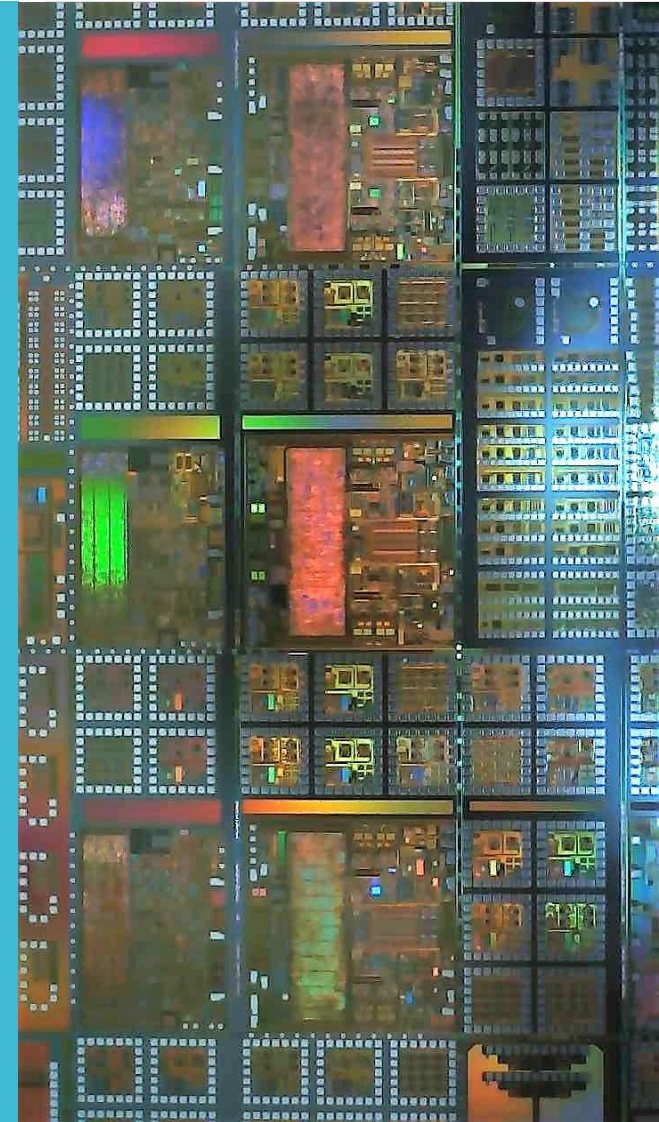


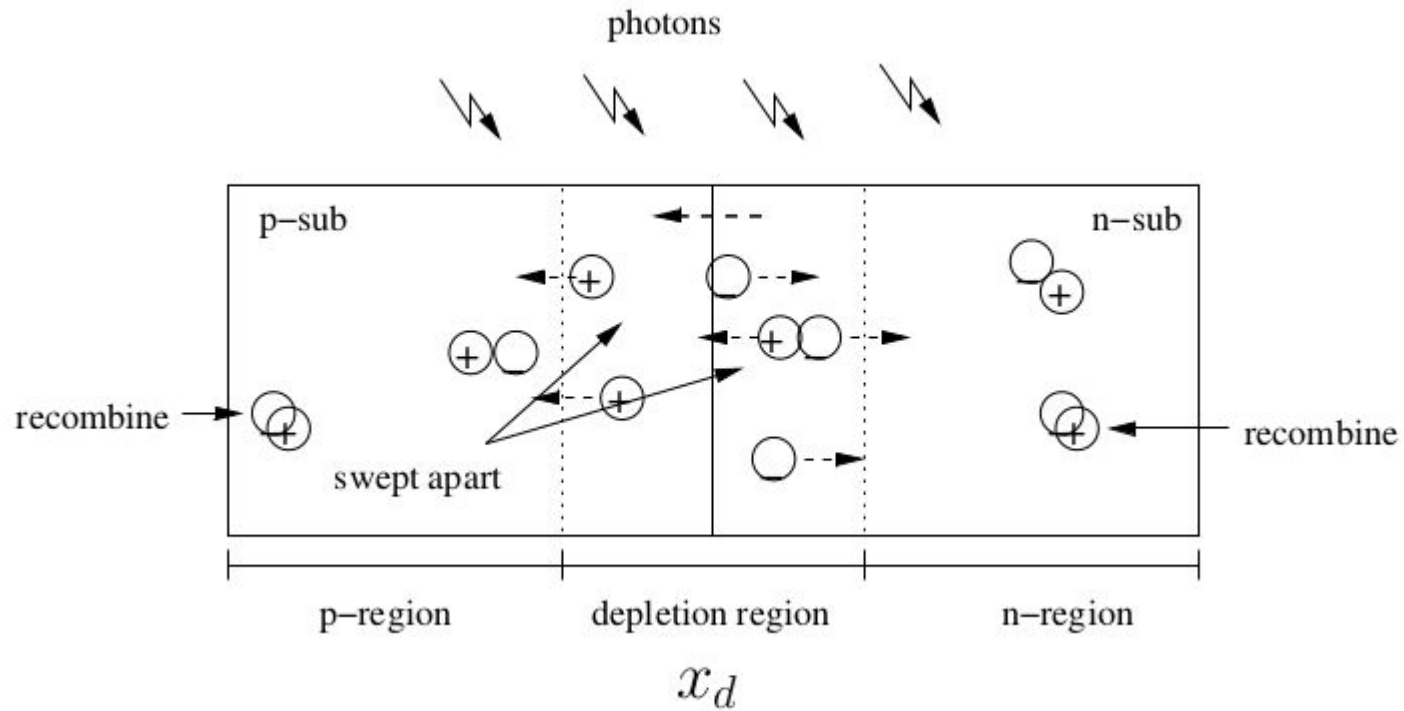
Integración de sistemas CMOS



Agenda

- Sensores ópticos
- Sensores de radiación ionizante
- Bandgap
- Osciladores

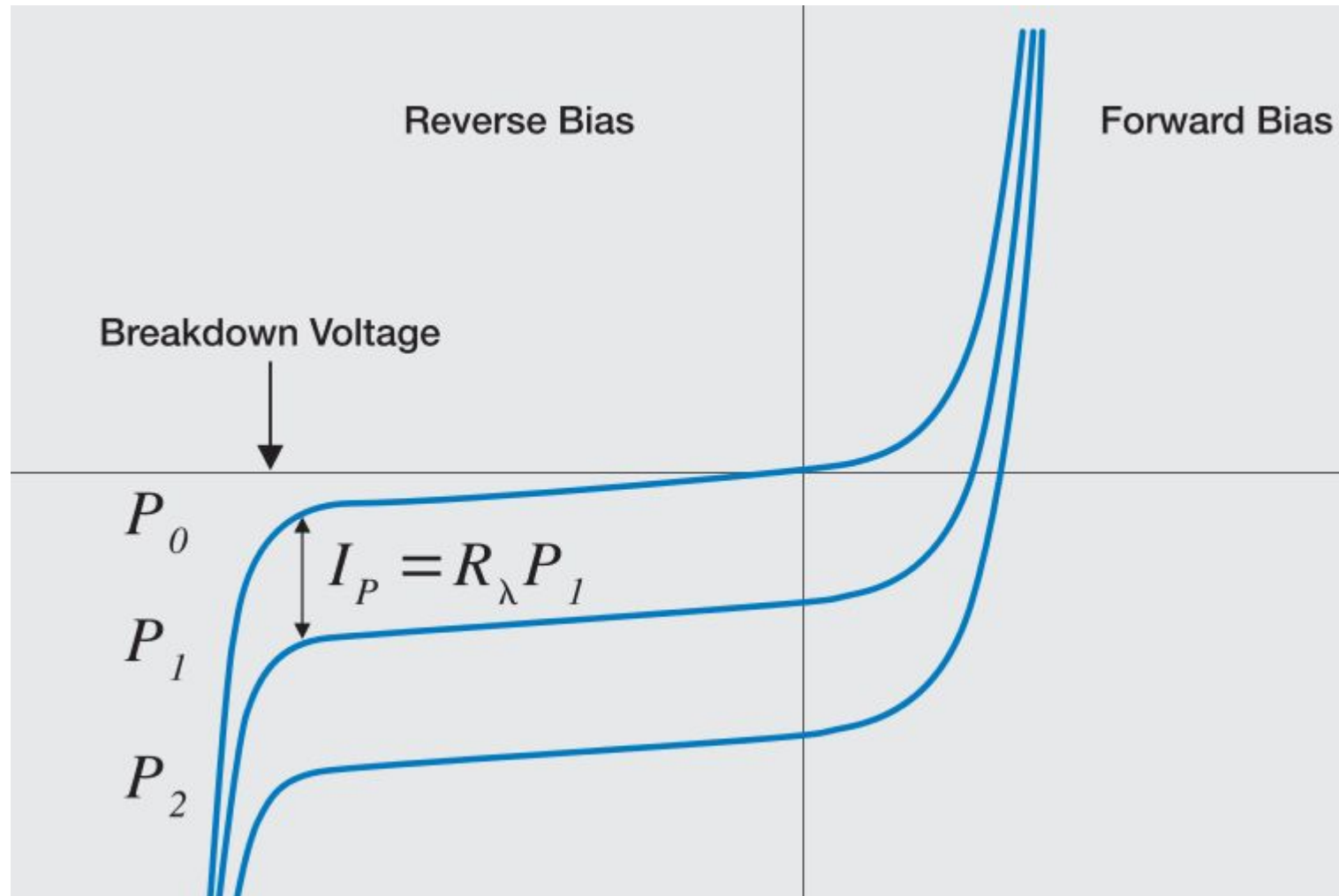
Fotodiodo PN



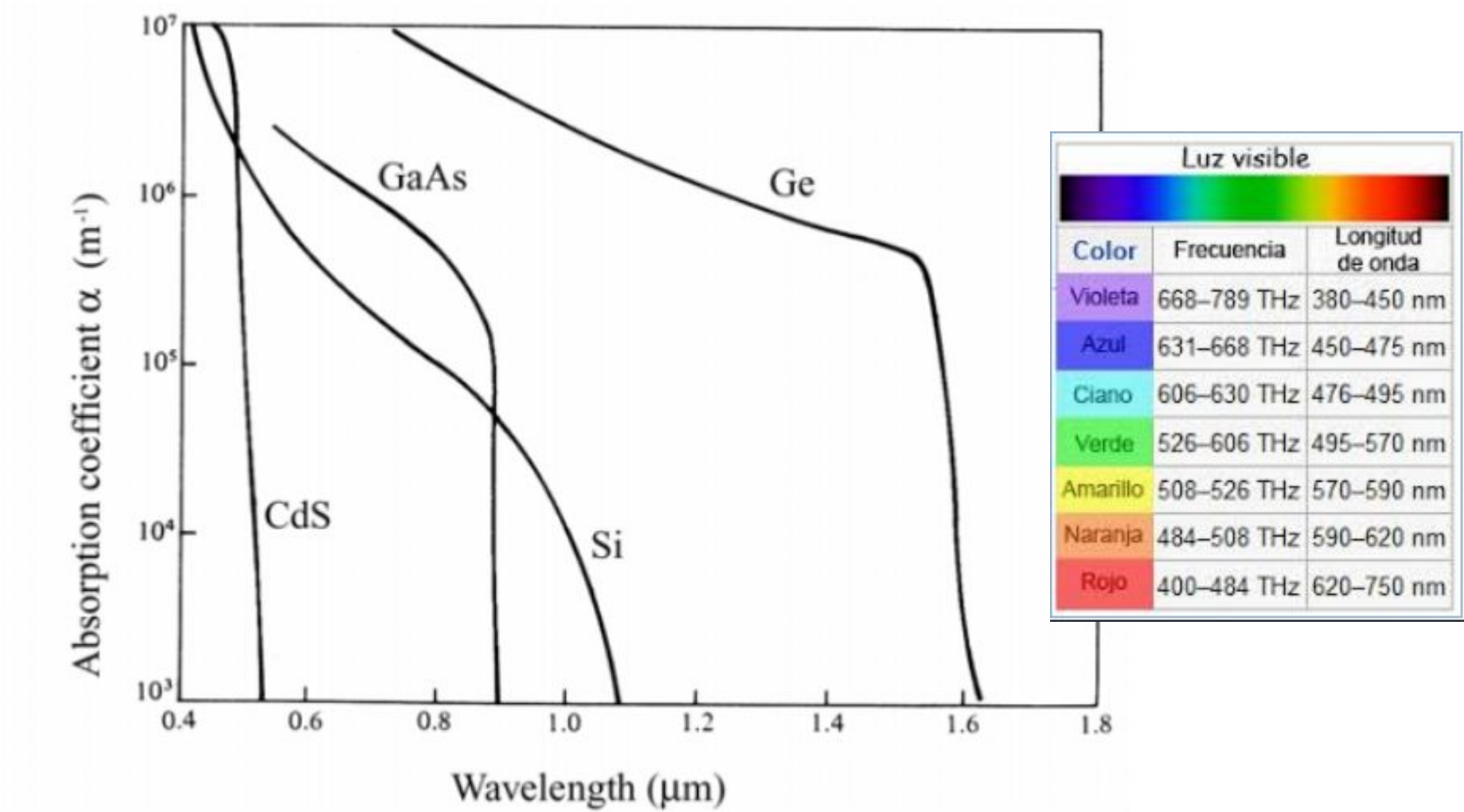
$$x_d(V) = \sqrt{\frac{2\epsilon_s(\phi_B - V)(N_a + N_d)}{qN_aN_d}}$$

IVs fotodiodo

$$I_{TOTAL} = I_{SAT} \left(e^{\frac{qV_A}{k_B T}} - 1 \right) - I_P$$



Coeficiente de absorción



The absorption coefficient determines how far into a material light of a particular wavelength can penetrate before it is absorbed. In a material with a low absorption coefficient, light is only poorly absorbed, and if the material is thin enough, it will appear transparent to that wavelength.

Fabricación de un fotodiodo en una tecnología CMOS

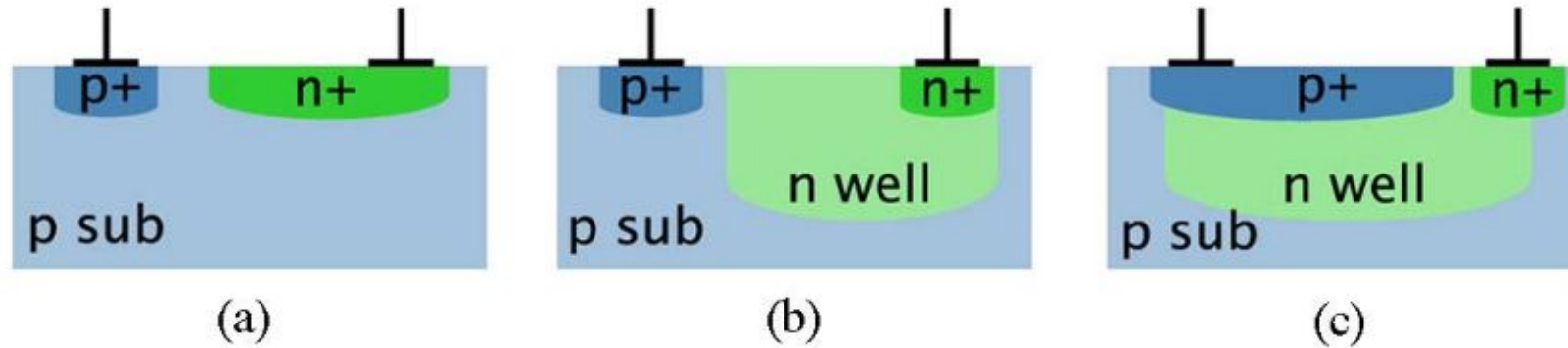
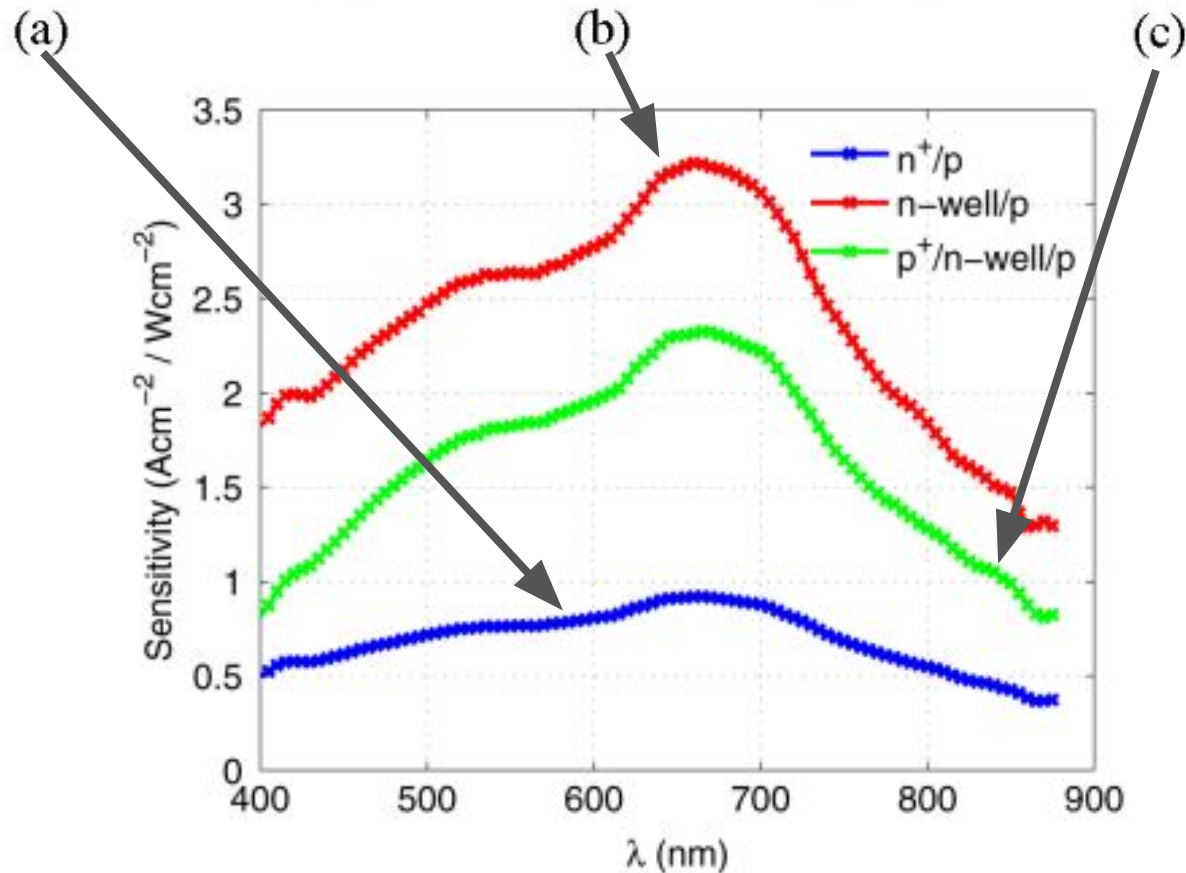
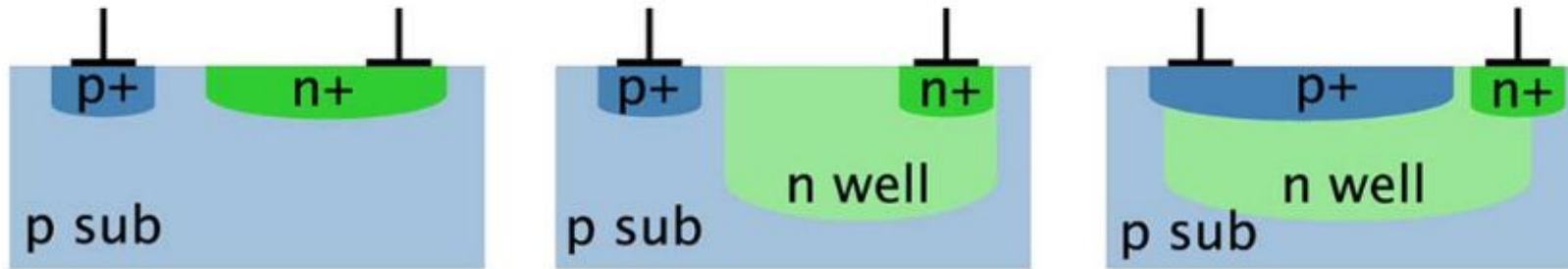


