



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROJECTE FINAL DE CARRERA

DESIGN RULES TO IMPLEMENT SELF-CALIBRATED
DIFFERENTIAL TEMPERATURE SENSORS

Estudis: *Enginyeria Electrònica*

Autor: *Sergio Ruiz Gonzalez*

Director/a: *Josep Altet Sanahujes*

Any: *2016*

Índice general

Índice general	1
Resum del Projecte	3
Resumen del Proyecto	4
Abstract	5
1 Introducció.....	7
1.1 Contexto del Proyecto.....	7
1.1.1 Sensores de temperatura en circuitos integrados	7
1.1.2 Monitorización de circuitos de RF con sensores de temperatura	9
1.2 Objetivos.....	11
1.3 Estructura de la Memoria.....	11
2 El transistor NMOS	13
2.1 Estructura del NMOS	13
2.2 Características eléctricas.....	14
3 Dependencia del NMOS con la temperatura.....	17
3.1 Dependencia teórica del NMOS con la temperatura.....	17
3.2 Simulaciones	19
3.2.1 Setup.....	19
3.2.2 Dependencia con el Tamaño del Transistor	21
3.2.3 Dependencia con la Tensión de Drenador	25
3.2.4 Dependencia con la Tensión de Puerta	27
3.3 Resultados.....	29
4 Sensor diferencial	31
4.1 Modelo de Simulación del NMOS en Zona Directa.....	31
4.2 Estructura Diferencial.....	33

2 Design rules to implement self-calibrated differential temperature sensors

5	Sistema Adaptativo	37
5.1	Ventajas de un Sistema Adaptativo	37
5.2	Sistema de Calibración Analógico	38
5.3	Sistema de Calibración Digital	39
6	Annexos	41
6.1	Corriente de drenador en función de W	41
6.2	Pendiente de la corriente en función de W	43
6.3	Pendiente relativa de la corriente en función de W	45
6.4	Corriente de drenador en función de L	47
6.5	Pendiente de la corriente en función de L	49
6.6	Pendiente relativa de la corriente en función de L	51
6.7	Corriente de drenador en función de V_{DS}	53
6.8	Pendiente de la corriente en función de V_{DS}	54
6.9	Pendiente relativa de la corriente en función de V_{DS}	55
6.10	Corriente de drenador en función de V_{GS}	56
6.11	Pendiente de la corriente en función de V_{GS}	57
6.12	Pendiente relativa de la corriente en función de V_{GS}	58
7	Referencias.....	59

Resum del Projecte

L'objectiu d'aquest projecte és presentar una nova arquitectura per un sensor de temperatura diferencial que pugui compensar digitalment temperatures d'offset. Primer, es discutiran les fonts de procedència de les temperatures d'offset i les seves implicacions a les mesures de temperatura. Segon, s'investigarà la dependència del transistor NMOS amb la temperatura. L'objectiu es substituir l'ús dels transistors BJT i passar a utilitzar els transistors NMOS. Tercer, es presentaran el procés de calibratge automàtic i la nova topologia del sensor. Amb aquesta nova topologia, no només podrem calibrar digitalment la temperatura d'offset, a més la combinació del codi digital para corregir l'offset i la sortida analògica del sensor amplia a la aplicació el rang de temperatura diferencial, fent així ara adequat per l'ús en mesures on es requereixen tant un ampli rang d'entrada com una alta sensibilitat diferencial.

Resumen del Proyecto

El objetivo de este proyecto es presentar una nueva arquitectura para un sensor de temperatura diferencial que puede compensar digitalmente temperaturas de offset. Primero, se discutirán las fuentes de las temperaturas de offset y sus implicaciones en las medidas de temperatura. Segundo, se investigará la dependencia del transistor NMOS con la temperatura. El objetivo de ello es sustituir el uso de los transistores BJT y pasar a utilizar los transistores NMOS. Tercero, se presentarán el proceso de calibración automático y la nueva topología del sensor. Con esta nueva topología, no solo podremos calibrar digitalmente la temperatura de offset, además la combinación del código digital para corregir el offset y la salida analógica del sensor amplía a la aplicación el rango de temperatura diferencial, siendo ahora adecuado para uso en mediciones en las que se requiere tanto amplio rango de entrada como alta sensibilidad diferencial.

Abstract

The goal of this project is to present a new differential temperature sensor architecture that can digitally compensate for the thermal offset. First, the sources of thermal offset and its implications in temperature measurements are discussed. Measurements performed on a 0.35 μ m CMOS differential temperature sensor are presented to illustrate the discussion. Second, dependence of NMOS transistor with temperature is measured in order to substitute the old BJT transistor for other one of NMOS technology. Then, an automatic calibration procedure and the new sensor topology is presented. With this new topology, not only the thermal offset can be digitally calibrated, but the combination of the digital code that compensates the offset and the analog sensor output voltage widens the application field of differential temperature sensors, being now suitable for use in measurements where both wide input range and high differential sensitivity are required.

6 Design rules to implement self-calibrated differential temperature sensors

1 Introducción

1.1 Contexto del Proyecto

1.1.1 Sensores de temperatura en circuitos integrados

Los sensores de temperatura se utilizan en diversas aplicaciones tales como aplicaciones para la elaboración de alimentos, climatización para control ambiental, dispositivos médicos, manipulación de productos químicos y control de dispositivos en el sector automotriz (p. ej., refrigerantes, ingreso de aire, temperaturas del cabezal de cilindro, etc.). Los sensores de temperatura se utilizan para medir el calor para asegurar que el proceso se encuentre, o bien dentro de un cierto rango, lo que proporciona seguridad en el uso de la aplicación, o bien en cumplimiento de una condición obligatoria cuando se trata de calor extremo, riesgos, o puntos de medición inaccesibles.

De la misma forma actúan en un circuito integrado. En muchos circuitos integrados complejos se incluyen uno o varios sensores de temperatura. Estos sensores suelen tener la función de mantener la integridad del chip, protegiendo el mal funcionamiento interno a ciertas temperaturas, ya sean causadas por el propio circuito o una fuente de calor externa. Y pueden tener aplicaciones tanto en desarrollo, mientras el circuito esta en pruebas, en producción y hasta en el día a día de la aplicación, como por ejemplo calibraciones o diagnósticos del sistema.

8 Design rules to implement self-calibrated differential temperature sensors

En la figura 1.1 se puede ver un ejemplo de circuito integrado que hace la función de sensor de temperatura. En este caso los dos transistores BJT, indicados como Q_{T2} y Q_{T1} hacen de transductores de temperatura. Un transductor es aquel que transforma una unidad física, en este caso la temperatura, en una unidad eléctrica, en este caso la corriente del transistor.

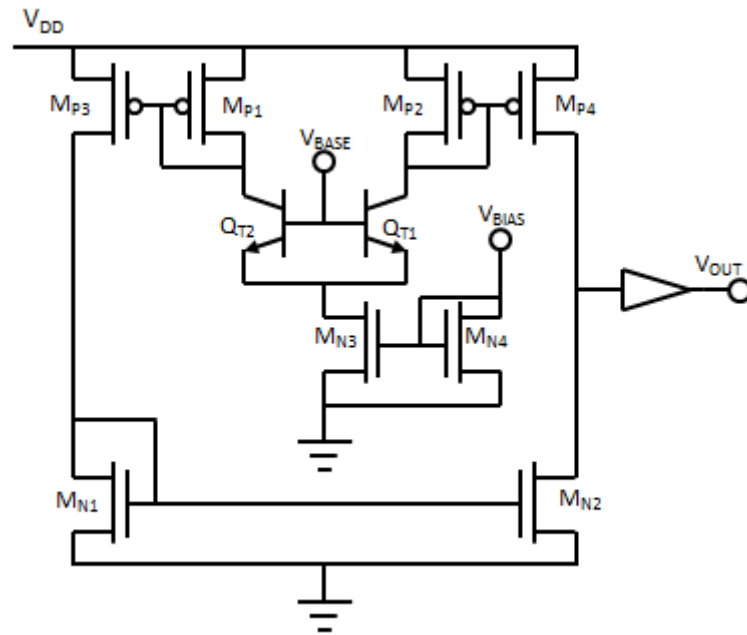


Figura 1.1: Circuito sensor de temperatura con transistores BJT como transductores.

La estructura del circuito provoca que en la salida del sensor se produzca una caída de tensión proporcional a la diferencia entre las corrientes de los transductores, y por lo tanto, proporcional a la diferencia de las temperaturas T_1 y T_2 . A este tipo de sensor se le llama sensor diferencial.

1.1.2 Monitorización de circuitos de RF con sensores de temperatura

En nuestro caso nos vamos a focalizar en el uso del sensor de temperatura en transceptores de RF/MMW. La gran demanda de transceptores de RF/MMW ha generado la investigación de nuevas técnicas para reducir los costes de los procesos de producción. Una de las formas de reducir los costes es mejorando el sistema de test al final de la línea de producción, reduciendo la salida de componentes con variaciones que pueden alterar el funcionamiento del mismo. Para estos test se ha pensado en integrar un sensor de temperatura para monitorizar el funcionamiento del circuito transceptor. Las claras ventajas de monitorizar con un sensor de temperatura es que te permite realizar calibraciones a la aplicación de campo, corregir algunos efectos, como el deterioro o envejecimiento. Además, es totalmente independiente al circuito a testear, ya que no afecta eléctricamente al circuito y no se requiere un proceso de diseño conjunto.

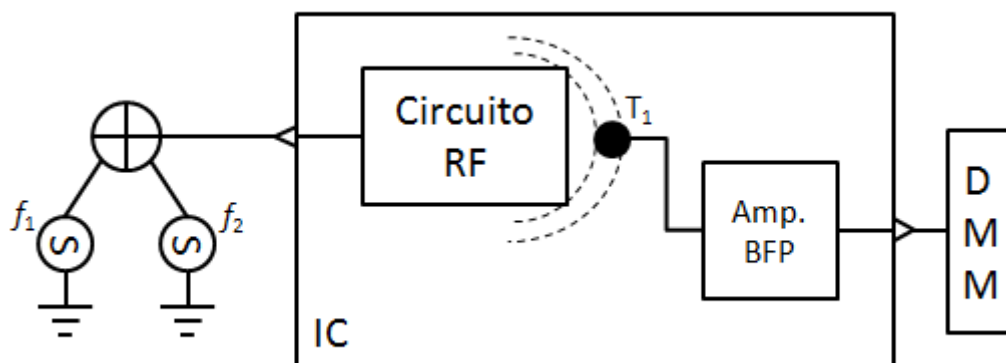


Figura 1.2: Sensado de la potencia disipada de un circuito de RF.

Un sensor de temperatura colocado cerca de un circuito puede seguir el comportamiento en alta frecuencia del mismo gracias a dos mecanismos físicos: el efecto Joule y el acoplo térmico a través del semiconductor. Además gracias a las propiedades del Efecto Joule, los circuitos de alta frecuencia que son monitorizados monitorizando la temperatura, esta se obtiene a bajas frecuencias. Este desplazamiento se debe a que la potencia disipada $P = V \cdot I$, como $V(f_v)$ y $I(f_i)$ dependen de la frecuencia al multiplicarse se generan nuevas frecuencias (en relación $a f_v + b f_i$, donde a y b pueden tener valores enteros positivos y negativos).

Un modelo eléctrico de estos efectos se puede ver en la figura 1.3.

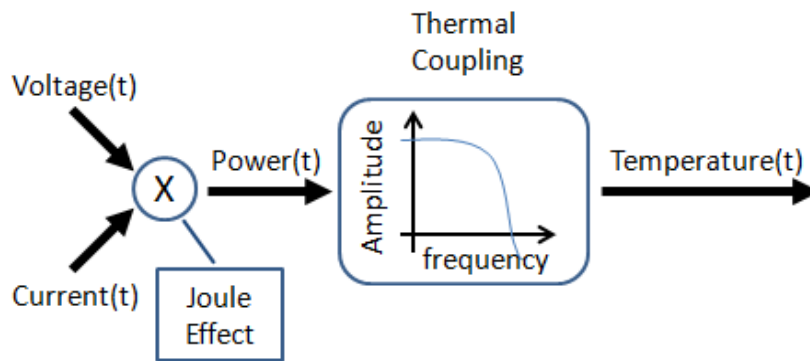


Figura 1.3: Diagrama de bloque del Efecto Joule y el acoplo térmico.

Pero no todo son facilidades en este proceso. El reto al trabajar con sensores de temperatura es que se trabajan con variaciones de temperatura muy pequeñas, por lo tanto es necesario utilizar sensores de alta sensibilidad, para mejorar la monitorización. En pruebas anteriores se han encontrado que los sensores de temperatura empiezan ya saturados a causa de la polarización en continua del circuito a monitorizar [7.5].

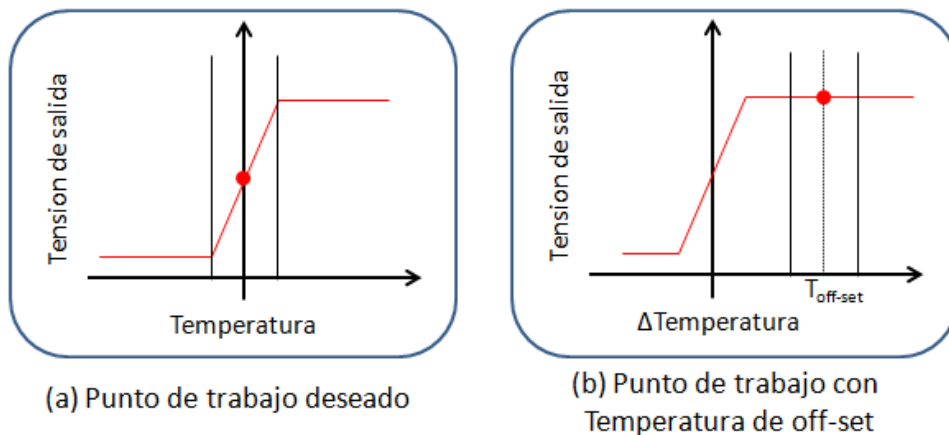


Figura 1.4: Desplazamiento en la salida de un sensor de temperatura diferencial causado por la polarización en continua del circuito a testear.

Esto es debido a que los circuitos por el hecho de estar alimentados ya tienen un pequeño consumo y por lo tanto un pequeño incremento de temperatura. Por eso, tal y como se observa en la figura 1.4, si los sensores tienen una función de transferencia tal como se ve en 1.4(a), al alimentar el circuito se ve desplazada una temperatura de offset, tal y como se observa en 1.4(b). Por lo tanto, es imposible trabajar con el sensor, ya que se encuentra saturado desde el inicio.

1.2 Objetivos

El objetivo de este proyecto es presentar una nueva arquitectura de sensor de temperatura diferencial que puede compensar el desplazamiento térmico provocado por la polarización continua.

Actualmente se utiliza una arquitectura diferencial CMOS que incluye un transistor BJT como transductor de la temperatura. El objetivo es conseguir sustituir el transistor BJT por un transistor CMOS.

Por lo tanto se realizará un estudio de la dependencia térmica del transistor CMOS. Se propondrá una nueva estructura diferencial para incorporar el transistor MOS a la actual arquitectura y se darán unas pautas de diseño.

Finalmente, se estudiará una posible solución para el problema de las tensiones de polarización en continua, diseñando un sistema de calibración para el sensor.

1.3 Estructura de la Memoria

El resto de apartados están organizados de la siguiente forma:

En el apartado 2 repasaremos el transistor CMOS, como está formado y cuáles son las características eléctricas del mismo.

