:

$$I_{NL} = \frac{V_{NL}}{R_5} \quad (1.94)$$

Esta corriente se le adiciona a las corrientes PTAT y CTAT, las cuales fueron generadas como en la fuente de banba. La adición de la corriente no lineal da como resultado una corriente menos variante a la temperatura, respecto a la fuente de Banba. Esta corriente casi invariante a la temperatura es reflejada hacia  $M_3$  que la hace pasar por la resistencia  $R_3$  donde establece una tensión también invariante a la temperatura.

$$I_{M_3} = I_{M_1} = I_{M_2} = I_{R_1} + I_{R_0} + I_{R_{4,5}} \quad (1.95)$$

$$I_{M_3} = \frac{V_{EB2}}{R_1} + \frac{V_T \cdot \ln(N)}{R_0} + \frac{V_{NL}}{R_{4,5}} \quad (1.96)$$

$$V_{REF} = R_3 \cdot \left( \frac{V_{EB2}}{R_1} + \frac{V_T \cdot \ln(N)}{R_0} + \frac{V_{NL}}{R_{4,5}} \right) \quad (1.97)$$

Debido a la aproximación hecha a la dependencia de la temperatura de la corriente que pasa por  $Q_3$  ( $x=0$ ), la cancelación de la componente no lineal de la corriente proporcional a la  $V_{BE}$  no es total.

En [9] también se propone una variación de la entrada del OPAMP utilizado por [13]. En lugar de utilizar un par diferencial con transistores MOS utiliza a la entrada transistores bipolares sin la fuente de corriente conectada a sus emisores, lo cual hace que el voltaje de entrada mínimo requerido por el OPAMP sea menor o igual al puesto por el transistor bipolar en la entrada del OPAMP, de esta forma evitando el inconveniente de usar *native transistors* o transistores con un  $V_T$  menor a 0.6 Voltios.

### Fuente de corriente de Ka Nang Leung

La arquitectura de la figura 1.13 propone la utilización de un OPAMP que tiene una etapa de entrada con transistores PMOS, el cual puede diseñarse de tal forma que tenga un voltaje mínimo de entrada común menor a  $V_{BE}(T)$ , sin la necesidad de usar dispositivos como *native transistors* o transistores MOS con  $V_{th}$  pequeños. Para reducir la tensión de alimentación; en la fuente de Leung se adicionan unas resistencias a la fuente propuesta por Banba, sin variar la resistencia total del circuito, lo cual quiere decir que una resistencia la divide en dos partes (no necesariamente iguales) y las pone en serie, como se ve en la figura 1.13. Entonces la tensión mínima de alimentación es:

$$V_{DD(min)} = \left( \frac{R_d}{R_c + R_d} \right) \cdot V_{EB2} + |V_{thp}| + 2|V_{DS(sat)}|. \quad (1.98)$$

Debido a la realimentación negativa del OPAMP y asumiendo que presenta una alta ganancia, la diferencia de tensiones entre los terminales de entrada es cero, entonces

$$V_+ = V_-, \quad (1.99)$$

además a causa que  $R_b$  es igual a  $R_d$  las corrientes que pasan por ellas son iguales,

$$I_{R_a} = I_{R_b} = I_{R_c} = I_{R_d} \quad (1.100)$$

$I_{R_a}$ ,  $I_{R_b}$ ,  $I_{R_c}$  e  $I_{R_d}$  son las corrientes que pasan por las resistencias  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  y  $R_d$  y debido a que  $R_a$  es igual a  $R_c$  las tensiones de los nodos N3 y N4 son iguales,

$$V_{N3} = V_{N4}. \quad (1.101)$$

La corriente que pasa por  $R_1$  es igual a:

$$I_{R1} = \frac{V_{R1}}{R1} \quad (1.102)$$

$V_{R1}$  es la tensión en la resistencia  $R_1$ , para hallar  $V_{R1}$  se hace la siguiente malla

$$-V_{N3} + V_{R1} + V_{EB1} - V_{EB2} + V_{N4} = 0 \quad (1.103)$$

despejando  $V_{R1}$  se obtiene:

$$V_{R1} = V_{EB2} - V_{EB1} \quad (1.104)$$

$$V_{R1} = \frac{KT}{q} \cdot \ln(N), \quad (1.105)$$

por lo tanto

$$I_{R1} = \frac{KT}{q} \cdot \frac{\ln(N)}{R1} \quad (1.106)$$

Si se establece que:

$$R_a + R_b = R_2 = R_c + R_d \quad (1.107)$$

la corriente que pasa por las resistencias señaladas en la anterior ecuación es:

$$I_{R2} = \frac{V_{EB2}}{R2}. \quad (1.108)$$

Las corrientes  $I_{R2}$  e  $I_{R1}$  se suman en un nodo con el fin de dar una corriente independiente a variaciones de la temperatura, la cual se refleja por  $M_3$  y se hace pasar por  $R3$  para establecer una tensión invariante a la temperatura.

$$I_{M3} = \frac{V_{EB2}}{R2} + \frac{KT}{q} \cdot \frac{\ln(N)}{R1} \quad (1.109)$$

$$V_{REF} = R3 \cdot \left( \frac{V_{EB2}}{R2} + \frac{KT}{q} \cdot \frac{\ln(N)}{R1} \right) \quad (1.110)$$

Como se puede observar en la anterior ecuación se puede lograr una tensión de referencia casi constante a variaciones de la temperatura y menor a 1V ajustando el valor de las resistencias y el valor  $N$ .

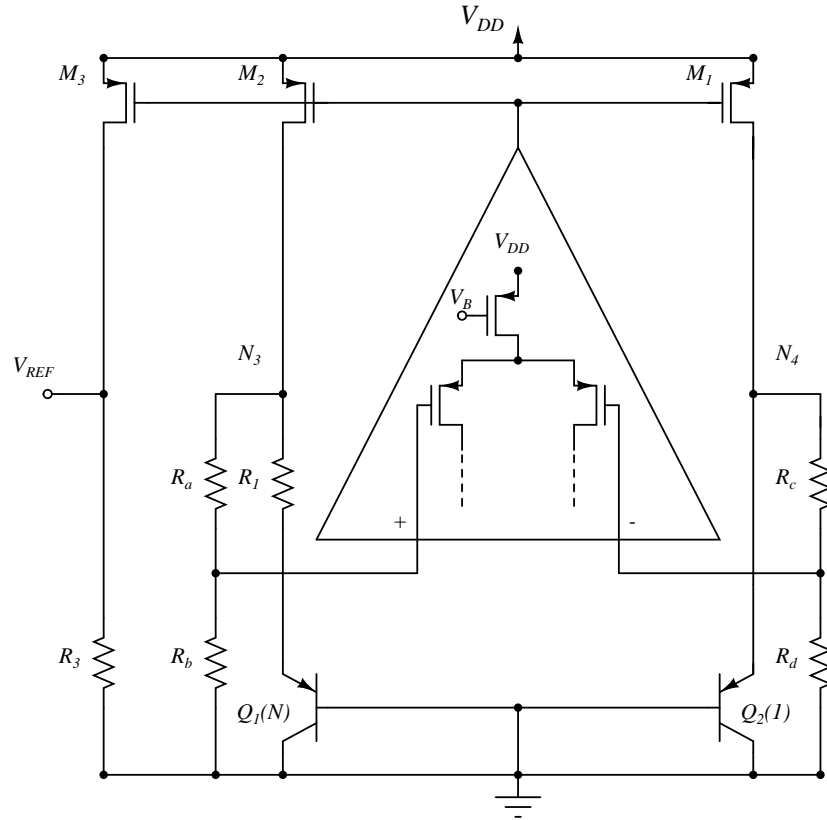


Figura 1.13: Fuente de *bandgap* propuesta por Leung

### 1.3.3. Uso de DTMOS

Un transistor DTMOS es un transistor MOS el cual tiene conectado su puerta al pozo, (figura 1.14). Este dispositivo puede ser visto como un transistor lateral bipolar PNP con una puerta extra sobre la base o como un transistor PMOS con un umbral regulado dinámicamente, ya que cualquier cambio en  $V_{GS}$  causa cambios en el voltaje de umbral. Al ver el DTMOS como un transistor bipolar, la corriente que pasa por éste es determinada principalmente por  $V_{GS} = V_{WS}$  lo cual resulta en una relación exponencial entre  $V_{GS}$  e  $I_D$ , como en un transistor bipolar. Un transistor bipolar presenta la siguiente relación entre  $I_C$  y  $V_{BE}$  [7].

$$I_C = I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (1.111)$$

$I_S$  puede ser expresada como en [2], siendo  $N=4-n$ :

$$I_S = CT^N \cdot \exp\left(\frac{-V_{go}}{V_T}\right) \quad (1.112)$$

$$I_C = CT^N \cdot \exp\left(\frac{-V_{go}}{V_T}\right) \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad (1.113)$$

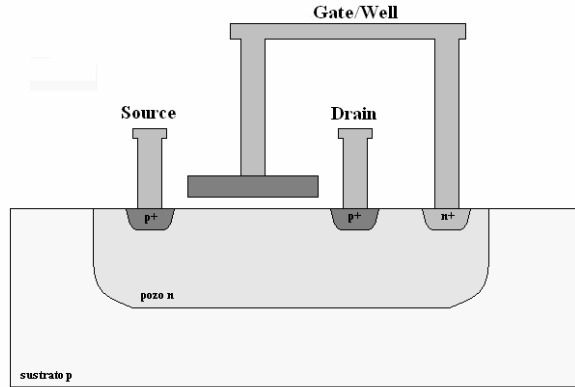


Figura 1.14: DTMOST

$$I_C = CT^N \cdot \exp\left(\frac{V_{BE} - V_{go}}{V_T}\right) \quad (1.114)$$

En un transistor DTMOS debido a la presencia de una puerta tipo P sobre un pozo tipo N, hay un voltaje  $\Phi_{GW}$  entre puerta y pozo. Este voltaje es subdividido sobre el óxido de puerta y sobre el silicio debido al divisor capacitivo. Entonces:

$$I_D = C \cdot T^N \cdot \exp\left(\frac{(V_{GS} + \phi_{bl} - V_{go})}{V_T}\right) \quad (1.115)$$

donde  $\phi_{bl}$  es el voltaje debido a  $\Phi_{GW}$

$$\phi_{bl} = \frac{\Phi C_{OX}}{C_{OX} + C_{depletion}(\phi_{bl})} \quad (1.116)$$

Esto resulta en un voltaje de *bandgap* aparente igual a  $V_{go} - \phi_{bl}$  el cual es dependiente a la temperatura. Este voltaje de *bandgap* aparente puede ser aproximado por una constante y un término que depende linealmente a la temperatura.

En [15] se muestran algunas características de un transistor DTMOS tipo P en un proceso estándar  $0,35\mu m$  CMOS.

- El voltaje de *bandgap* aparente de un transistor DTMOS tipo p extrapolado a  $0^\circ K$  es alrededor de 0.6V.
- El gradiente de temperatura constante de  $V_{GS}$  con una corriente constante es aproximadamente  $-1mV/K$ .

[15] utiliza los DTMOS para realizar la fuente de *bandgap* en vez de diodos tradicionales. Entonces aprovechando el bajo voltaje de *bandgap* aparente, se logra una tensión de referencia baja, figura 1.15.

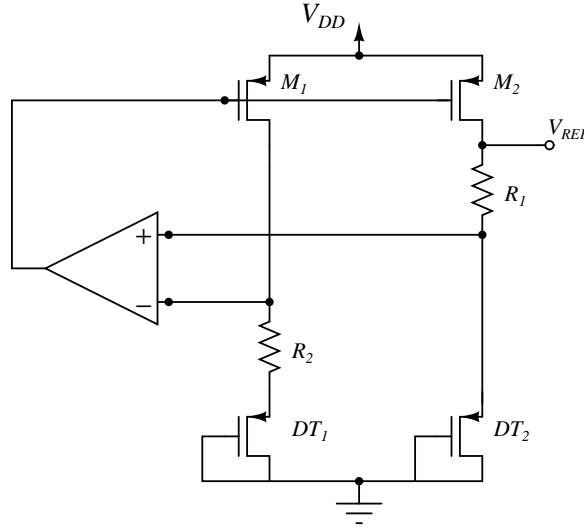


Figura 1.15: Suma de tensiones

Como se ve en la figura 1.15 la tensión de referencia es igual a:

$$V_{REF} = |V_{GS2}| + V_{R1} \quad (1.117)$$

$V_{GS2}$  es la tensión puerta fuente de  $DT2$  y  $V_{R1}$  es la tensión de la resistencia  $R1$

Ajustando  $V_{R1}$  el cual es una tensión PTAT ya que

$$V_{R2} = V_{GS2} - V_{GS1} \quad (1.118)$$

$$I_{R2} = \frac{V_{GS2} - V_{GS1}}{R2} \quad (1.119)$$

$I_{R2}$  es la corriente que pasa por la resistencia  $R2$

$$V_{R1} = R1 \cdot \frac{V_{GS2} - V_{GS1}}{R2} \quad (1.120)$$

y como  $V_{GS}(T)$  de los DTMOS tienen una operación similar a los bipolares, entonces  $\Delta V_{GS}(T)$  va a ser una tensión PTAT.

$$V_{R1} = V_{PTAT} \quad (1.121)$$

Ajustando  $V_{R1}$  se obtiene una tensión de salida descrita en la siguiente ecuación,

$$V_{REF} = V_{GS2} + V_{PTAT} \quad (1.122)$$

$$V_{REF} = V_{go} - \phi_{bl}|_{0^{\circ}K} \quad (1.123)$$

como se ve  $V_{REF}$  es menor que la tensión de *bandgap* del material. Para la tecnología CMOS  $0.35\mu\text{m}$ , de acuerdo a [15], es alrededor de 0.6V.

Tabla 1.1: Selección de trabajos publicados sobre fuentes de Bandgap menores a 1V.