Fig. 1. Schematic drawings of the three photodiode structures—(a) n^+/p -sub, (b) n -well/ p -sub, and (c) p^+/n -well/ p -sub. Note the larger depletion region and the deeper junction in (b) and (c) and the pinned detector surface in (c). Fabrication design rules require larger minimum sizes and separation for n -wells. Thus, n^+/p -sub photodiodes can be more compact than the other two structures.

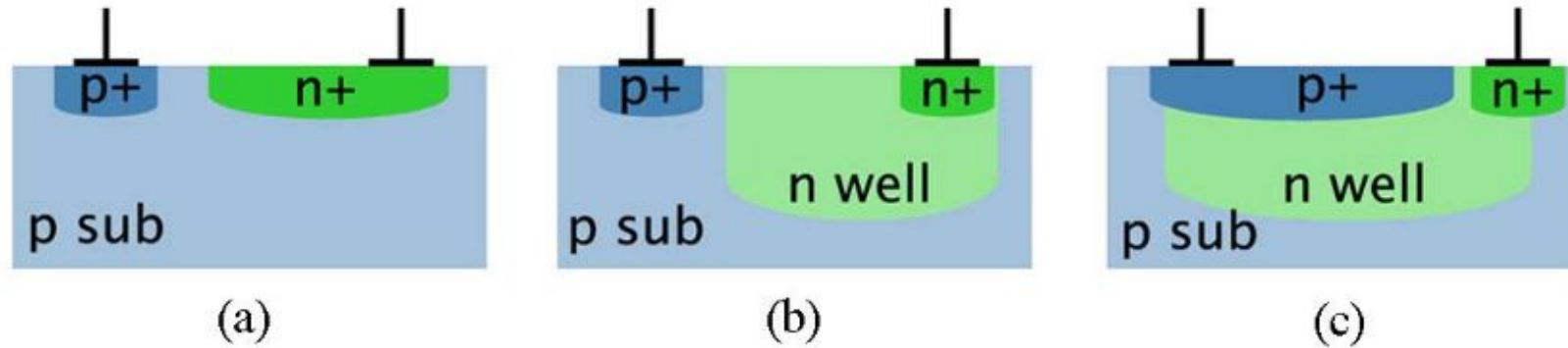
Which Photodiode to Use: A Comparison of CMOS-Compatible Structures

Kartikeya Murari, *Student Member, IEEE*, Ralph Etienne-Cummings, *Senior Member, IEEE*,
Nitish Thakor, *Fellow, IEEE*, and Gert Cauwenberghs, *Senior Member, IEEE*

Respuesta de un fotodiodo en una tecnología CMOS



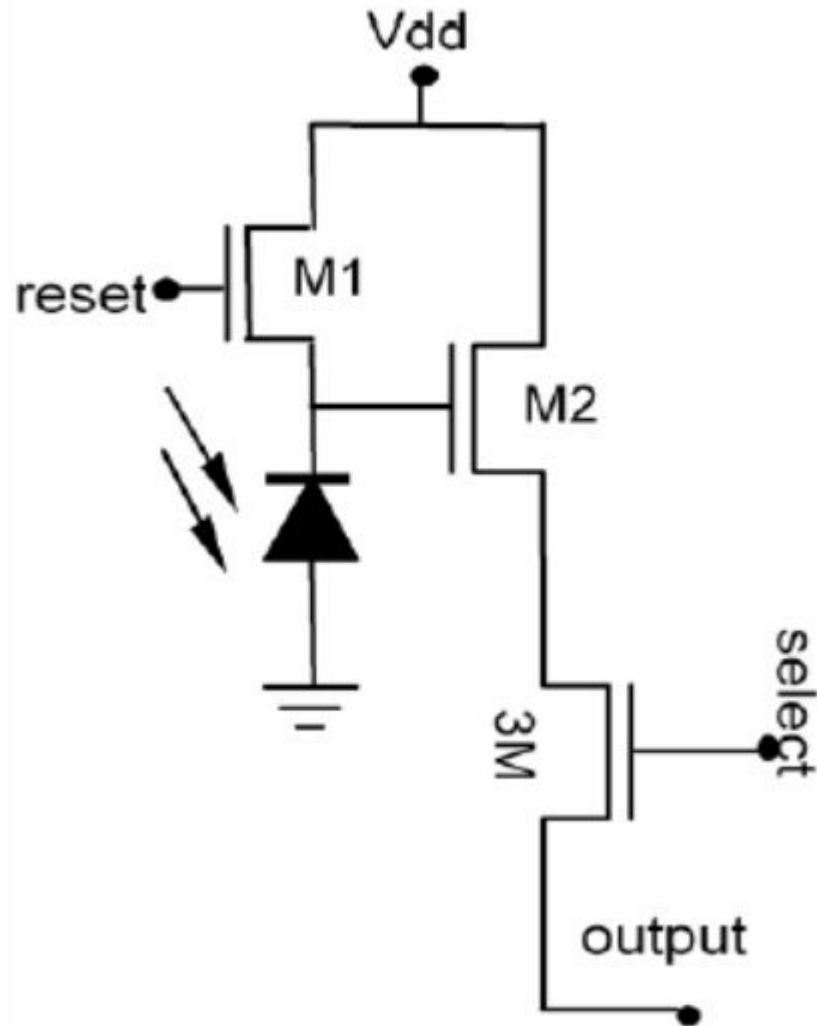
Respuesta de un fotodiodo en una tecnología CMOS



PHOTODIODE DARK CURRENT COMPARISON

Photodiode type	Dark current (nA/cm ²)	DTOP (nW/cm ²)
n^+/p -sub	96.2	0.14
n -well/ p -sub	363.4	0.15
p^+/n -well/ p -sub	90.3	0.05

Active Pixel Sensor (APS)

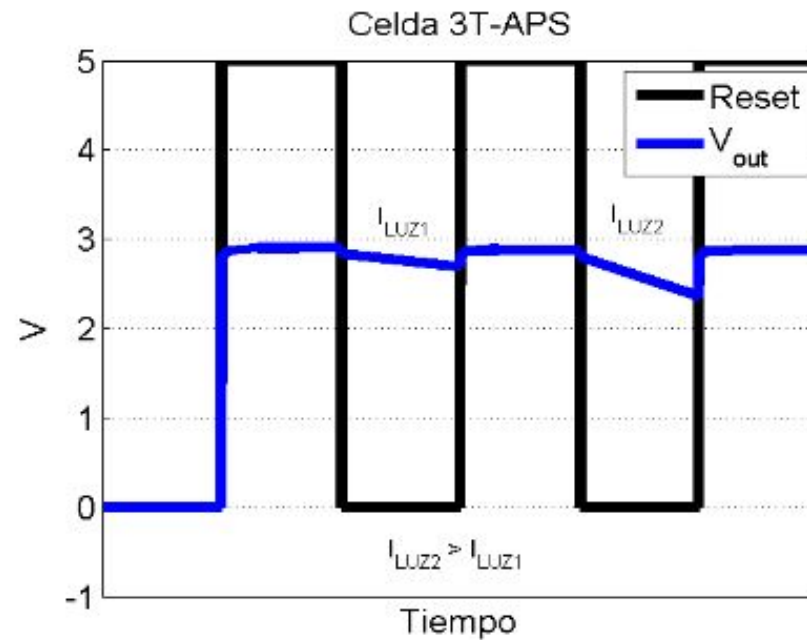
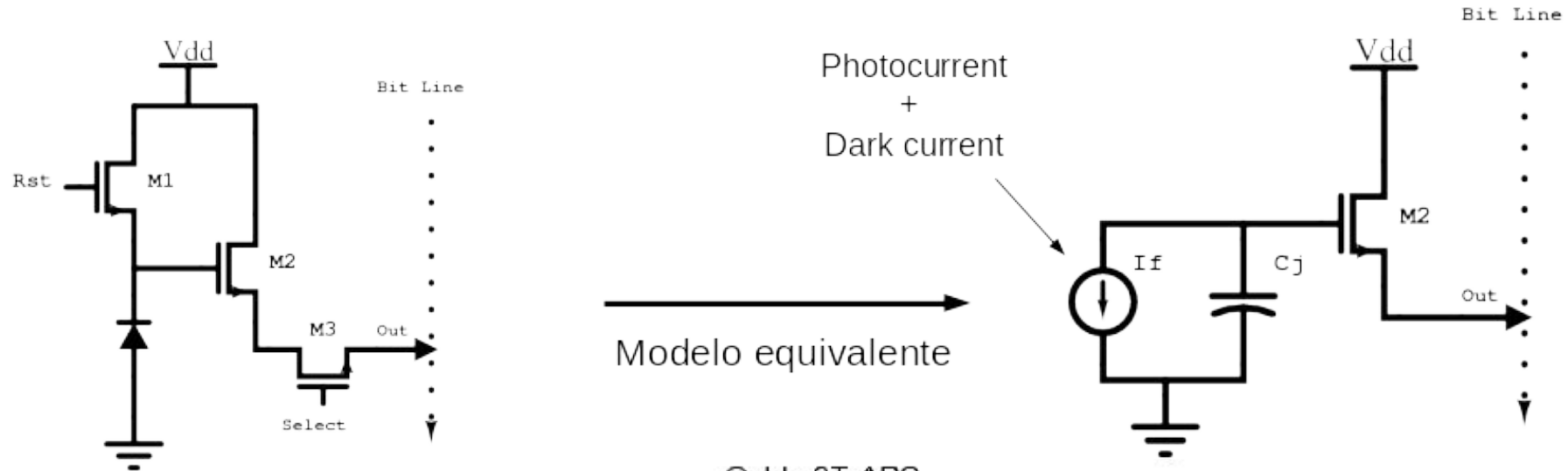


Celda APS (Active Pixel Sensor) de tres transistores (3T):

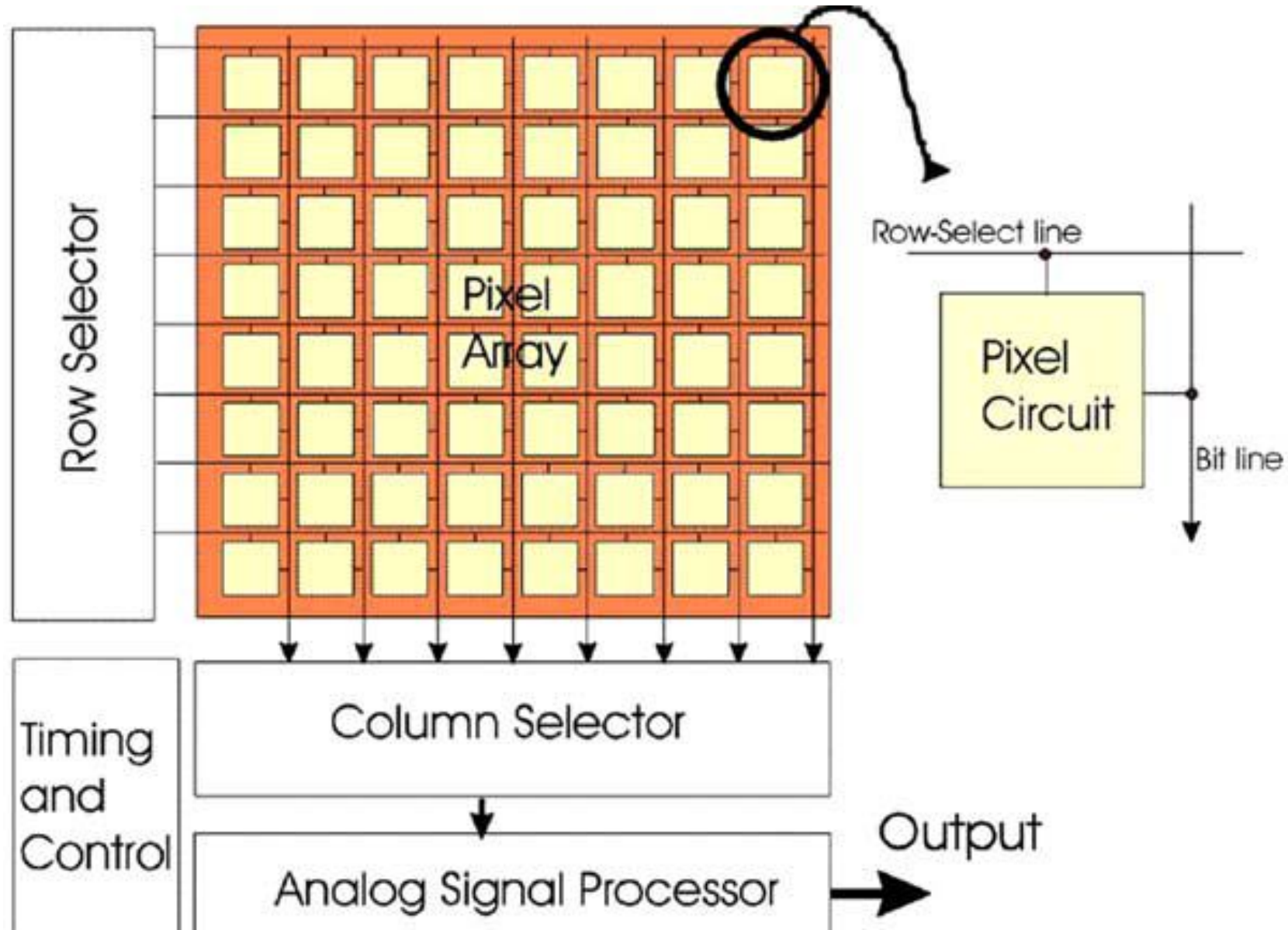
- Fotodiodo
- Reset transistor
- Buffer transistor
- Select transistor

Los transistores reducen la eficiencia en área del sensor (Fill factor).