En el apartado 3 estudiaremos la dependencia con la temperatura de un transistor NMOS, comprobaremos mediante simulaciones dicha dependencia y su posible funcionamiento como transductor de temperatura en diferentes condiciones de diseño.

En el apartado 4 utilizaremos el transistor NMOS como transductor de temperatura. Se establecerá un modelo de simulación de la temperatura y se pondrá a prueba dentro de una estructura de sensor diferencial.

Para concluir veremos dos sistemas diferentes para darle al sensor la capacidad de calibrarse. Ambas se basan en la descompensación de la estructura diferencial para desplazar la función de transferencia del sensor a izquierda o derecha. La primera de forma analógica mediante un transistor a cada lado de la estructura y la segunda de forma digital con múltiples transistores en ambos lados con diferente tamaño de transistor.

12 Design rules to implement self-calibrated differential temperature sensors

2 El transistor NMOS

2.1 Estructura del NMOS

En la figura 2.1 se muestra una estructura simplificada del transistor NMOS. El NMOS se fabrica sobre un sustrato dopado P (también llamado *bulk* o *body*). Se dopan dos regiones de tipo N formando los dos terminales, drenador y surtidor (*Drain* y *Source* respectivamente). Entre las dos se sitúa una pieza de poli-silicio para así generar el tercer terminal, llamado puerta (*Gate*), aislando el terminal con el sustrato con una fina capa de oxido.

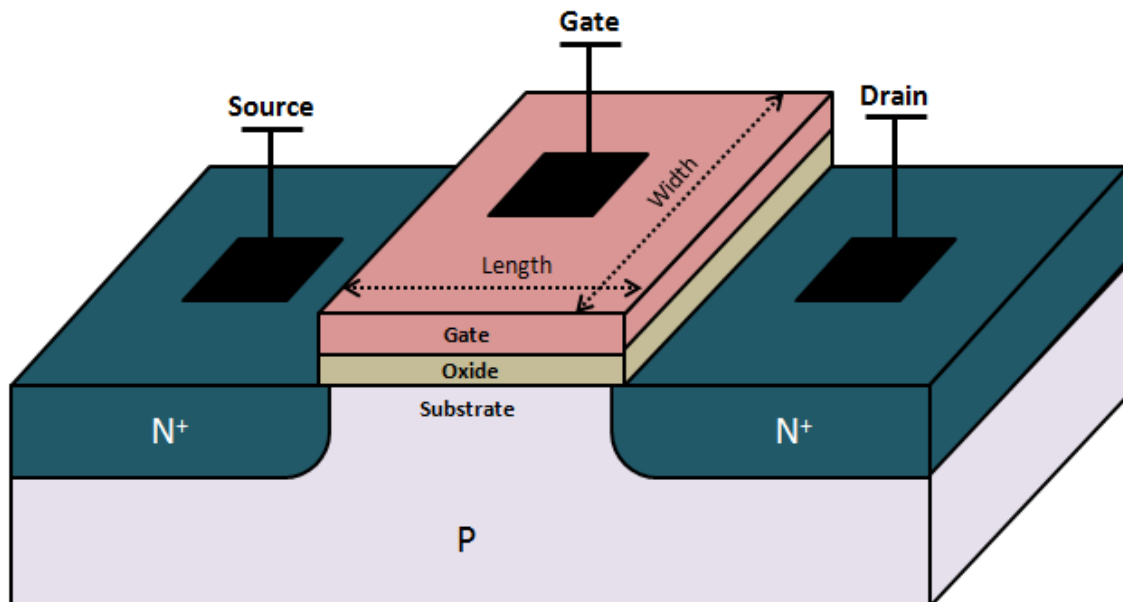


Figura 2.1: Estructura del transistor NMOS.

En los siguientes apartados haremos referencia a L y W (*Length* y *Width* respectivamente), donde L hace referencia a la longitud entre los dos dopados N que forman los terminales S y D, y W hace referencia al tamaño del transistor, tal y como se muestra en la figura 2.1.

2.2 Características eléctricas

Para empezar hablaremos de la tensión de umbral o de *threshold* (V_{TH}). La tensión umbral se define como la diferencia de tensión que debes aplicar entre la puerta y el surtidor para que se genere un canal entre el drenador y el surtidor. Este canal se debe al efecto capacitivo entre la puerta y el sustrato P. Al tener la puerta aislada del sustrato cuando aplicas una tensión positiva en la puerta se acumulan cargas positivas en la parte superior del oxido (teniendo como referencia la figura 2.2). A efecto de esto el oxido queda descompensado, atrayendo cargas negativas en la parte del sustrato generando así un canal N en el que permite generar un movimiento de electrones entre los terminales.

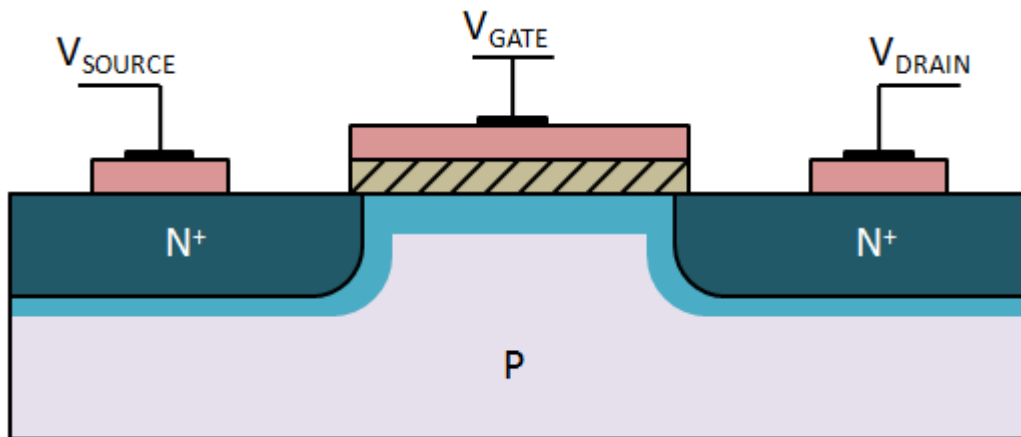


Figura 2.2: NMOS Principios básicos.

Si trabajamos con valores de puerta digitales, V_{DD} o $0V$, el transistor entre los conectores D y S trabaja como un interruptor. Cuando la tensión de puerta es pequeña, la corriente que circula por el transistor tiene a ser nula y por lo tanto podríamos decir que se trata de un circuito abierto. Mientras que cuando la tensión de puerta es elevada, la corriente circula por el transistor y por lo tanto podemos decir que es un circuito cerrado.

La tensión umbral viene definida por varios factores de la tecnología, como el concentrado en los dopajes, los materiales de polysilicio y oxido y el tamaño de los mismos. Por lo tanto se podría decir que al elegir una tecnología la tensión umbral es uno de los factores conocidos con una muy pequeña variación entre transistores y determina aspectos como por ejemplo el consumo estático en puertas lógicas.

Pero no todo es tan ideal con la tecnología CMOS. Existen unas condiciones en que aparecen derivas a las características explicadas anteriormente. La resistencia del transistor NMOS entre drenador y surtidor tiene tres diferentes zonas de trabajo.

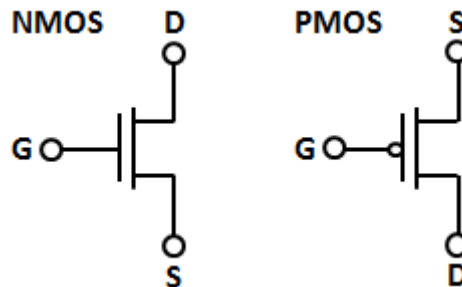


Figura 2.3: Símbolo de los transistores NMOS y PMOS.

Se dice que un transistor NMOS se encuentra en corte cuando la tensión entre puerta y surtidor es inferior a la tensión umbral. Por lo tanto:

$$I_{DS} = 0, \quad \text{cuando } V_{GS} < V_{TH}$$

Para el caso contrario ($V_{GS} > V_{TH}$), el transistor puede encontrarse en la zona óhmica o en saturación dependiendo de la tensión V_{DS} (suponiendo que no hay efectos de canal corto en el transistor). Se dice que un transistor se encuentra en la zona óhmica cuando aplicas una tensión V_{DS} inferior a la diferencia de tensión entre V_{GS} y V_{TH} ($V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$). En la zona óhmica el transistor tiene un comportamiento en primera aproximación a una resistencia ($I_{DS} \cong R \cdot V_{DS}$).

$$I_{DS} = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot \left((V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right)$$

Cuando $V_{GS} < V_{TH}$ y $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$. Donde k es un factor proporcional dependiente de la tecnología del transistor (capacidad del óxido y movilidad de los electrones). Si nos fijamos en tensiones V_{DS} muy bajas, podríamos despreciar la parte no lineal de la ecuación y por lo tanto podríamos decir que el transistor actúa como una resistencia de valor:

$$R = \left. \frac{I_{DS}}{V_{DS}} \right|_{V_{DS} \rightarrow 0} = \frac{1}{\mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot (V_{GS} - V_{TH})}$$

Por otro lado, se dice que un transistor se encuentra en saturación cuando no se cumple ninguna de los anteriores casos. En la zona de saturación la corriente del transistor se mantiene fija en un valor ($I_{DS} \cong$

I_{SAT}). Esto es debido a que la densidad de carga del terminal es superior a la densidad de carga para generar el canal entre terminales, y por lo tanto el canal se anula antes de llegar al terminal de drenador.

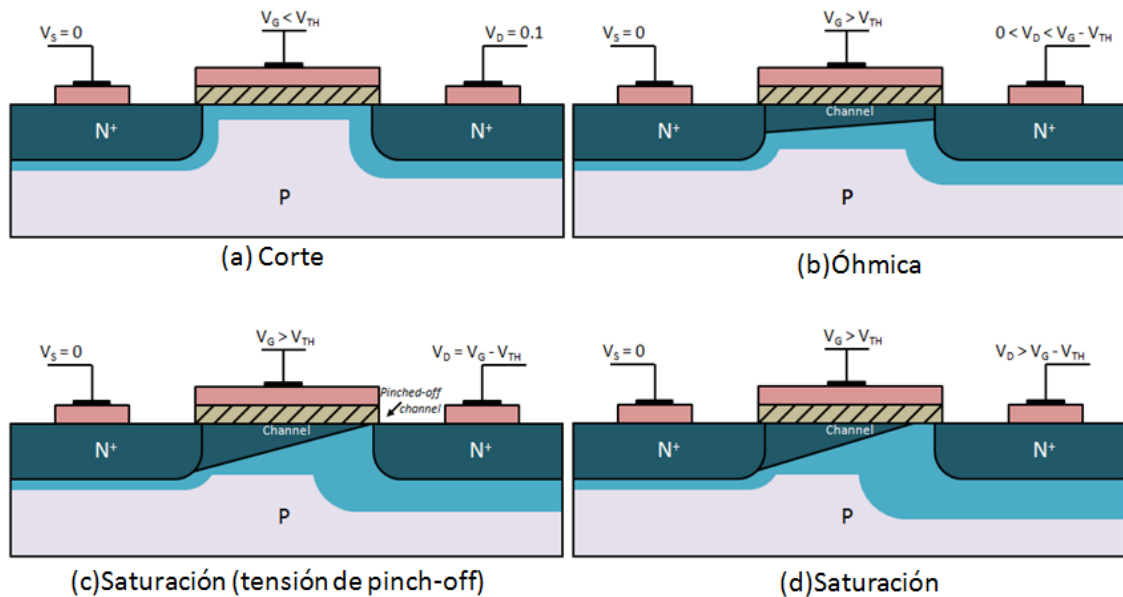


Figura 2.4: Zonas de trabajo del transistor NMOS.

Cuando $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$ justo en el punto donde empieza el terminal de drenador se obtiene una densidad de carga nula, a esta tensión se le nombra "tensión de *pinch-off*". Por lo que si mantenemos la continuidad en ese punto con la zona óhmica la corriente de drenador-surtidor queda de la siguiente forma:

$$I_{DS} = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot \left((V_{GS} - V_{TH})(V_{GS} - V_{TH}) - \frac{(V_{GS} - V_{TH})^2}{2} \right)$$

$$I_{DS} = \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot \frac{(V_{GS} - V_{TH})^2}{2}$$

3 Dependencia del NMOS con la temperatura

3.1 Dependencia teórica del NMOS con la temperatura

En la ecuación de la corriente I_{DS} , si suponemos que tanto la tensión de puerta como la tensión de drenador no son dependientes de la temperatura, solo hay dos factores que dependen de la temperatura, la tensión umbral (V_{th}) y la movilidad de los portadores (μ_N).

$$I_{DS}(T) = \mu_n(T) \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \cdot \frac{(V_{GS} - V_{th}(T))^2}{2}$$

Por lo tanto sabemos que la variación en la corriente con la temperatura será la suma de las variaciones causadas por la movilidad de los portadores y la tensión umbral.

$$\frac{dI_{DS}}{dT} = \left. \frac{dI_{DS}}{dT} \right|_{\mu_n} + \left. \frac{dI_{DS}}{dT} \right|_{V_{th}}$$

Empíricamente se ha demostrado que la movilidad de portadores depende de la temperatura de forma exponencial siguiendo la función

$$\mu_n(T) = \mu_0 \left(\frac{T}{T_0} \right)^{\alpha_\mu}$$

Donde T_0 es la temperatura de referencia, μ_0 es la movilidad de los portadores a temperatura T_0 , y α_μ es el exponente empírico de la variación de la movilidad con la temperatura.

Por otro lado, también se ha demostrado empíricamente que la tensión umbral se puede considerar lineal en todo el rango de temperaturas entre -55°C y 125°C .

Por lo tanto la dependencia de V_{TH} con la temperatura queda descrita como

$$V_{TH}(T) = V_{TH0} + \alpha_{V_{TH}} \cdot (T - T_0)$$

Donde T_0 es la temperatura de referencia, V_{TH_0} es la tensión umbral de referencia y $\alpha_{V_{TH}}$ es el coeficiente empírico de la variación de la tensión umbral en función de la temperatura.

Ambos coeficientes, α_μ y $\alpha_{V_{TH}}$ son negativos, así que la movilidad de los portadores y la tensión umbral disminuyen cuando la temperatura aumenta. Así que si decimos que la corriente en función de la temperatura depende de μ_n y V_{th} , cuando aumenta la temperatura la μ_n disminuye y por lo tanto la corriente disminuye, mientras disminuye la tensión umbral así que la corriente aumenta.

$$\frac{dI_{DS}}{dT} = \left. \frac{dI_{DS}}{dT} \right|_{\mu_n} + \left. \frac{dI_{DS}}{dT} \right|_{V_{th}}$$

El hecho que sean una derivada opuesta a la otra provoca que el transistor pueda trabajar proporcionalmente o inversamente proporcional, por lo que definiremos la zona directa como la zona en la que el transistor se comporta de forma proporcional con la temperatura y la zona inversa como la zona en la que el transistor se comporta de forma inversamente proporcional.

En la zona directa predomina el efecto de la tensión umbral. El transistor estaría en la zona directa cuando la tensión de puerta se encuentre muy cercana al valor umbral ($V_{GS} \cong V_{th}$).

En cambio en la otra zona, la zona inversa, el predominante es la movilidad de portadores. El transistor se encontraría en la zona inversa cuando la tensión de puerta es muy superior a la tensión umbral, y por tanto, las variaciones en la tensión umbral sean despreciables ($V_{GS} \gg V_{th}$).

Por lo que podemos suponer que si un transistor puede trabajar en ambas zonas en función de la tensión de puerta, existe al menos una tensión de puerta en la que ambos efectos se anulan y por lo tanto la corriente del transistor es insensible a la temperatura (V_{INS}).