Autor	Min Vs (V)	Corriente de alimen- tación (uA)	Vref (mV)	TC (ppm/°C)	Tecnología	Año
[15]	0.85	1.2	650	57[(-20,100)°C]	0.35 $\mu\text{m}$ CMOS	1999
[9]	1.2	3.6	295.3	119[(-25,125)°C]	1.2 $\mu\text{m}$ CMOS	2003
[13]	2.1	22	515	59[(0,100)°C]	0.4 $\mu\text{m}$ CMOS	1999
[17]	1	92	536	75[(0,80)°C]	0.8 $\mu\text{m}$ CMOS	2001
[16]	0.98	18	603	15[(0,100)°C]	0.6 $\mu\text{m}$ CMOS	2002
[14]	1.2	500	1000	30[(0,100)°C]	0.6 $\mu\text{m}$ CMOS	2004

## Resumen

Como se mostró en este capítulo se puede establecer un voltaje de referencia a partir de: divisores resistivos, diodos y fuentes de voltaje de referencia *bandgap*; entre éstas la mejor opción para establecer un voltaje de referencia es la fuente de voltaje de referencia de *bandgap*, ya que presenta una alta independencia a variaciones de la temperatura, a fluctuaciones en la tensión de alimentación y su tensión mínima requerida de alimentación es baja. En cambio el divisor resistivo presenta una alta dependencia a la fuente de alimentación, el diodo en serie con la resistencia tiene una alta dependencia a variaciones de la temperatura y el diodo en la región activa en serie con el diodo avalancha y la resistencia presenta una tensión mínima de alimentación alta.

Los trabajos publicados en la literatura que son expuestos en este capítulo acerca de las fuentes de voltaje de referencia de *bandgap* con tensiones de salida menores a 1V, dan a conocer diferentes estrategias con las cuales se puede conseguir la tensión de referencia invariante a la temperatura y de valor menor a 1V.

Una de las estrategias para obtener una tensión de referencia menor a 1V es el uso de transistores DTMOS en lugar de los transistores bipolares, ya que el  $V_{GS}$  de este tipo de transistor presenta una variación respecto a la temperatura parecida a la del transistor BJT con la diferencia que el DTMOS tiene un voltaje de *bandgap aparente* menor al voltaje de *bandgap* del material. Esto hace que la tensión de salida de esta fuente se limite a la tensión de *bandgap* aparente en 0K. En [14] se reporta un inconveniente con el uso de DTMOS, el cual dice que la operación de los MOSFET como DTMOS no puede ser modelada con precisión por SPICE.

La fuente de *bandgap* expuesta en [17] utiliza los transistores MOS en la región sub-umbral, aprovechando que en esta región de operación los transistores MOS tienen una respuesta a la

temperatura similar a la de los BJT. En este trabajo se obtiene una baja tensión de salida, pero con un alto coeficiente de temperatura.

Las fuentes de *bandgap* que utilizan fuentes de corriente, [14], [13], [16], [9] presentan los coeficientes de temperatura mas bajos. Además no limitan al diseñador a establecer una tensión DC específica para obtener un TC bajo, sino gracias al uso de las resistencias se pueden establecer varias tensiones con TC bajos. En [9] se presenta una fuente con una compensación de orden mayor, dando como resultado un TC menor al de las otras fuentes. Esta fuente fue construida en tecnología BiCMOS, pero también puede ser implementada en tecnología CMOS. La adición de la compensación de orden mayor a la fuente típica expuesta en [13], causa un aumento en área y potencia consumida. Estas fuentes requieren del uso de OPAMPs, y como se mostró a lo largo del capítulo se presentan inconvenientes con el rango de voltaje de modo común de éste. Existen diversas estrategias para superar este inconveniente. En [13] se utiliza una etapa diferencial de entrada compuesta de *native transistors* N-MOS, los cuales no se encuentran en los modelos típicos de la tecnología CMOS. En [9] se usa una etapa de entrada de dos bipolares conectados a tierra. En [14] se usa un amplificador de transimpedancia, el inconveniente que presenta es la presencia de una componente adicional en la generación de la corriente proporcional a la  $V_{BE}(T)$ , la cual no puede ser cancelada con una corriente PTAT, sino que se debe adicionar un circuito que la compense. Este circuito adicional aumenta el área y la potencia consumida; además genera mas fuentes de error en la construcción del circuito debido al *mismatch*. En [16] se utiliza una entrada diferencial P-MOS, la cual presenta como inconveniente una alta tensión mínima de alimentación, por esta razón se adicionan un par de resistencias para disminuir la tensión a las entradas del OPAMP y por ende la tensión mínima de alimentación requerida. Se debe tener cuidado al disminuir la tensión a la entradas del OPAMP, ya que ésta no puede ser menor que el voltaje mínimo de modo común.

A razón de lo expuesto en todo el capítulo la arquitectura a implementar en este proyecto es la basada en [16], presenta un TC bajo, un PSRR alto, una tensión de alimentación menor a 1V y no requiere de dispositivos con un un voltaje de umbral bajo. Esto último va a permitir que el rango de tecnologías a utilizar para construir esta fuente sea amplio. Con el beneficio de obtener, con tecnologías que presenten voltajes de umbral menores al expuesto en [16], o tensiones mínimas de alimentación menores a la expuesta en [16] o un rango de temperaturas mas amplio de operación de la fuente.

## Capítulo 2

# Arquitectura y circuitos

En el capítulo anterior se indicó la necesidad de las fuentes de tensión DC dentro de un circuito integrado, y se analizaron las principales características de las fuentes de referencia. También se concluyó que la fuente de referencia de *bandgap* presenta las mejores características entre los tipos de fuentes de referencia analizados. Finalmente, se seleccionó la topología de la fuente de referencia de *bandgap* que se diseña en este trabajo, con base en la exposición teórica hecha en el capítulo 1, y a resultados publicados en otros trabajos con fuentes de referencia de *bandgap*, que establecen tensiones menores a 1V.

Este capítulo está orientado a presentar la arquitectura seleccionada, en función de un análisis sobre las partes que la conforman: el espejo de corriente, el comparador, el circuito de arranque y los circuitos que suministran el comportamiento PTAT+CTAT. De acuerdo a la influencia que tiene cada uno de estos componentes sobre las especificaciones de la fuente de *bandgap*, se escoge una topología para cada bloque; de manera que la fuente diseñada tenga un coeficiente de temperatura bajo, un PSRR alto, tensión de alimentación baja, área pequeña y un bajo consumo de potencia. Por último, se presentan algunas expresiones matemáticas que determinan el comportamiento de la fuente de referencia, de acuerdo con los bloques seleccionados.

### 2.1. Espejo de corriente

Este bloque está conformado por los transistores  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  de la figura 2.1, y tiene la función de reflejar la corriente del transistor  $M_1$  a los transistores  $M_2$  y  $M_3$ . El espejo de corriente influye directamente en la dependencia que tiene la tensión de alimentación sobre la tensión de referencia como se analiza en [2]. El PSRR es descrito por la ecuación (2.1), y representado por un divisor de impedancia, como el que se ilustra en la figura 2.2.

$$PSRR = \frac{v_{dd}}{v_{ref}} = \frac{Z_{gnd} + Z_{in}}{Z_{gnd}} \quad (2.1)$$

Donde  $v_{dd}$  es una fuente AC que representa las fluctuaciones de la tensión de alimentación,  $v_{ref}$  es la variación de la tensión de referencia debido a  $v_{dd}$ ,  $Z_{gnd}$  es la impedancia efectiva entre el nodo de referencia y tierra, y  $Z_{in}$  es la impedancia efectiva entre el nodo de alimentación y el nodo de referencia. Se puede concluir de la ecuación (2.1) que el PSRR aumenta si

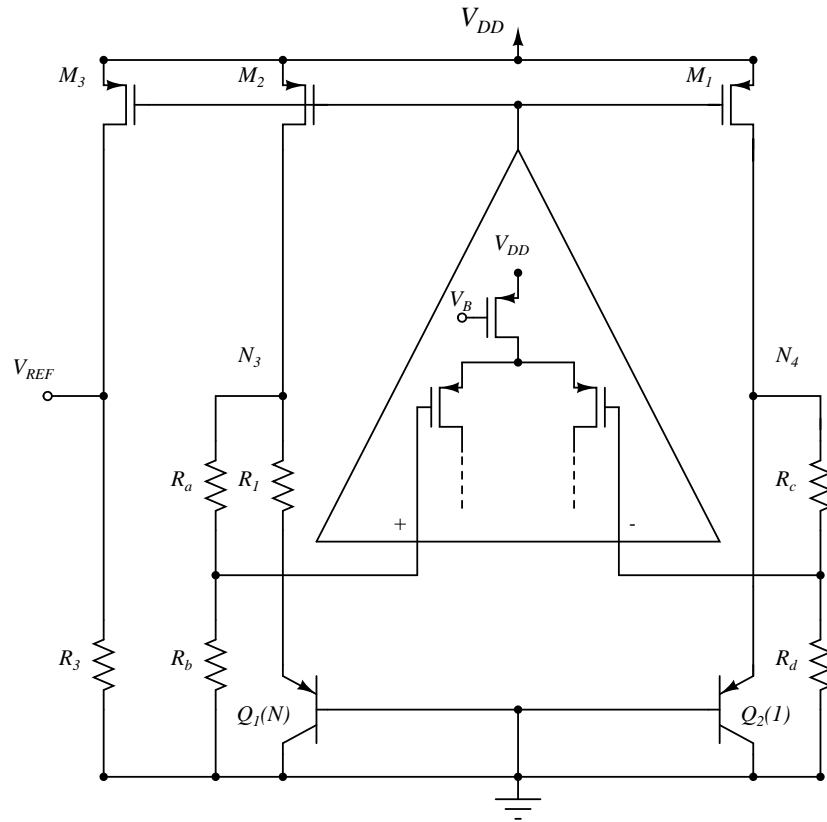


Figura 2.1: Fuente de *bandgap* seleccionada para el circuito.

$Z_{in}$  aumenta. Entonces al aumentar la resistencia de salida del espejo, la impedancia  $Z_{in}$  aumenta [2].

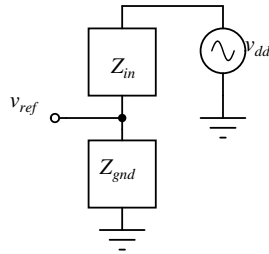


Figura 2.2: Divisor de impedancia que representa el PSRR.

Con el fin de aumentar el PSRR de la fuente seleccionada se puede utilizar como espejo de corriente la configuración cascode, como se muestra en la figura 2.3. La resistencia de salida del cascode se expresa en la ecuación (2.2).

$$R_{out} = r_{o3C} \cdot [1 + (g_{m3C} + g_{mb3C}) \cdot r_{o3}] + r_{o3} \quad (2.2)$$

donde  $r_{o3C}$  es la resistencia de salida del transistor  $M_{3C}$ ,  $g_{m3C}$  es la transconductancia del transistor  $M_{3C}$ ,  $g_{mb3C}$  es la transconductancia del cuerpo del transistor  $M_{3C}$  y  $r_{o3}$  es la resistencia

de salida del transistor  $M_3$ .

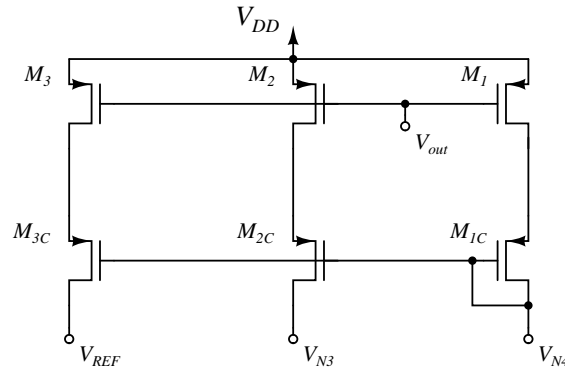


Figura 2.3: Espejo de corriente en cascodo.

La tensión de alimentación mínima requerida de esta fuente de *bandgap* utilizando el cascodo como espejo, se puede determinar haciendo una suma de tensiones a través de los transistores  $M_1$  y  $M_{1C}$ . Entonces por la ley de voltajes de Kirchoff se tiene:

$$V_{DD} = V_{ov1} + V_{SG_{1C}} + V_{N4} \quad (2.3)$$

donde  $V_{ov1}$  es la tensión fuente-drenador de saturación del transistor  $M_1$ ,  $V_{SG_{1C}}$  es la tensión entre fuente y puerta del transistor  $M_{1C}$ , y  $V_{N4}$  es la tensión en el nodo  $N4$ , que es igual a la tensión  $V_{EB}$  del transistor  $Q_2$ .

En la temperatura mínima de operación  $V_{N4}$  es máxima y tiene un valor aproximado de 0.76V. Por otra parte las condiciones de saturación para el transistor  $M_{1C}$ , operando a la temperatura mínima son:  $V_{SG_{1C}}$  aproximadamente de 0.8V y  $V_{ov1}$  mayor a 0.05V; debido a estos valores, la tensión de alimentación mínima requerida es mayor a 1.6V. Otra opción para la implementación del espejo de corriente en la fuente de *bandgap* es el espejo de corriente básico, mostrado en la figura 2.4, donde la resistencia de salida de esta configuración es:

$$R_{out} = r_{o3} \quad (2.4)$$

Evidentemente la resistencia de salida del circuito de la figura 2.4 es considerablemente menor a la resistencia de salida del espejo de corriente en cascodo. Debido a esto, el PSRR de una fuente de *bandgap* que utiliza un espejo de corriente simple, es menor al PSRR de una fuente de *bandgap* que tiene un cascodo como espejo de corriente.

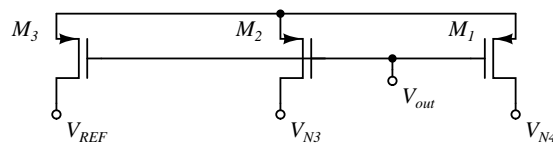


Figura 2.4: Espejo de corriente básico.

La tensión de alimentación mínima requerida de la fuente de *bandgap* utilizando el espejo de corriente básico, se expresa en la ecuación (2.4).

$$V_{DD} = V_{ov_1} + V_{N4} \quad (2.5)$$

Ya que a la temperatura mínima ( $-25^\circ\text{C}$ )  $V_{N4}$  es alrededor de  $0.76\text{V}$ , el  $V_{DD}$  mínimo requerido en la ecuación (2.5) es mayor a  $0.81\text{V}$ . Para seleccionar la tensión mínima de alimentación usando el espejo de la figura 2.4 no es suficiente tener en cuenta la figura 2.5, también se debe considerar que:

$$-V_{DD} + V_{SG_1} + V_{OUT} = 0 \quad (2.6)$$

donde  $V_{OUT}$  es la tensión DC en el terminal de salida del OPAMP. Por lo tanto  $V_{DD}$  no puede ser tan pequeña como  $0.81\text{V}$  porque haría que  $V_{OUT}$  fuera cero, sacando al OPAMP de la región de alta ganancia.