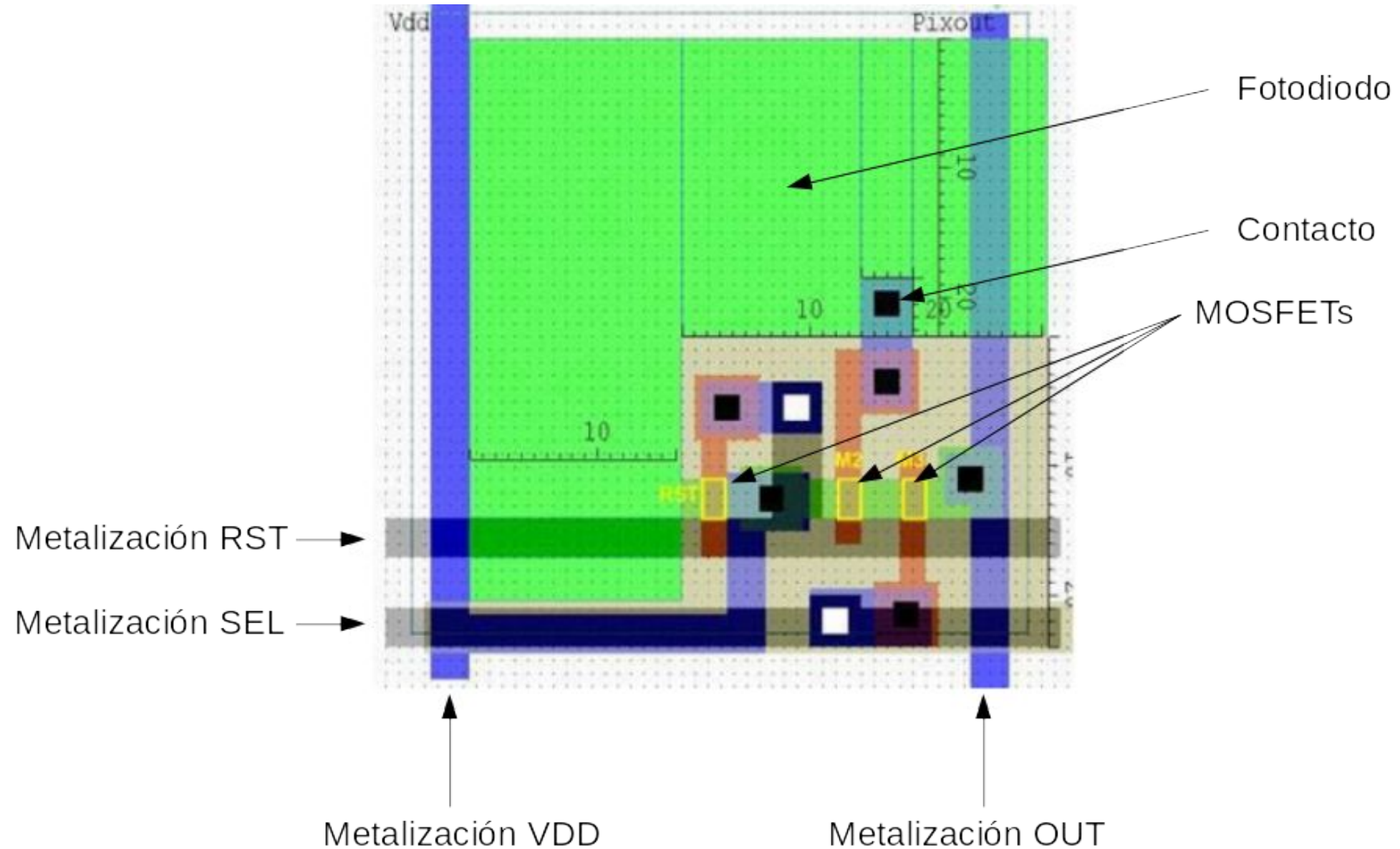
Operación del APS



Sensor de imagen CMOS



Layout



Tiempo de integración

- El tiempo de integración puede definirse externamente o de forma automática
- Tiempos de integración pequeños permiten realizar lecturas cuando la intensidad de luz es alta. El límite es impuesto por la velocidad de operación de los circuitos.
- Tiempo de integración grandes permiten realizar lecturas cuando la intensidad de luz es baja. El límite es impuesto por la corriente de oscuridad y el ruido eléctrico del sistema de lectura.

Ej. estimación del tiempo de integración para $\Delta V = 0.1V$

Datos:

Potencia lumínica: $P_L = 0,6 \text{ uW/cm}^2$

Longitud de onda $\lambda = 640 \text{ nm}$ (Rojo)

Eficiencia cuántica: $\eta_c = 0,3$

Lado del fotodiodo (cuadrado): $L = 25 \text{ um}$

Ej. estimación del tiempo de integración para $\Delta V=0.1V$

Datos:

Potencia lumínica: $P_L = 0,6 \text{ uW/cm}^2$

Longitud de onda $\lambda = 640 \text{ nm}$ (Rojo)

Eficiencia cuántica: $\eta_c = 0,3$

Lado del fotodiodo (cuadrado): $L = 25 \text{ um}$

Cálculos:

Energía de un fotón de 640 nm:

$$E_{\text{foton}} = \frac{h \cdot C}{\lambda} = 3,11 \cdot 10^{-19} \text{ J} \equiv 1,94 \text{ eV}$$

Cantidad de fotones incidentes:

$$N_f = \frac{P_L \cdot \text{Area}}{E_{\text{foton}}} = 1,25 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$$

Fotocorriente:

$$I_f = N_f \cdot \eta_c \cdot q = 6 \cdot 10^{-14} \text{ A} \equiv 60 \text{ fF}$$

Ej. estimación del tiempo de integración para $\Delta V=0.1V$

Datos:

Potencia lumínica: $P_L = 0,6 \text{ uW/cm}^2$

Longitud de onda $\lambda = 640 \text{ nm}$ (Rojo)

Eficiencia cuántica: $\eta_c = 0,3$

Lado del fotodiodo (cuadrado): $L = 25 \text{ um}$

Cálculos:

Energía de un fotón de 640 nm:

$$E_{\text{foton}} = \frac{h \cdot C}{\lambda} = 3,11 \cdot 10^{-19} \text{ J} \equiv 1,94 \text{ eV}$$

Cantidad de fotones incidentes:

$$N_f = \frac{P_L \cdot \text{Area}}{E_{\text{foton}}} = 1,25 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$$

Fotocorriente:

$$I_f = N_f \cdot \eta_c \cdot q = 6 \cdot 10^{-14} \text{ A} \equiv 60 \text{ fF}$$

Datos capacidad juntura:

Capacidad área: $C_s = 421 \text{ aF/um}^2$

Capacidad fringe: $C_f = 358 \text{ aF/um}$

Capacidad fotodiodo:

$$C_{fd} = C_s \cdot \text{Area} + C_f \cdot \text{Perim} = 638 \cdot 10^{-15} \text{ F}$$

Ej. estimación del tiempo de integración para $\Delta V=0.1V$

Datos:

Potencia lumínica: $P_L = 0,6 \text{ uW/cm}^2$

Longitud de onda $\lambda = 640 \text{ nm}$ (Rojo)

Eficiencia cuántica: $\eta_c = 0,3$

Lado del fotodiodo (cuadrado): $L = 25 \text{ um}$

Cálculos:

Energía de un fotón de 640 nm:

$$E_{\text{foton}} = \frac{h \cdot C}{\lambda} = 3,11 \cdot 10^{-19} \text{ J} \equiv 1,94 \text{ eV}$$

Cantidad de fotones incidentes:

$$N_f = \frac{P_L \cdot \text{Area}}{E_{\text{foton}}} = 1,25 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1}$$

Fotocorriente:

$$I_f = N_f \cdot \eta_c \cdot q = 6 \cdot 10^{-14} \text{ A} \equiv 60 \text{ fA}$$

Datos capacidad juntura:

Capacidad área: $C_s = 421 \text{ aF/um}^2$

Capacidad fringe: $C_f = 358 \text{ aF/um}$

Capacidad fotodiodo:

$$C_{fd} = C_s \cdot \text{Area} + C_f \cdot \text{Perim} = 638 \cdot 10^{-15} \text{ F}$$

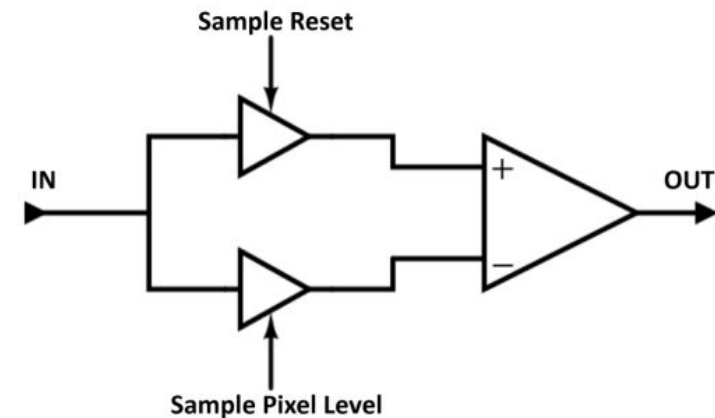
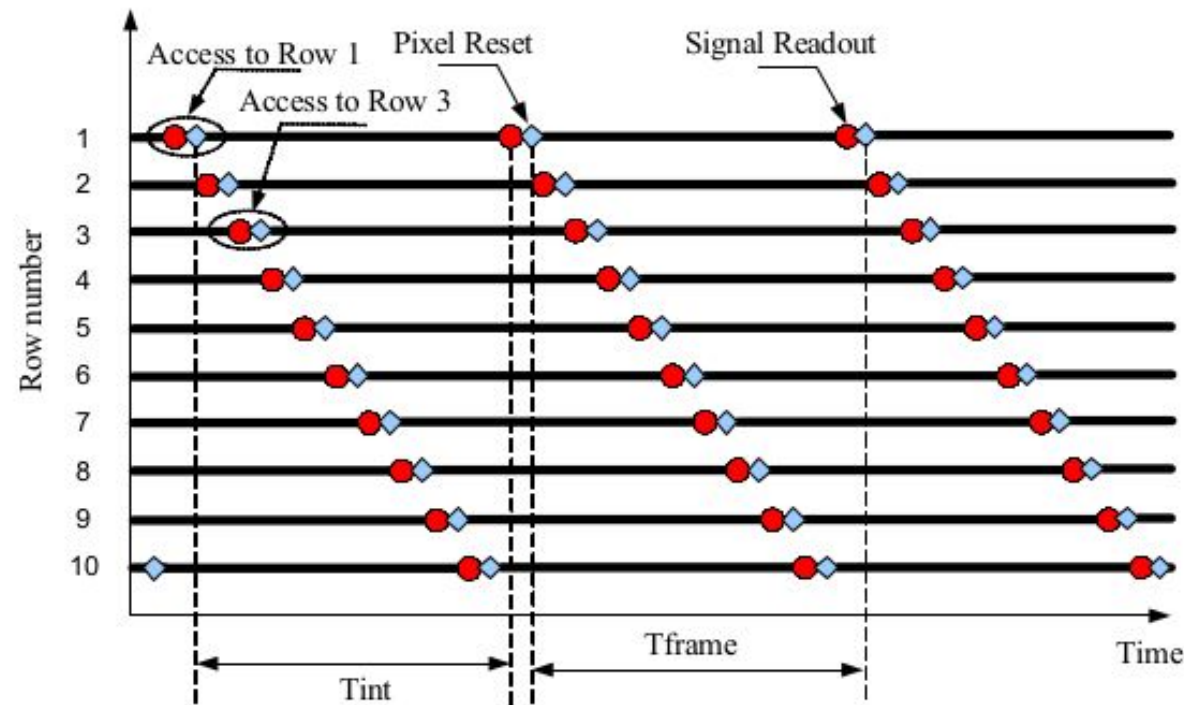
Tiempo de integración:

$$I = \frac{C \cdot dV}{dt}$$

$$\Delta T = \frac{C \cdot \Delta V}{I}$$

$$\Delta T = \frac{638 \text{ fF} \cdot 0,1 \text{ V}}{60 \text{ fA}} = 10,6 \text{ ms}$$

CDS (correlated double sampling)



- Permite eliminar las diferencias por fabricación entre los píxeles y corregir el efecto de la corriente de oscuridad.
- Consiste en tomar una muestra inmediatamente luego de la señal de RST y otra luego de un tiempo T (periodo de integración). La diferencia entre ambas muestras se toma como la lectura del pixel.

Sensores MOS de radiación ionizante

- El estudio de los efectos de radiación es de interés en:

-Aplicaciones espaciales

Van Allen Belts: partículas atrapadas en el campo magnético de la Tierra. Contiene protones y electrones de alta energía (importante en LEO y MEO).

Solar flares: principalmente protones e iones de cientos de MeV. (importante en GEO, puede generar 10^{10} cm^{-2} por evento).

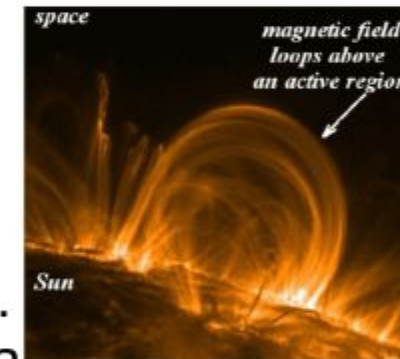
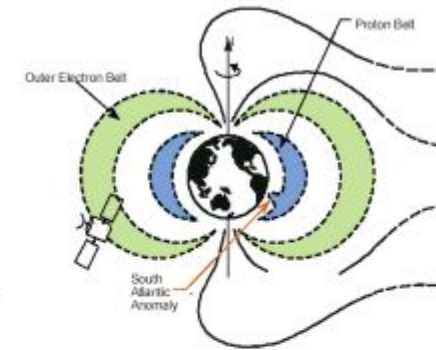
Rayos cósmicos: Diferentes tipos de iones de altísimas energías (TeV o más).

-Aplicaciones Médicas: radioterapia y radiodiagnóstico.

-Aplicaciones en experimentos de física de alta energía (LHC).

-Industria nuclear (energía y radioisótopos).

-Partículas a nivel terrestre para tecnologías CMOS actuales.



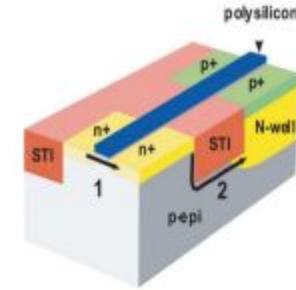
Sensores MOS de radiación ionizante

Efectos de radiación ionizante en dispositivos electrónicos

Acumulativos:

Total Ionizing Dose (**TID**)

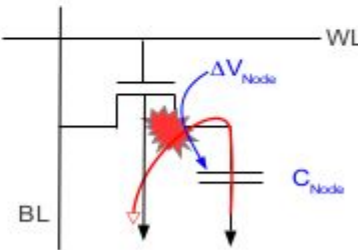
Debido principalmente a carga atrapada en aislantes. Provoca una degradación lenta de los dispositivos.



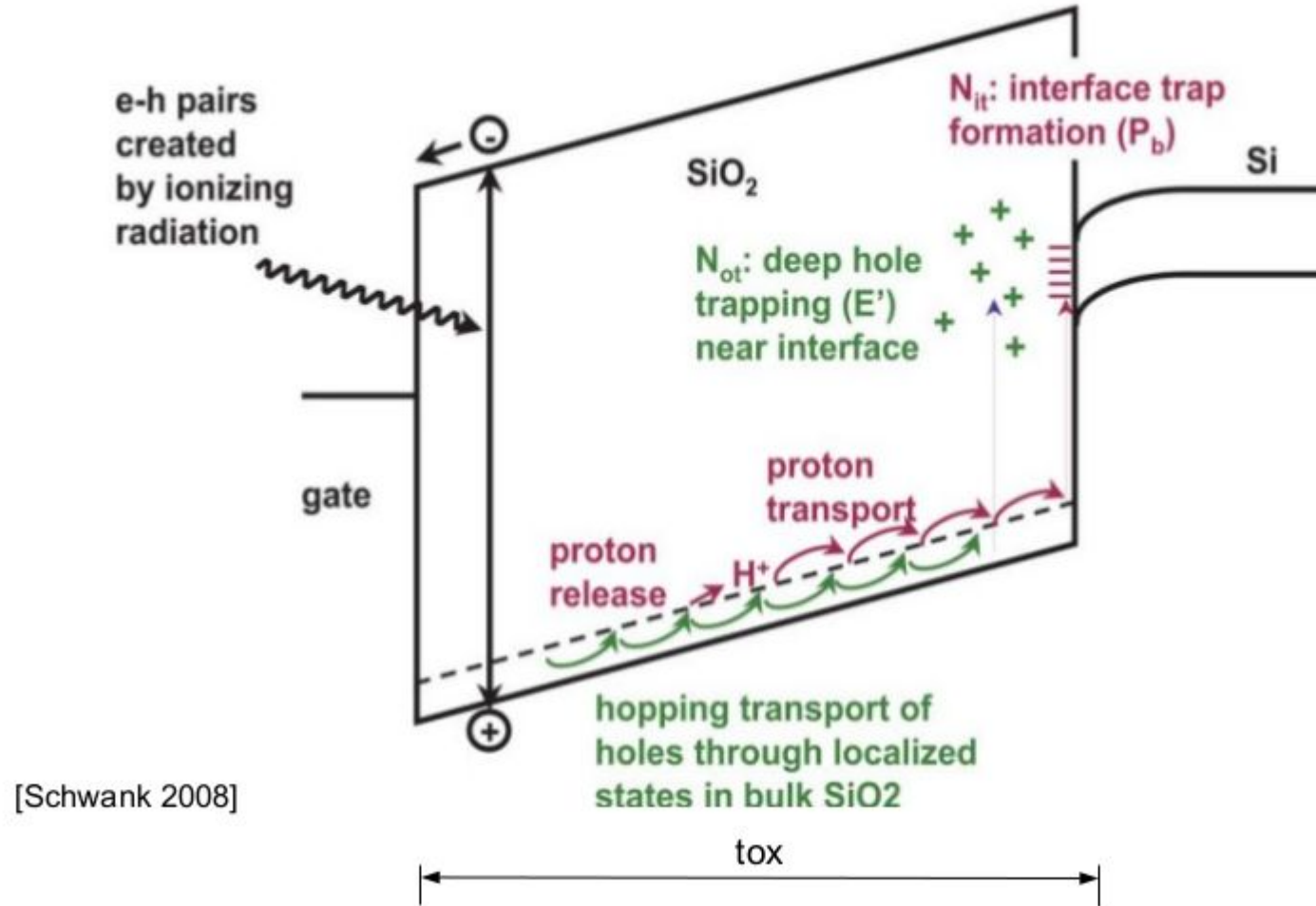
Instantáneos:

Single Event Effects (**SEE**)

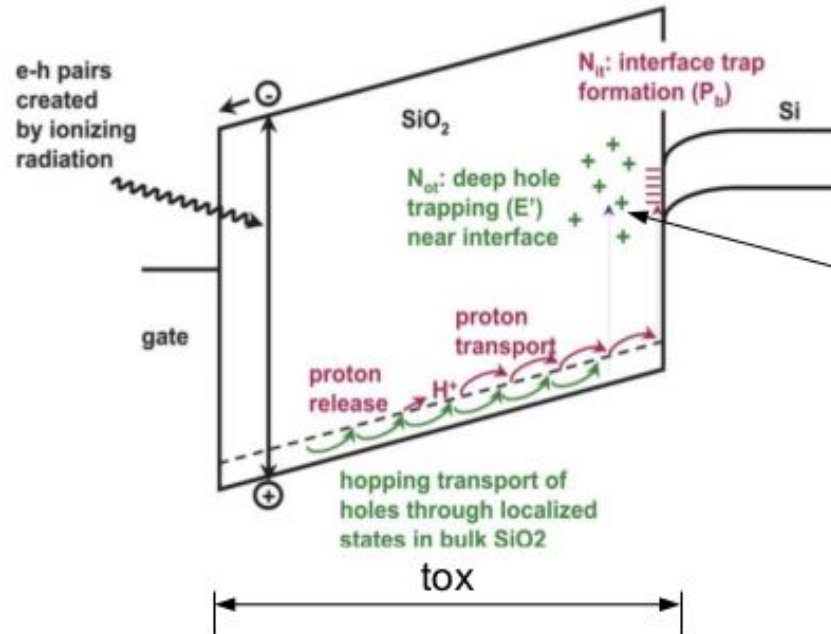
Debido a la generación de carga eléctrica en regiones sensibles de los circuitos CMOS. Provoca errores en sistemas digitales o incluso la destrucción del circuito.