3.2 Simulaciones

3.2.1 Setup

El *setup* es sencillo. Se monta el circuito que se muestra en la figura 3.1, en el que tenemos un transistor NMOS con W y L variables, y dos fuentes de tensión variables, cada una conectada a un terminal del transistor. Además el simulador te permite modificar la temperatura del circuito.

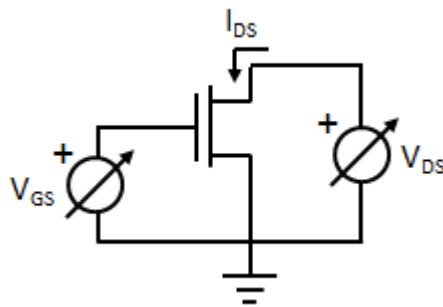


Figura 3.1: Setup de la simulación del NMOS.

De esta forma podremos simular diferentes diseños de transistor de múltiples condiciones de trabajo y observar que sucede en la corriente de drenador. Como ambas fuentes de tensión son insensibles a la temperatura, todas las variaciones que surjan estarán causadas por el transistor NMOS.

El objetivo de las simulaciones será encontrar la pendiente de la corriente de drenador respecto a la temperatura $\left(\frac{\delta I_{DS}}{\delta T} [A/^{\circ}C]\right)$. Para ello todas las simulaciones las correremos a $T_0 = 27^{\circ}C$ y a $28^{\circ}C$, y con la diferencia haremos un cálculo aproximado de la pendiente. Además también buscaremos la pendiente relativa, de forma que la pendiente relativa es el valor de la pendiente dividido por la corriente a temperatura T_0 . De esta forma si pensamos en el futuro trabajar con una estructura diferencial, podemos apreciar mejor un tanto por ciento de variación que provoca la temperatura sobre la corriente.

$$I_{DS}(T) = I_{DS_0} + \left. \frac{\delta I_{DS}}{\delta T} \right|_{T_0} (T - T_0) \rightarrow \text{pendiente relativa}[1/^{\circ}C] = \frac{\left. \frac{\delta I_{DS}}{\delta T} \right|_{T_0}}{I_{DS_0}}$$

20 Design rules to implement self-calibrated differential temperature sensors

La tecnología que se utiliza en las simulaciones que veremos a continuación es CMOS 0.35 μm ("C35B3" para ser exactos). Los parámetros de SPICE para la tecnología son los siguientes:

NMOS	PMOS
$V_{tn} \cong 0.48 \text{ V}$	$V_{tp} \cong -0.62 \text{ V}$
$\mu_n C_{ox} \cong 90 \mu\text{A}/\text{V}^2$	$\mu_p C_{ox} \cong 36 \mu\text{A}/\text{V}^2$
$\lambda_n(L = 1\mu) \cong 0.035 \text{ 1/V}$	$\lambda_n(L = 1\mu) \cong 0.046 \text{ 1/V}$
$\lambda_n(L = 2\mu) \cong 0.025 \text{ 1/V}$	$\lambda_n(L = 2\mu) \cong 0.019 \text{ 1/V}$
$\lambda_n(L > 4\mu) < 0.015 \text{ 1/V}$	$\lambda_n(L > 4\mu) < 0.01 \text{ 1/V}$
$C_{gs} = [3 \text{ fF}/(\mu\text{m})^2] \cdot W \cdot L$	$C_{gs} = [3 \text{ fF}/(\mu\text{m})^2] \cdot W \cdot L$
$C_{gd} = [0.3 \text{ fF}/\mu\text{m}] \cdot W$	$C_{gd} = [0.15 \text{ fF}/\mu\text{m}] \cdot W$
$C_{sb} = [1.5 \text{ fF}/\mu\text{m}] \cdot W$	$C_{sb} = [2.5 \text{ fF}/\mu\text{m}] \cdot W$
$C_{db} = [1.5 \text{ fF}/\mu\text{m}] \cdot W$	$C_{db} = [2.5 \text{ fF}/\mu\text{m}] \cdot W$
$+ [0.75 \text{ fF}/(\mu\text{m})^2] \cdot W \cdot L$	$+ [1.25 \text{ fF}/(\mu\text{m})^2] \cdot W \cdot L$

Tabla 3.1: Parámetros de simulación de los transistores NMOS y PMOS.

3.2.2 Dependencia con el Tamaño del Transistor

3.2.2.1 Tamaño de la puerta (W)

En la figura 3.2 vemos el comportamiento normal del tamaño del transistor respecto a I_{DS} . W y I_{DS} son directamente proporcionales, por lo que cuando aumentamos W , I_{DS} se incrementa linealmente. Para esta simulación hemos parametrizado las variables $V_{GS} = [0.6V, 1.8V, 2.5V]$ y $L = [5\mu, 10\mu, 15\mu]$, y como ya hemos comentado anteriormente la temperatura de trabajo a 27°C (T_0) y a 28°C . Se pueden ver en detalle los valores de la simulación en el anexo 6.1, 6.2 y 6.3.

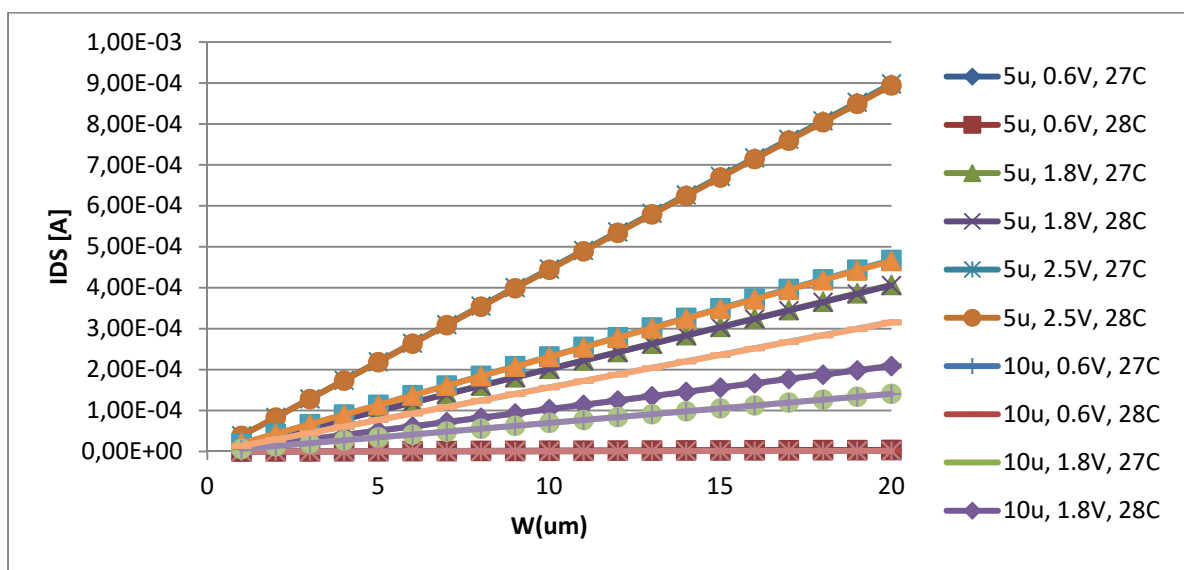


Figura 3.2: Corriente de drenador en función del tamaño de transistor.

En la figura 3.3 se puede observar como quedaría la derivada de la corriente respecto a la temperatura en función de W . Como habíamos observado teóricamente, W sigue afectando directamente proporcional a la pendiente de la corriente con la temperatura.

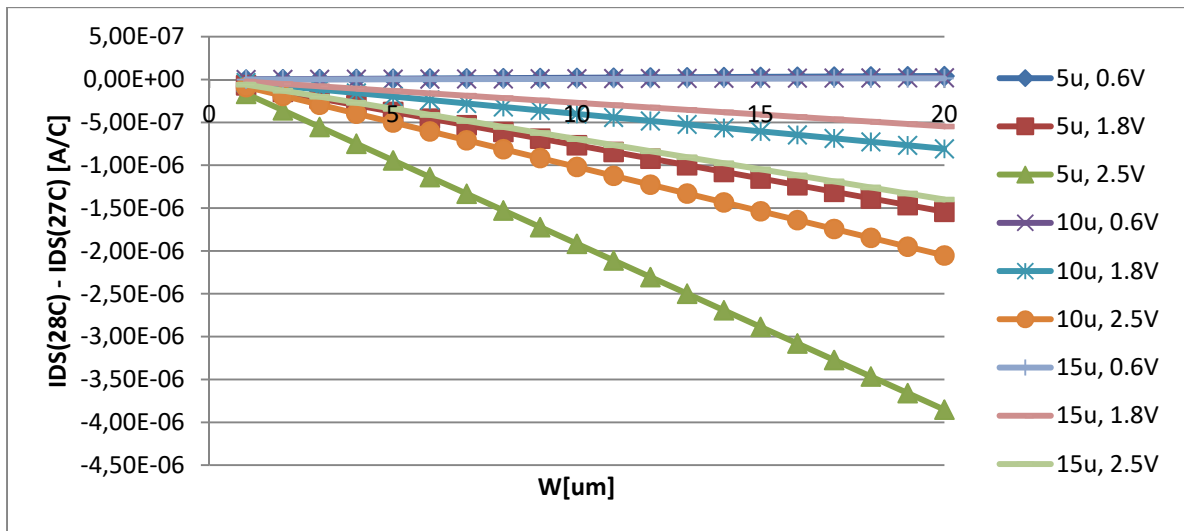


Figura 3.3: Pendiente de la corriente respecto la temperatura variando W.

Pero en cambio cuando observamos la pendiente relativa (figura 3.4) ya no observamos esa linealidad. Como tanto en la corriente como en la pendiente respecto a la temperatura W afecta directamente proporcional, la pendiente relativa se mantiene constante. Observamos que en el rango de $V_{GS} \cong V_{TH}$ y $W \cong W_{MIN}$ hay una pequeña pérdida de la pendiente relativa (W_{MIN} es el tamaño mínimo de transistor y viene definido por la tecnología, en nuestro caso 0.35μ).

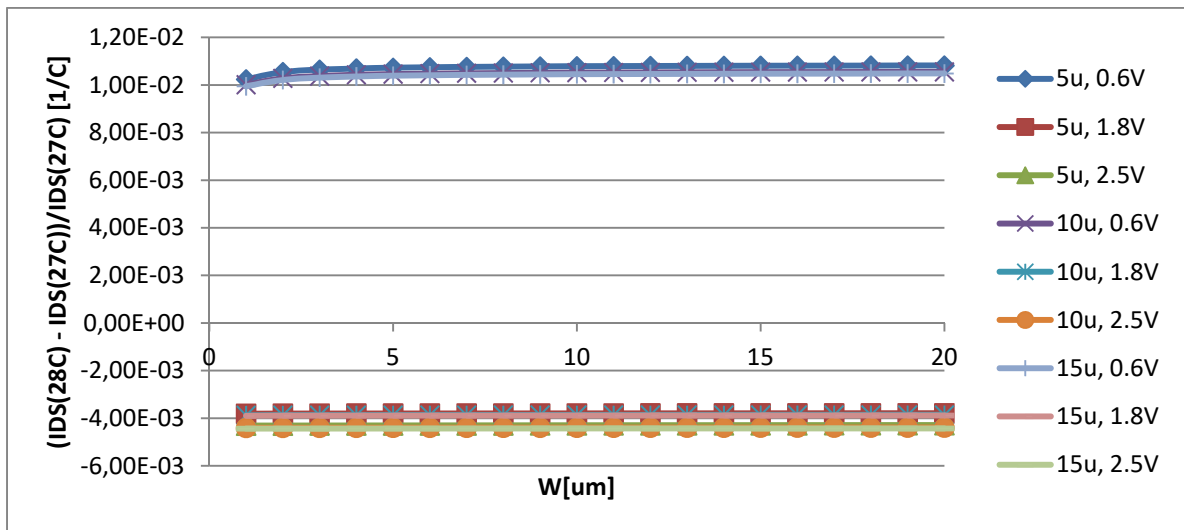


Figura 3.4: Pendiente relativa de la corriente respecto la temperatura variando W.

3.2.2.2 Longitud de la puerta (L)

En la figura 3.5 podemos observar la forma de la corriente I_{DS} en función de la longitud de la puerta. La longitud tiene un efecto inversamente proporcional a la corriente, por lo que cuando aumentamos la L, la corriente disminuye. Para esta simulación se ha fijado $V_{DS} = 3\text{ V}$ y se ha parametrizado $V_{GS} = [0.6\text{ V}, 1.8\text{ V}, 2.5\text{ V}]$ y $W = [5\mu, 10\mu, 15\mu]$. Se pueden ver en detalle los valores de la simulación en el anexo 6.4, 6.5 y 6.6.

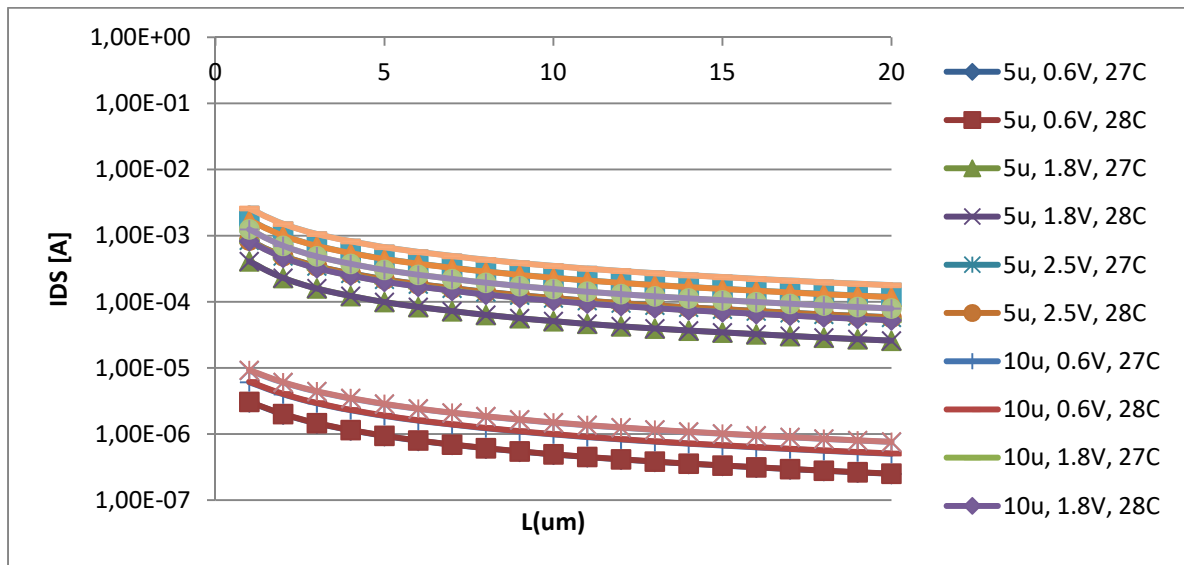


Figura 3.5: Corriente de drenador en función de la longitud de la puerta.

Y lo mismo ocurre con la pendiente de la corriente respecto a la temperatura y la pendiente relativa que podemos observar en las figuras 3.6 y 3.7. Mantiene el mismo comportamiento igual que ha pasado con el tamaño de la puerta.