Puesto que se pretende diseñar una fuente de referencia alimentada con una tensión baja, se selecciona el espejo básico de corriente, ya que la configuración de cascodo doblado requiere fuentes de alimentación mayores con respecto al espejo de corriente básico.

## 2.2. Comparador

La realimentación negativa y una alta ganancia del OPAMP hacen que sus terminales de entrada tengan una diferencia de potencial igual a cero. Esta diferencia cero entre los potenciales de entrada permite que se produzca una tensión PTAT en  $R_1$ . Como se ve en (2.7), la tensión de offset del OPAMP, ilustrado en la figura 2.5, produce una nueva componente en la tensión de referencia que se indica como:

$$V_{REF} = \frac{R_3}{R_2} \cdot \left[ V_{EB2} + \frac{R_2}{R_1} \cdot \left( V_T \cdot \ln(N) + \frac{R_2}{R_b} \cdot V_{offset} \right) \right] \quad (2.7)$$

donde  $N$  es la relación de áreas entre los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$ .

Debido a esto es necesario realizar el diseño del OPAMP teniendo en cuenta la minimización del voltaje de offset sistemático, y haciendo un *layout* compacto y simétrico para reducir el voltaje de offset aleatorio.

Como se mencionó en el capítulo 1, la arquitectura que se va a utilizar para el diseño no requiere que los transistores de la etapa de entrada del OPAMP tengan voltajes de umbral bajos. Esto amplía el rango de tecnologías donde la fuente puede funcionar con bajas tensiones de alimentación. Dos alternativas típicas para la realización del OPAMP con baja tensión de alimentación son: el amplificador básico de dos etapas MOS indicado en la figura 2.6 y el amplificador cascodo doblado, mostrado en la figura 2.7. Cada uno de ellos cuenta con una etapa de entrada diferencial PMOS, tal como es requerido por la arquitectura de esta fuente de *bandgap*.

El OPAMP básico de dos etapas (figura 2.6) permite la variación máxima de la tensión de salida mostrada en la ecuación (2.8), donde el OPAMP sigue estando en la región de alta ganancia:

$$V_{ov_6} < V_{out} < V_{DD} - |V_{ov_7}| \quad (2.8)$$

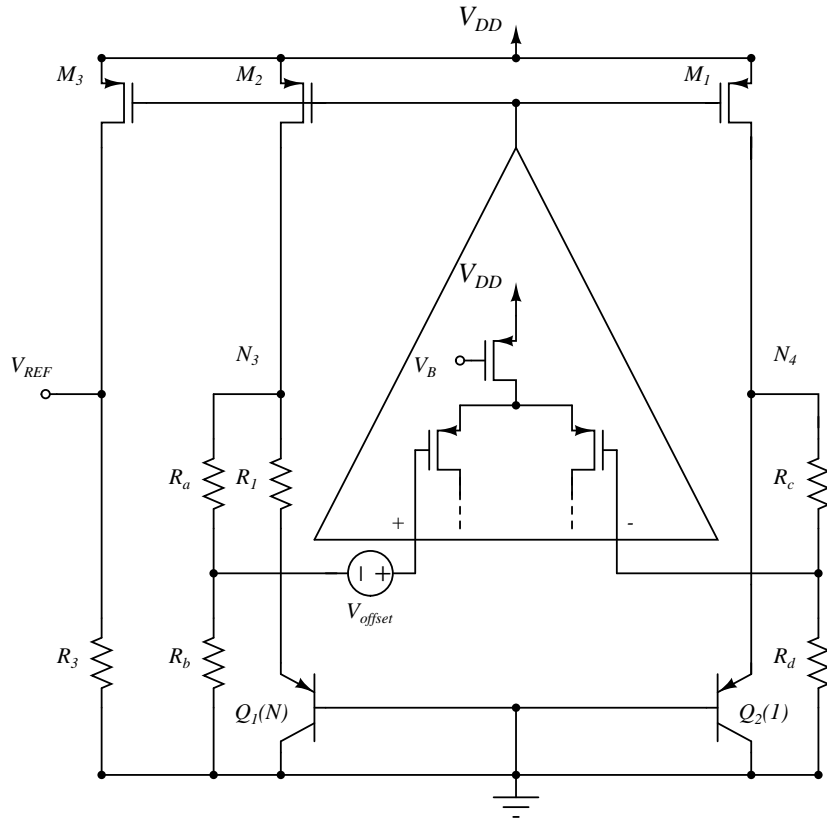


Figura 2.5: Representación del voltaje de offset dentro del circuito.

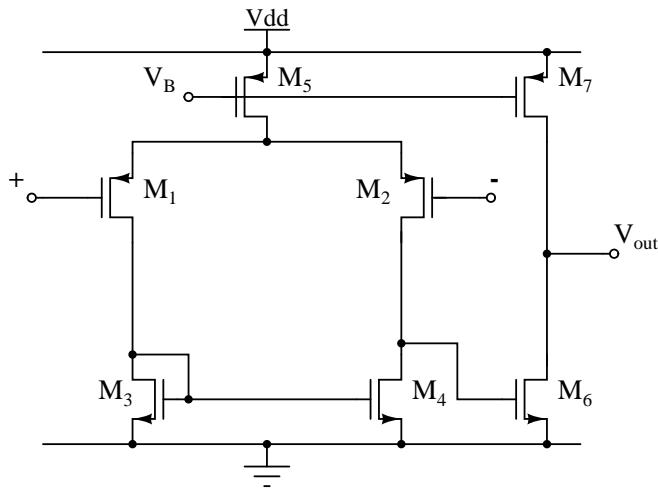


Figura 2.6: Esquemático del amplificador operacional de dos etapas.

donde  $V_{ov6}$  es la tensión drenador-fuente de saturación del transistor  $M_6$  y  $V_{ov7}$  es la tensión drenador-fuente de saturación del transistor  $M_7$  del OPAMP de la figura 2.6.

Por otra parte, el OPAMP cascode doblado (figura 2.7) permite la siguiente variación máxima:

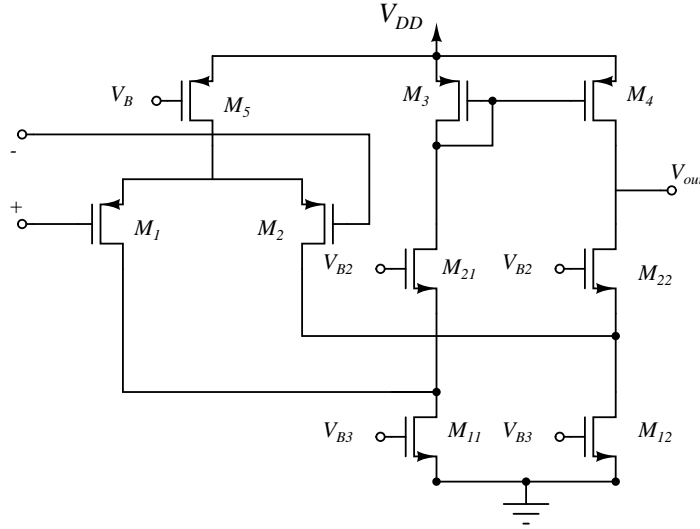


Figura 2.7: Configuración cascode doblado.

$$V_{ov12} + V_{ov22} < V_{out} < V_{DD} - |V_{ov4}| \quad (2.9)$$

donde  $V_{ov12}$ ,  $V_{ov22}$  y  $V_{ov4}$  son las tensiones drenador-fuente de saturación de  $M_{12}$ ,  $M_{22}$  y  $M_4$  respectivamente.

Se puede concluir del análisis previo, que el amplificador cascode doblado permite una menor variación negativa de la tensión de salida respecto al amplificador básico de dos etapas. Entonces, debido a que la tensión de polarización de salida del OPAMP es baja, y para asegurar una alta ganancia, se selecciona el OPAMP básico de dos etapas.

### 2.3. PTAT + CTAT

Este bloque formado por las resistencias  $R_1$ ,  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$ ,  $R_d$  y los transistores bipolares  $Q_1$  y  $Q_2$  de la figura 2.1, tiene la función de establecer una corriente casi invariante a la temperatura. Los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  son bipolares parásitos, utilizados típicamente en fuentes de *bandgap* de alta precisión en tecnología CMOS.

En la tecnología a utilizar para el diseño del circuito, se cuenta sólo el modelo para un transistor vertical de una única área. Por esta razón, para obtener la relación  $N$  entre áreas de emisor de los transistores  $Q_1$  y  $Q_2$  ( $N = \frac{A_{Q1}}{A_{Q2}}$ ) se conectan  $N$  transistores verticales en paralelo, para formar a  $Q_1$  y un transistor vertical para  $Q_2$ .

Como se observa en (2.7), un aumento de  $N$  implica una reducción en el factor  $R_2/R_1$  para un  $V_{REF}$  dado, teniendo que al incrementar el valor de  $N$  se disminuye el efecto de la tensión de offset del OPAMP en la tensión de referencia.

Otro aspecto a tener en cuenta es el material con que se construyen las resistencias integradas, ya que éstas pueden afectar el desempeño del circuito frente a variaciones de la temperatura.

Por ejemplo al implementar las resistencias  $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$  y  $R_d$  con un pozo n, se forman diodos con el sustrato p. Aunque estos diodos queden polarizados inversamente, conducen una pequeña corriente dependiente de variaciones de la temperatura, que se adiciona a la suma de  $I_{PTAT}$  e  $I_{CTAT}$ . Debido a que se busca que la suma de  $I_{PTAT}$  e  $I_{CTAT}$  sea insensible a variaciones de la temperatura, no es conveniente que aparezcan corrientes sobre las que no se tiene control.

Un comportamiento similar se observa si estas resistencias se implementan con difusiones p o n. Por esta razón es aconsejable utilizar resistencias de polisilicio, ya que estas no forman diodos con el sustrato. Adicionalmente, este material tiene el menor coeficiente de temperatura respecto a los otros posibles materiales. El principal inconveniente en la utilización de polisilicio en la implementación de resistores es el bajo valor de resistencia por cuadro. En procesos de fabricación no típicos y costosos se pueden construir resistencias de este tipo con un valor resistivo alto. Por lo expuesto anteriormente se selecciona para la fabricación de los resistores el polisilicio encontrado en los procesos típicos de fabricación CMOS.

## 2.4. Circuito de arranque

La fuente de *bandgap* a diseñar presenta la configuración mostrada en la figura 2.8; este esquema tiene dos estados posibles. En el primer caso el circuito no opera y las corrientes son cero (condición inicial) [18]. En el segundo caso los transistores conducen y la fuente está activa. Para sacar al circuito de su estado inicial debe usarse un circuito de arranque, que alimenta la fuente con una corriente inicial. El circuito de arranque puede alimentar a la fuente mientras está operando, o sólo en el momento del arranque. Con el fin de disminuir el consumo de potencia y evitar perturbaciones en las corrientes que establece la fuente, se prefiere el uso de circuitos de arranque que sólo operen durante el arranque.

En la figura 2.9 se observa la fuente de Leung con su circuito de arranque, el cual inyecta corriente significativa sólo en el momento en que la fuente está en el estado apagado. Este circuito de arranque tiene un funcionamiento similar al de un inversor. Cuando la fuente está apagada, la tensión en las puertas de  $M_{S1}$ ,  $M_1$ ,  $M_2$  y  $M_3$  es cercana a  $V_{DD}$ , de esta forma  $M_{S3}$  conduce ya que su tensión en la compuerta es baja, alimentando a la fuente de *bandgap* para sacarla de su estado apagado. Cuando la fuente opera en su estado normal, las tensiones en las puertas de los transistores  $M_{S1}$ ,  $M_1$ ,  $M_2$  y  $M_3$  se hacen bajas, haciendo alta la tensión en la puerta de  $M_{S3}$  y llevando éste a la región de corte para dejar de inyectar corriente a la fuente.

## 2.5. Algunas expresiones

En esta sección se presentan algunas de las expresiones matemáticas que caracterizan el funcionamiento de la fuente a diseñar. Estas ecuaciones sirven de base para la definición de una estrategia de diseño contemplada en el capítulo 3. Las expresiones fueron obtenidas haciendo análisis de circuitos.

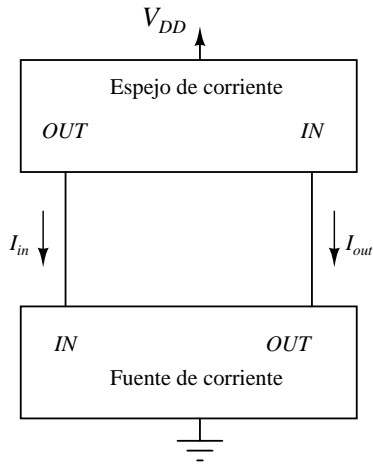


Figura 2.8: Configuración que requiere circuito de arranque.