Mecanismos físicos sobre la estructura MOS



Mecanismos físicos sobre la estructura MOS



La cantidad de carga capturada depende de:

1. El espesor del óxido (t_{ox})
2. El campo eléctrico (E_{ox})

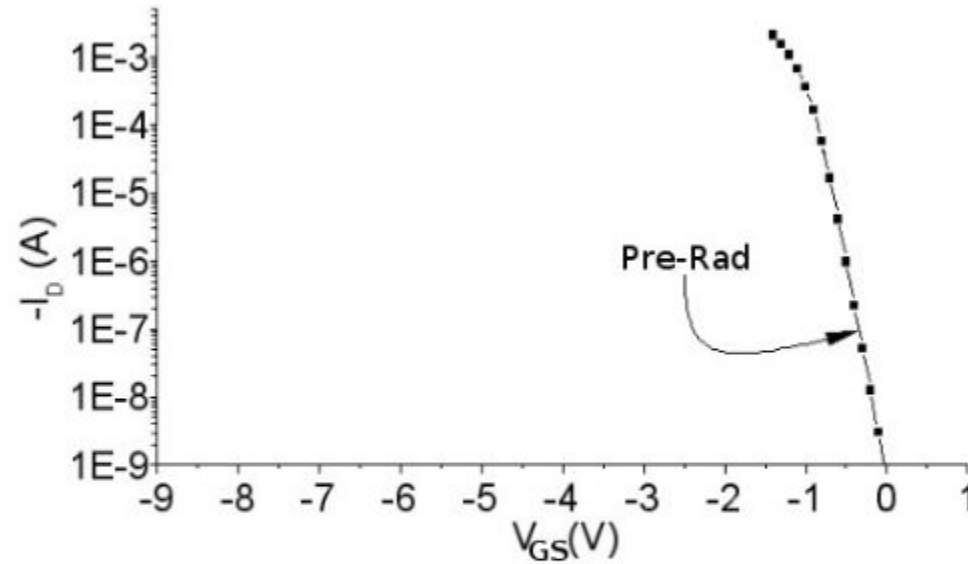
$$\Delta V_T \cong \Delta V_{ox} = -\frac{1}{C'_{ox}} \int_0^{t_{ox}} \rho(x) \frac{x}{t_{ox}} dx$$

Consecuencias sobre los dispositivos:

- Desplazamiento de la tensión umbral (V_T)
- Incremento de corrientes de fuga
- Reducción de la transconductancia

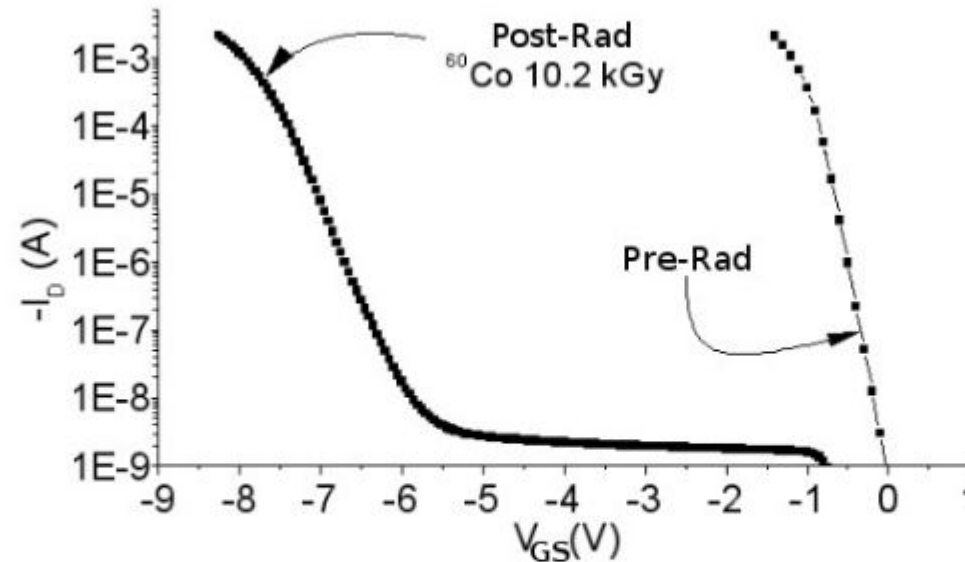
Efectos de radiación ionizante en transistores

- Efectos eléctricos en los MOSFETs



Efectos de radiación ionizante en transistores

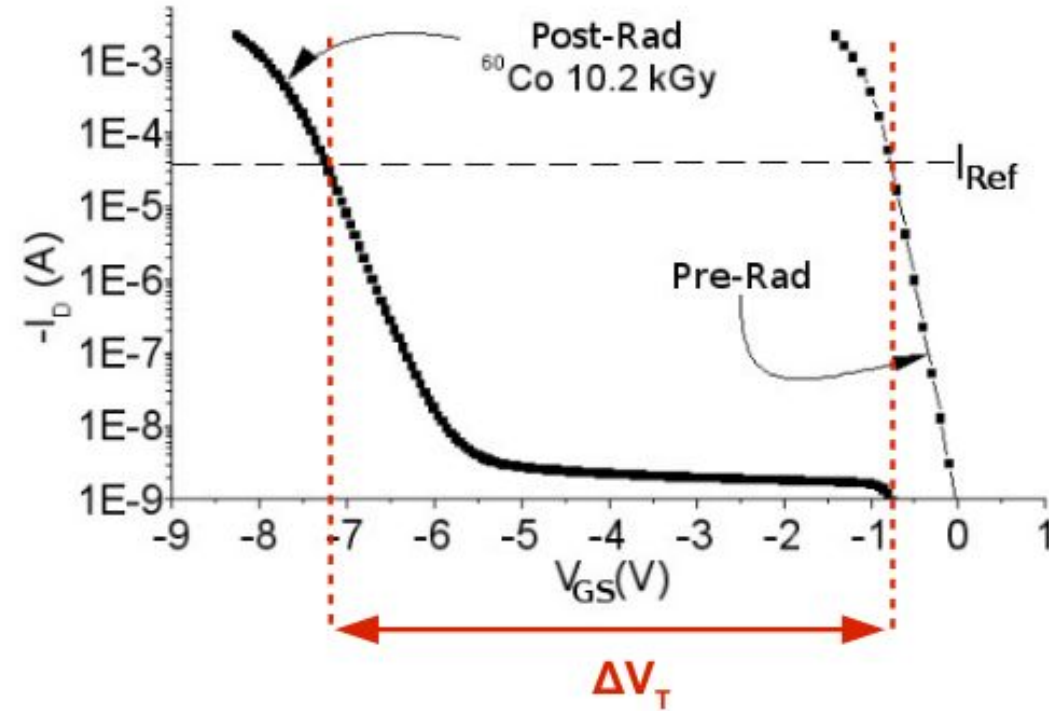
- Efectos eléctricos en los MOSFETs



Captura de carga positiva + creación de estados de interfaz:

- Se modifican las características I-V de los dispositivos
- Se afecta el desempeño de los circuitos

Calibración para dosimetría



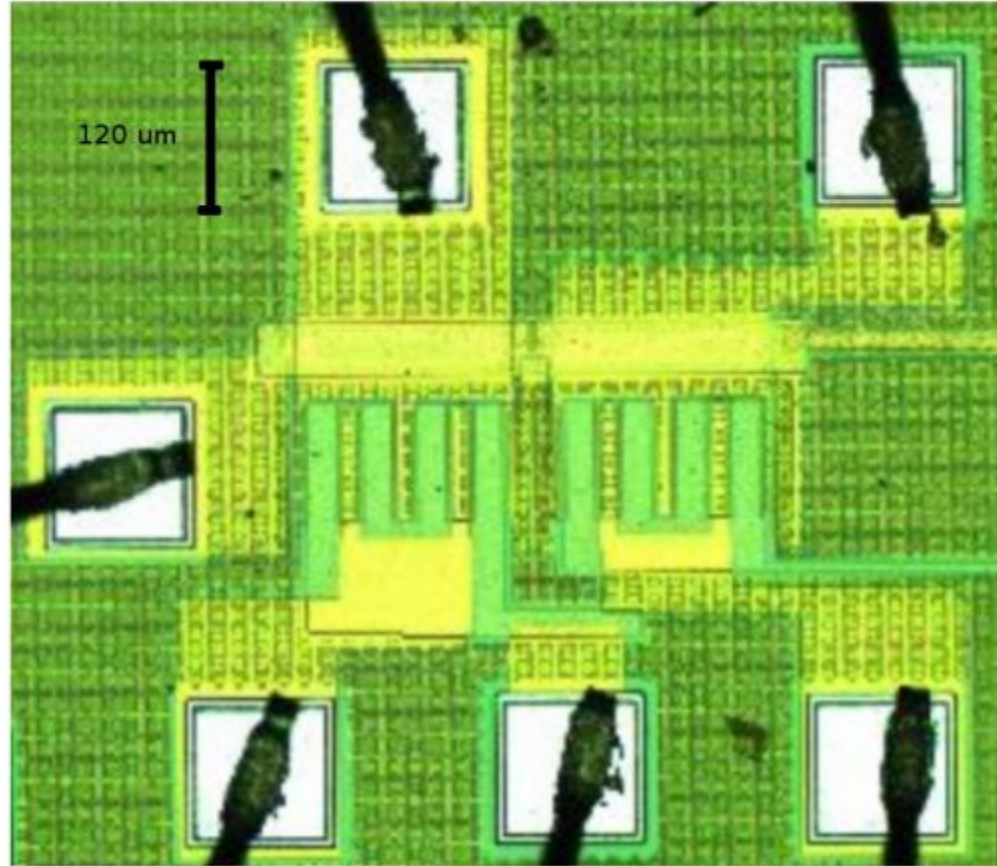
La variación de la tensión umbral se puede tomar como parámetro dosimétrico.
La sensibilidad del dispositivo puede definirse como:

$$S = \frac{\partial V_T}{\partial D}$$

Con unidades de V/Gy

Sensor MOS de óxido grueso en CMOS: FOXFET

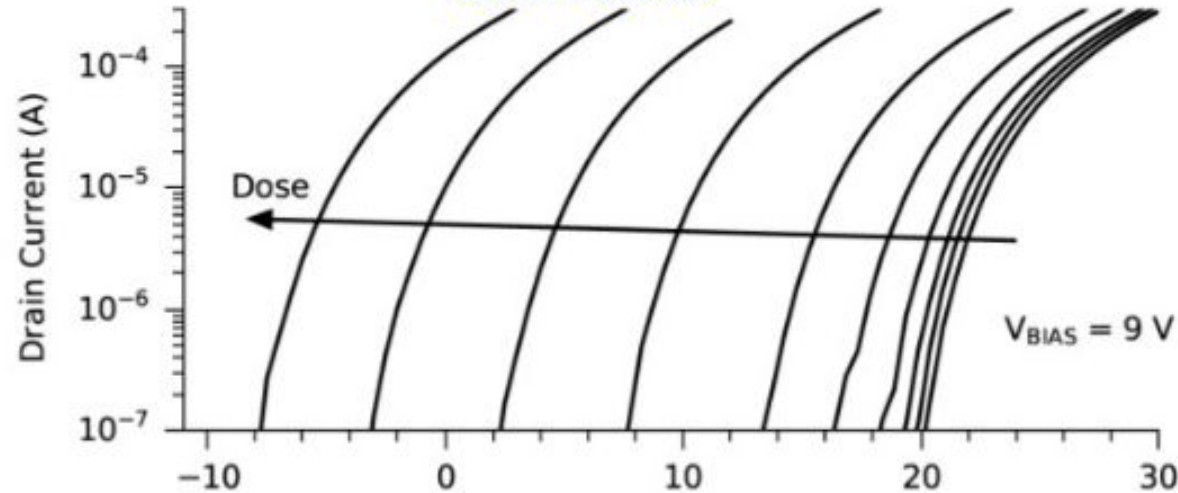
Fabricación en CMOS 0,6 μm



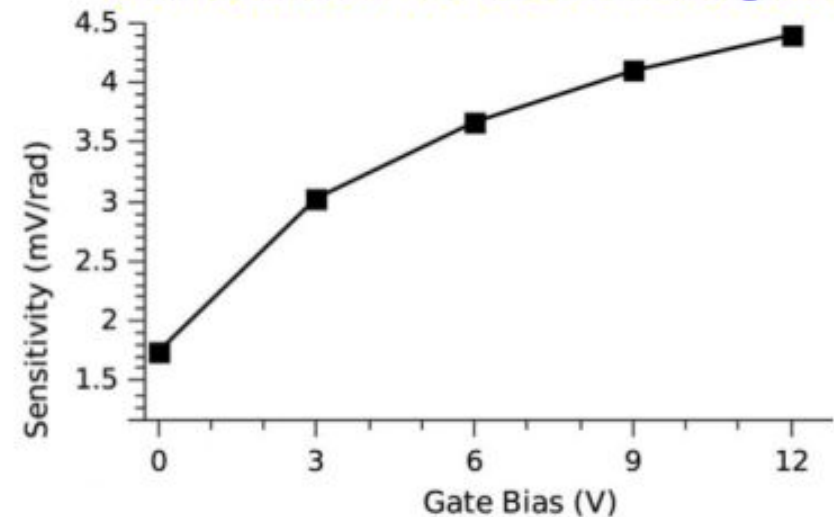
[Lipovetzky 2013]

Caracterización FOXFET para dosimetría

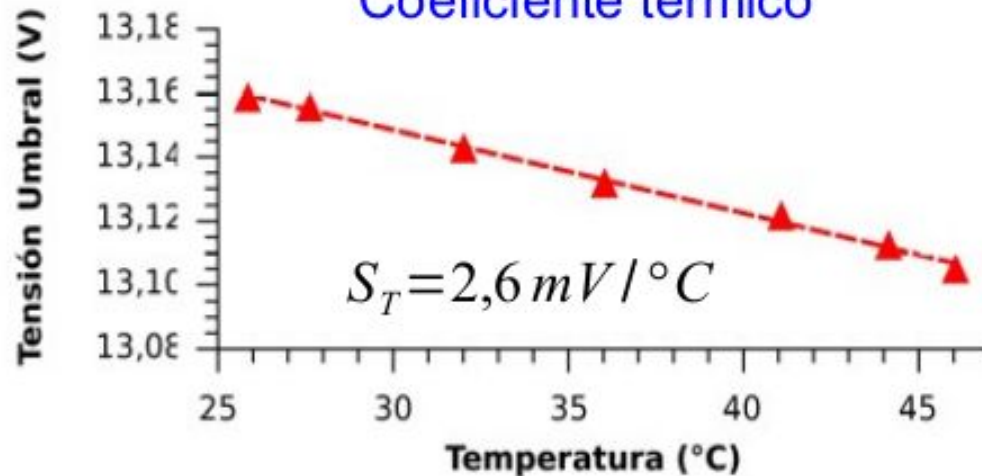
Desplazamiento de I-V con la dosis acumulada