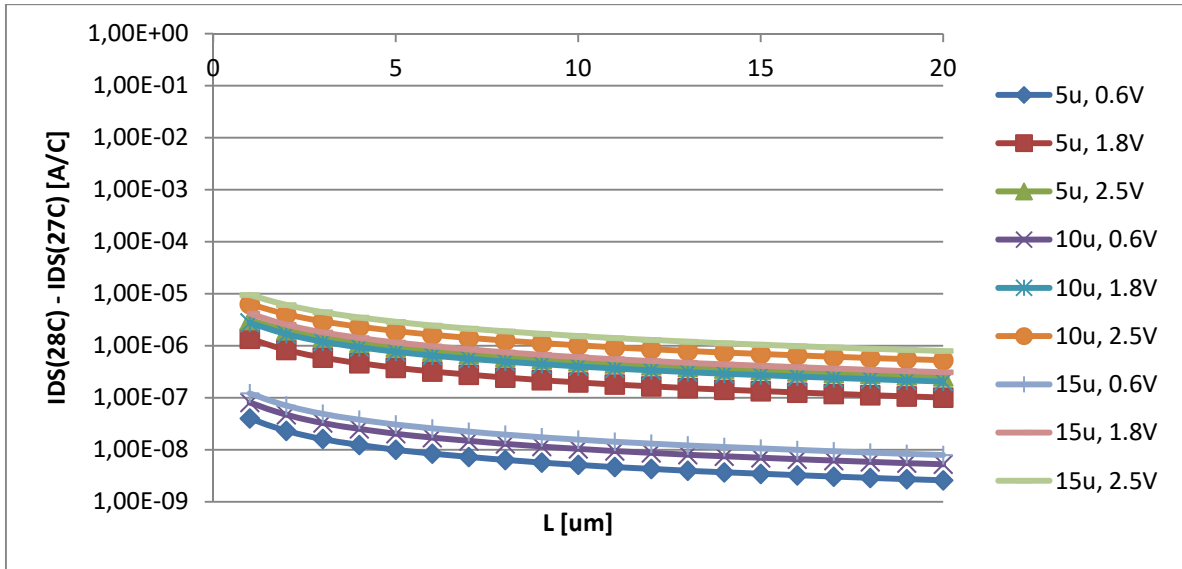


Figura 3.6: Pendiente de la corriente respecto la temperatura variando L.

Además en la pendiente relativa se observa el efecto de canal corto cuando disminuimos la longitud de la puerta. Por lo que mientras aseguremos que tanto L como W se mantienen lejos del tamaño mínimo de transistor la variación relativa se mantendrá constante.

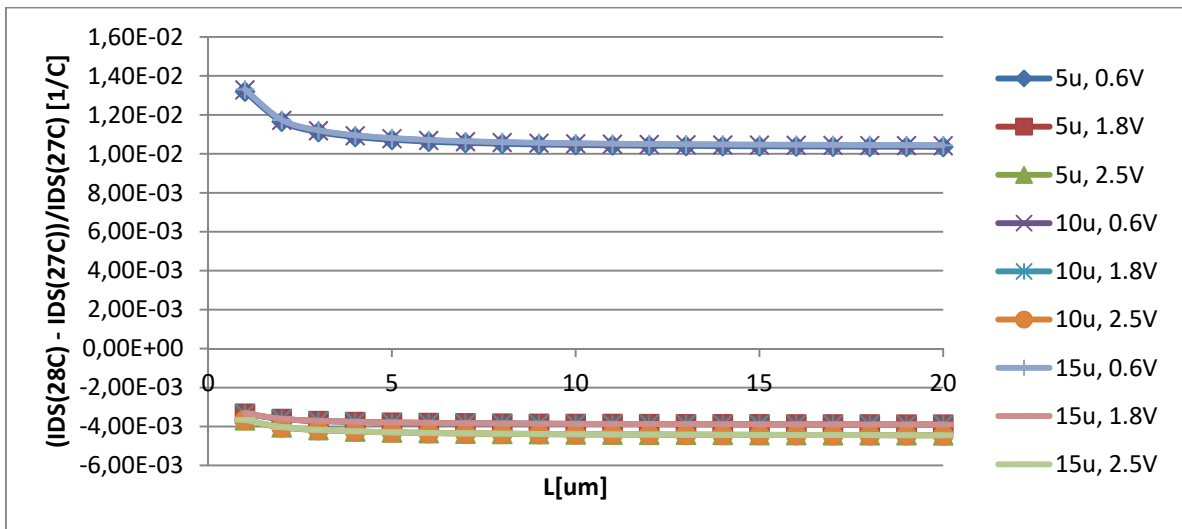


Figura 3.7: Pendiente relativa de la corriente respecto la temperatura variando L.

3.2.3 Dependencia con la Tensión de Drenador

En la figura 3.8 podemos ver la forma más conocida de ver la corriente I_{DS} . En la simulación se han fijado el tamaño de transistor a $W = 10\mu$ y $L = 5\mu$, y se ha parametrizado la tensión de puerta con los valores $V_{GS} = [0.6V, 1.8V, 2.5V]$. Se pueden ver en detalle los valores de la simulación en el anexo 6.7, 6.8 y 6.9.

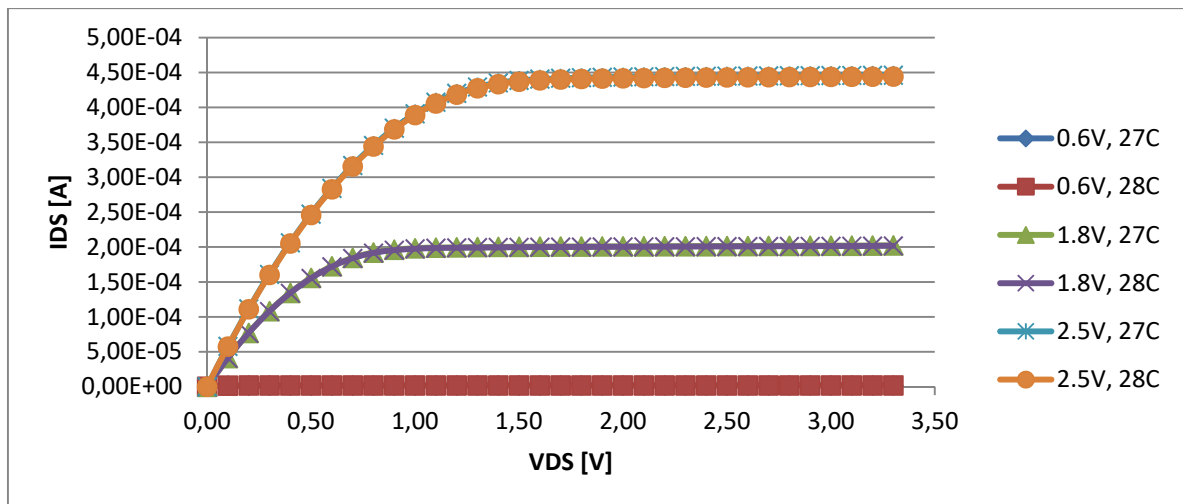


Figura 3.8: Corriente de drenador en función de la tensión de drenador.

En la figura 3.9 podemos ver como la pendiente de la corriente respecto a la temperatura mantiene una forma similar a la corriente, en la zona óhmica la pendiente va variando a medida que modificamos la tensión V_{DS} y se mantiene estable en la zona de saturación. Además, se puede observar un punto en el que aparece un punto de inflexión en el que la pendiente decrece y después vuelve a estabilizarse.

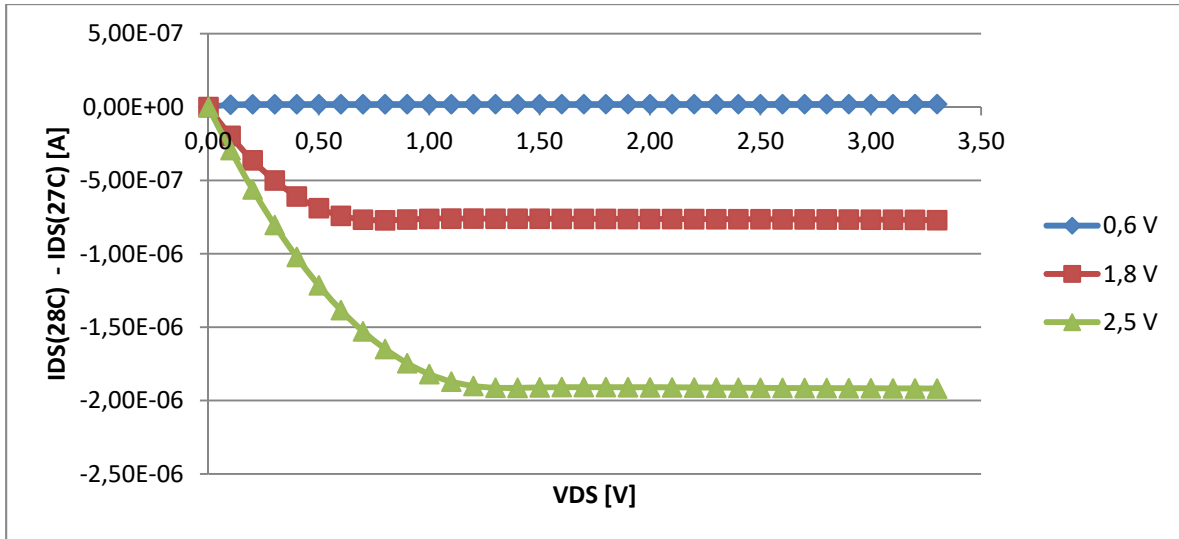


Figura 3.9: Pendiente de la corriente respecto la temperatura variando V_{DS} .

Por otro lado, la pendiente relativa tiene un comportamiento mucho más lineal. La pendiente relativa aumenta linealmente cuando el transistor trabaja en la zona óhmica, y se mantiene prácticamente constante en la zona de saturación (tiene una pequeña deriva negativa).

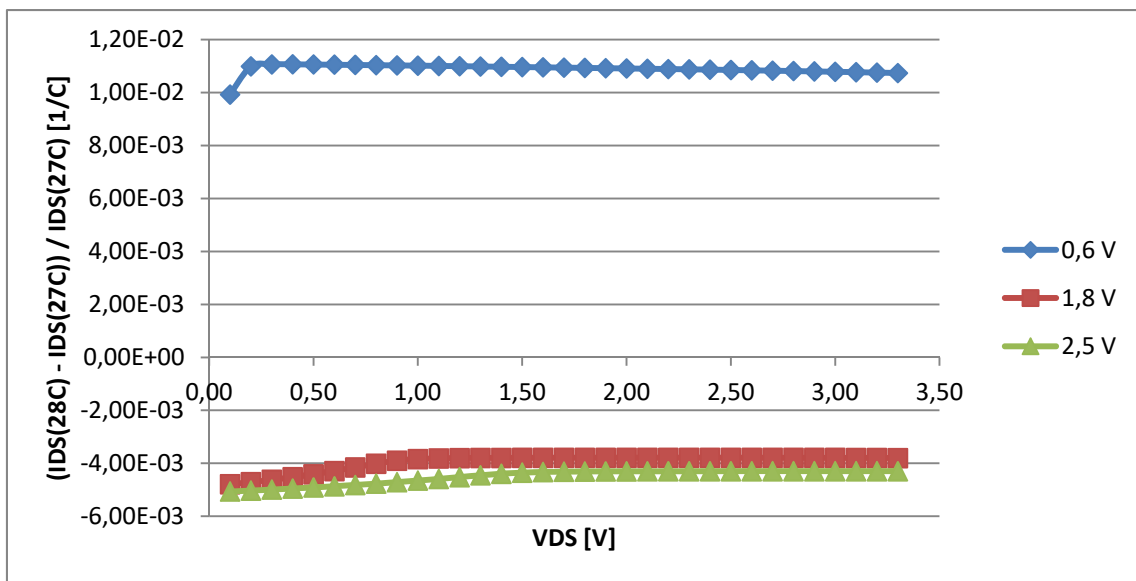


Figura 3.10: Pendiente relativa de la corriente respecto la temperatura variando V_{DS} .

3.2.4 Dependencia con la Tensión de Puerta

Para la simulación de la tensión V_{GS} se ha fijado el tamaño de transistor igual que la anterior simulación ($W = 10\mu$ y $L = 5\mu$). Y se ha parametrizado la tensión V_{DS} con los valores [1V, 2V, 3V]. Se pueden ver en detalle los valores de la simulación en el anexo 6.10, 6.11 y 6.12.

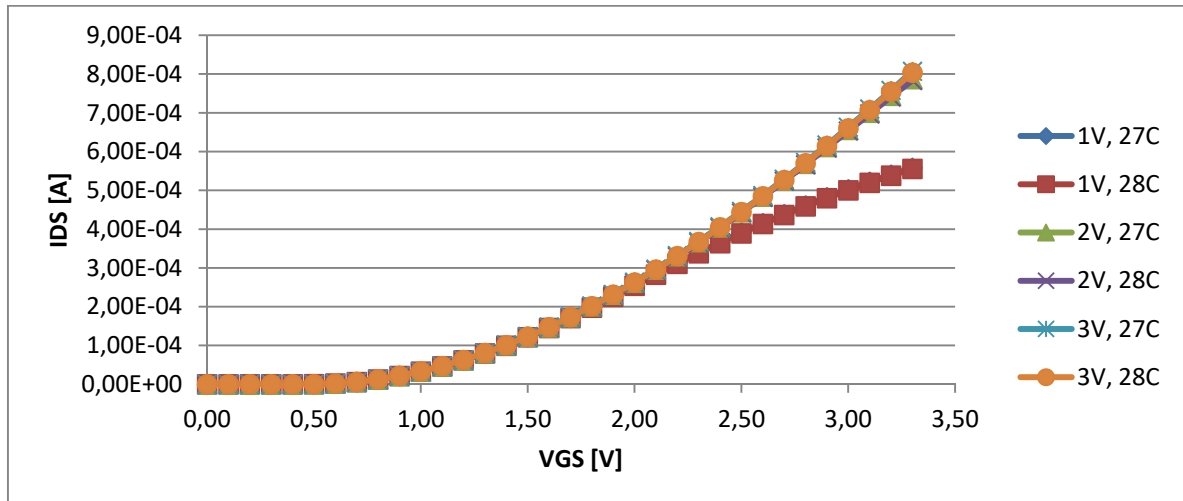


Figura 3.11: Corriente de drenador en función de la tensión de puerta.

Podemos observar que la pendiente de la corriente I_{DS} respecto a la temperatura aumenta ligeramente en la zona en la que $V_{GS} \cong V_{th}$, después de un máximo en la función y empieza a decrecer rápidamente.

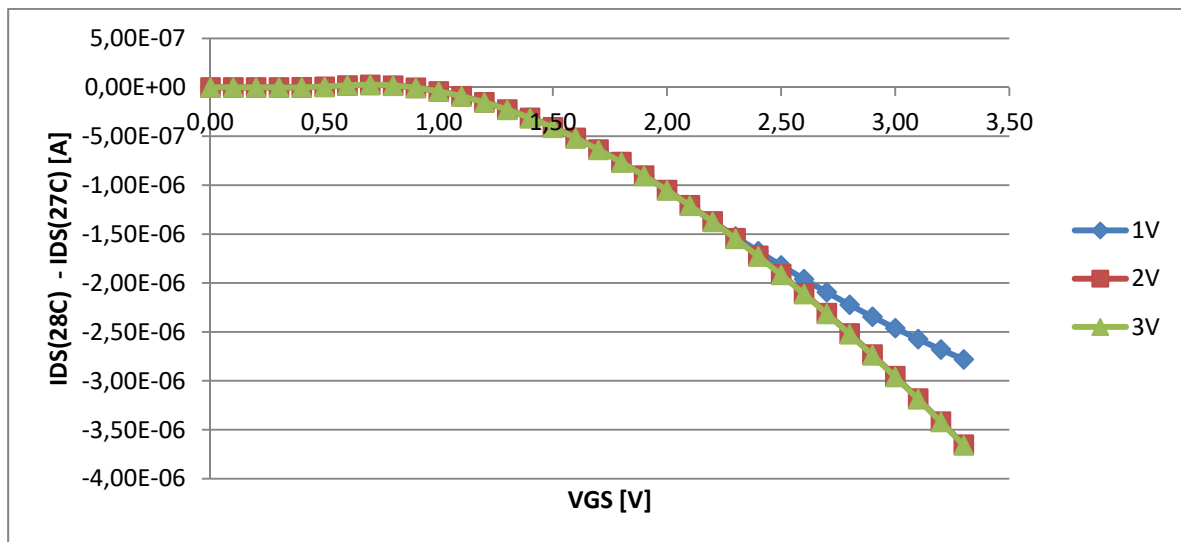


Figura 3.12: Pendiente de la corriente respecto a la temperatura variando V_{GS} .