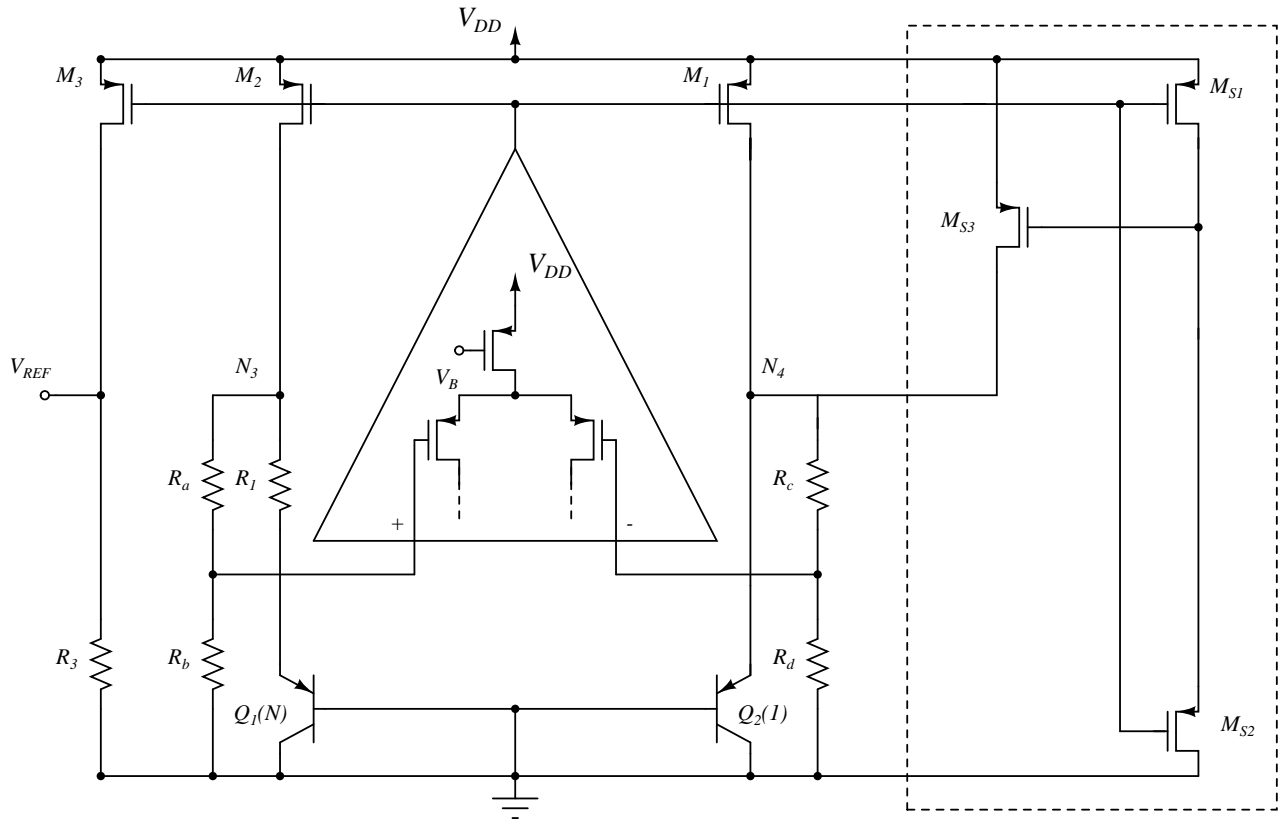


Figura 2.9: Circuito de arranque conectado a la fuente.

### 2.5.1. Dependencia a variaciones de la temperatura

La tensión de referencia ignorando el efecto de modulación de canal, está dada por:

$$V_{REF} = \frac{R_3}{R_2} \cdot \left[ V_{EB2} + \left( \frac{R_2}{R_1} \cdot \ln(N) \right) \cdot V_T \right] \quad (2.10)$$

De la ecuación (2.10) se puede observar que con una selección apropiada de los valores de  $R_2$ ,  $R_1$  y  $N$  se puede eliminar la variación lineal respecto a la temperatura de  $V_{EB2}$ ; además la relación entre  $R_3$  y  $R_2$  da la posibilidad de obtener una tensión de referencia menor a 1V.

En (2.11), se muestra la dependencia de la tensión de referencia respecto a la temperatura, teniendo en cuenta la modulación de canal de los transistores  $M_1$  y  $M_3$ .

$$V_{REF} = V_{ref_o} \cdot \frac{1 + \lambda \cdot V_{DD}}{1 + \lambda(V_{DD} + V_{REF_o} - V_{EB2})} \quad (2.11)$$

$$V_{REF_o} = \frac{R_3}{R_2} \cdot \left[ V_{EB2} + \left( \frac{R_2}{R_1} \cdot \ln(N) \right) \cdot V_T \right] \quad (2.12)$$

### 2.5.2. PSRR

Por último la ecuación (2.13), expresa la medida de PSRR como función de algunas variables de diseño del circuito.

$$PSRR = \frac{r_o + R_3}{R_3} \cdot \left[ \frac{1 + A_V \cdot gm \cdot \frac{R_b}{R_2} \left( \frac{1}{A} - \frac{1}{B} \right)}{1 + gm \cdot r_o - gm \cdot r_o \cdot A_s} \right] \quad (2.13)$$

con

$$A = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1 + R_{q1}} + \frac{1}{r_o} \quad (2.14)$$

$$B = \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_{q2}} + \frac{1}{r_o} \quad (2.15)$$

donde  $gm$  es la transconductancia de los transistores MOS,  $r_o$  es la resistencia de salida de los transistores MOS,  $A_s$  es el inverso del PSRR del OPAMP,  $A_V$  es la ganancia del OPAMP,  $R_{q1}$  y  $R_{q2}$  son las resistencias en pequeña señal de los transistores bipolares.

En este capítulo se seleccionaron los diferentes bloques que conforman la fuente *debandgap* que se va a diseñar, también se obtuvieron algunas expresiones en base a los bloques funcionales seleccionados. En el siguiente capítulo se va a hacer el diseño de la fuente de *bandgap* conformada con los bloques funcionales escogidos en este capítulo.



## Capítulo 3

# Fuentes de *bandgap*

En el capítulo 2 se analiza cada uno de los componentes de la fuente de *bandgap* seleccionada y además se aclara, como influye el diseño de dichos componentes en cada una de las especificaciones de la fuente de *bandgap*.

A lo largo del capítulo 3 se realiza el diseño de la fuente teniendo como objetivo cumplir especificaciones tales como: tensión de alimentación baja, PSRR alto, bajo coeficiente de temperatura dentro del rango de  $[-25^{\circ}\text{C}$  a  $125^{\circ}\text{C}]$ , tensión de referencia menor a 1V, bajo consumo de potencia y poca área utilizada.

### 3.1. Relación de área de los bipolares

Las fuentes de *bandgap* basan su estrategia para la compensación de la temperatura, en la variación respecto a la temperatura que tiene la tensión base-emisor de los transistores bipolares. Debido a que esta fuente de *bandgap* se va a integrar en tecnología CMOS, se utiliza el transistor bipolar parásito PNP vertical. La tecnología con la cual se va a construir la fuente de *bandgap* da los modelos para un transistor vertical parásito de una única área de emisor de  $10\mu\text{m}^2$ ; por esta razón para obtener la relación  $N$  de áreas entre los transistores bipolares se deben poner  $N$  transistores en paralelo que actúan como un transistor con área de emisor  $N$ .

Para reducir los efectos del *mismatch* en los transistores bipolares, se requiere que sean construidos muy cercanos entre sí y que utilicen la técnica del *layout* de centroide común [19], un ejemplo de esta técnica es presentado en la figura 3.1, donde se tiene una relación de áreas  $N$  igual a 8. Utilizando la misma técnica de *layout* de centroide común se pueden obtener relaciones entre áreas de 24, 48, 80, etc; el inconveniente respecto al *mismatch* de aumentar la relación de áreas es el aumento de la separación entre los dispositivos [19].

Teniendo en cuenta que se busca un área reducida, y que las resistencias construidas con polisilicio presentan una resistencia por cuadro pequeña, se opta por utilizar la menor relación entre las áreas de los transistores bipolares recomendada para reducir el efecto de *mismatch* entre los dos transistores, optando por  $N=8$ .

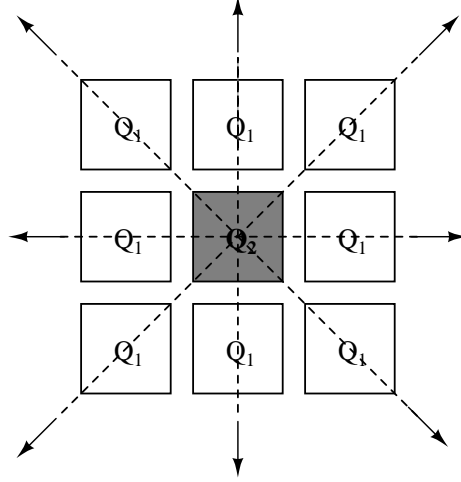


Figura 3.1: Layout de los BJT.

### 3.2. Temperatura de referencia

La selección de la temperatura de referencia de la ecuación (1.17), va a influir en el coeficiente de temperatura de la fuente de *bandgap*, puesto que la tensión de referencia a esa temperatura tiene una variación de 0, como se demuestra a continuación. La tensión de referencia de la fuente de *bandgap* a diseñar esta dada por la ecuación (2.10), en la cual se reemplaza la ecuación (1.17) para obtener:

$$V_{REF}(T) = \frac{R_3}{R_2} \cdot [V_{GO_r} + (N - x)V_{T_r}] - \left[ \frac{(N - x)V_{T_r}}{T_r} \cdot \left[ T \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) - T + T_r \right] \right] \quad (3.1)$$

derivando  $V_{REF}$  respecto a la temperatura,

$$\frac{dV_{REF}}{dT} = \left[ \frac{(N - x) \cdot V_{T_r}}{T_r} \cdot \left[ \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) + \left(\frac{T_r}{T} \cdot \frac{1}{T_r} \cdot T\right) - 1 \right] \right] \quad (3.2)$$

y luego igualando la anterior expresión a cero, se obtiene:

$$\ln\left(\frac{T}{T_r}\right) = 0 \quad (3.3)$$

lo que resulta,

$$T = T_r \quad (3.4)$$

de esta forma se demuestra que en la temperatura de referencia la pendiente de la tensión de salida de la fuente es cero, como se ve en las figuras 3.2(a) y 3.2(b). Debido a la forma de la curva de variación de la tensión base-emisor y comparando las dos figuras, se concluye que establecer la temperatura de referencia en la mitad del rango de operación da como resultado una variación menor en todo el rango de temperatura de operación de la fuente que si se establece en cualquier otra temperatura.

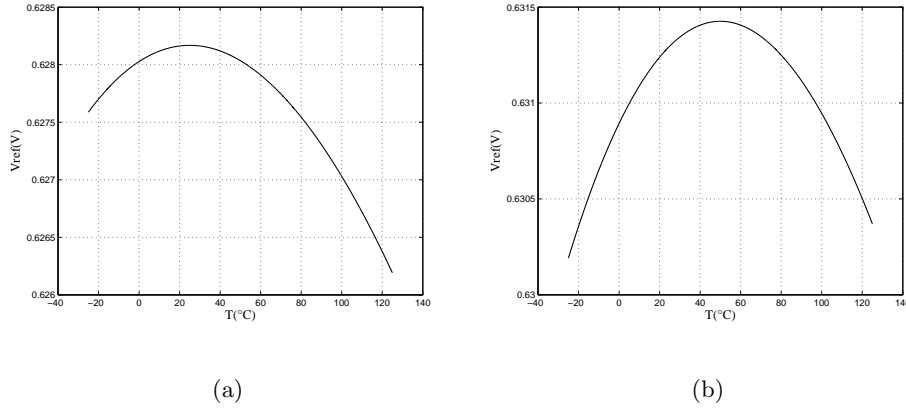


Figura 3.2: (a) Temperatura de referencia en 25°C. (b) Temperatura de referencia en 50°C.

Se selecciona la temperatura de referencia de 25°C, ya que el circuito va a ser medido y utilizado por los otros bloques funcionales, alrededor de esta temperatura.

### 3.3. Independencia a variaciones de la temperatura

Para que la fuente de *bandgap* cumpla con su función de compensar la variación lineal de la tensión emisor-base del transistor  $Q_2$ , se debe asegurar la obtención de la tensión PTAT. Esto se logra debido a la alta ganancia del amplificador operacional y a la realimentación negativa que presenta la fuente; y además gracias a la igualdad entre las resistencias  $R_a$  y  $R_c$ ;  $R_b$  y  $R_d$ .

Con el fin que el voltaje de offset generado por la variación de la temperatura afecte lo menos posible la tensión de referencia, especialmente en la temperatura  $T_r$ , se asegura una igualdad de tensión entre los nodos  $N3$  y  $N4$  la temperatura  $T_r$ , donde la tensión que se establece en las puertas de los transistores que actúan como espejos, es la tensión de salida del OPAMP. Para obtener esa igualdad de tensión en los nodos en la temperatura de referencia se acude a:

$$V_{N3}(T_r) = V_{N4}(T_r) \quad (3.5)$$

$$I_{C1}(T_r) \cdot R_1 + V_{EB1}(T_r) = V_{EB2}(T_r) \quad (3.6)$$

y recordando que la diferencia de dos tensiones emisor-base es una tensión PTAT, se obtiene la relación de la ecuación (3.7)

$$I_{C1}(T_r) \cdot R_1 = V_{Tr} \cdot \ln(N), \quad (3.7)$$

la anterior ecuación brinda una relación entre  $R_1$  e  $I_{C1}(T_r)$ .

Ahora, para asegurar la compensación de la temperatura se debe cumplir que la variación lineal de  $V_{EB2}(T)$  sea cancelada por la tensión PTAT. Utilizando la componente lineal de la tensión base-emisor de la ecuación (1.17) y utilizando la ecuación (2.10) se obtiene que:

$$\frac{[V_{GO_r} - V_{EB2}(T_r) + (n - x) \cdot V_{Tr}]}{T_r} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{k}{q} \cdot \ln(N) \quad (3.8)$$

donde,

$$V_{EB2}(T_r) = V_{tr} \cdot \ln\left(\frac{I_{C2}(T_r)}{I_{S2}(T_r)}\right) \quad (3.9)$$

de esta forma se encuentra una relación entre  $R_2$ ,  $R_1$  e  $I_{C2}(T_r)$ .

### 3.4. PSRR

El PSRR mide la independencia de la tensión de salida de la fuente respecto a variaciones de la tensión de alimentación.

Teniendo en cuenta las ecuaciones (2.13), (3.7) y (3.8), y las relaciones entre las resistencias con la corriente que pasa por ellas desde la ecuación (2.13), se llega a una relación entre PSRR,  $A_v$ , e  $I_{C2}$ ; esta relación se observa en la figura 3.3.

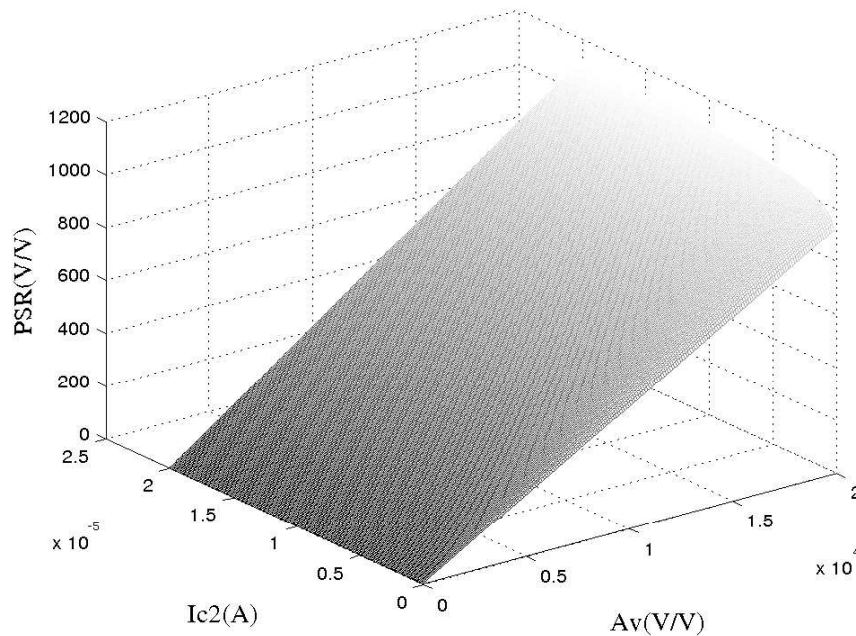


Figura 3.3: PSRR( $A_v, I_{C2}$ ).