Sensibilidad vs tensión de gate



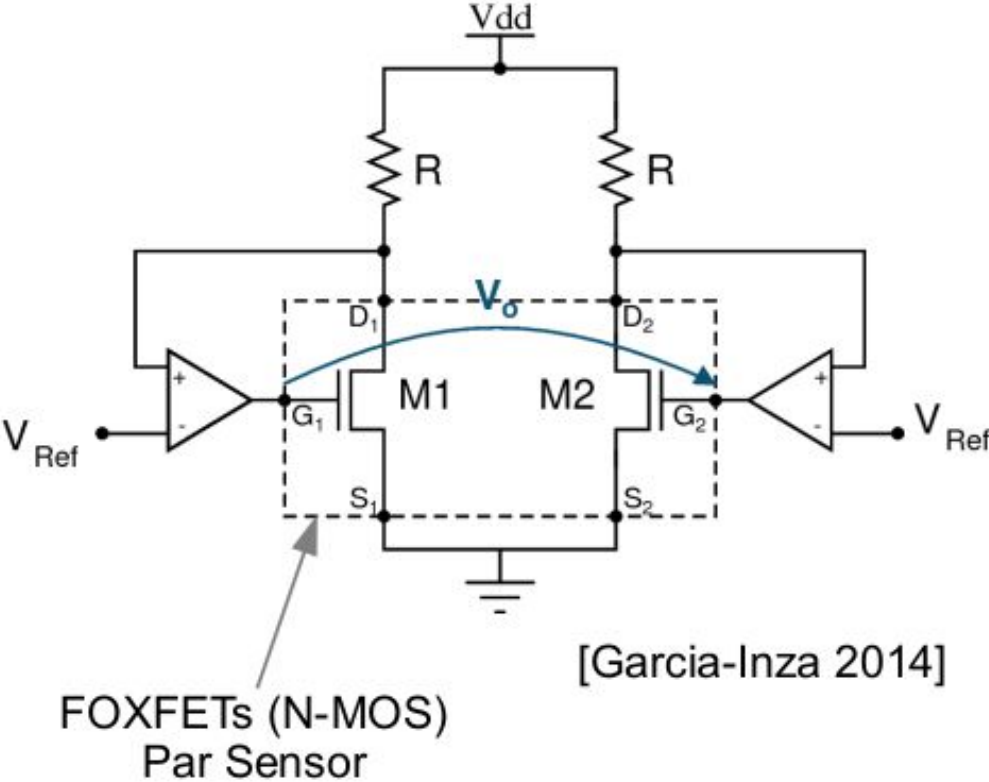
Coeficiente térmico



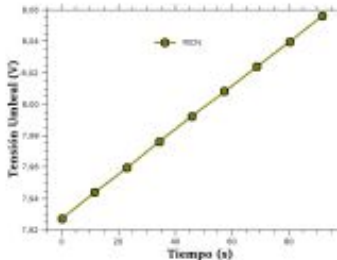
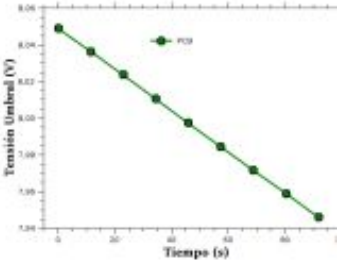
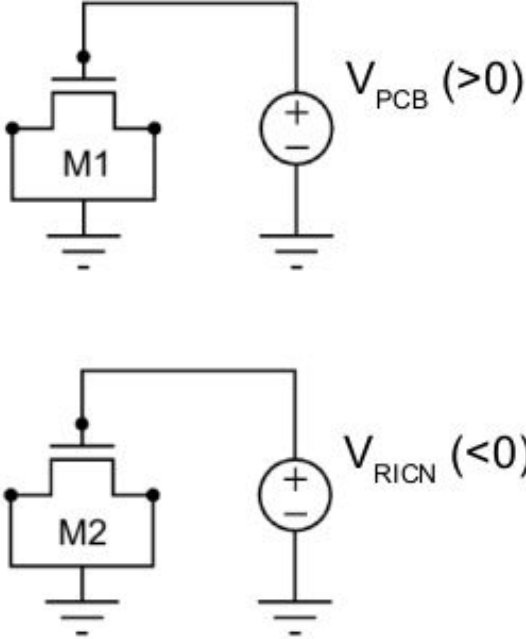
[Lipovetzky 2013]

Circuitos diferenciales para dosimetría

Circuito de lectura



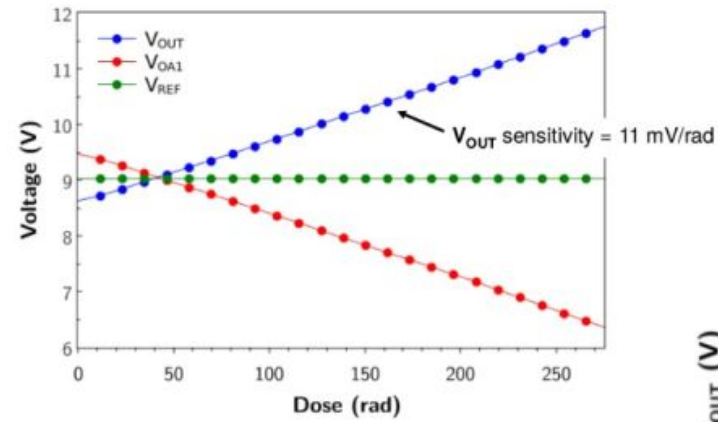
Polarización diferencial



Variaciones de temperatura
Efectos de radiación

Modo Común
Modo Diferencial

Circuitos diferenciales para dosimetría



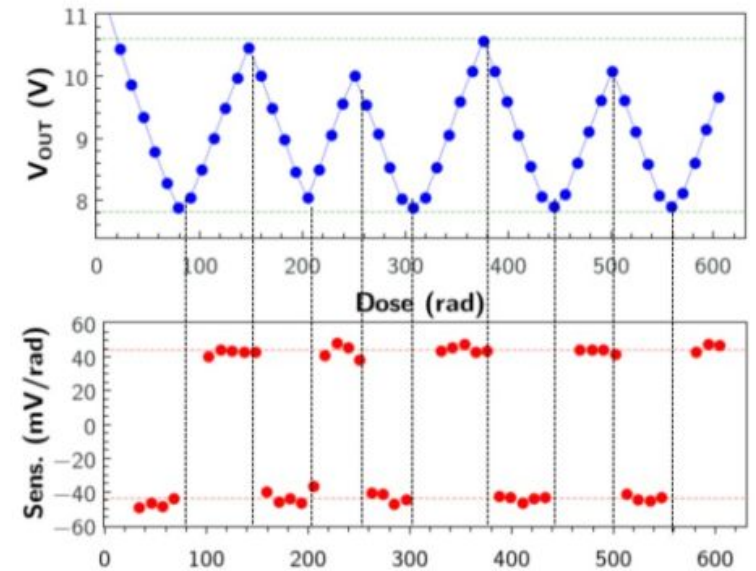
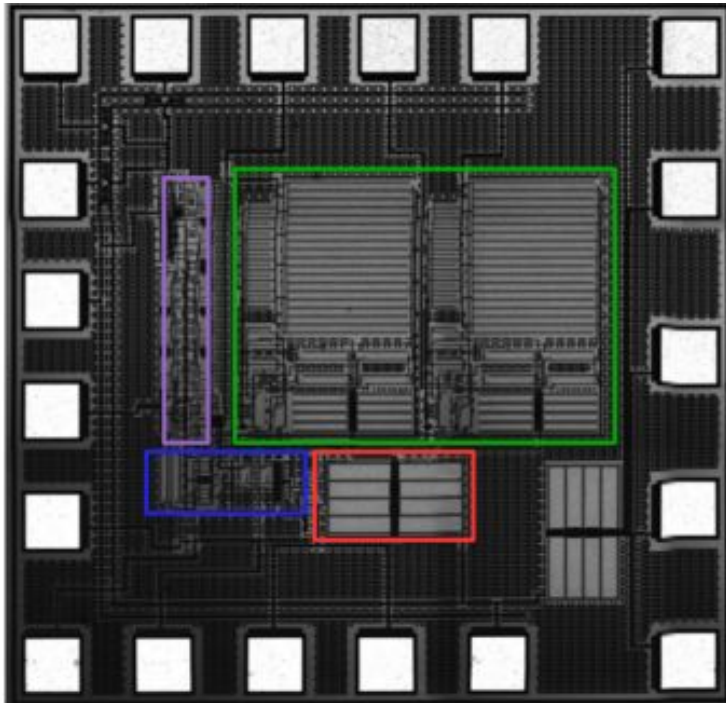
[Garcia-Inza 2016]

FOXFET
Sensing pair

Operational
Amplifiers

CMOS
Switches

Control
Logic



Principios básicos de referencias compensadas en temp

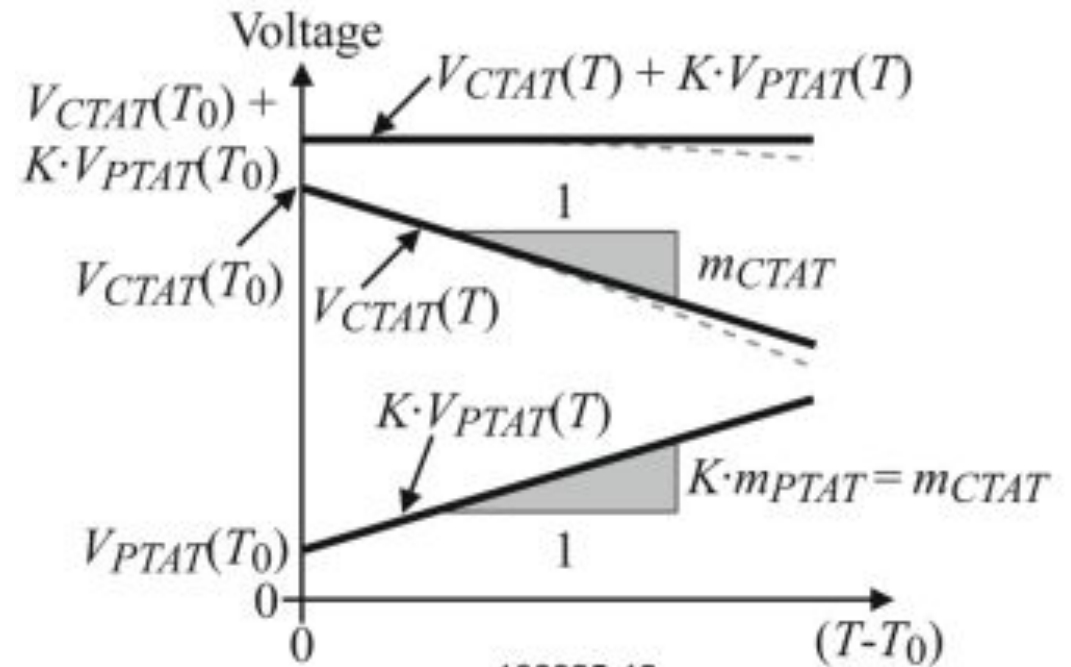
Principle

$$V_{REF}(T) = V_{PTAT}(T) + K \cdot V_{CTAT}(T)$$

where

$V_{PTAT}(T)$ is a voltage that is *proportional to absolute temperature* (PTAT)

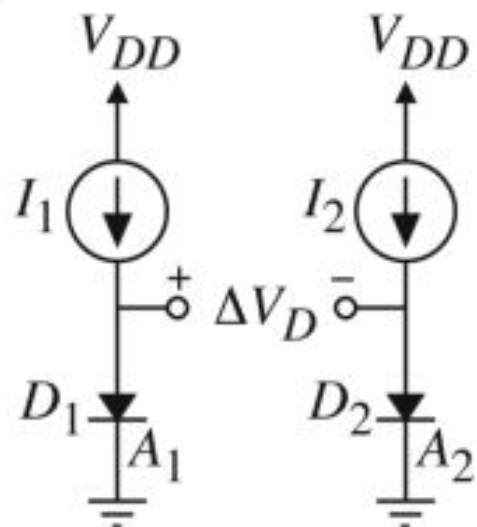
$V_{CTAT}(T)$ is a voltage that is *complimentary to absolute temperature* (CTAT)



OBS: En general las implementaciones de estas referencias requieren un circuito de startup.

Tensión PTAT

Implementation of a PTAT voltage:



100326-01

$$\begin{aligned}
 V_{PTAT} = \Delta V_D &= V_{D1} - V_{D2} = V_t \ln\left(\frac{I_1}{I_{s1}}\right) - V_t \ln\left(\frac{I_2}{I_{s2}}\right) \\
 &= V_t \ln\left(\frac{I_1}{I_2} \frac{I_{s2}}{I_{s1}}\right) = V_t \ln\left(\frac{I_{s2}}{I_{s1}}\right) = V_t \ln\left(\frac{A_2}{A_1}\right) = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{A_2}{A_1}\right)
 \end{aligned}$$

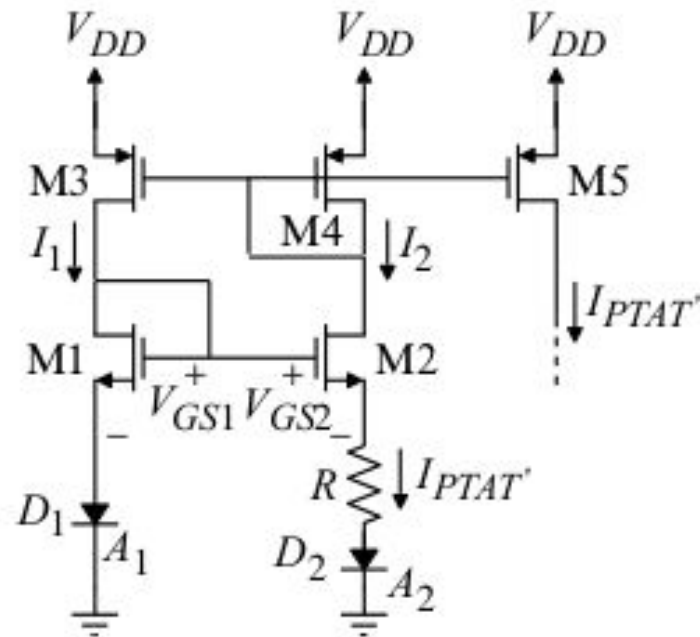
if $I_1 = I_2$.

Therefore, if $A_2 = 10A_1$, ΔV_D at room temperature becomes,

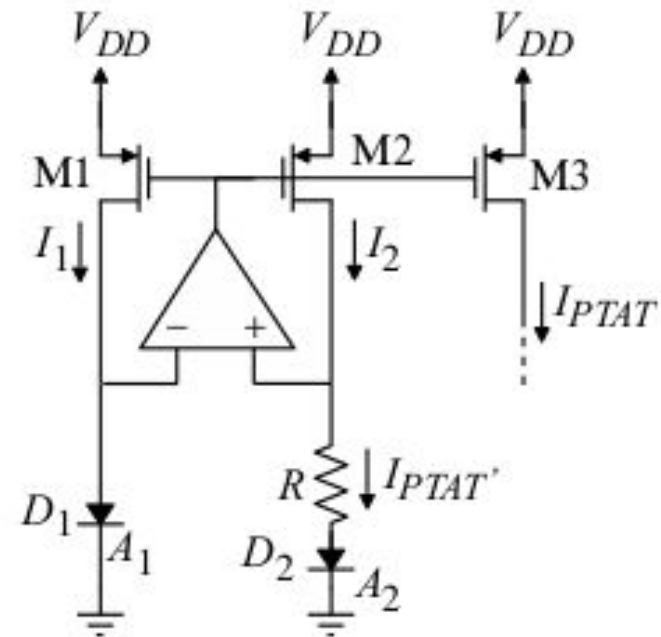
$$\Delta V_D = \left[\frac{k}{q} \ln\left(\frac{A_2}{A_1}\right) \right] T = \left[\frac{1.381 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}}{1.6 \times 10^{-19} \text{ Coul}} \ln(10) \right] T = (+ 0.086 \text{ mV/}^\circ\text{C}) T$$

$$\therefore V_{PTAT} = V_t \ln\left(\frac{A_2}{A_1}\right)$$

Corriente PTAT



Pseudo-PTAT current generator using only MOSFETs and pn junctions.



Pseudo-PTAT current generator using MOSFETs, an op amp and pn junctions.

100326-04

In these circuits, $I_1 = I_2$ and the voltage across D_1 is made equal to the voltage across the series combination of R and D_2 to create the pseudo-PTAT current,

$$I_{PTAT}' = \frac{V_{D1} - V_{D2}}{R} = \frac{kT}{Rq} \ln\left(\frac{A_2}{A_1}\right)$$

Tensión CTAT

This becomes more challenging because a true CTAT voltage does not exist. The best approach is to examine the *pn* junction (can be a diode or BJT).

The diode voltage can be written as

$$v_D = V_t \ln\left(\frac{i_D}{I_s}\right) = V_t \ln(i_D) - V_t \ln(I_s)$$

where

$$I_s = AT^\gamma \exp\left(\frac{-V_{BG}}{V_t}\right) \quad \text{and} \quad i_D = BT^\alpha$$

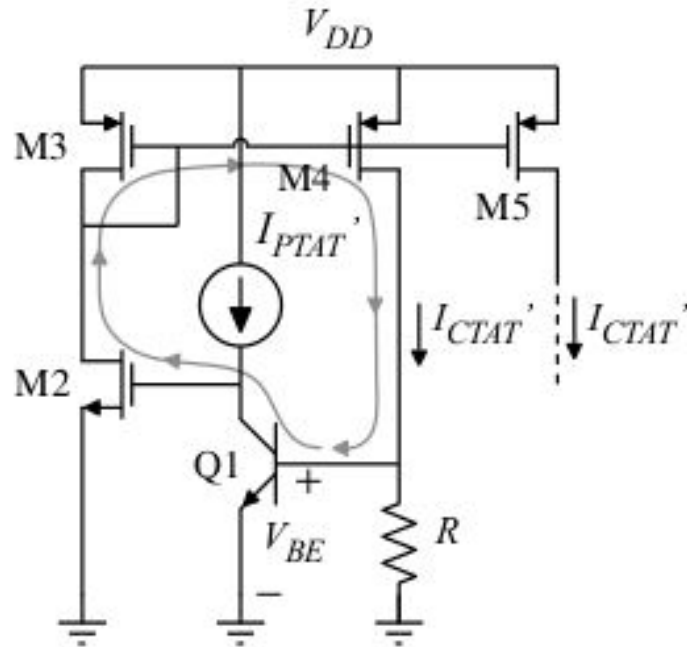
and where A and B are temperature independent constants, γ is the temperature coefficient for I_s ($\gamma \approx 3$), α is the temperature coefficient for i_D ($\alpha = 1$ for PTAT), and V_{BG} is the bandgap voltage of silicon (1.205V at 27°C).