Como habíamos comentado en el punto anterior, hay dos zonas claras en la dependencia del transistor con la temperatura, la zona directa (para tensiones $V_{GS} \cong V_{th}$ la pendiente tiene valor positivo) y la zona inversa (para valores $V_{GS} \gg V_{th}$ la pendiente tiene un valor negativo).

Tal como se observa en la figura 3.13. La pendiente relativa es realmente elevada en la zona directa, llegando hasta un 6% en tensiones muy por debajo de la tensión umbral. En el cambio de zona se produce un punto en el que la pendiente es 0, por lo tanto es insensible a la temperatura. Ese punto en la simulación esta en $V_{INS} = 0.88V$. Otro detalle importante es que el punto medio entre el máximo de pendiente relativa y V_{INS} es aproximadamente $V_{th} \cong 0.48V$.

Por otro lado en la zona inversa, la pendiente relativa va decreciendo lentamente llegando a un máximo de -0.4% aproximadamente.

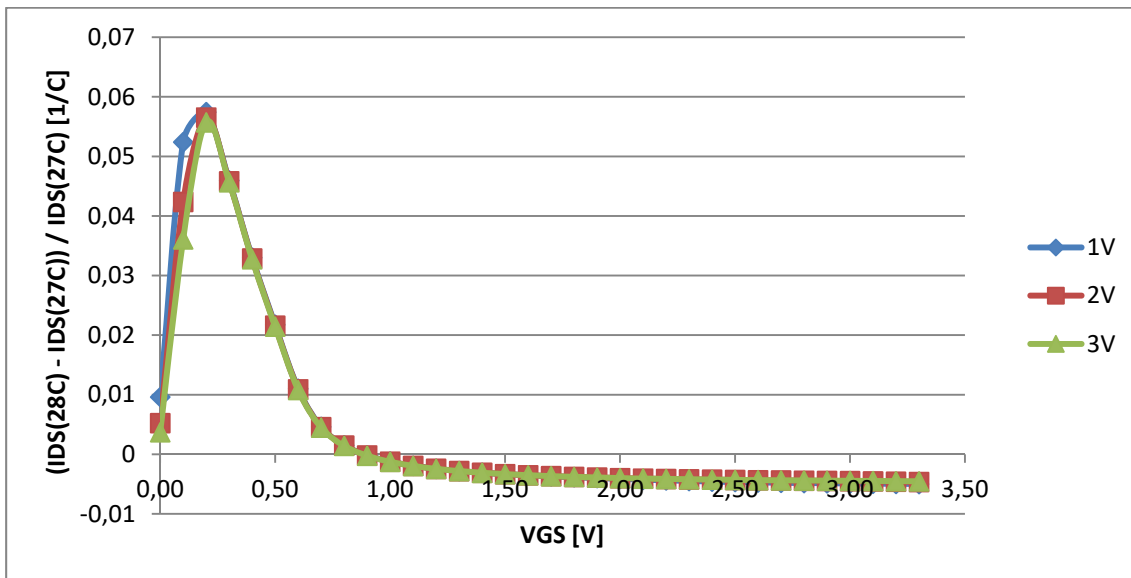


Figura 3.13: Pendiente relativa de la corriente respecto la temperatura variando V_{GS} .

3.3 Resultados

Valores para $V_{DS} = 3V$, $L = 5\mu$:

Corriente I_{DS}

$V_{GS} =$	0.5 V	1 V	1.5 V	2 V	2.5 V
W = 1 μ	147.8n	16.38u	60.72u	129.61u	219u
W = 5 μ	741.67n	83.89u	311.34u	664.45u	1.12m
W = 10 μ	1.48u	168.09u	623.21u	1.32m	2.24m
W = 20 μ	2.96u	335.76u	1.24m	2.64m	4.45m

Tabla 3.2: Valores de corriente de drenador obtenidos en la simulación.

Pendiente $\delta I_{DS}/\delta T$ [A/°C]

$V_{GS} =$	0.5 V	1 V	1.5 V	2 V	2.5 V
W = 1 μ	3.15n	-20.76n	-202.72n	-518n	-943.1n
W = 5 μ	15.9n	-105.2n	-1u	-2.64u	-4.18u
W = 10 μ	31.9n	-209.67n	-2u	-5.26u	-9.56u
W = 20 μ	63.8n	-415.25n	-4u	-10.39u	-18.81u

Tabla 3.3: Valores de la pendiente de la corriente obtenidos en la simulación.

Pendiente relativa $(\delta I_{DS}/\delta T)/I_{DS}$ [%/°C]

$V_{GS} =$	0.5 V	1 V	1.5 V	2 V	2.5 V
W = 1 μ	2,131	0,127	0,334	0,400	0,431
W = 5 μ	2,144	0,125	0,321	0,397	0,373
W = 10 μ	2,155	0,125	0,321	0,398	0,427
W = 20 μ	2,155	0,124	0,323	0,394	0,423

Tabla 3.4: Valores de la pendiente relativa de la corriente obtenidos en la simulación.

4 Sensor diferencial

4.1 Modelo de Simulación del NMOS en Zona Directa

Como el simulador no nos da la opción de modificar los valores de temperatura por componente vamos a definir un modelo de simulación del transistor NMOS trabajando como transductor de temperatura. El objetivo es poder simular el efecto que provoca una variación de temperatura en el transistor de forma práctica. Por ejemplo nos puede ser útil para variar la temperatura a un solo transistor NMOS dentro de un circuito con más transistores (o otros componentes) y que no queramos que los otros se vean afectados por el cambio de temperatura.

Como hemos visto anteriormente, podemos ver una variación de corriente de drenado a causa de la temperatura de la forma:

$$I_{DS}(T) = I_{DS_0} + \Delta I_{DS}(T - T_0)$$

Podemos observar también que para una tensión de puerta también podemos generar:

$$I_{DS}(V_{GS}) = I_{DS_0} + \Delta I_{DS}(V_{GS} - V_{GS_0})$$

Si igualamos ambas ecuaciones podemos obtener una dependencia entre las variaciones de la tensión de puerta con las variaciones de temperatura:

$$\Delta I_{DS}(V_{GS} - V_{GS_0}) = \Delta I_{DS}(T - T_0)$$

$$\Delta V_{GS} \cdot g_m = M \cdot \Delta T$$

$$\Delta V_{GS} = \frac{M}{g_m} \Delta T$$

Donde M es el factor descrito anteriormente con unidades [A/°C] y g_m es la transconductancia del transistor NMOS, con unidades [A/V]. Finalmente podemos definir el factor de conversión U tal que:

$$\Delta V_{GS} = U[V/°C] \cdot \Delta T$$

Así que para futuras simulaciones trabajaremos con una fuente de tensión variable que utilizaremos como variaciones de temperatura.

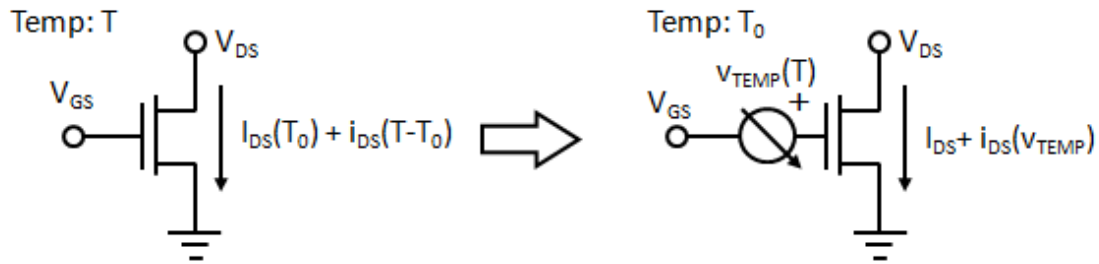


Figura 4.1: Modelo del transistor NMOS para simular un cambio en la temperatura.

Por ejemplo utilizando datos obtenidos por las simulaciones anteriores, un transistor con la tensión de puerta a 0.5 V, de tamaño $W = 10\mu$ y $L = 5\mu$ y una tensión de drenador de 3V:

$$M = \left. \frac{\delta I_{DS}}{\delta T} \right|_{T_0} \cong 31.9 \text{ nA}/^\circ\text{C}$$

$$g_m = \left. \frac{\delta I_{DS}}{\delta V_{GS}} \right|_{V_{GS_0}} \cong 7.24 \mu\text{A}/\text{V}$$

$$U = \frac{M}{g_m} = 4.4 \text{ mV}/^\circ\text{C}$$

Temperatura	Real	Modelo
25 °C	283.66n	284.94n
26 °C	289.84n	290.39n
27 °C	296.10n	296.10n
28 °C	302.44n	301.90n
29 °C	308.88n	307.81n

Tabla 4.2: Tabla de resultados de la simulación del modelo. Hay que tener en cuenta un pequeño margen de error añadido por la pérdida de decimales en el cálculo del parámetro U.

4.2 Estructura Diferencial

La figura 4.3 muestra el modelo genérico de un sensor de temperatura diferencial. Las entradas representan dos puntos donde se está trabajando a temperaturas T_2 y T_1 . El sensor debe contener el circuito necesario para proveer una tensión de salida proporcional a la diferencia de temperatura ($T_2 - T_1$) sensada.

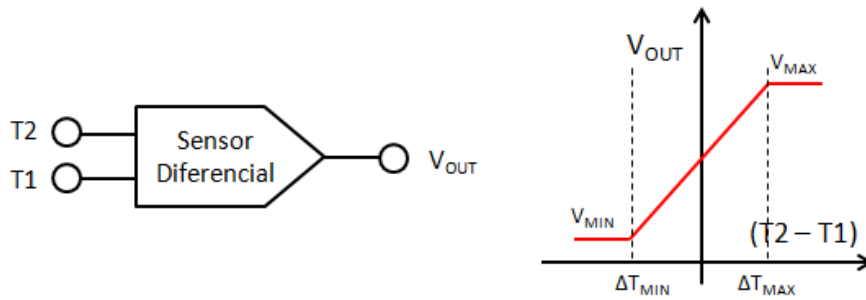


Figura 4.3: Modelo genérico de un sensor de temperatura diferencial.

En la función de transferencia del sensor se puede observar claramente dos zonas de trabajo, el rango lineal (cuando la diferencia de temperatura sensada ($T_2 - T_1$) se mantiene entre ΔT_{MIN} y ΔT_{MAX} , y cuando el sensor se encuentra saturado.

De este modo la fórmula que describe la dependencia de la tensión de salida de un sensor diferencial con sus entradas quedaría de la siguiente forma:

$$V_{OUT} = S_d(T_2 - T_1), \quad \text{para: } \Delta T_{MIN} < (T_2 - T_1) < \Delta T_{MAX}$$

$$V_{OUT} = V_{MAX}, \quad \text{para: } (T_2 - T_1) > \Delta T_{MAX}$$

$$V_{OUT} = V_{MIN}, \quad \text{para: } \Delta T_{MIN} > (T_2 - T_1)$$

Donde S_d es la sensibilidad térmica del sensor diferencial expresada en $[V/^\circ C]$.

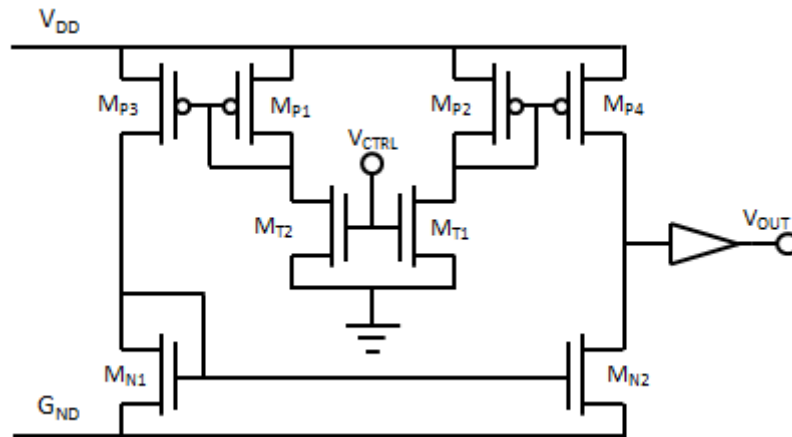


Figura 4.4: Circuito del sensor de temperatura diferencial con transistores CMOS como transductores.

En la figura 4.4 se puede observar el circuito del sensor diferencial utilizando el transistor NMOS estudiado en el apartado anterior como transductor de temperatura. Por lo tanto M_{T2} y M_{T1} son los transistores encargados de transformar la temperatura en una medida eléctrica, en este caso en la variación de la corriente de drenado. Esa corriente se transfiere por los espejos de corriente M_{P2} - M_{P4} y M_{P1} - M_{P3} + M_{N1} - M_{N2} , hasta finalmente encontrarse ambas corrientes en el nodo de salida, generando una tensión de salida proporcional a la diferencia de corrientes.

En la figura 4.5 se puede ver el circuito diferencial con los modelos en pequeña señal de los transistores, según el funcionamiento que están realizando en el circuito.

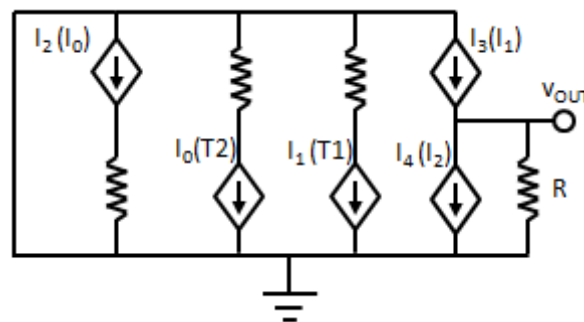


Figura 4.5: Circuito en pequeña señal del sensor de temperatura.