En la figura 3.3 se observa que el PSRR depende en gran medida de la ganancia del amplificador operacional y levemente de la corriente que pasa por el transistor  $Q_2$ . Al aumentar la corriente y/o la ganancia del amplificador, el PSRR también aumenta. De la figura se pueden considerar valores de corriente y ganancia que ajusten a un valor alrededor de 40dB; para este caso se selecciona una corriente de  $5\mu A$ , con una ganancia de alrededor de 2000(V/V). Con la selección

de esta corriente y con la ecuación (3.7) se tiene el valor de la resistencia  $R_1$ , el cual da un valor aproximado de  $10688\Omega$ . Con los valores de corriente y resistencia hallados se utiliza la ecuación (3.8) para obtener el valor de resistencia  $R_2$ .

Teniendo en cuenta la tensión emisor-base del transistor  $Q_2$  a temperatura ambiente y el valor de resistencia  $R_2$  se halla la corriente que pasa por la rama de la resistencia  $R_2$ . La cual da un valor de corriente de  $6,26\mu A$ .

A esta última corriente se le suma la corriente de  $I_{C2}(Tr)$  para obtener el valor de corriente de los transistores espejo en la temperatura de referencia, resultado en valores de corriente de alrededor de  $11,26\mu A$ .

### 3.5. Variación debido a la modulación de canal

La diferencia de tensiones drenador-fuente entre los transistores  $M_1$  y  $M_3$ , influye en la variación de la tensión de referencia respecto a la temperatura, como se observa en la ecuación (2.11). La figura 3.4 muestra como afecta la modulación de canal a la dependencia con la temperatura de la tensión de referencia. Esta gráfica muestra la tensión de referencia de la fuente de *bandgap* utilizando diferentes valores de lambda. Los transistores que presenten el lambda menor (Lambda3), tendrán la menor variación de la tensión de referencia respecto a la temperatura y los que presenten el lambda mayor (Lambda1) tienen la mayor variación de la tensión de referencia respecto a la temperatura. Por esta razón se prefiere la utilización de transistores con lambda pequeño. Debido a que lambda es inversamente proporcional a la longitud de canal de los transistores [18], se considera que los espejos no se deben diseñar con la longitud mínima de la tecnología a utilizar, sino con un valor considerablemente superior.

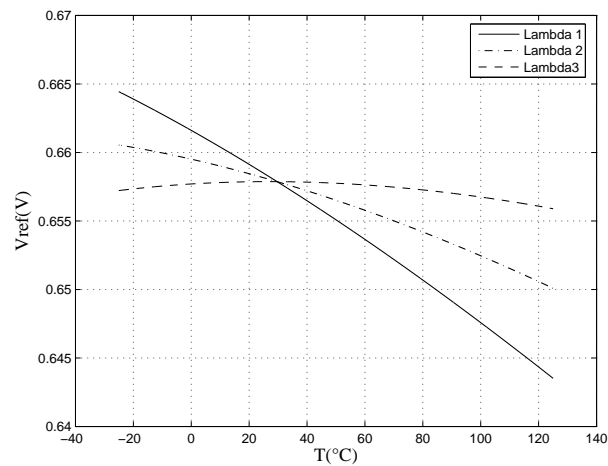


Figura 3.4: Variación de la tensión de referencia debido a la modulación de canal.

### 3.6. Ancho y largo de los transistores del espejo de corriente

Para asegurar la correcta polarización de toda la fuente de *bandgap*, se halla la tensión DC a la salida del OPAMP, la cual se escoge para permitir que el OPAMP trabaje en su región de alta ganancia. Partiendo desde la ecuación 2.6, el valor de esta tensión es aproximadamente 0.4V, considerando una fuente de alimentación de 1.2V.

Con el valor de la tensión de salida del OPAMP y el valor de corriente  $I_{M_{1,2,3}}$ , con la tensión de fuente-drenador puesta por la tensión emisor-base del transistor  $Q_2$  y con la consideración hecha de la utilización de transistores MOS con longitudes de canal largas, se calculan los anchos y largos de los transistores utilizando la expresión:

$$I_D = \frac{1}{2} \cdot k'p' \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS_{1,2}} - V_{TH})^2 \quad (3.10)$$

los valores de ancho y largo que se obtuvieron de resolver la ecuación 3.10 son utilizados como punto de inicio para encontrar los valores exactos en simulación que cumplen con sus especificaciones de corriente, tensión puerta-fuente, tensión drenador-fuente y longitud de canal largo.

**W=285u m** y **L=10.5μm**.

### 3.7. Especificaciones del OPAMP

Las especificaciones del OPAMP son dados por los requerimientos de la fuente de bandgap para alcanzar los resultados esperados por ésta, como: coeficiente de temperatura bajo y un valor de PSRR alrededor de 40dB. A continuación se enumeran las especificaciones del OPAMP.

- Fuente de alimentación 1.2V
- Ganancia mayor a 2000(V/V).
- Tensión de *offset* baja.
- Tensiones drenador-fuente de saturación de los transistores  $M_{A5}$  a  $M_{A11}$  pequeña.

Partiendo de una corriente pequeña y revisando la expresión de ganancia (ecuación 3.11) y considerando que la tensión drenador-fuente está dada por la ecuación (3.12), se hallan anchos y largos de los transistores que cumplan con las especificaciones del circuito.

$$A_V = -gm_{A6} \cdot (ro_{A7} || ro_{A9}) \cdot gm_{A11} \cdot (ro_{A11} || ro_{A10}) \quad (3.11)$$

$$V_{ov} = \left( \frac{2 \cdot I_D}{k' \cdot (W/L)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.12)$$

Con la corriente y las dimensiones de los transistores que se obtienen de las ecuaciones (3.11), (3.12), se inicia el proceso de simulación, variando las dimensiones de los transistores: anchos y largos hallados, para ajustarlos a especificaciones del OPAMP. Las diferentes dimensiones encontradas de los dispositivos son presentadas en la tabla 3.1.

### 3.8. Circuito de arranque

El diseño del circuito de arranque se hizo considerando dimensiones pequeñas para los transistores que lo conforman, excepto para el transistor  $M_{S1}$ , que inicialmente se hizo con las mismas dimensiones de los transistores  $M_1$ - $M_3$  para eliminar la variación del voltaje debido al efecto geométrico [16]; sin embargo, se le hicieron variaciones en las dimensiones hasta obtener el funcionamiento esperado.

### 3.9. Resistencia de salida

Con base en la tensión de referencia requerida y la corriente de drenador, se seleccionó el valor de la resistencia  $R_3$ .

$$R_3 = \frac{V_{REF}}{I_{M_3}} \quad (3.13)$$

resultando en un valor igual a  $57864\Omega$ .

En las tablas 3.1 y 3.2 se muestran los valores de las resistencias y las dimensiones de los transistores MOS diseñados de la fuente de *bandgap*, cuyo esquemático se observa en la figura 3.5.

Tabla 3.1: Dimensiones de los transistores MOS.

Elementos	$W$ ( $\mu m$ )	$L$ ( $\mu m$ )
M1 M2 M3	364	13.5
MA1	48	12
MA2 MA3	1	0.5
MA4 MA5	12	1
MA6 MA7	3	1
MA8 MA9	1.2	1
MA10	12	1
MA11	3.2	1
MS1	282.5	10.5
MS2	0.5	1.3
MS3 MS4	1	0.4

Tabla 3.2: Resistencias.

Elementos	( $\Omega$ )
$R_1$	10688
$r_a r_c$	66177
$r_b r_d$	43551
$R_3$	57864

En este capítulo se diseñó la fuente *debandgap*, para la cual se hallaron los valores de resistencias, anchos y largos de los transistores MOS y áreas de emisor de los transistores bipolares para cumplir

con las especificaciones requeridas de la fuente. En el capítulo 4 se va a implementar el *layout* de la fuente de *bandgap* diseñada, se van a mostrar los resultados de simulación y las conclusiones, observaciones y recomendaciones del trabajo.

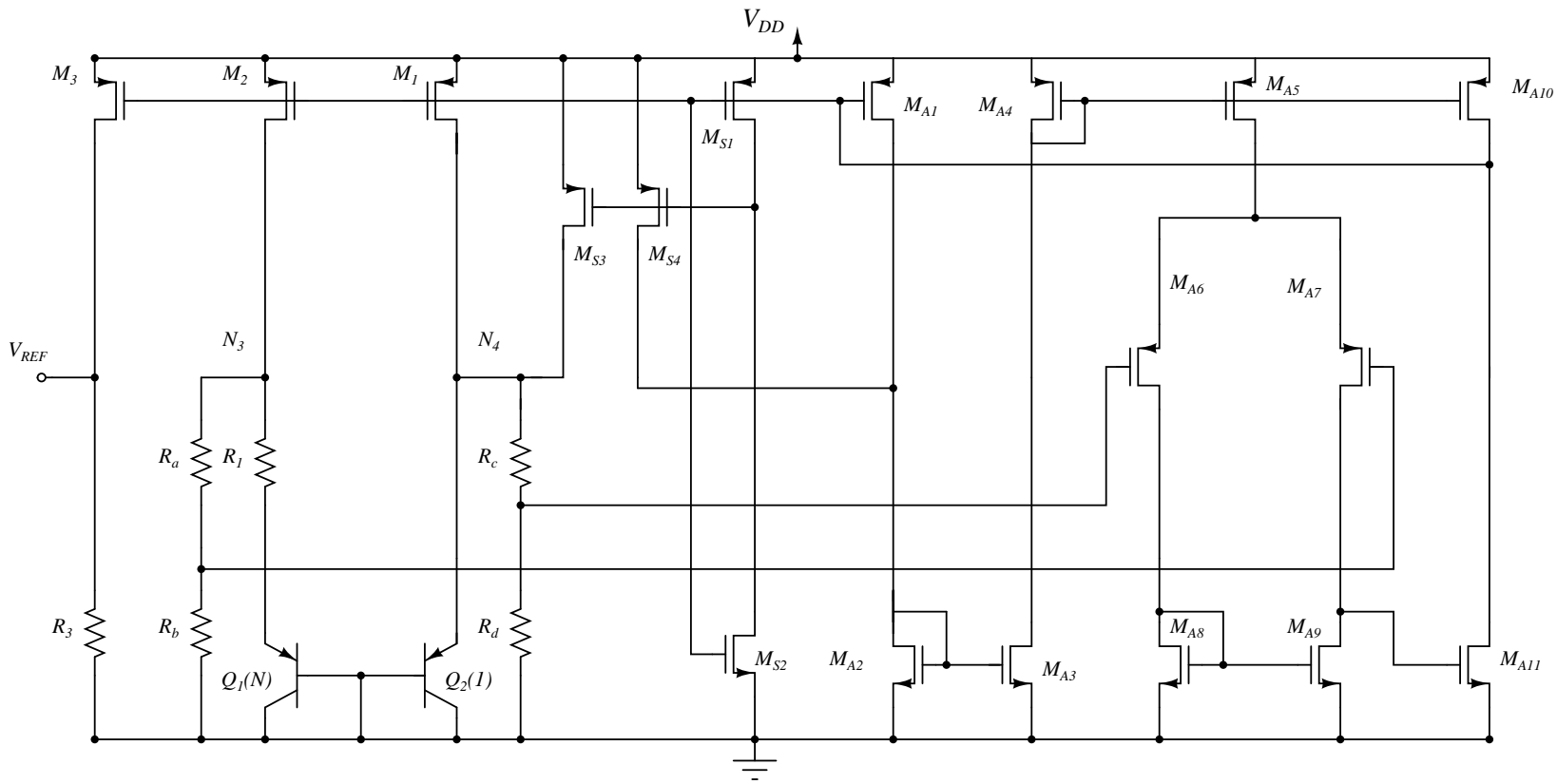


Figura 3.5: Esquemático de la fuente de *bandgap* diseñada.



# Capítulo 4

## Resultados

En este capítulo se realiza el *layout* del circuito diseñado, teniendo en cuenta algunas consideraciones para minimizar área, problemas de *mismatch* en los transistores bipolares y capacitancias parásitas. Luego de la realización del *layout* se realiza la extracción de elementos y parámetros de éste y se le realizan diferentes pruebas de simulación, tales como:

- Tensión de referencia vs. variación de temperatura.
- Tensión de referencia vs. variación de la tensión DC de alimentación a diferentes temperaturas.
- Tensión de referencia vs. variación de la resistencia de carga.
- $I_{PTAT}$  vs. variaciones de la temperatura.
- $I_{CTAT}$  vs. variaciones de la temperatura.
- $I_{M_{1,2}}$  vs. variaciones de temperatura.
- $I_{M_3}$  vs. variaciones de temperatura.

Los resultados de estas pruebas se discuten y un análisis comparativo es realizado con trabajos reportados en la literatura.

Al final del capítulo se presenta un resumen de las conclusiones y algunas observaciones del trabajo realizado y las recomendaciones para trabajos futuros.

### 4.1. Consideraciones para la construcción del *layout*

Para la realización de este *layout* se tienen en cuenta varias consideraciones, como: utilización área reducida, minimización del *mismatch* entre los BJT, y reducción de algunas capacitancias parásitas. Los transistores MOS de mayor tamaño,  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  y  $M_4$ , fueron construidos utilizando la técnica de dedos para el mejor aprovechamiento del área. Para la construcción de los transistores bipolares parásitos se utiliza la técnica de *layout* de centroide común, esto para reducir el *mismatch* [19].