The diode voltage as a function of temperature is,

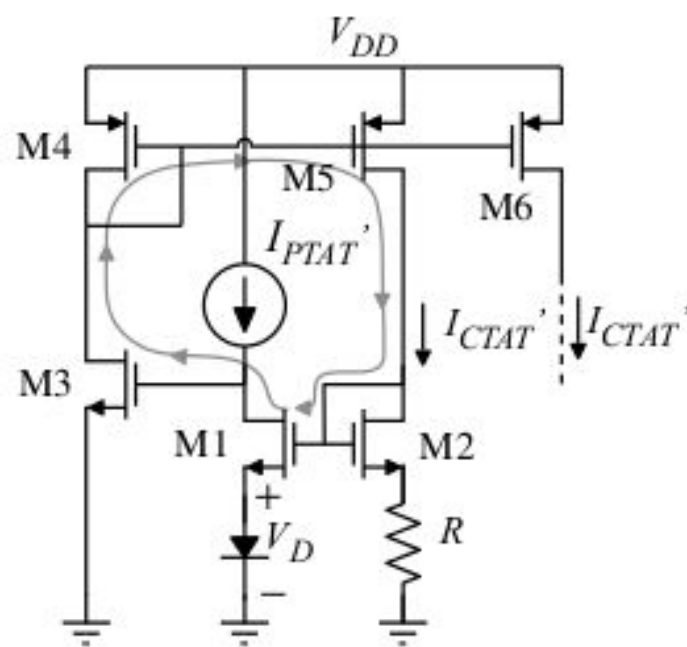
$$v_D(T) = V_{CTAT} = V_t \ln(BT^\alpha) - V_t \ln\left[AT^\gamma \exp\left(-\frac{V_{BG}}{V_t}\right)\right] = V_{BG} - V_t(\gamma - \alpha) \ln(T) - V_t \ln(A/B)$$

Note that the term $V_t(\gamma - \alpha) \ln(T)$ is not linear with temperature and cannot completely cancel the perfectly linear PTAT voltage.

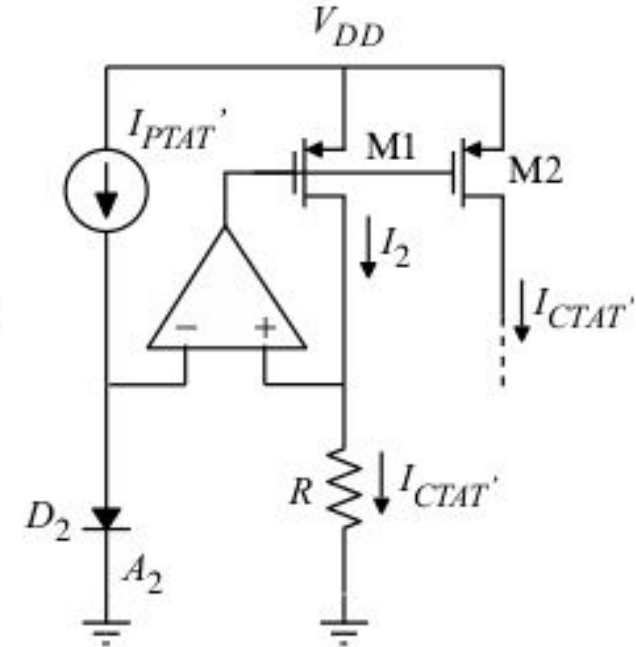
Corriente CTAT



Generation of a pseudo CTAT current using a bipolar transistor.



Generation of a pseudo CTAT current using a diode.



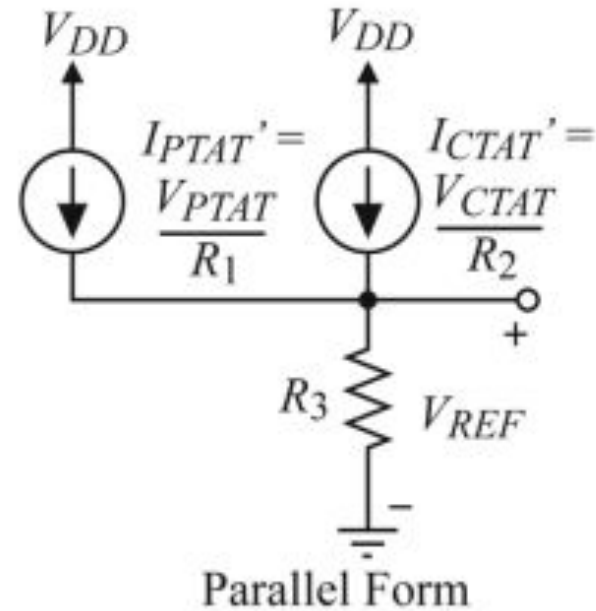
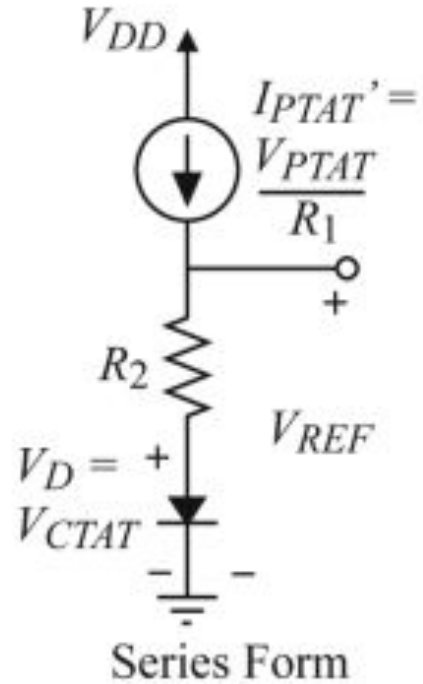
Generation of a pseudo CTAT current using MOSFETs, an op amp and pn junctions.

120326-01

The negative feedback loop shown causes the current designated as I_{CTAT}' to be,

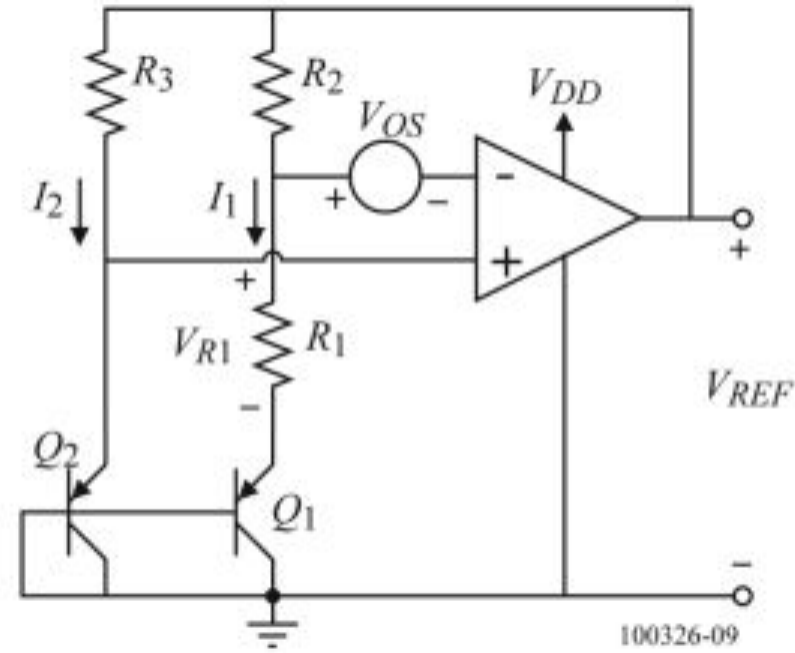
$$I_{CTAT}' = \frac{V_{BE}}{R} = \frac{V_D}{R}$$

Estrategias circuitales serie y paralelo



Compensación serie

$$\begin{aligned}
 V_{R1} &= V_{EB2} - V_{EB1} = V_t \ln\left(\frac{J_2}{J_{s2}}\right) - V_t \ln\left(\frac{J_1}{J_{s1}}\right) \\
 &= V_t \ln\left(\frac{I_2 A_{E1}}{I_1 A_{E2}}\right) = V_t \ln\left(\frac{R_2 A_{E1}}{R_3 A_{E2}}\right)
 \end{aligned}$$



The op amp forces the relationship $I_1 R_2 = I_2 R_3$

$$\therefore V_{REF} = V_{EB2} + I_2 R_3 = V_{EB2} + V_{R1} \left(\frac{R_2}{R_1}\right) = V_{EB2} + \left(\frac{R_2}{R_1}\right) V_t \ln\left(\frac{R_2 A_{E1}}{R_3 A_{E2}}\right) = V_{CTAT} + \left(\frac{R_2}{R_1}\right) \ln\left(\frac{R_2 A_{E1}}{R_3 A_{E2}}\right) V_t$$

Differentiating the above with respect to temperature and setting the result to zero, gives

$$\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \ln\left(\frac{R_2 A_{E1}}{R_3 A_{E2}}\right) = \frac{V_{GO} - V_{CTAT} + (\gamma - \alpha) V_{t0}}{V_t}$$

If $V_{OS} \neq 0$, then V_{REF} becomes,

$$V_{REF} = V_{EB2} - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{OS} + \frac{R_2}{R_1} V_t \ln\left[\frac{R_2 A_{E1}}{R_3 A_{E2}} \left(1 - \frac{V_{OS}}{I_1 R_2}\right)\right]$$

Ejemplo

Assume that $A_{E1} = 10 A_{E2}$, $V_{EB2} = 0.7 \text{ V}$, $R_2 = R_3$, and $V_t = 0.026 \text{ V}$ at room temperature for temperature independent reference on the previous slide. Find R_2/R_1 to give a zero temperature coefficient at room temperature. If $V_{OS} = 10 \text{ mV}$, find the change in V_{REF} . Note that $I_1 R_2 = V_{REF} - V_{EB2} - V_{OS}$.

Evaluating the temperature independent constant gives

$$\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \ln \left(\frac{R_2 A_{E1}}{R_3 A_{E2}}\right) = \frac{V_{GO} - V_{CTAT} + (\gamma - \alpha) V_{t0}}{V_{PTAT}} = \frac{1.205 - 0.7 + (2.2)(0.026)}{0.026} = 21.62$$

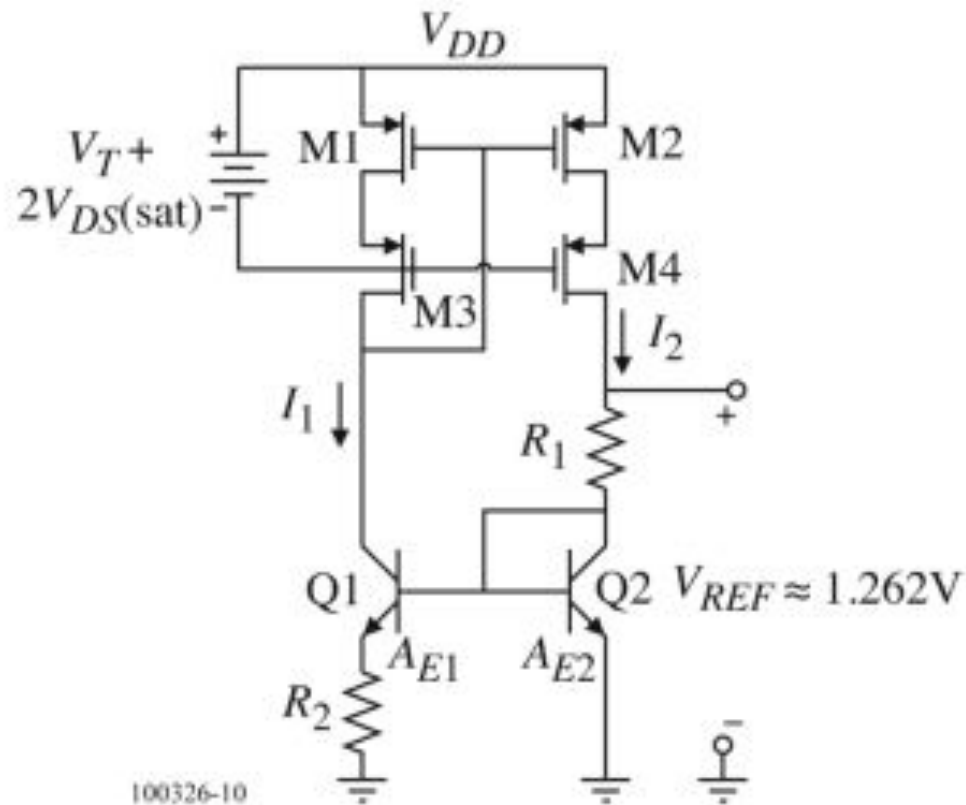
Therefore, $R_2/R_1 = 9.39$. In order to use the equation for V_{REF} with $V_{OS} \neq 0$, we must know the approximate value of V_{REF} and iterate if necessary because I_1 is a function of V_{REF} . Assuming V_{REF} to be 1.262, we obtain from

$$V_{REF} = V_{EB2} - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{OS} + \frac{R_2}{R_1} V_t \ln \left[\frac{R_2 A_{E1}}{R_1 A_{E2}} \left(1 - \frac{V_{OS}}{V_{REF} - V_{EB2} - V_{OS}} \right) \right]$$

a new value $V_{REF} = 1.153 \text{ V}$. The second iteration makes little difference on the result because V_{REF} is in the argument of the logarithm

Estrategia compensación serie sin OpAmp 1

The references shown do not use an op amp and avoid the issues of loop stability and PSRR.



Brokaw cell

$$I_1 = I_{PTAT}' = \frac{V_{BE2} - V_{BE1}}{R_2} = \frac{V_t}{R_2} \left[\ln\left(\frac{I_2}{I_{s2}}\right) - \ln\left(\frac{I_1}{I_{s1}}\right) \right]$$

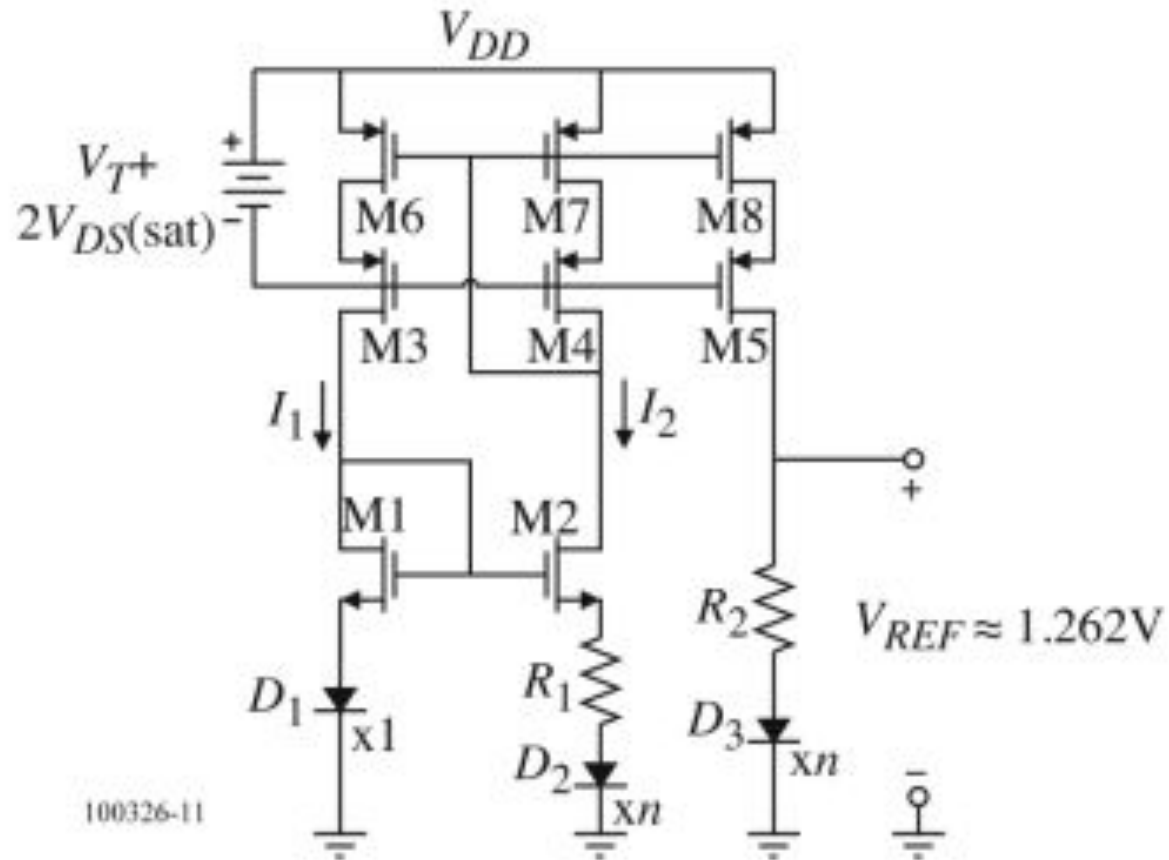
$$= \frac{V_t}{R_2} \ln\left(\frac{I_{s1}}{I_{s2}}\right) = \frac{V_t}{R_2} \ln\left(\frac{A_{E1}}{A_{E2}}\right)$$

$$\text{Since } I_1 = I_2, V_{REF} = V_{BE2} + I_1 R_1 = V_{BE2} + \left(\frac{R_1}{R_2} \ln\left(\frac{A_{E1}}{A_{E2}}\right) \right) V_t$$

$$= V_{CTAT} + \left(\frac{R_1}{R_2} \right) V_{PTAT}$$

Estrategia compensación serie sin OpAmp 2

The references shown do not use an op amp and avoid the issues of loop stability and PSRR.