De esta manera se ve más claramente como:

$$V_{OUT} = R \cdot (I_3 - I_4) = R \cdot (K_3 \cdot I_1 - K_4 \cdot K_2 \cdot I_0)$$

Diseñando de forma que ambos espejos de corriente estén compensados la función de transferencia cumple con:

$$V_{OUT} = S_d(T_2 - T_1)$$

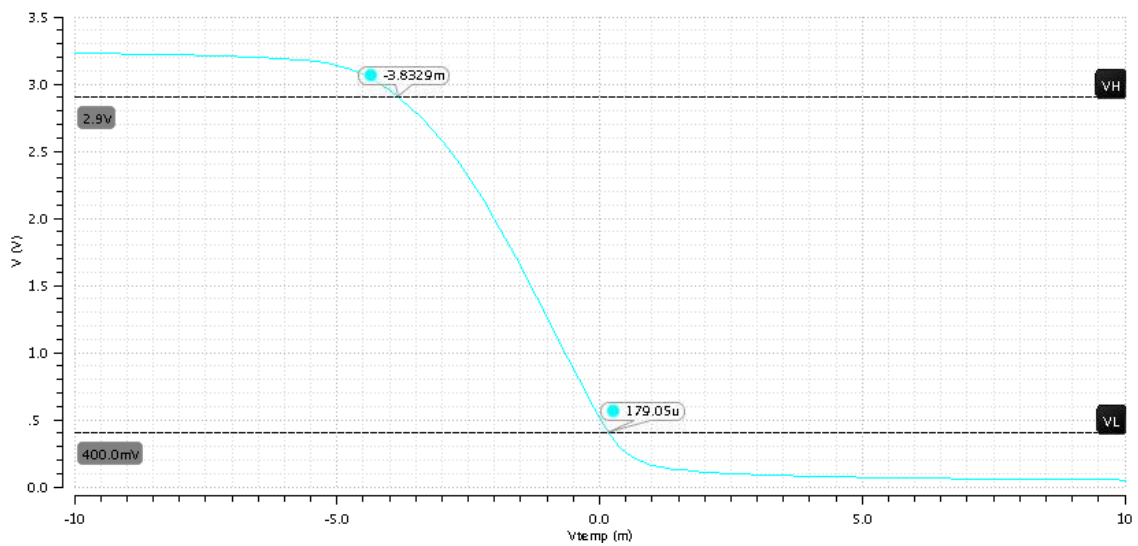


Figura 4.6: Simulación del sensor de temperatura diferencial.

$$Sensibilidad = \frac{2.5V}{\frac{(-3.8329m - 0.179m)}{4.4m}} = -2.74 V/C$$

5 Sistema Adaptativo

5.1 Ventajas de un Sistema Adaptativo

Como ya hemos comentado antes, uno de los hándicaps presentes al trabajar con sensores de temperatura diferenciales es la temperatura nominal de trabajo o de off-set. Un circuito al ser alimentado empieza a producir, gracias al efecto Joule, energía térmica. Esto afecta al sensor diferencial gravemente, produciendo un desplazamiento horizontal en su función de transferencia, tal como se puede observar en la figura 5.1.

$$T_1 = T_{amb} ; T_2 = \Delta T(f) + T_{amb} + T_{off-set}$$

$$V_{OUT} = G \cdot (T_2 - T_1) = G \cdot (\Delta T(f) + T_{off-set})$$

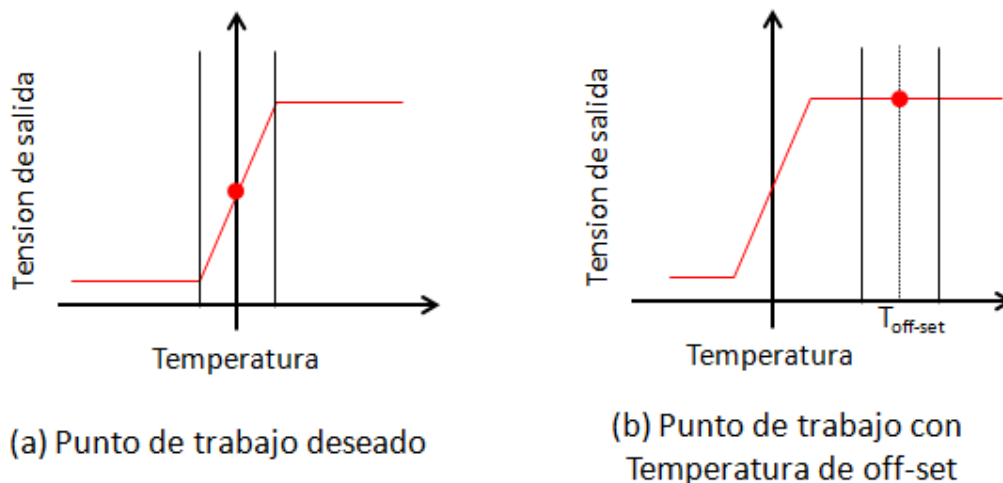


Figura 5.1: Desplazamiento del punto de trabajo con temperatura de off-set.

También se puede ver desde el punto de vista del rango dinámico del sensor.

$$V_{OUT} = G \cdot \Delta T(f) + G \cdot T_{off-set} = V_{OUT}(f) + V_{OUT_{off-set}}$$

$$V_{OUT} = V_{OUT}(f), \text{ en el rango de } [V_{MIN} + V_{OUT_{off-set}}, V_{MAX}]$$

Para temperaturas de off-set que $G \cdot T_{off-set}$ sea mayor que $V_{MAX} - V_{MIN}$ el sensor estará siempre saturado, y por lo tanto no nos podrá ser útil.

5.2 Sistema de Calibración Analógico

La figura 5.2 muestra un circuito de un sensor de temperatura CMOS como los explicados anteriormente que se le ha añadido una forma de descompensar la estructura diferencial.

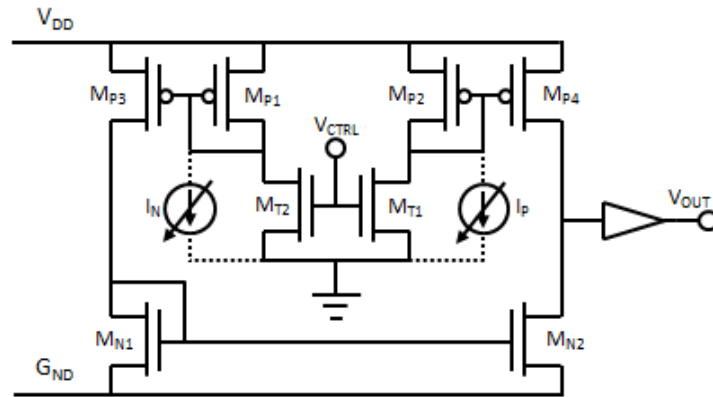


Figura 5.2: Circuito del sensor de temperatura diferencial con fuentes de corriente variables para descompensar la estructura diferencial.

Se le han añadido un transistor en cada lado de los espejos de corriente de forma que al aplicarle una tensión de puerta al transistor este aplicará una corriente a la estructura diferencial y la descompensará. De esta forma podremos calibrar el sensor y eliminar la potencia nominal en continua que tienen los circuitos a sensar.

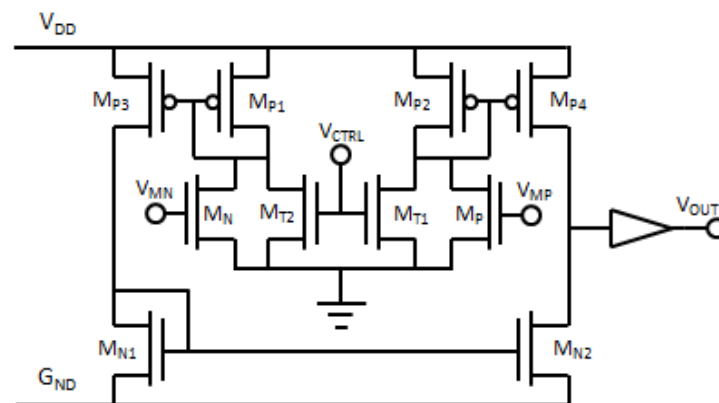


Figura 5.3: Diseño del circuito del sensor de temperatura para la calibración analógica.

5.3 Sistema de Calibración Digital

Este circuito de la figura 5.4 es otra posible solución, un poco más compleja, para la auto-calibración del sensor de temperatura. En este caso es una calibración digital. A la estructura del sensor se le deben añadir pares de transistores en ambos lados, siempre manteniendo la simetría del sensor.

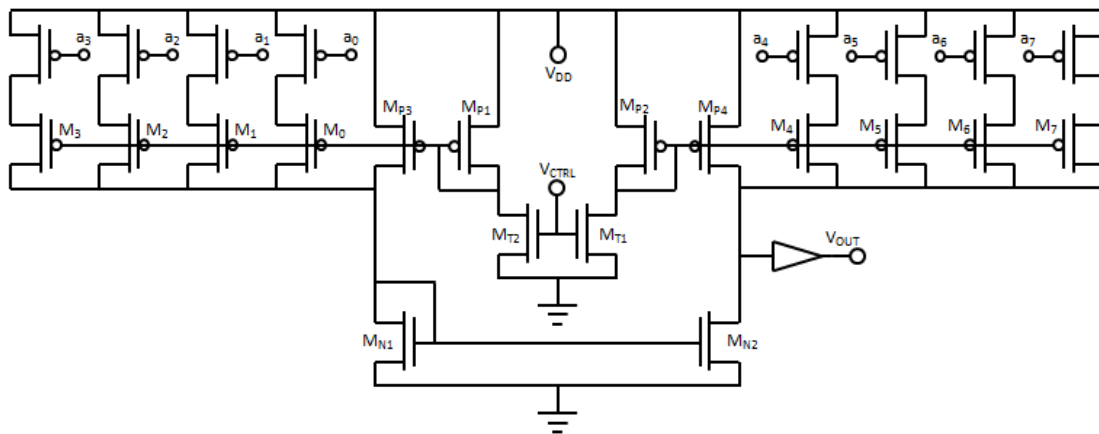


Figura 5.4: Diseño del circuito del sensor de temperatura diferencial con calibración digital.

Uno de los transistores va conectado al par diferencial como un espejo de corriente adicional, y por tanto, funcionará de la misma forma que el transistor conectado en la estructura del sensor. El otro transistor nos sirve de interruptor. Mediante las entradas digitales a8-0 podremos activar o desactivar transistores y así descompensaremos el sensor a nuestra elección.

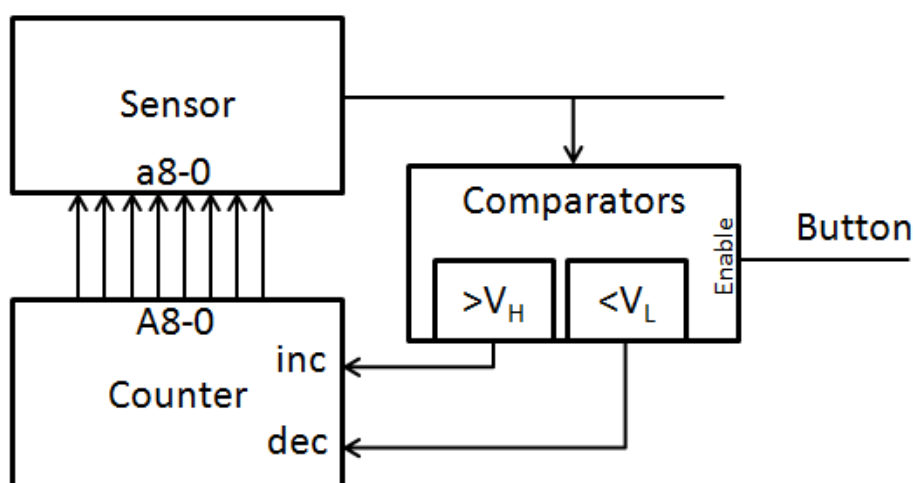


Figura 5.5: Arquitectura de calibración del sensor de temperatura diferencial.

El sistema de auto-calibrado quedaría como el que se muestra en la figura 55. El cual la salida estaría conectada a unos comparadores de tensión que darían la orden de incrementar o disminuir el contador si encuentran la salida del sensor saturada. El contador no es un contador binario normal, ya que hay combinaciones que no tendrían sentido que ocurrieran, como por ejemplo desplazar dos a la derecha y tres a la izquierda a la vez.

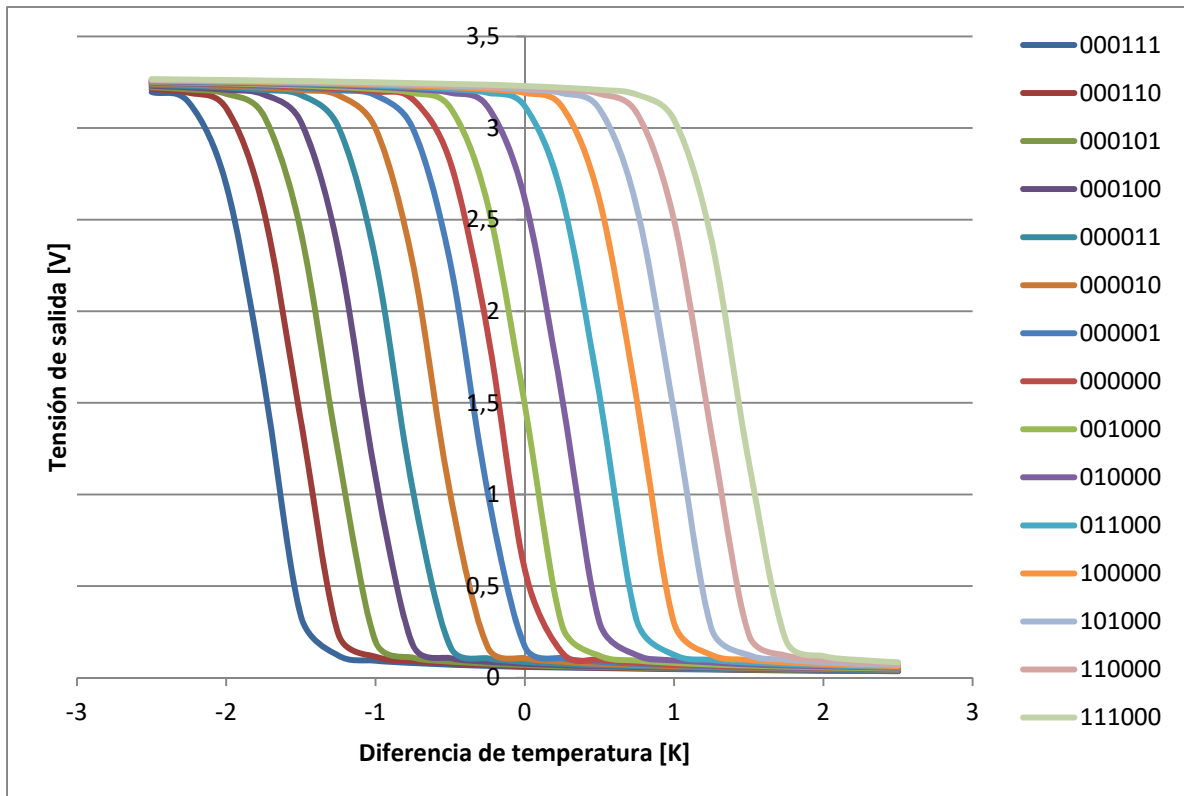


Figura 5.6: Simulación del sensor de temperatura diferencial con descompensación digital de 3 bits [a2a1a0b2b1b0].