En la figura 4.1 se observa el *layout* completo del circuito, en el cual no fueron dibujadas las resistencias, ya que en un principio se planeó para la primera fabricación de la fuente, utilizar las resistencias fuera del *chip*, esto por la demanda de área y por el material que se necesario para su construcción, el cual tiene una resistencia por cuadro pequeña. En un sistema completo,

es posible ubicar las resistencias entre los *pads* y espacios vacíos, como sucederá en el caso del *layout* del receptor completo. Se pueden observar 10 *pads*, donde cinco de ellos se utilizarán para las conexiones de las resistencias, y los otros cinco para la conexión a tierra, la fuente de alimentación y la salida de la fuente.

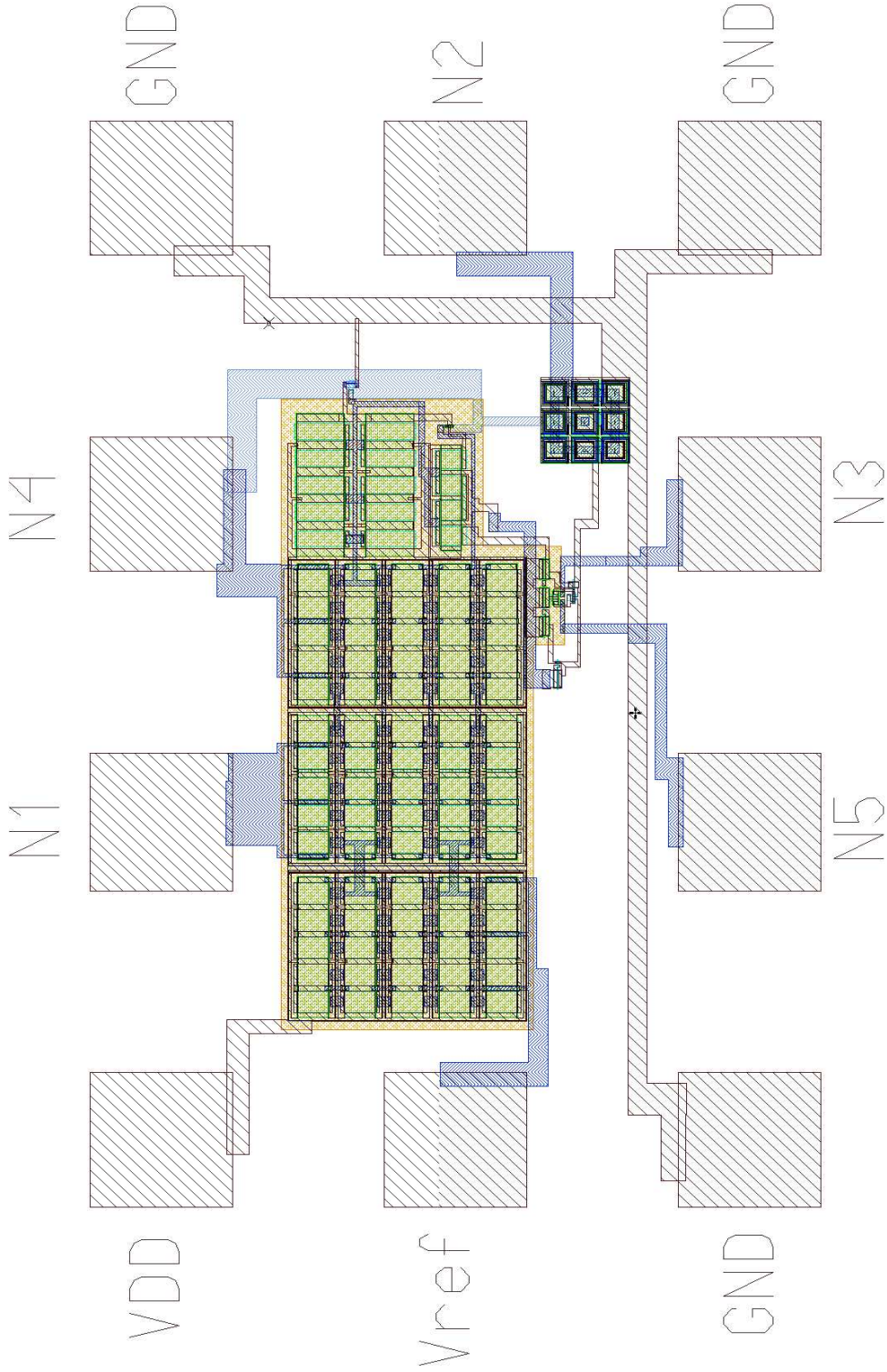
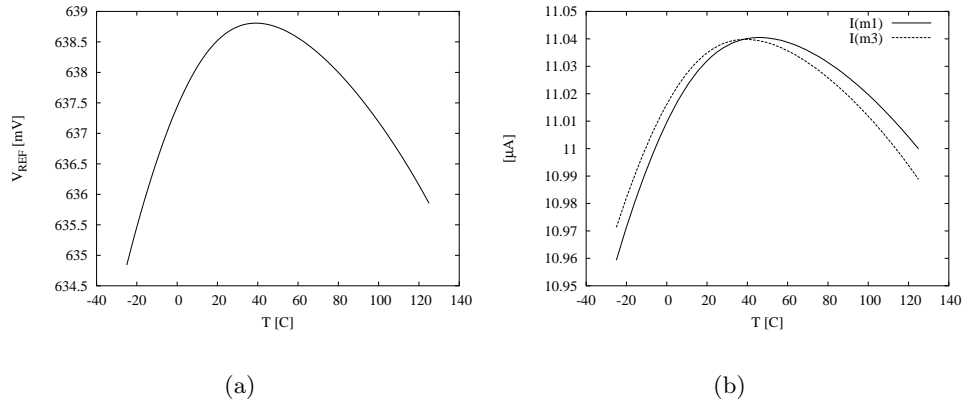
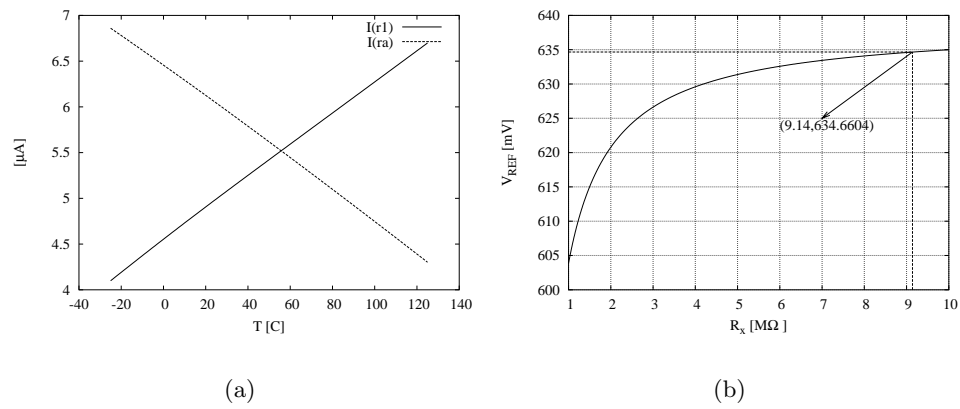
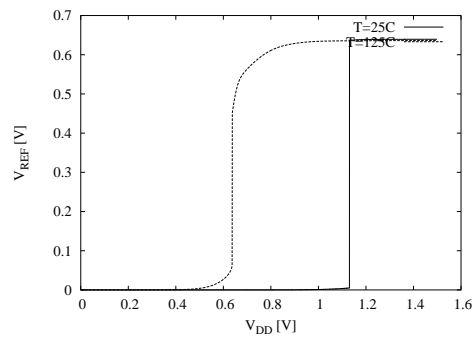


Figura 4.1: Layout de la fuente debandgap.

## 4.2. Resultados de simulación

Figura 4.2: (a)  $V_{REF}(T)$ . (b)  $I_{M1}(T)$   $I_{M3}(T)$ Figura 4.3: (a)  $I_{PTAT}$  e  $I_{CTAT}$ . (b)  $I_{M1}(T)$  e  $I_{M3}(T)$ Figura 4.4: Variación de  $V_{REF}$  respecto a cambios en  $V_{DD}$ .

En la figura 4.2(a) se presenta la variación de la tensión de referencia con respecto a la temperatura. Se obtuvo la variación máxima de  $4mV$  dentro del rango de temperatura de operación, es decir de  $-25^{\circ}C$  a  $125^{\circ}C$ . La temperatura en el pico máximo, donde la tensión de referencia tiene una pendiente de cero es  $35^{\circ}C$ , la cual difiere de la temperatura  $T_r(25^{\circ}C)$  proyectada. Esta diferencia se debió a la no inclusión de la tensión de offset sistemático.

La figura 4.2(b) presenta la variación de las corrientes que pasan por los transistores  $M_1$  y  $M_3$  con respecto a la temperatura. Es de notar, la diferencia entre las variaciones de cada una de las corrientes respecto a la temperatura, la cual es causada por la modulación de canal. Como consecuencia de haber seleccionado transistores con canales largos, se obtuvo una pequeña diferencia entre las dos variaciones de la corriente respecto a la temperatura.

La figura 4.3(a) presenta las corrientes que pasan a través de las resistencias  $R_1$  y  $R_2$ , las cuales son las corrientes PTAT y CTAT respectivamente. Se pueden observar que estas tensiones no son perfectamente lineales, como lo expresa la ecuación de  $V_{BE}(T)$  y como se espera de la tensión PTAT debido a la pequeña diferencia que hay entre las variaciones de las corrientes de los transistores  $M_1$  y  $M_2$ , causada por la modulación de canal de los transistores MOS.

La figura 4.3(b) presenta la variación de la tensión de referencia con respecto a la variación de la resistencia de carga. Una variación de la tensión de referencia de  $4mV$  se obtiene con una resistencia de carga de  $9,14M\Omega$ . Esto indica que la fuente no es recomendada para establecer tensiones a circuitos con una resistencia de entrada menor a  $9,14M\Omega$ . No obstante, las tensiones de referencia requeridas generalmente se aplican a la puerta de un transistor, cuya resistencia es considerablemente mayor a  $10M\Omega$ . La figura 4.4 muestra en diferentes temperaturas la variación de la tensión de referencia a cambios en DC de la tensión de alimentación. Se observa que la tensión de referencia en la temperatura de  $25^{\circ}C$ , toma valores cercanos a la tensión proyectada sólo cuando el valor de la fuente se aproxima a  $V_{DD} = 1,2V$ .

Tabla 4.1: Comparación de trabajos publicados sobre fuentes de Bandgap menores a  $1V$ .

Autor	Min Vs (V)	Corriente de alimentación ( $\mu A$ )	Vref (mV)	TC (ppm/ $^{\circ}C$ )	Tecnología	Año
Este trabajo	1.2	38	638	40[(-25,125) $^{\circ}C$ ]	0.35 $\mu m$ CMOS	2006
[15]	0.85	1.2	650	57[(-20,100) $^{\circ}C$ ]	0.35 $\mu m$ CMOS	1999
[9]	1.2	3.6	295.3	119[(-25,125) $^{\circ}C$ ]	1.2 $\mu m$ CMOS	2003
[13]	2.1	2.2	515	59[(0,100) $^{\circ}C$ ]	0.4 $\mu m$ CMOS	1999
[17]	1	92	536	75[(0,80) $^{\circ}C$ ]	0.8 $\mu m$ CMOS	2001
[16]	0.98	18	603	15[(0,100) $^{\circ}C$ ]	0.6 $\mu m$ CMOS	2002
[14]	1.2	500	1000	30[(0,100) $^{\circ}C$ ]	0.6 $\mu m$ CMOS	2004

### 4.3. Observaciones y conclusiones

El espacio de diseño de circuitos integrados con bajas tensiones de alimentación, es limitado por el rango de temperatura en el que éste va a operar. La tensión de umbral de los transistores MOS limita fuertemente la mínima tensión de alimentación a la mínima temperatura de operación, esto se debe a que la tensión de umbral aumenta su valor con la reducción de la temperatura. De esa forma,

Especificación	Valor	Unidades
TC[-25°C a 125°C]	40	ppm/°C
TC[0°C a 100°C]	20	ppm/°C
PSRR	36	dB
Corriente total	38	μA
Dimensiones	425 x 211	μm*μm
$V_{DD_{min}}$	1.2	V

Tabla 4.2: Especificaciones de la fuente de bandgap diseñada

para poder sacar a los transistores de la región de corte a bajas temperaturas es necesario la mayor tensión puerta-fuente de todo el rango de temperaturas, y por consiguiente la tensión drenador-fuente de saturación va a limitar la mínima tensión de alimentación en la máxima temperatura de operación del circuito.

La expresión utilizada para modelar la tensión base-emisor respecto a variaciones de la temperatura, produce resultados coherentes a los obtenidos en simulación.

Se obtuvo un coeficiente de temperatura de  $40\text{ppm}/^\circ\text{C}$ , el cual está al nivel de los trabajos publicados en la literatura de fuentes de *bandgap* sin compensación de orden mayor, como se indica en la tabla 4.1. Sin embargo, este trabajo presenta una fortaleza en su amplio rango de temperaturas de operación,  $-25^\circ\text{C}$  a  $125^\circ\text{C}$ .

Es completamente implementado en tecnología CMOS estándar, disminuyendo el costo de la construcción de ésta en comparación con la mayoría de trabajos relacionados publicados.

Las resistencias que se van a utilizar en la fabricación del circuito son de polisilicio, por esta razón y debido a la intención de fabricar esta fuente de *bandgap* en una tecnología CMOS estándar, donde las resistencias de polisilicio tienen un valor de  $8\Omega$  por cuadro, se hace necesario la implementación de resistencias externas al *chip*. Si se da la posibilidad de construir la fuente de *bandgap* en un proceso de fabricación más costoso y no estándar en la tecnología CMOS, se utilizaría una capa de silicio altamente resistiva para la implementación de resistencias.

Debido a la autopolarización de la fuente de *bandgap*, fue necesario la implementación de un circuito de arranque que estableciera un punto de operación adecuado en la fuente de *bandgap*.

Fueron revisadas las experiencias en la literatura y adaptadas a una topología de circuito. Una presentación paso a paso en el diseño de la fuente queda indicada para posteriores implementaciones. El circuito implementado demuestra que el escalamiento de  $V_{BE}(T)$ , hizo posible el establecimiento de valores de tensión diferentes a la tensión de *bandgap* a 0 K.