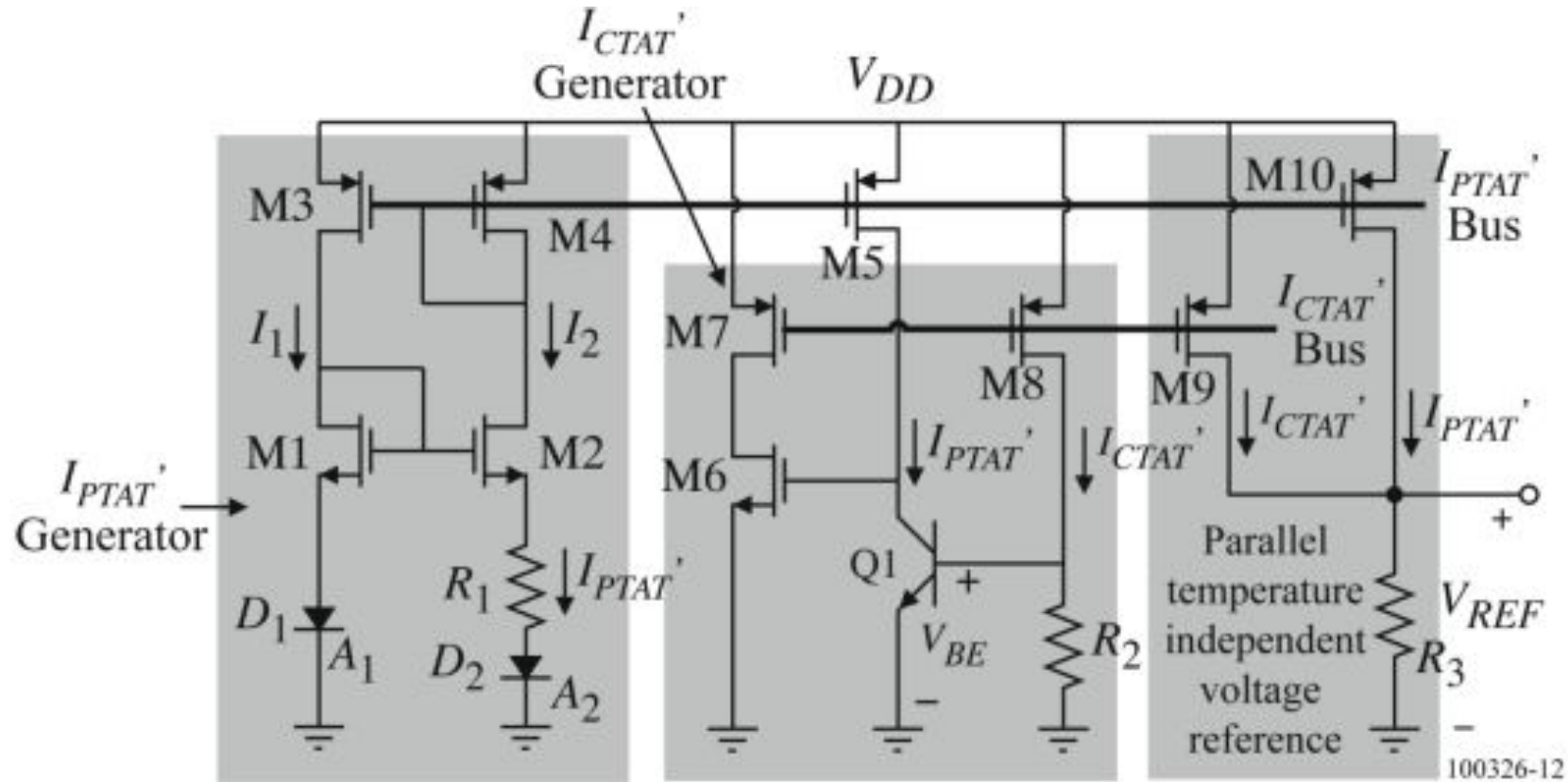
$$V_{D1} = I_2 R_1 + V_{D2}$$

$$I_3 = I_2 = I_{PTAT}' = \frac{V_t}{R_1} \ln(n)$$

$$\text{Let } R_1 = R \text{ and } R_2 = kR,$$

$$\begin{aligned} V_{REF} &= V_{D3} + I_3(kR) = V_{D3} + kV_t \ln(n) \\ &= V_{CTAT} + kV_{PTAT} \end{aligned}$$

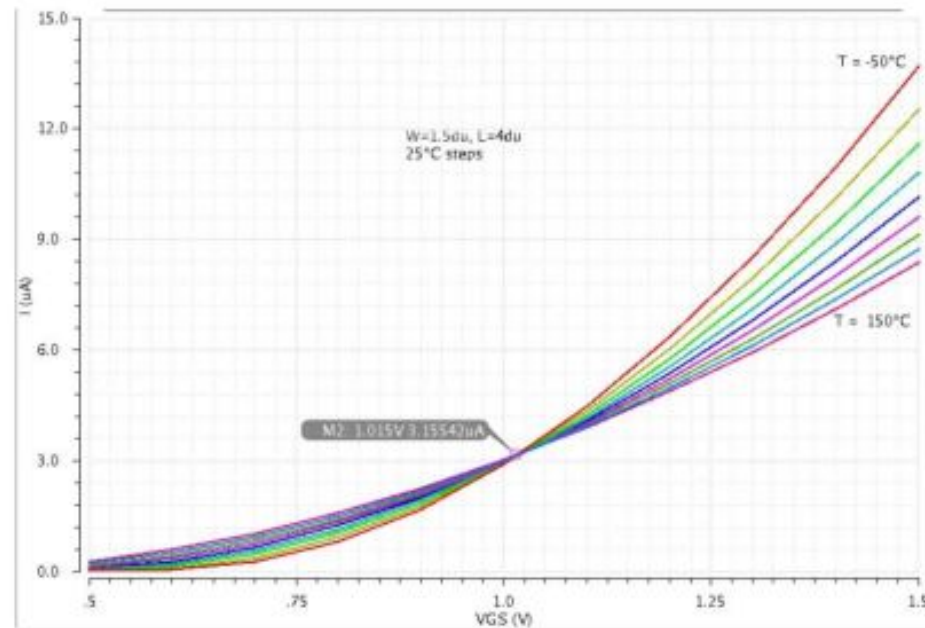
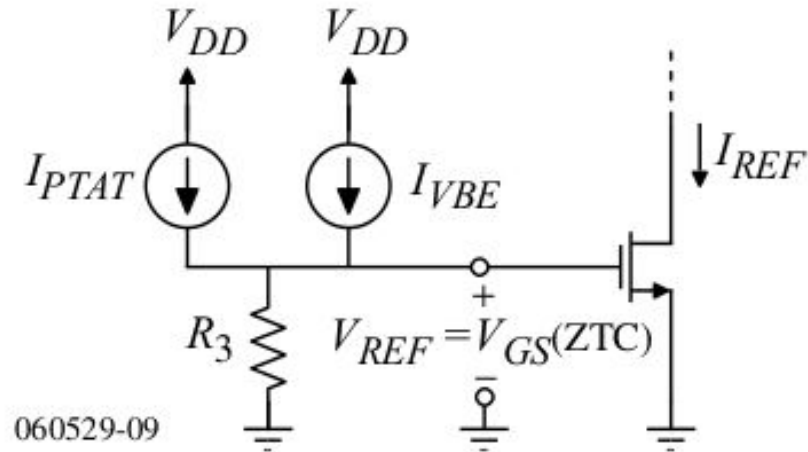
Compensación paralelo



$$V_{REF} = \left(\frac{R_3}{R_1}\right)V_{PTAT} + \left(\frac{R_3}{R_2}\right)V_{CTAT}$$

Referencia de corriente ZTC + Bandgap

Use a MOSFET under ZTC operation and design the parallel form of the bandgap voltage reference to give a value of V_{ZTC} .



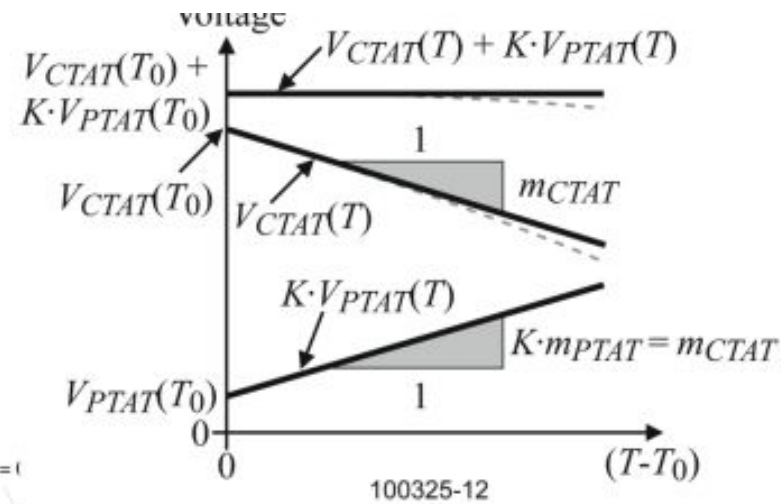
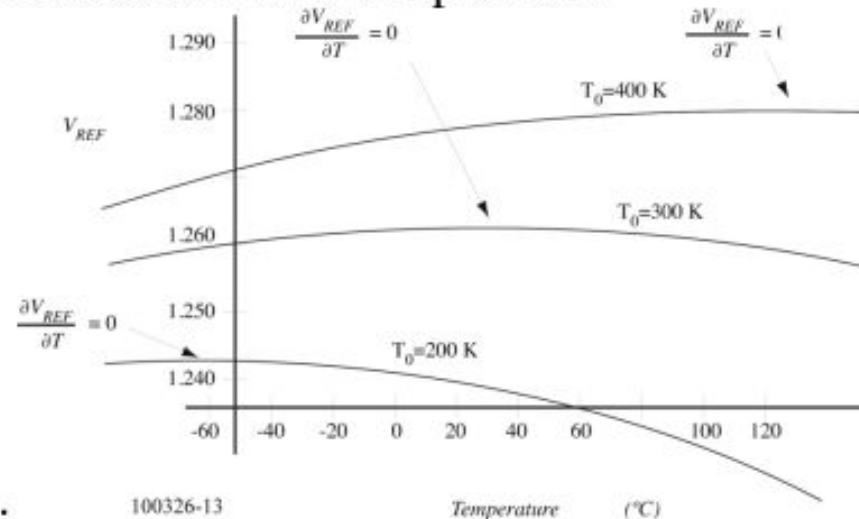
Comments:

- Ability of the ZTC point not to drift with temperature restricts the temperature range
- The reference voltage must be equal to the ZTC voltage
- The voltage V_{REF} will suffer the bandgap curvature problem which can be translated into I_{REF} .

Problema de curvatura de bandgap

Unfortunately, the $\frac{\gamma k T}{q} \ln\left(\frac{T_0}{T}\right)$ term of the pn junction contributed a nonlinearity to the CTAT realization. This is illustrated by the dashed lines in the plot shown.

The result is shown below where the reference voltage is not constant with temperature.



Comments:

- True temperature independence is only achieved over a small range of temperatures
- References that do not correct this problem have a temperature dependence of 10 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ to 50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ over 0 $^{\circ}\text{C}$ to 70 $^{\circ}\text{C}$.

Técnicas de corrección de curvatura

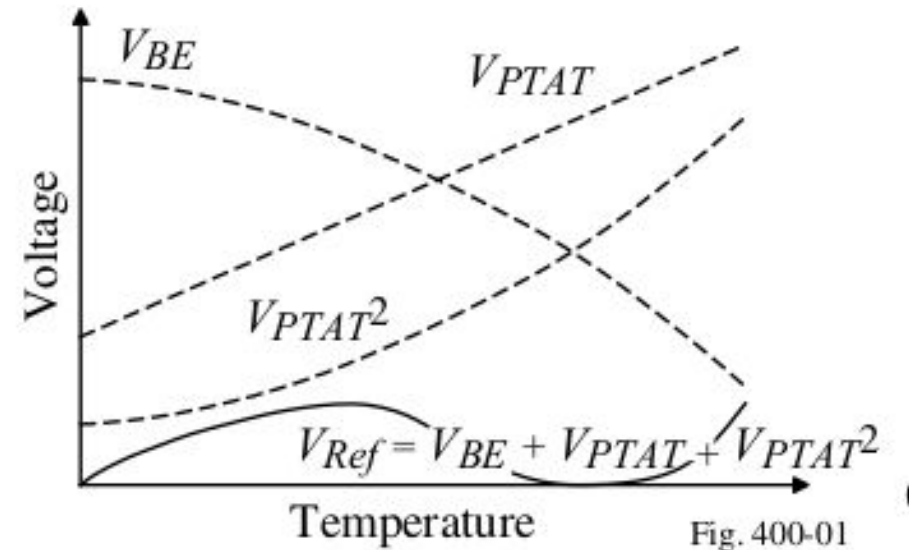
- Squared PTAT Correction:
Temperature coefficient $\approx 1\text{-}20\text{ ppm}/^\circ\text{C}$

- V_{BE} loop

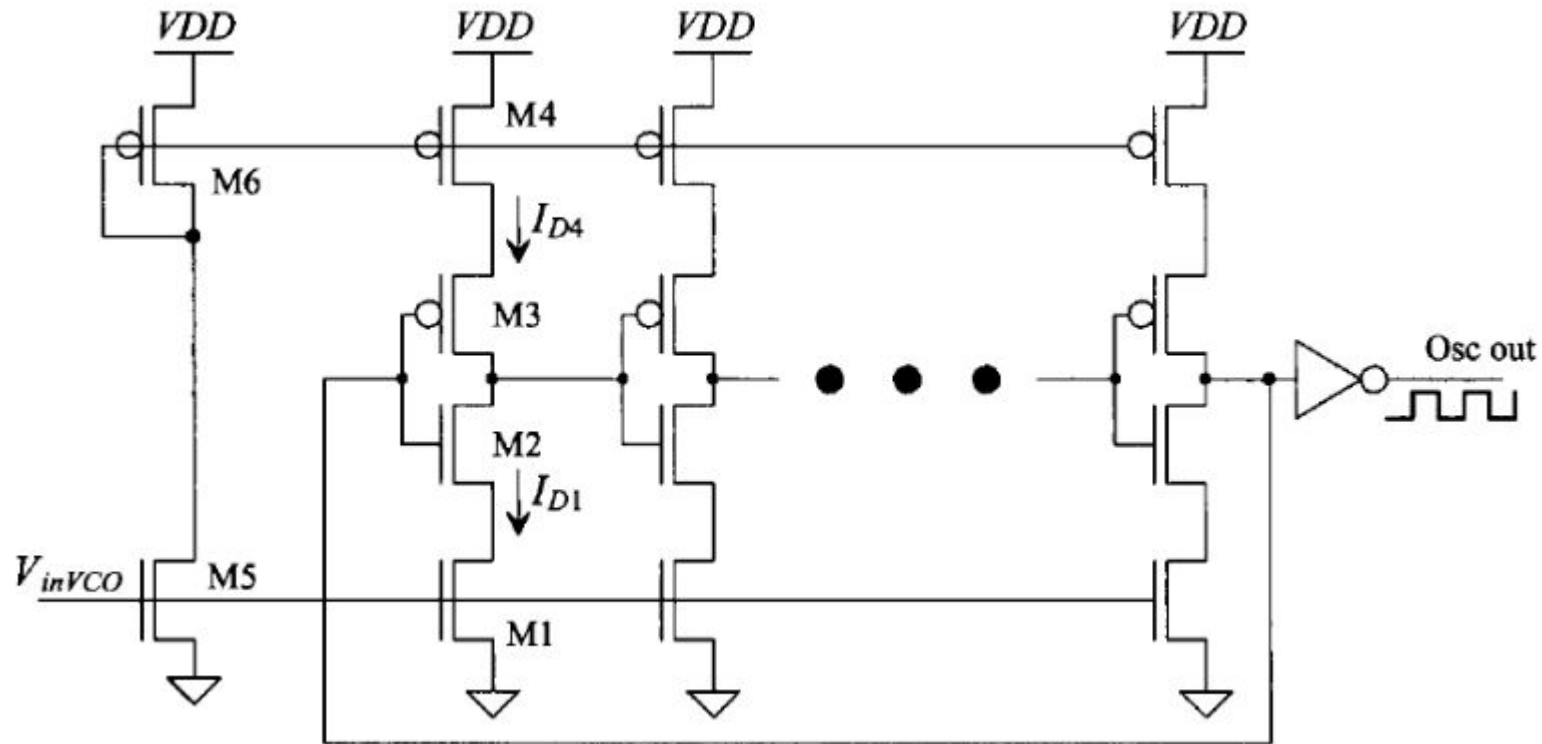
M. Gunaway, *et. al.*, “A Curvature-Corrected Low-Voltage Bandgap Reference,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 28, no. 6, pp. 667-676, June 1993.