6 Anexos

6.1 Corriente de drenador en función de W

L, VGS, Temp	5u, 0.6V, 27C	5u, 0.6V, 28C	5u, 1.8V, 27C	5u, 1.8V, 28C	5u, 2.5V, 27C	5u, 2.5V, 28C
W = 1μ	1,7734E-07	1,7915E-07	1,7520E-05	1,7453E-05	3,8563E-05	3,8397E-05
W = 2μ	3,6559E-07	3,6945E-07	3,7809E-05	3,7665E-05	8,3366E-05	8,3007E-05
W = 3μ	5,5535E-07	5,6126E-07	5,8290E-05	5,8068E-05	1,2859E-04	1,2804E-04
W = 4μ	7,4523E-07	7,5320E-07	7,8812E-05	7,8512E-05	1,7391E-04	1,7316E-04
W = 5μ	9,3513E-07	9,4516E-07	9,9346E-05	9,8969E-05	2,1924E-04	2,1830E-04
W = 6μ	1,1250E-06	1,1371E-06	1,1988E-04	1,1943E-04	2,6459E-04	2,6345E-04
W = 7μ	1,3150E-06	1,3291E-06	1,4042E-04	1,3989E-04	3,0993E-04	3,0859E-04
W = 8μ	1,5049E-06	1,5211E-06	1,6096E-04	1,6035E-04	3,5525E-04	3,5373E-04
W = 9μ	1,6948E-06	1,7131E-06	1,8149E-04	1,8080E-04	4,0057E-04	3,9885E-04
W = 10μ	1,8847E-06	1,9050E-06	2,0202E-04	2,0125E-04	4,4588E-04	4,4396E-04
W = 11μ	2,0746E-06	2,0970E-06	2,2254E-04	2,2170E-04	4,9117E-04	4,8906E-04
W = 12μ	2,2645E-06	2,2890E-06	2,4306E-04	2,4214E-04	5,3644E-04	5,3414E-04
W = 13μ	2,4544E-06	2,4809E-06	2,6358E-04	2,6258E-04	5,8170E-04	5,7920E-04
W = 14μ	2,6443E-06	2,6729E-06	2,8409E-04	2,8301E-04	6,2695E-04	6,2426E-04
W = 15μ	2,8342E-06	2,8649E-06	3,0460E-04	3,0344E-04	6,7218E-04	6,6929E-04
W = 16μ	3,0241E-06	3,0568E-06	3,2510E-04	3,2386E-04	7,1739E-04	7,1431E-04
W = 17μ	3,2140E-06	3,2487E-06	3,4559E-04	3,4428E-04	7,6259E-04	7,5932E-04
W = 18μ	3,4039E-06	3,4407E-06	3,6608E-04	3,6470E-04	8,0777E-04	8,0430E-04
W = 19μ	3,5938E-06	3,6326E-06	3,8657E-04	3,8510E-04	8,5294E-04	8,4928E-04
W = 20μ	3,7836E-06	3,8246E-06	4,0705E-04	4,0551E-04	8,9808E-04	8,9423E-04

Tabla 6.1: Corriente de drenador en función de W. (VDS = 3V)

L, VGS, Temp	10u, 0.6V, 27C	10u, 0.6V, 28C	10u, 1.8V, 27C	10u, 1.8V, 28C	10u, 2.5V, 27C	10u, 2.5V, 28C
W = 1μ	9,2180E-08	9,3104E-08	8,9799E-06	8,9451E-06	1,9998E-05	1,9910E-05
W = 2μ	1,9160E-07	1,9357E-07	1,9426E-05	1,9351E-05	4,3328E-05	4,3137E-05
W = 3μ	2,9123E-07	2,9425E-07	2,9959E-05	2,9843E-05	6,6857E-05	6,6563E-05
W = 4μ	3,9088E-07	3,9496E-07	4,0513E-05	4,0356E-05	9,0432E-05	9,0034E-05
W = 5μ	4,9055E-07	4,9568E-07	5,1073E-05	5,0876E-05	1,1402E-04	1,1352E-04
W = 6μ	5,9023E-07	5,9641E-07	6,1637E-05	6,1399E-05	1,3762E-04	1,3701E-04
W = 7μ	6,8990E-07	6,9714E-07	7,2202E-05	7,1923E-05	1,6122E-04	1,6051E-04
W = 8μ	7,8957E-07	7,9787E-07	8,2766E-05	8,2447E-05	1,8481E-04	1,8400E-04
W = 9μ	8,8925E-07	8,9860E-07	9,3331E-05	9,2970E-05	2,0841E-04	2,0749E-04
W = 10μ	9,8892E-07	9,9933E-07	1,0389E-04	1,0349E-04	2,3200E-04	2,3098E-04
W = 11μ	1,0886E-06	1,1001E-06	1,1446E-04	1,1402E-04	2,5558E-04	2,5446E-04
W = 12μ	1,1883E-06	1,2008E-06	1,2502E-04	1,2454E-04	2,7917E-04	2,7794E-04
W = 13μ	1,2879E-06	1,3015E-06	1,3558E-04	1,3506E-04	3,0275E-04	3,0142E-04

L, VGS, Temp	10u, 0.6V, 27C	10u, 0.6V, 28C	10u, 1.8V, 27C	10u, 1.8V, 28C	10u, 2.5V, 27C	10u, 2.5V, 28C
W = 14μ	1,3876E-06	1,4022E-06	1,4614E-04	1,4557E-04	3,2632E-04	3,2489E-04
W = 15μ	1,4873E-06	1,5030E-06	1,5670E-04	1,5609E-04	3,4990E-04	3,4836E-04
W = 16μ	1,5870E-06	1,6037E-06	1,6725E-04	1,6661E-04	3,7346E-04	3,7182E-04
W = 17μ	1,6866E-06	1,7044E-06	1,7781E-04	1,7712E-04	3,9703E-04	3,9528E-04
W = 18μ	1,7863E-06	1,8051E-06	1,8836E-04	1,8764E-04	4,2059E-04	4,1874E-04
W = 19μ	1,8859E-06	1,9058E-06	1,9892E-04	1,9815E-04	4,4414E-04	4,4219E-04
W = 20μ	1,9856E-06	2,0066E-06	2,0947E-04	2,0866E-04	4,6769E-04	4,6564E-04

Tabla 6.2: Corriente de drenador en función de W. (VDS = 3V)

L, VGS, Temp	15u, 0.6V, 27C	15u, 0.6V, 28C	15u, 1.8V, 27C	15u, 1.8V, 28C	15u, 2.5V, 27C	15u, 2.5V, 28C
W = 1μ	6,2208E-08	6,2827E-08	6,0383E-06	6,0148E-06	1,3504E-05	1,3444E-05
W = 2μ	1,2942E-07	1,3074E-07	1,3070E-05	1,3019E-05	2,9276E-05	2,9146E-05
W = 3μ	1,9674E-07	1,9877E-07	2,0159E-05	2,0081E-05	4,5179E-05	4,4979E-05
W = 4μ	2,6408E-07	2,6682E-07	2,7262E-05	2,7156E-05	6,1114E-05	6,0843E-05
W = 5μ	3,3143E-07	3,3488E-07	3,4370E-05	3,4236E-05	7,7060E-05	7,6718E-05
W = 6μ	3,9878E-07	4,0294E-07	4,1480E-05	4,1319E-05	9,3010E-05	9,2598E-05
W = 7μ	4,6614E-07	4,7100E-07	4,8591E-05	4,8402E-05	1,0896E-04	1,0848E-04
W = 8μ	5,3349E-07	5,3906E-07	5,5703E-05	5,5486E-05	1,2491E-04	1,2436E-04
W = 9μ	6,0084E-07	6,0712E-07	6,2814E-05	6,2570E-05	1,4087E-04	1,4024E-04
W = 10μ	6,6820E-07	6,7518E-07	6,9925E-05	6,9653E-05	1,5682E-04	1,5612E-04
W = 11μ	7,3555E-07	7,4324E-07	7,7036E-05	7,6737E-05	1,7277E-04	1,7200E-04
W = 12μ	8,0290E-07	8,1130E-07	8,4147E-05	8,3820E-05	1,8871E-04	1,8788E-04
W = 13μ	8,7025E-07	8,7936E-07	9,1257E-05	9,0902E-05	2,0466E-04	2,0375E-04
W = 14μ	9,3761E-07	9,4742E-07	9,8366E-05	9,7984E-05	2,2060E-04	2,1963E-04
W = 15μ	1,0050E-06	1,0155E-06	1,0548E-04	1,0507E-04	2,3655E-04	2,3550E-04
W = 16μ	1,0723E-06	1,0835E-06	1,1258E-04	1,1215E-04	2,5249E-04	2,5137E-04
W = 17μ	1,1397E-06	1,1516E-06	1,1969E-04	1,1923E-04	2,6843E-04	2,6724E-04
W = 18μ	1,2070E-06	1,2197E-06	1,2680E-04	1,2631E-04	2,8436E-04	2,8311E-04
W = 19μ	1,2744E-06	1,2877E-06	1,3391E-04	1,3339E-04	3,0030E-04	2,9897E-04
W = 20μ	1,3417E-06	1,3558E-06	1,4101E-04	1,4046E-04	3,1623E-04	3,1483E-04

Tabla 6.3: Corriente de drenador en función de W. (VDS = 3V)

6.2 Pendiente de la corriente en función de W

L, VGS	5u, 0.6V	5u, 1.8V	5u, 2.5V	10u, 0.6V	10u, 1.8V
W = 1μ	1,82E-09	-6,67E-08	-1,66E-07	9,23E-10	-3,48E-08
W = 2μ	3,85E-09	-1,44E-07	-3,59E-07	1,97E-09	-7,52E-08
W = 3μ	5,91E-09	-2,22E-07	-5,53E-07	3,02E-09	-1,16E-07
W = 4μ	7,97E-09	-3,00E-07	-7,48E-07	4,08E-09	-1,57E-07
W = 5μ	1,00E-08	-3,77E-07	-9,43E-07	5,13E-09	-1,97E-07
W = 6μ	1,21E-08	-4,55E-07	-1,14E-06	6,19E-09	-2,38E-07
W = 7μ	1,41E-08	-5,33E-07	-1,33E-06	7,24E-09	-2,79E-07
W = 8μ	1,62E-08	-6,11E-07	-1,53E-06	8,30E-09	-3,20E-07
W = 9μ	1,83E-08	-6,89E-07	-1,72E-06	9,35E-09	-3,61E-07
W = 10μ	2,03E-08	-7,67E-07	-1,92E-06	1,04E-08	-4,01E-07
W = 11μ	2,24E-08	-8,45E-07	-2,11E-06	1,15E-08	-4,42E-07
W = 12μ	2,44E-08	-9,22E-07	-2,30E-06	1,25E-08	-4,83E-07
W = 13μ	2,65E-08	-1,00E-06	-2,50E-06	1,36E-08	-5,24E-07
W = 14μ	2,86E-08	-1,08E-06	-2,69E-06	1,46E-08	-5,64E-07
W = 15μ	3,06E-08	-1,16E-06	-2,89E-06	1,57E-08	-6,05E-07
W = 16μ	3,27E-08	-1,23E-06	-3,08E-06	1,67E-08	-6,46E-07
W = 17μ	3,48E-08	-1,31E-06	-3,27E-06	1,78E-08	-6,86E-07
W = 18μ	3,68E-08	-1,39E-06	-3,47E-06	1,88E-08	-7,27E-07
W = 19μ	3,89E-08	-1,47E-06	-3,66E-06	1,99E-08	-7,68E-07
W = 20μ	4,09E-08	-1,54E-06	-3,85E-06	2,10E-08	-8,08E-07

Tabla 6.4: Pendiente de la corriente en función de W (VDS = 3V)

L, VGS	10u, 2.5V	15u, 0.6V	15u, 1.8V	15u, 2.5V
W = 1μ	-8,80E-08	6,19E-10	-2,35E-08	-5,99E-08
W = 2μ	-1,91E-07	1,32E-09	-5,09E-08	-1,30E-07
W = 3μ	-2,94E-07	2,03E-09	-7,84E-08	-2,00E-07
W = 4μ	-3,98E-07	2,74E-09	-1,06E-07	-2,71E-07
W = 5μ	-5,01E-07	3,44E-09	-1,34E-07	-3,41E-07
W = 6μ	-6,05E-07	4,15E-09	-1,61E-07	-4,12E-07
W = 7μ	-7,09E-07	4,86E-09	-1,89E-07	-4,83E-07
W = 8μ	-8,12E-07	5,57E-09	-2,16E-07	-5,53E-07
W = 9μ	-9,16E-07	6,28E-09	-2,44E-07	-6,24E-07
W = 10μ	-1,02E-06	6,98E-09	-2,72E-07	-6,94E-07
W = 11μ	-1,12E-06	7,69E-09	-2,99E-07	-7,65E-07
W = 12μ	-1,23E-06	8,40E-09	-3,27E-07	-8,36E-07
W = 13μ	-1,33E-06	9,11E-09	-3,54E-07	-9,06E-07
W = 14μ	-1,43E-06	9,82E-09	-3,82E-07	-9,77E-07
W = 15μ	-1,54E-06	1,05E-08	-4,10E-07	-1,05E-06
W = 16μ	-1,64E-06	1,12E-08	-4,37E-07	-1,12E-06
W = 17μ	-1,74E-06	1,19E-08	-4,65E-07	-1,19E-06
W = 18μ	-1,85E-06	1,26E-08	-4,92E-07	-1,26E-06
W = 19μ	-1,95E-06	1,34E-08	-5,20E-07	-1,33E-06
W = 20μ	-2,05E-06	1,41E-08	-5,47E-07	-1,40E-06

Tabla 6.5: Pendiente de la corriente en función de W (VDS = 3V)

6.3 Pendiente relativa de la corriente en función de W

L, VGS	5u, 0.6V	5u, 1.8V	5u, 2.5V	10u, 0.6V	10u, 1.8V
W = 1 μ	0,01024	-0,00381	-0,00431	0,01001	-0,00387
W = 2 μ	0,01054	-0,00380	-0,00431	0,01028	-0,00387
W = 3 μ	0,01064	-0,00380	-0,00430	0,01038	-0,00387
W = 4 μ	0,01069	-0,00380	-0,00430	0,01043	-0,00387
W = 5 μ	0,01072	-0,00380	-0,00430	0,01046	-0,00387
W = 6 μ	0,01074	-0,00380	-0,00430	0,01048	-0,00386
W = 7 μ	0,01076	-0,00380	-0,00430	0,01050	-0,00386
W = 8 μ	0,01077	-0,00380	-0,00430	0,01051	-0,00386
W = 9 μ	0,01078	-0,00380	-0,00430	0,01051	-0,00386
W = 10 μ	0,01079	-0,00380	-0,00430	0,01052	-0,00386
W = 11 μ	0,01079	-0,00380	-0,00430	0,01053	-0,00386
W = 12 μ	0,01080	-0,00379	-0,00430	0,01053	-0,00386
W = 13 μ	0,01080	-0,00379	-0,00429	0,01054	-0,00386
W = 14 μ	0,01080	-0,00379	-0,00429	0,01054	-0,00386
W = 15 μ	0,01081	-0,00379	-0,00429	0,01054	-0,00386
W = 16 μ	0,01081	-0,00379	-0,00429	0,01055	-0,00386
W = 17 μ	0,01081	-0,00379	-0,00429	0,01055	-0,00386
W = 18 μ	0,01081	-0,00379	-0,00429	0,01055	-0,00386
W = 19 μ	0,01082	-0,00379	-0,00429	0,01055	-0,00386
W = 20 μ	0,01082	-0,00379	-0,00429	0,01055	-0,00386

Tabla 6.6: Pendiente relativa de la corriente en función de W ($V_{DS} = 3V$)