Los transistores en el espejo de corriente fueron diseñados con longitudes considerablemente más grandes que las longitudes mínimas permitidas del canal. Esta selección de longitud fue acertada, ya que la diferencia entre las variaciones de las corrientes que pasan a través de los transistores  $M_1$  y  $M_2$  es poco significativa, lo que no hubiera ocurrido si se hubieran diseñado los espejos con longitudes mínimas permitidas. Esto ocurre por causa de la relación inversa que existe entre la longitud del canal y el  $\lambda$  de los transistores MOS.

## 4.4. Recomendaciones para trabajos futuros

Los diseñadores de los bloques funcionales de un sistema electrónico deben tener en cuenta para la robustez de su circuito, las variaciones que se presentan en la tensión de la fuente de referencia.

En cursos de diseño electrónico, es necesario considerar el comportamiento de los dispositivos con respecto a la temperatura, con el fin de poder desarrollar circuitos robustos disminuyendo su posibilidad de falla.

Se recomienda la fabricación de este circuito, para validar los resultados alcanzados en las simulaciones. Adicionalmente, sería interesante realizar trabajos de fuentes de *bandgap* que tengan compensación de orden mayor con respecto a la temperatura.

Se recomienda la realización de un análisis de ruido para esta fuente de *bandgap*.

Estudiar la posibilidad de técnicas de circuito para disminuir la fuente de alimentación requerida, incluyendo circuitos que aumenten la resistencia de salida en las configuraciones de espejo de corriente.



## Apéndice A

# Tensión base-emisor dada por Tsividis [1]

$I_C$	Corriente de colector.
$I_S$	Corriente de saturación.
$V_{BE}$	Tensión base-emisor.
$q$	Carga del electrón.
$K$	Constante de Boltzmann.
$T$	Temperatura.
$T_r$	Temperatura de referencia.
$A$	Área de la unión base-emisor.
$n_i(T)$	Concentración intrínseca.
$N_B$	<i>Gummel number</i> (Número total de impurezas por unidad de área en la base.)
$E$	Constante
$D(T)$	Constante de difusión de portadores minoritarios <i>efectiva</i> .
$\mu(T)$	Movilidad <i>efectiva</i> para portadores minoritarios en la base.
$C$	Constante.
$n$	Constante.
$V_G(T)$	Voltaje de <i>bandgap</i> .
$V_{G.aprox}$	Aproximación lineal del voltaje de <i>bandgap</i> .
$V_{GO_r}$	Componente constante de $V_{G.aprox}$
$V_r$	Componente constante de la $V_{BE}$
$\gamma_r$	Componente lineal de la $V_{BE}$
$f_r(T)$	Componente de mayores órdenes de la $V_{BE}$

$$I_C(T) = I_S(T) \cdot \exp \left[ \frac{qV_{BE}(T)}{KT} \right] \quad (\text{A.1})$$

$$I_C(T_r) = I_S(T_r) \cdot \exp \left[ \frac{qV_{BE}(T_r)}{KT_r} \right] \quad (\text{A.2})$$

$$\frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} = \frac{I_S(T) \cdot \exp \left[ \frac{qV_{BE}(T)}{KT} \right]}{I_S(T_r) \cdot \exp \left[ \frac{qV_{BE}(T_r)}{KT_r} \right]} \quad (\text{A.3})$$

$$\frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \frac{I_S(T_r)}{I_S(T)} = \frac{\exp\left[\frac{qV_{BE}(T)}{KT}\right]}{\exp\left[\frac{qV_{BE}(T_r)}{KT_r}\right]} \quad (\text{A.4})$$

$$\frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \frac{I_S(T_r)}{I_S(T)} = \exp\left[\frac{qV_{BE}(T)}{KT} - \frac{qV_{BE}(T_r)}{KT_r}\right] \quad (\text{A.5})$$

Calculando el  $\ln$  a ambos lados de la ecuación se obtiene:

$$\ln\left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \frac{I_S(T_r)}{I_S(T)}\right] = \frac{qV_{BE}(T)}{KT} - \frac{qV_{BE}(T_r)}{KT_r} \quad (\text{A.6})$$

$$\ln\left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \frac{I_S(T_r)}{I_S(T)}\right] \cdot \frac{KT}{q} + \frac{qV_{BE}(T_r)}{KKT_r} \cdot \frac{kT}{q} = V_{BE}(T) \quad (\text{A.7})$$

en el segundo término de de la ecuación se cancelan K y q; y se multiplica y divide el primer sumando por  $T_r$

$$\ln\left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \frac{I_S(T_r)}{I_S(T)}\right] \cdot \frac{kT}{q} \cdot \left(\frac{T_r}{T}\right) + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} \cdot T = V_{BE}(T) \quad (\text{A.8})$$

sacando factor común  $\frac{T}{T_r}$  se obtiene:

$$V_{BE}(T) = \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot \left[V_{BE}(T_r) + \frac{kT_r}{q} \cdot \ln\left[\frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \frac{I_S(T_r)}{I_S(T)}\right]\right] \quad (\text{A.9})$$

Ahora:

$$I_S(T) = \frac{qAn_i^2(T)D(T)}{N_B} \quad (\text{A.10})$$

$$n_i^2(T) = ET^3 \cdot \exp\left[-\frac{qV_G(T)}{KT}\right] \quad (\text{A.11})$$

$$\mu(T) = \frac{qD(T)}{kT} \quad (\text{A.12})$$

$$I_S(T) = \frac{qAET^3 \cdot \exp\left[-\frac{qV_G(T)}{kT}\right] D(T)}{N_B} \quad (\text{A.13})$$

$$\frac{I_s(T_R)}{I_S(T)} = \frac{AET_R^3 \cdot \exp\left[-\frac{qV_G(T_R)}{KT_R}\right] \cdot \frac{qD(T_R)}{N_B}}{AET^3 \cdot \exp\left[-\frac{qV_G(T)}{KT}\right] \cdot \frac{qD(T)}{N_B}} \quad (\text{A.14})$$

$$\frac{I_s(T_R)}{I_S(T)} = \left[\frac{T_R}{T}\right]^3 \cdot \exp\left\{-\frac{q}{k} \cdot \left[\left(\frac{V_G(T_R)}{T_R}\right) - \left(\frac{V_G(T)}{T}\right)\right]\right\} \cdot \frac{qD(T_R)}{qD(T)} \quad (\text{A.15})$$

reemplazando lo anterior en la ecuación  $V_{BE}(T)$ , se obtiene

$$V_{BE}(T) = \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_{BE}(T_r) +$$

$$\frac{T}{T_r} \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \left( \frac{T_R}{T} \right)^3 \cdot \exp \left\{ -\frac{q}{k} \cdot \left[ \left( \frac{V_G(T_R)}{T_R} \right) - \left( \frac{V_G(T)}{T} \right) \right] \right\} \cdot \frac{qD(T_R)}{qD(T)} \right] \quad (\text{A.16})$$

$$V_{BE}(T) = \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_{BE}(T_r) +$$

$$\left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \left( \frac{T_R}{T} \right)^3 \cdot \exp \left\{ -\frac{q}{k} \cdot \left[ \left( \frac{V_G(T_R)}{T_R} \right) - \left( \frac{V_G(T)}{T} \right) \right] \right\} \cdot \frac{qD(T_R)}{qD(T)} \right] \quad (\text{A.17})$$

$$V_{BE}(T) = \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \left( \frac{T_R}{T} \right)^3 \cdot \frac{qD(T_R)}{qD(T)} \right] - \frac{kT}{q} \cdot \frac{q}{k} \cdot \left[ \left( \frac{V_G(T_R)}{T_R} \right) - \left( \frac{V_G(T)}{T} \right) \right] \quad (\text{A.18})$$

reorganizando

$$V_{BE}(T) = -T \cdot \left[ \left( \frac{V_G(T_R)}{T_R} \right) - \left( \frac{V_G(T)}{T} \right) \right] + \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \left( \frac{T_R}{T} \right)^3 \cdot \frac{qD(T_R)}{qD(T)} \right] \quad (\text{A.19})$$

$$V_{BE}(T) = V_G(T) - \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_G(T_r) + \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \left( \frac{T_R}{T} \right)^3 \cdot \frac{qD(T_R)}{qD(T)} \right] \quad (\text{A.20})$$

y debido a que

$$\mu(T) \cdot kT = qD(T) \quad (\text{A.21})$$

$$V_{BE}(T) = V_G(T) - \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_G(T_r) + \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \left( \frac{T_R}{T} \right)^3 \cdot \frac{\mu(T_R) \cdot kT_r}{\mu(T) \cdot kT} \right] \quad (\text{A.22})$$

$$V_{BE}(T) = V_G(T) - \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_G(T_r) + \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \left( \frac{T_R}{T} \right)^4 \cdot \frac{\mu(T_R)}{\mu(T)} \right] \quad (\text{A.23})$$

ahora

$$\mu(T) = CT^{-n} \quad (\text{A.24})$$

$$V_{BE}(T) = V_G(T) - \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_G(T_r) + \left( \frac{T}{T_r} \right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \left( \frac{T_R}{T} \right)^4 \cdot \frac{C \cdot (T_R)^{-n}}{C \cdot (T)^{-n}} \right] \quad (\text{A.25})$$

$$V_{BE}(T) = V_G(T) - \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_G(T_r) + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \cdot \frac{(T_r)^{4-n}}{(T)^{4-n}} \right] \quad (\text{A.26})$$

$$V_{BE}(T) = V_G(T) - \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_G(T_r) + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \right] + \frac{KT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{(T_r)^{4-n}}{(T)^{4-n}} \right] \quad (\text{A.27})$$

ahora se hace N=4-n

$$V_{BE}(T) = V_G(T) - \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_G(T_r) + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \right] + \frac{KT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{(T_r)^N}{(T)^N} \right] \quad (\text{A.28})$$

$$V_{BE}(T) = V_G(T) - \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_G(T_r) + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \right] + \frac{KT}{q} \cdot N \cdot \ln \left[ \frac{(T_r)}{(T)} \right] \quad (\text{A.29})$$

invirtiendo  $\ln \frac{T_r}{T}$ , se obtiene

$$V_{BE}(T) = V_G(T) - \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_G(T_r) + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \right] - \frac{KT}{q} \cdot N \cdot \ln \left[ \frac{(T)}{(T_r)} \right] \quad (\text{A.30})$$

Ahora se hace la serie de Taylor en T=Tr

El primer término de la serie de Taylor es

$$V_{BE}(T)|_{(T=T_r)} = V_{BE}(T_r) \quad (\text{A.31})$$

Calculando la primera derivada

$$\begin{aligned} \frac{dV_{BE}(T)}{dT} &= \frac{dV_G(T)}{dT} - \frac{V_G(T_r)}{T_r} + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} - \frac{Nk}{q} \cdot \ln \frac{T}{T_r} - \left[ \frac{T_r}{T} \cdot \frac{1}{T_r} \cdot \frac{NkT}{q} \right] + \\ &\quad \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} + \frac{I_C(T_r)}{I_C(T)} \cdot \frac{dI_C(T)}{dT} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT}{q} \end{aligned} \quad (\text{A.32})$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} &= \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} - \frac{V_G(T_r)}{T_r} + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} - \frac{Nk}{q} \cdot \ln \frac{T_r}{T_r} - \\ &\quad \left[ \frac{T_r}{T_r} \cdot \frac{1}{T_r} \cdot \frac{NkT_r}{q} \right] + \frac{k}{q} \cdot \ln \frac{I_C(T_r)}{I_C(T_r)} + \frac{I_C(T_r)}{I_C(T_r)} \cdot \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \end{aligned} \quad (\text{A.33})$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} &= \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} - \frac{V_G(T_r)}{T_r} + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} - \frac{Nk}{q} \cdot 0 - \\ &\quad \frac{Nk}{q} + \frac{k}{q} \cdot 0 + 1 \cdot \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \end{aligned} \quad (\text{A.34})$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} &= \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} - \frac{V_G(T_r)}{T_r} + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} - \\ &\quad \frac{Nk}{q} + \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \end{aligned} \quad (\text{A.35})$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot (T - T_r) &= \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot (T - T_r) \\ &\quad - \frac{V_G(T_r)}{T_r} \cdot (T - T_r) + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} \cdot (T - T_r) - \\ \frac{Nk}{q} \cdot (T - T_r) + \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot (T - T_r) \end{aligned} \quad (\text{A.36})$$

Ahora lo anterior se multiplica por  $(T - T_r)$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot (T - T_r) &= \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot T - \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot T_r - \frac{V_G(T_r)}{T_r} \cdot T + \frac{V_G(T_r)}{T_r} \cdot T_r \\ &\quad + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} \cdot T - \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} \cdot T_r - \\ \frac{Nk}{q} \cdot T + \frac{Nk}{q} \cdot T_r + \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot T - \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot T_r \end{aligned} \quad (\text{A.37})$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot (T - T_r) &= \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot T - \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot T_r - \frac{V_G(T_r)}{T_r} \cdot T \\ &\quad + V_G(T_r) + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} \cdot T - V_{BE}(T_r) - \\ \frac{Nk}{q} \cdot T + \frac{Nk}{q} \cdot T_r + \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot T - \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot T_r \end{aligned} \quad (\text{A.38})$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot (T - T_r) &= - \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot T_r + V_G(T_r) - V_{BE}(T_r) + \frac{Nk}{q} \cdot T_r \\ &\quad - \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot T_r \\ + \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot T - \frac{V_G(T_r)}{T_r} \cdot T + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} \cdot T - \frac{Nk}{q} \cdot T + \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot T \end{aligned} \quad (\text{A.39})$$

Teniendo en cuenta que la aproximación lineal del voltaje de *bandgap* es:

$$V_{G.aprox}(T) = V_{GO_r} + \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot T \quad (\text{A.40})$$

y como

$$V_{G.aprox}(T_r) = V_G(T_r) \quad (\text{A.41})$$

entonces:

$$V_{GO_r} = V_G(T_r) - \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot T_r \quad (\text{A.42})$$