- Nonlinear cancellation

G.M. Meijer *et. al.*, “A New Curvature-Corrected Bandgap Reference,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 17, no. 6, pp. 1139-1143, December 1982.

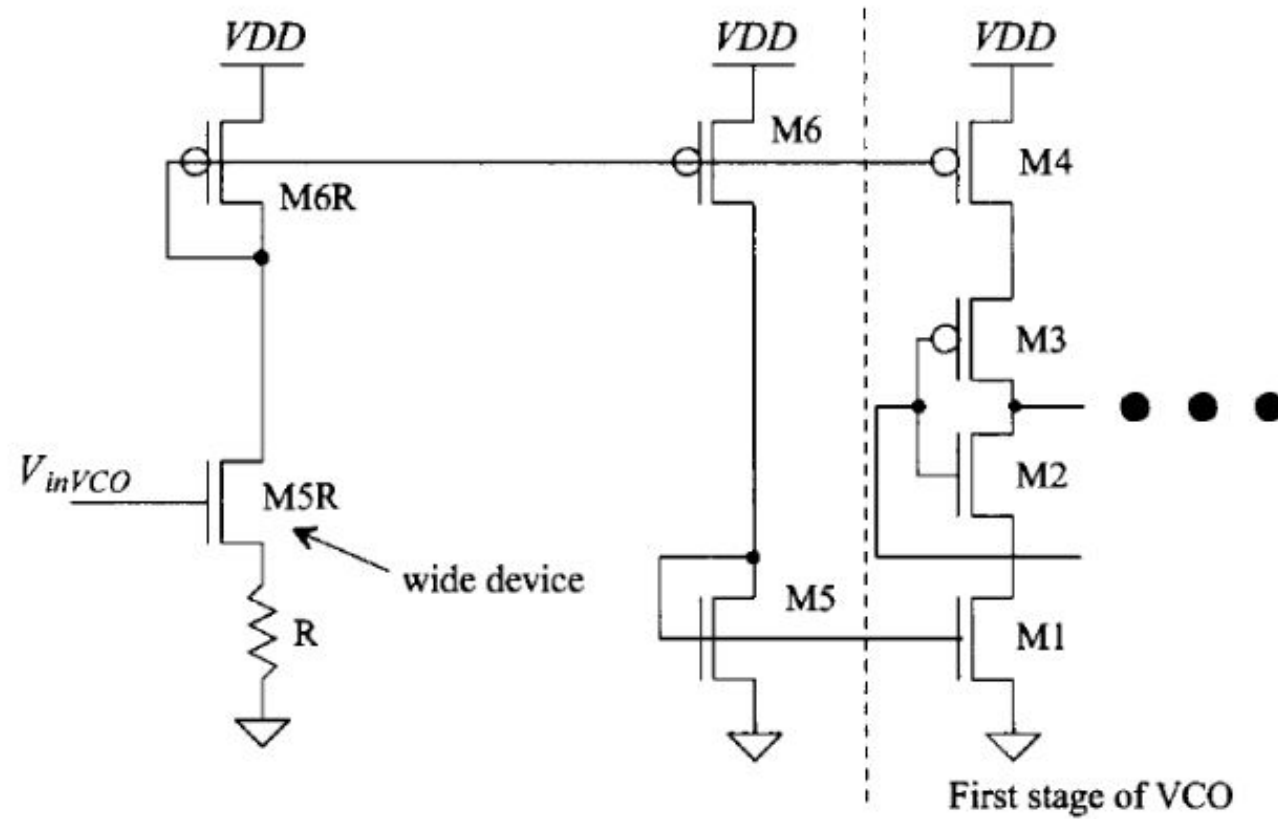


Oscilador en anillo



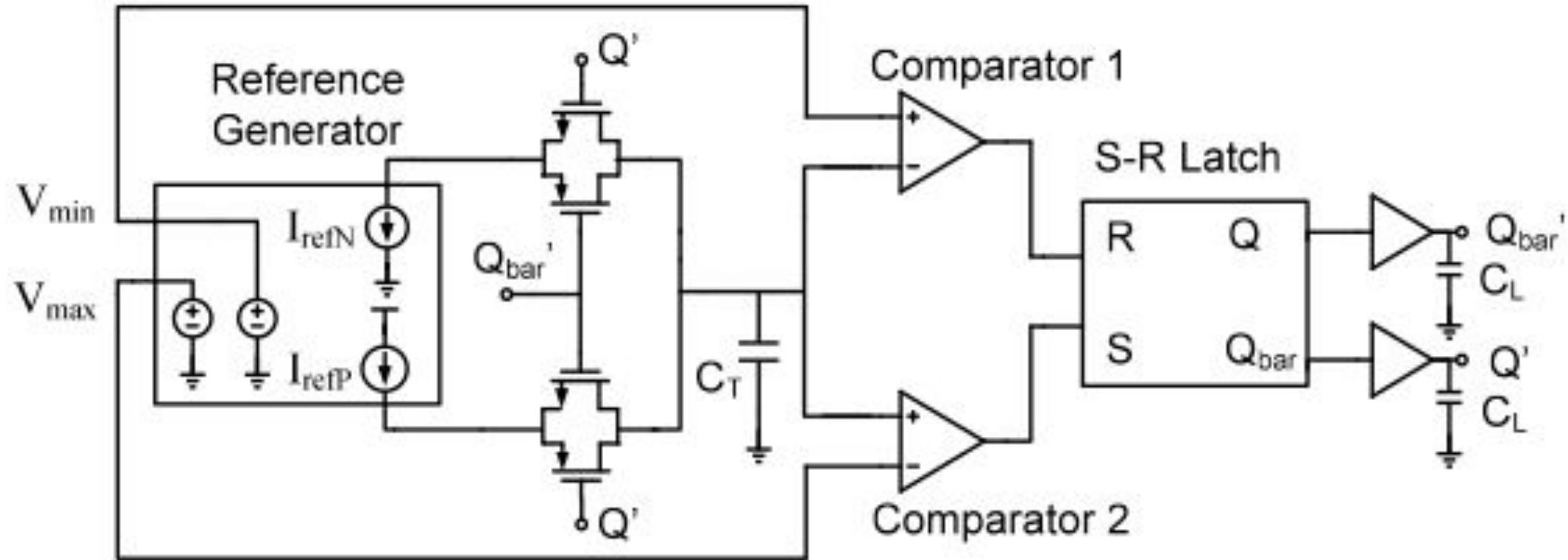
Cantidad impar de inversores en realimentación con limitación de corriente en cada etapa.

Oscilador en anillo



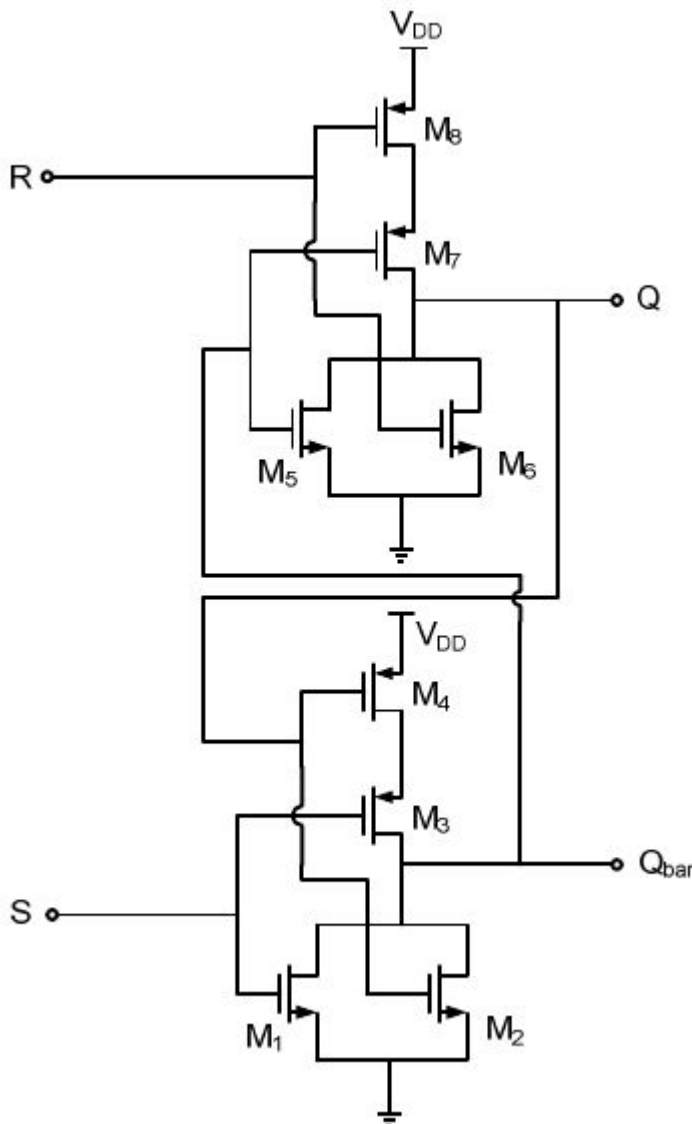
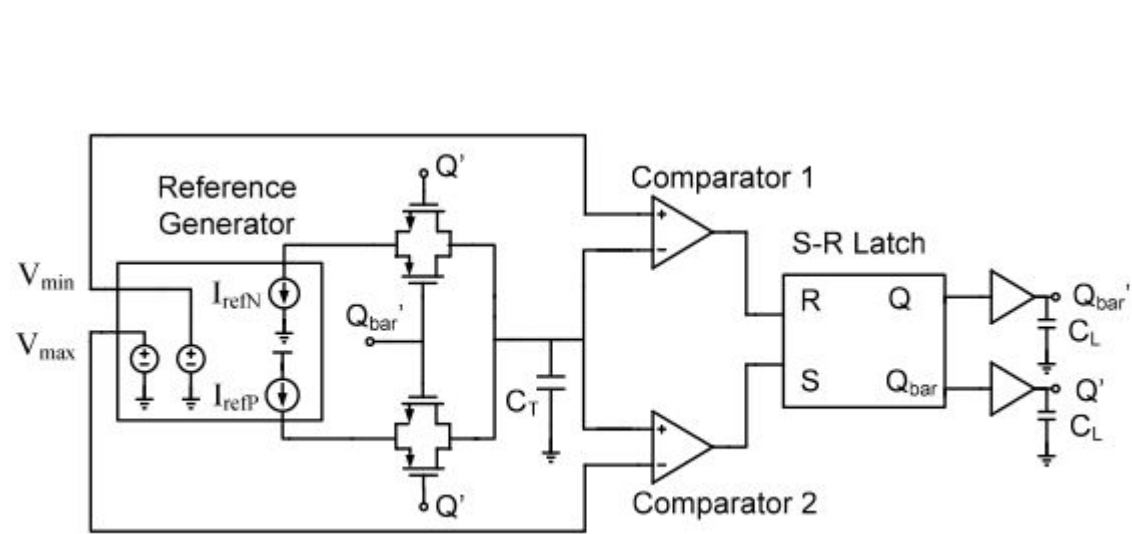
Linealización

Oscilador de relajación

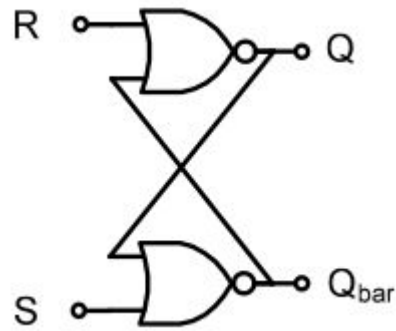


$$f = \frac{I_C}{2 C_T (V_{\max} - V_{\min})}$$

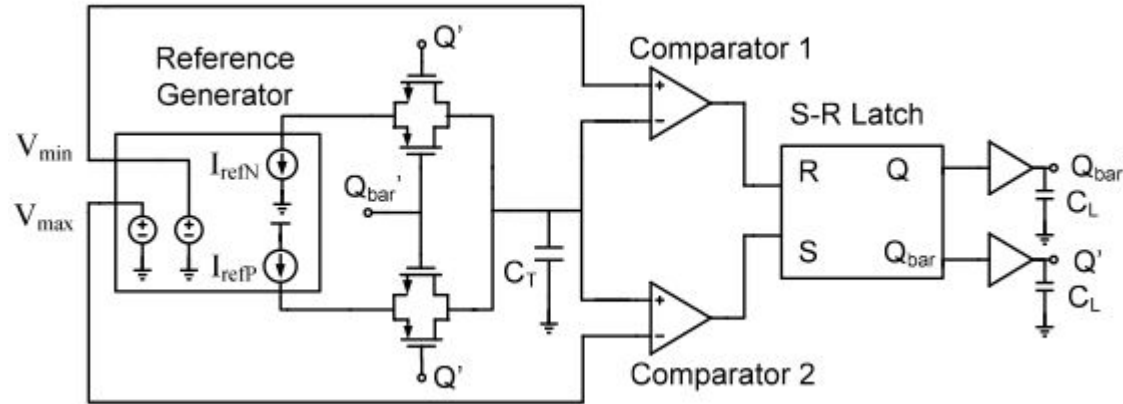
Oscilador de relajación: FFSR



Flip Flop SR

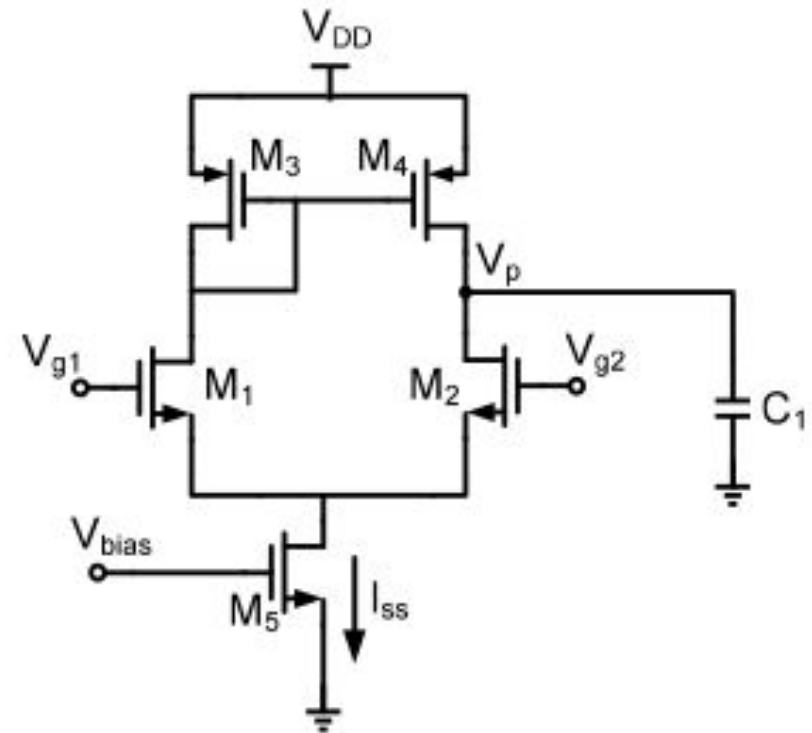


Oscilador de relajación: comparador



Requerimientos para el comparador:

- Rápido
- ICMR compatible
- bajo offset



Comparación osciladores

Type	Crystal	RC - Relaxation	RC - Ring
Typical Implementation	off-chip	on-chip	on-chip
Frequency	1KHz – 1MHz	1KHz – 800MHz [13]	10MHz – 11GHz [12]
Frequency Variation vs. Temperature	1 – 100ppm	$\pm 1\%$	$\pm 5\%$
Current Consumption	10 μ A – 100mA	1 μ A – 7mA	10 μ A – 28mA
Size	10mm ² - 50mm ²	0.04mm ² – 0.07mm ²	0.09mm ² – 1.6mm ²
Start-up Time	1ms – 10ms	10 μ s – 100 μ s	1 μ s – 10 μ s

Tarea para: vie 18-abr

- Implementar un oscilador de relajación para la frecuencia requerida en el proyecto
- Simular: V_{out} , I_{sup} , V_{ct} , V_q
- Presentar esquemático a nivel transistor
- Detallar en una tabla W y L de cada MOSFET utilizado
- Considerar generadores ideales: V_{min} , V_{max} , I_{refN} , I_{refP}

Bibliografía

- Allen-Holberg - CMOS Analog Circuit Design - 3ed ed. - OXFORD UNIVERSITY PRESS - 2012.
- Baker - CMOS Circuit Design, Layout and Simulation - 3rd Edition - Wiley-IEEE -2010.
- Ni - Low-Power CMOS Relaxation Oscillator Design with an On-Chip Circuit for Combined Temperature-Compensated Reference Voltage and Current Generation - Master of Science Thesis - 2013.
- Murari -Which Photodiode to Use: A Comparison of CMOS-Compatible Structures - IEEE SENSORS JOURNAL - 2009.
- Yadid-Etienne - CMOS Imagers - 2004.
- J. R. Schwank et al., "Radiation Effects in MOS Oxides," in IEEE Transactions on Nuclear Science, vol. 55, no. 4, pp. 1833-1853, Aug. 2008, IEEE TNS.
- J. Lipovetzky, M. Garcia-Inza, S. Carbonetto, M. Carra, E. Redin, L. Sambuco Salomone, A. Faigon, "Field Oxide n-channel MOS Dosimeters Fabricated in CMOS Processes," IEEE TNS, 2013.
- M. Garcia-Inza, S. Carbonetto, G. Salaya, I. Martinez Vazquez, A. Faigon, "Integration of Structures and Circuits for Dosimetry in a Single CMOS Chip", RADECS, 19-23 Sep, 2016, Bremen, Alemania.