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot (T - T_r) &= V_{GO_r} + (N - \theta_r) \cdot \left( \frac{kT_r}{q} \right) - V_{BE}(T_r) + \\ \left. \frac{dV_G(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot T - \frac{V_G(T_r)}{T_r} \cdot T + \frac{V_{BE}(T_r)}{T_r} \cdot T - \frac{Nk}{q} \cdot T + \left. \frac{dI_C(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot \frac{1}{I_C(T_r)} \cdot \frac{kT_r}{q} \cdot T & \quad (\text{A.43}) \end{aligned}$$

$$V_r = V_{GO_r} + (N - \theta_r) \cdot \left( \frac{kT_r}{q} \right) - V_{BE}(T_r) \quad (\text{A.44})$$

donde

$$\theta_r = \frac{T_r}{I_C} \cdot \left. \frac{dI_C}{dT} \right|_{(T=T_r)} \quad (\text{A.45})$$

el término lineal de la ecuación se puede poner así:

$$\gamma_r = \frac{V_{BE}(T_r) - V_r}{T_r} \quad (\text{A.46})$$

$$\left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot (T - T_r) = V_{GO_r} + (n - \theta_r) \cdot \left( \frac{kT_r}{q} \right) - V_{BE}(T_r) + \left[ \frac{V_{BE}(T_r) - V_r}{T_r} \right] \cdot T \quad (\text{A.47})$$

Ahora a la anterior ecuación se le suma el primer término de la serie de Taylor

$$\begin{aligned} \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot (T - T_r) + V_{BE}(T)|_{T=T_r} &= V_{BE}(T_r) + V_{GO_r} + \\ (n - \theta_r) \cdot \left( \frac{kT_r}{q} \right) - V_{BE}(T_r) + \left[ \frac{V_{BE}(T_r) - V_r}{T_r} \right] \cdot T & \\ \left. \frac{dV_{BE}(T)}{dT} \right|_{(T=T_r)} \cdot (T - T_r) + V_{BE}(T)|_{T=T_r} &= V_{GO_r} + (N - \theta_r) \cdot \left( \frac{kT_r}{q} \right) + \\ \left[ \frac{V_{BE}(T_r) - V_r}{T_r} \right] \cdot T & \quad (\text{A.48}) \end{aligned}$$

ahora para hallar los términos de mayor orden se hace lo siguiente

$$V_{BE}(T) = V_r + \gamma_r(T) + f_r(T) \quad (\text{A.49})$$

$$f_r(T) = V_{BE}(T) - V_r - \gamma_r(T) \quad (\text{A.50})$$

$$f_r(T) = V_G(T) - \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_G(T_r) + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot V_{BE}(T_r) + \frac{kT}{q} \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \right] - \frac{KT}{q} \cdot N \cdot \ln \left[ \frac{(T)}{(T_r)} \right] - \left[ V_{GO_r} + (n - \theta_r) \cdot \left(\frac{kT_r}{q}\right) + \left[ \frac{V_{BE}(T_r) - V_r}{T_r} \right] \cdot T \right] \quad (\text{A.51})$$

$$f_r(T) = V_G(T) - V_{GO_r} + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot [V_{GO_r} - V_G(T_r)] - (N - \theta_r) \cdot \left(\frac{kT_r}{q}\right) + (N - \theta_r) \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) - N \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \ln \left(\frac{T}{T_r}\right) + \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \ln \left[ \frac{I_C(T)}{I_C(T_r)} \right] \quad (\text{A.52})$$



## Apéndice B

# Tensión base-emisor simplificada

- F Constante.  
x Constante.  
x =0(si la corriente es constante respecto a la temperatura)  
x =1(si la corriente es PTAT)

Para desarrollar este apéndice se debe remitir a las ecuaciones: A.52, A.46, A.44 y hacer que

$$I_C(T) = FT^x \quad (\text{B.1})$$

$$\theta_r = x \quad (\text{B.2})$$

$$\begin{aligned} f_r(T) = V_G(T) - V_{GO_r} + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot [V_{GO_r} - V_G(T_r)] - (N - x) \cdot \left(\frac{kT_r}{q}\right) + (N - x) \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \\ - N \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) + \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \ln\left[\frac{FT^x}{FT_r^x}\right] \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

$$\begin{aligned} f_r(T) = V_G(T) - V_{GO_r} + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot [V_{GO_r} - V_G(T_r)] - (N - x) \cdot \left(\frac{kT_r}{q}\right) + (N - x) \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \\ - N \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) + x \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \ln\left[\frac{T}{T_r}\right] \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

$$\begin{aligned} f_r(T) = V_G(T) - V_{GO_r} + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot [V_{GO_r} - V_G(T_r)] - (N - x) \cdot \left(\frac{kT_r}{q}\right) + (N - x) \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) + \\ (-N + x) \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) \end{aligned} \quad (\text{B.5})$$

$$\begin{aligned} f_r(T) = V_G(T) - V_{GO_r} + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot [V_{GO_r} - V_G(T_r)] - (N - x) \cdot \left(\frac{kT_r}{q}\right) - \\ (N - x) \cdot \left(\frac{kT}{q}\right) \cdot \left[\ln\left(\frac{T}{T_r}\right) - 1\right] \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

$$f_r(T) = V_G(T) - V_{GO_r} + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot [V_{GO_r} - V_G(T_r)] - \left[(N - x) \cdot \left(\frac{k}{q}\right)\right] \cdot \left[T_r + T \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) - T\right] \quad (\text{B.7})$$

$$f_r(T) = V_G(T) - V_{GO_r} + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot [V_{GO_r} - V_G(T_r)] - \left[(N - x) \cdot \left(\frac{V_{Tr}}{T_r}\right)\right] \cdot \left[T \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) - T + T_r\right] \quad (\text{B.8})$$

y como se aproxima

$$V_G(T) = V_{GO_r} + \left(\frac{T}{T_r}\right) \cdot [V_{GO_r} - V_G(T_r)] \quad (\text{B.9})$$

$$f_r(T) = - \left[(N - x) \cdot \left(\frac{V_{Tr}}{T_r}\right)\right] \cdot \left[T \cdot \ln\left(\frac{T}{T_r}\right) - T + T_r\right] \quad (\text{B.10})$$

## Apéndice C

# MOSFET operando en la región sub-umbral

$I_D$	Corriente de drenador.
$W$	Ancho del canal del transistor.
$L$	Largo del canal del transistor.
$S$	$\frac{W}{L}$ .
$\mu$	Movilidad de portadores en el canal.
$V_T$	$=\frac{KT}{q}$ . Voltaje térmico.
$\varepsilon_{si}$	Permitividad del silicio.
$N_{CH}$	Concentración de dopantes en el canal.
$n_i$	Concentración intrínseca.
$\phi_B$	$V_T \cdot \ln\left(\frac{N_{CH}}{n_i}\right)$ . Potencial de fermi del cuerpo
$\phi_S$	Potencial de superficie.
$V_{GS}$	Voltaje puerta-fuente.
$V_{TH}$	Voltaje de umbral.
$V_{OFF}$	Constante correctiva usada en los modelos BSIM3v3.
$E_g$	Energía de <i>bandgap</i> .
$T_o$	Temperatura ambiente (300°K).
$n$	$=1 + \frac{C_d}{C_{OX}}$ . Factor de pendiente sub-umbral.
$C_{ox}$	Capacitancia del óxido por unidad de área.
$C_d$	Capacitancia de depleción de superficie por unidad de área.
$K_T$	Coefficiente de temperatura para el voltaje de umbral.

$$I_D = S\mu V_T^2 \cdot \left(\frac{q\varepsilon_{si}N_{CH}}{4\phi_B}\right)^{0,5} \cdot \exp\left(\frac{\phi_S - 2\phi_B}{V_T}\right) \quad (C.1)$$

$$I_D = S\mu V_T^2 \cdot \left(\frac{q\varepsilon_{si}N_{CH}}{4\phi_B}\right)^{0,5} \cdot \exp\left(\frac{V_{GS} - V_{TH} - V_{OFF}}{nV_T}\right) \quad (C.2)$$

entonces

$$\frac{V_{GS} - V_{TH} - V_{OFF}}{n} = \phi_S - 2\phi_B \quad (C.3)$$

$$\phi_S(T) = \phi_S(T_0) \cdot \frac{T}{T_0} - \frac{3kT}{q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{E_g(T)}{q} - \frac{E_g(T_0)}{q} \cdot \frac{T}{T_0} \quad (\text{C.4})$$

$$\phi_B(T) = \phi_S(T_0) \cdot \frac{T}{T_0} - \frac{3kT}{2q} \cdot \ln\left(\frac{T}{T_0}\right) + \frac{E_g(T)}{2q} - \frac{E_g(T_0)}{2q} \cdot \frac{T}{T_0} \quad (\text{C.5})$$

$$\phi_S(T) - 2\phi_B(T) = \phi_S(T_0) \cdot \frac{T}{T_0} - 2\phi_B(T_0) \cdot \frac{T}{T_0} \quad (\text{C.6})$$

$$\phi_S(T) - 2\phi_B(T) = [\phi_S(T_0) - 2\phi_B(T_0)] \cdot \frac{T}{T_0} \quad (\text{C.7})$$

de C.3 se tiene que:

$$V_{GS}(T) = [\phi_S(T) - 2\phi_B(T)] \cdot n(T) + V_{TH}(T) + V_{OFF} \quad (\text{C.8})$$

$$\phi_S(T_0) - 2\phi_B(T_0) = \frac{V_{GS}(T_0) - V_{TH}(T_0) - V_{OFF}}{n(T_0)} \quad (\text{C.9})$$

$$\phi_S(T) - 2\phi_B(T) = \left[ \frac{V_{GS}(T_0) - V_{TH}(T_0) - V_{OFF}}{n(T_0)} \right] \cdot \left( \frac{T}{T_0} \right) \quad (\text{C.10})$$

$$V_{GS}(T) = \left[ \frac{V_{GS}(T_0) - V_{TH}(T_0) - V_{OFF}}{n(T_0)} \right] \cdot \left( \frac{T}{T_0} \right) \cdot n(T) + V_{TH}(T) + V_{OFF} \quad (\text{C.11})$$

como:

$$V_{TH}(T) = V_{TH}(T_0) + K_T \cdot \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) \quad (\text{C.12})$$

$$V_{GS}(T) = \left[ \frac{V_{GS}(T_0) - V_{TH}(T_0) - V_{OFF}}{n(T_0)} \right] \cdot \left( \frac{T}{T_0} \right) \cdot n(T) + V_{TH}(T_0) + K_T \cdot \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) + V_{OFF} \quad (\text{C.13})$$

se aproxima

$$\frac{n(T)}{n(T_0)} = 1 \quad (\text{C.14})$$

$$V_{GS}(T) = (K_T - V_{TH} - V_{OFF}) \cdot \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) + V_{GS}(T_0) \cdot \left( \frac{T}{T_0} \right) \quad (\text{C.15})$$

$$V_{GS}(T) = (K_T - V_{TH} - V_{OFF}) \cdot \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) + V_{GS}(T_0) \cdot \left( \frac{T}{T_0} \right) + V_{GS}(T_0) - V_{GS}(T_0) \quad (\text{C.16})$$

$$V_{GS}(T) = (K_T - V_{TH} - V_{OFF} + V_{GS}(T_0)) \cdot \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) + V_{GS}(T_0) \quad (\text{C.17})$$

$$V_{GS}(T) = V_{GS}(T_0) + K_G \cdot \left( \frac{T}{T_0} - 1 \right) \quad (\text{C.18})$$

donde

$$K_G = K_T + V_{GS}(T_0) - V_{TH} - V_{OFF} \quad (\text{C.19})$$



# Bibliografía

- [1] Y. P. Tsividis, “Accurate Analysis of Temperature Effects in  $I_c$ - $V_{be}$  Characteristics with Application to Bandgap Reference Sources,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 15, no. 6, pp. 1076–1084, 1980.
- [2] G. A. R. Mora, *Voltage references: From Diodes to Precision High-Order Bandgap Circuits*, primera ed. John Wiley Sons, Inc., 2002.
- [3] H. Hernández, “Diseño de un coversor digital-analógico integrado en tecnología CMOS,” Tesis de pregrado de la Universidad Industrial de Santander, 2005.
- [4] A. Ayala, “Diseño de un Amplificador de Bajo Ruido y un Mezclador de Señal para Radiofrecuencia, integrados en Tecnología CMOS,” Tesis de pregrado de la Universidad Industrial de Santander, 2005.
- [5] J. E. Prada, “Diseño de un oscilador para radiofrecuencia, integrado en tecnología CMOS,” Tesis de pregrado de la Universidad Industrial de Santander, 2005.
- [6] E. Rey, “Diseño de un filtro integrado en tecnología CMOS,” Tesis de pregrado de la Universidad Industrial de Santander, 2006.
- [7] K. C. S. Adel S. Sedra, *Circuitos Microelectrónicos*, cuarta ed. Oxford University Press México, S.A. de C.V., 1999.
- [8] A. Hastings, *The art of analog layout*, primera ed. Prentice Hall, 2001.
- [9] M. C. G. Giustolisi, G. Palumbo and F. Cutri, “A Low-Voltage Low-Power Voltage Reference Based on Subthreshold MOSFETs,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 1, pp. 151–154, 2003.
- [10] AMS, “0.35 CMOS process parameters.”
- [11] R. J. Widlar, “New Developments in IC Voltage Regulators,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 6, no. 1, pp. 2–7, 1971.
- [12] A. P. Brokaw, “A Simple Three-Terminal IC Bandgap Reference,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 9, no. 6, pp. 388–393, 1974.
- [13] A. U. Hironori Banba, Hitoshi Shiga, “A CMOS Bandgap Reference Circuit with Sub-1-V Operation,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 5, pp. 670–674, 1999.
- [14] Y. Jiang and E. K. F. Lee, “Design of Low-Voltage Bandgap Reference Using Transimpedance Amplifier,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 47, no. 6, pp. 552–555, 2000.
- [15] A.-J. Annema, “Low-Power Bandgap References Featuring DTMOST’s,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 7, pp. 949–955, 1999.
- [16] K.Ñ. Leung and P. K. T. Mok, “A Sub-1-V 15-ppm/ $^{\circ}$ C CMOS Bandgap Voltage Reference Without Requiring Low Threshold Voltage Device,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, no. 4, pp. 526–530, 2002.

- [17] C. F. Piero Malcovati, Franco Maloberti and M. Pruzzi, “Curvature-Compensated BiCMOS Bandgap with 1-V Supply Voltage,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, no. 7, pp. 1076–1080, 2001.
- [18] R. G. M. Paul R. Gray, *Analysis and Design Of Analog Integrated Circuits*, cuarta ed. John Wiley Sons, inc, 2001, ch. 4.
- [19] P. K. Mok and K.Ñ. Leung, “Design Considerations of Recent Advanced Low-Voltage Low-Temperature-Coefficient CMOS Bandgap Voltage Reference.”