L, VGS	10u, 2.5V	15u, 0.6V	15u, 1.8V	15u, 2.5V
W = 1μ	-0,00440	0,00995	-0,00389	-0,00443
W = 2μ	-0,00440	0,01021	-0,00389	-0,00443
W = 3μ	-0,00440	0,01031	-0,00389	-0,00443
W = 4μ	-0,00440	0,01036	-0,00389	-0,00443
W = 5μ	-0,00440	0,01039	-0,00389	-0,00443
W = 6μ	-0,00440	0,01041	-0,00389	-0,00443
W = 7μ	-0,00440	0,01043	-0,00389	-0,00443
W = 8μ	-0,00440	0,01044	-0,00389	-0,00443
W = 9μ	-0,00440	0,01045	-0,00389	-0,00443
W = 10μ	-0,00439	0,01045	-0,00389	-0,00443
W = 11μ	-0,00439	0,01046	-0,00388	-0,00443
W = 12μ	-0,00439	0,01046	-0,00388	-0,00443
W = 13μ	-0,00439	0,01047	-0,00388	-0,00443
W = 14μ	-0,00439	0,01047	-0,00388	-0,00443
W = 15μ	-0,00439	0,01047	-0,00388	-0,00443
W = 16μ	-0,00439	0,01048	-0,00388	-0,00443
W = 17μ	-0,00439	0,01048	-0,00388	-0,00443
W = 18μ	-0,00439	0,01048	-0,00388	-0,00443
W = 19μ	-0,00439	0,01048	-0,00388	-0,00443
W = 20μ	-0,00439	0,01048	-0,00388	-0,00442

Tabla 6.7: Pendiente relativa de la corriente en función de W (VDS = 3V)

6.4 Corriente de drenador en función de L

W, VGS, Temp	5u, 0.6V, 27C	5u, 0.6V, 28C	5u, 1.8V, 27C	5u, 1.8V, 28C	5u, 2.5V, 27C	5u, 2.5V, 28C
L = 1μ	3,04E-06	3,08E-06	4,10E-04	4,08E-04	8,51E-04	8,48E-04
L = 2μ	1,99E-06	2,01E-06	2,30E-04	2,29E-04	4,93E-04	4,91E-04
L = 3μ	1,45E-06	1,47E-06	1,60E-04	1,59E-04	3,48E-04	3,46E-04
L = 4μ	1,14E-06	1,15E-06	1,23E-04	1,22E-04	2,69E-04	2,68E-04
L = 5μ	9,35E-07	9,45E-07	9,93E-05	9,90E-05	2,19E-04	2,18E-04
L = 6μ	7,92E-07	8,01E-07	8,36E-05	8,32E-05	1,85E-04	1,84E-04
L = 7μ	6,87E-07	6,94E-07	7,21E-05	7,18E-05	1,60E-04	1,59E-04
L = 8μ	6,06E-07	6,13E-07	6,34E-05	6,32E-05	1,41E-04	1,40E-04
L = 9μ	5,42E-07	5,48E-07	5,66E-05	5,64E-05	1,26E-04	1,26E-04
L = 10μ	4,91E-07	4,96E-07	5,11E-05	5,09E-05	1,14E-04	1,14E-04
L = 11μ	4,48E-07	4,52E-07	4,65E-05	4,64E-05	1,04E-04	1,04E-04
L = 12μ	4,12E-07	4,16E-07	4,28E-05	4,26E-05	9,57E-05	9,52E-05
L = 13μ	3,81E-07	3,85E-07	3,95E-05	3,94E-05	8,85E-05	8,81E-05
L = 14μ	3,54E-07	3,58E-07	3,68E-05	3,66E-05	8,24E-05	8,20E-05
L = 15μ	3,31E-07	3,35E-07	3,44E-05	3,42E-05	7,71E-05	7,67E-05
L = 16μ	3,11E-07	3,14E-07	3,23E-05	3,21E-05	7,24E-05	7,20E-05
L = 17μ	2,93E-07	2,96E-07	3,04E-05	3,03E-05	6,82E-05	6,79E-05
L = 18μ	2,77E-07	2,80E-07	2,87E-05	2,86E-05	6,45E-05	6,42E-05
L = 19μ	2,63E-07	2,66E-07	2,72E-05	2,71E-05	6,12E-05	6,09E-05
L = 20μ	2,50E-07	2,53E-07	2,59E-05	2,58E-05	5,82E-05	5,79E-05

Tabla 6.8: Corriente de drenador en función de L. (VDS = 3V)

W, VGS, Temp	10u, 0.6V, 27C	10u, 0.6V, 28C	10u, 1.8V, 27C	10u, 1.8V, 28C	10u, 2.5V, 27C	10u, 2.5V, 28C
L = 1μ	6,09E-06	6,17E-06	8,31E-04	8,28E-04	1,73E-03	1,72E-03
L = 2μ	4,00E-06	4,05E-06	4,67E-04	4,65E-04	1,00E-03	9,98E-04
L = 3μ	2,93E-06	2,96E-06	3,25E-04	3,24E-04	7,07E-04	7,04E-04
L = 4μ	2,29E-06	2,32E-06	2,49E-04	2,48E-04	5,47E-04	5,45E-04
L = 5μ	1,88E-06	1,91E-06	2,02E-04	2,01E-04	4,46E-04	4,44E-04
L = 6μ	1,60E-06	1,61E-06	1,70E-04	1,69E-04	3,76E-04	3,75E-04
L = 7μ	1,39E-06	1,40E-06	1,47E-04	1,46E-04	3,26E-04	3,24E-04
L = 8μ	1,22E-06	1,24E-06	1,29E-04	1,28E-04	2,87E-04	2,86E-04
L = 9μ	1,09E-06	1,10E-06	1,15E-04	1,15E-04	2,57E-04	2,55E-04
L = 10μ	9,89E-07	9,99E-07	1,04E-04	1,03E-04	2,32E-04	2,31E-04
L = 11μ	9,03E-07	9,12E-07	9,47E-05	9,43E-05	2,12E-04	2,11E-04
L = 12μ	8,30E-07	8,39E-07	8,70E-05	8,67E-05	1,95E-04	1,94E-04
L = 13μ	7,68E-07	7,76E-07	8,04E-05	8,01E-05	1,80E-04	1,79E-04
L = 14μ	7,15E-07	7,22E-07	7,48E-05	7,45E-05	1,68E-04	1,67E-04
L = 15μ	6,68E-07	6,75E-07	6,99E-05	6,97E-05	1,57E-04	1,56E-04
L = 16μ	6,27E-07	6,34E-07	6,56E-05	6,54E-05	1,47E-04	1,47E-04

W, VGS, Temp	10u, 0.6V, 27C	10u, 0.6V, 28C	10u, 1.8V, 27C	10u, 1.8V, 28C	10u, 2.5V, 27C	10u, 2.5V, 28C
L = 17μ	5,91E-07	5,97E-07	6,18E-05	6,16E-05	1,39E-04	1,38E-04
L = 18μ	5,59E-07	5,65E-07	5,85E-05	5,82E-05	1,31E-04	1,31E-04
L = 19μ	5,30E-07	5,36E-07	5,54E-05	5,52E-05	1,25E-04	1,24E-04
L = 20μ	5,04E-07	5,09E-07	5,27E-05	5,25E-05	1,18E-04	1,18E-04

Tabla 6.9: Corriente de drenador en función de L. (VDS = 3V)

W, VGS, Temp	15u, 0.6V, 27C	15u, 0.6V, 28C	15u, 1.8V, 27C	15u, 1.8V, 28C	15u, 2.5V, 27C	15u, 2.5V, 28C
L = 1μ	9,15E-06	9,27E-06	1,25E-03	1,25E-03	2,60E-03	2,59E-03
L = 2μ	6,01E-06	6,08E-06	7,03E-04	7,01E-04	1,51E-03	1,50E-03
L = 3μ	4,40E-06	4,45E-06	4,90E-04	4,88E-04	1,07E-03	1,06E-03
L = 4μ	3,45E-06	3,49E-06	3,76E-04	3,74E-04	8,24E-04	8,21E-04
L = 5μ	2,83E-06	2,86E-06	3,05E-04	3,03E-04	6,72E-04	6,69E-04
L = 6μ	2,40E-06	2,43E-06	2,56E-04	2,55E-04	5,68E-04	5,65E-04
L = 7μ	2,08E-06	2,11E-06	2,21E-04	2,20E-04	4,91E-04	4,89E-04
L = 8μ	1,84E-06	1,86E-06	1,94E-04	1,94E-04	4,33E-04	4,31E-04
L = 9μ	1,64E-06	1,66E-06	1,74E-04	1,73E-04	3,87E-04	3,85E-04
L = 10μ	1,49E-06	1,50E-06	1,57E-04	1,56E-04	3,50E-04	3,48E-04
L = 11μ	1,36E-06	1,37E-06	1,43E-04	1,42E-04	3,19E-04	3,18E-04
L = 12μ	1,25E-06	1,26E-06	1,31E-04	1,31E-04	2,94E-04	2,92E-04
L = 13μ	1,16E-06	1,17E-06	1,21E-04	1,21E-04	2,72E-04	2,71E-04
L = 14μ	1,07E-06	1,09E-06	1,13E-04	1,12E-04	2,53E-04	2,52E-04
L = 15μ	1,00E-06	1,02E-06	1,05E-04	1,05E-04	2,37E-04	2,36E-04
L = 16μ	9,44E-07	9,53E-07	9,90E-05	9,86E-05	2,22E-04	2,21E-04
L = 17μ	8,89E-07	8,99E-07	9,33E-05	9,29E-05	2,09E-04	2,08E-04
L = 18μ	8,41E-07	8,50E-07	8,82E-05	8,78E-05	1,98E-04	1,97E-04
L = 19μ	7,97E-07	8,06E-07	8,36E-05	8,33E-05	1,88E-04	1,87E-04
L = 20μ	7,58E-07	7,66E-07	7,95E-05	7,92E-05	1,79E-04	1,78E-04

Tabla 6.10: Corriente de drenador en función de L. (VDS = 3V)

6.5 Pendiente de la corriente en función de L

W, VGS	5u, 0.6V	5u, 1.8V	5u, 2.5V	10u, 0.6V	10u, 1.8V
L = 1μ	4,01E-08	-1,37E-06	-3,13E-06	8,09E-08	-2,77E-06
L = 2μ	2,32E-08	-8,31E-07	-1,99E-06	4,69E-08	-1,68E-06
L = 3μ	1,62E-08	-5,94E-07	-1,45E-06	3,27E-08	-1,20E-06
L = 4μ	1,24E-08	-4,62E-07	-1,14E-06	2,51E-08	-9,37E-07
L = 5μ	1,00E-08	-3,77E-07	-9,43E-07	2,03E-08	-7,67E-07
L = 6μ	8,42E-09	-3,19E-07	-8,02E-07	1,71E-08	-6,49E-07
L = 7μ	7,26E-09	-2,77E-07	-6,97E-07	1,47E-08	-5,62E-07
L = 8μ	6,38E-09	-2,44E-07	-6,17E-07	1,29E-08	-4,96E-07
L = 9μ	5,69E-09	-2,18E-07	-5,53E-07	1,15E-08	-4,44E-07
L = 10μ	5,13E-09	-1,97E-07	-5,01E-07	1,04E-08	-4,01E-07
L = 11μ	4,67E-09	-1,80E-07	-4,58E-07	9,48E-09	-3,66E-07
L = 12μ	4,29E-09	-1,66E-07	-4,22E-07	8,70E-09	-3,37E-07
L = 13μ	3,97E-09	-1,53E-07	-3,91E-07	8,04E-09	-3,12E-07
L = 14μ	3,69E-09	-1,43E-07	-3,65E-07	7,48E-09	-2,90E-07
L = 15μ	3,44E-09	-1,34E-07	-3,41E-07	6,98E-09	-2,72E-07
L = 16μ	3,23E-09	-1,25E-07	-3,21E-07	6,55E-09	-2,55E-07
L = 17μ	3,04E-09	-1,18E-07	-3,03E-07	6,17E-09	-2,41E-07
L = 18μ	2,88E-09	-1,12E-07	-2,87E-07	5,83E-09	-2,28E-07
L = 19μ	2,73E-09	-1,06E-07	-2,72E-07	5,53E-09	-2,16E-07
L = 20μ	2,59E-09	-1,01E-07	-2,59E-07	5,25E-09	-2,05E-07

Tabla 6.11: Pendiente de la corriente en función de L (VDS = 3V)

W, VGS	10u, 2.5V	15u, 0.6V	15u, 1.8V	15u, 2.5V
L = 1μ	-6,32E-06	1,22E-07	-4,16E-06	-9,48E-06
L = 2μ	-4,04E-06	7,06E-08	-2,53E-06	-6,07E-06
L = 3μ	-2,95E-06	4,93E-08	-1,81E-06	-4,44E-06
L = 4μ	-2,32E-06	3,78E-08	-1,41E-06	-3,50E-06
L = 5μ	-1,92E-06	3,06E-08	-1,16E-06	-2,89E-06
L = 6μ	-1,63E-06	2,57E-08	-9,77E-07	-2,45E-06
L = 7μ	-1,42E-06	2,22E-08	-8,47E-07	-2,14E-06
L = 8μ	-1,25E-06	1,95E-08	-7,47E-07	-1,89E-06
L = 9μ	-1,12E-06	1,74E-08	-6,69E-07	-1,70E-06
L = 10μ	-1,02E-06	1,57E-08	-6,05E-07	-1,54E-06
L = 11μ	-9,32E-07	1,43E-08	-5,52E-07	-1,41E-06
L = 12μ	-8,59E-07	1,31E-08	-5,08E-07	-1,29E-06
L = 13μ	-7,96E-07	1,21E-08	-4,70E-07	-1,20E-06
L = 14μ	-7,42E-07	1,13E-08	-4,38E-07	-1,12E-06
L = 15μ	-6,94E-07	1,05E-08	-4,10E-07	-1,05E-06
L = 16μ	-6,53E-07	9,87E-09	-3,85E-07	-9,84E-07
L = 17μ	-6,16E-07	9,30E-09	-3,63E-07	-9,29E-07
L = 18μ	-5,83E-07	8,79E-09	-3,43E-07	-8,79E-07
L = 19μ	-5,53E-07	8,33E-09	-3,26E-07	-8,34E-07
L = 20μ	-5,26E-07	7,92E-09	-3,10E-07	-7,94E-07

Tabla 6.12: Pendiente de la corriente en función de L (VDS = 3V)

6.6 Pendiente relativa de la corriente en función de L

W, VGS	5u, 0.6V	5u, 1.8V	5u, 2.5V	10u, 0.6V	10u, 1.8V
L = 1 μ	0,01320	-0,00335	-0,00368	0,01329	-0,00333
L = 2 μ	0,01166	-0,00362	-0,00404	0,01173	-0,00361
L = 3 μ	0,01113	-0,00372	-0,00418	0,01119	-0,00371
L = 4 μ	0,01087	-0,00377	-0,00426	0,01093	-0,00376
L = 5 μ	0,01072	-0,00380	-0,00430	0,01079	-0,00380
L = 6 μ	0,01063	-0,00382	-0,00433	0,01069	-0,00382
L = 7 μ	0,01057	-0,00384	-0,00436	0,01063	-0,00383
L = 8 μ	0,01052	-0,00385	-0,00437	0,01058	-0,00385
L = 9 μ	0,01049	-0,00386	-0,00439	0,01055	-0,00386
L = 10 μ	0,01046	-0,00387	-0,00440	0,01052	-0,00386
L = 11 μ	0,01044	-0,00387	-0,00441	0,01050	-0,00387
L = 12 μ	0,01042	-0,00388	-0,00441	0,01049	-0,00387
L = 13 μ	0,01041	-0,00388	-0,00442	0,01047	-0,00388
L = 14 μ	0,01040	-0,00388	-0,00443	0,01046	-0,00388
L = 15 μ	0,01039	-0,00389	-0,00443	0,01045	-0,00389
L = 16 μ	0,01038	-0,00389	-0,00443	0,01044	-0,00389
L = 17 μ	0,01038	-0,00389	-0,00444	0,01044	-0,00389
L = 18 μ	0,01037	-0,00389	-0,00444	0,01043	-0,00389
L = 19 μ	0,01037	-0,00390	-0,00444	0,01043	-0,00389
L = 20 μ	0,01036	-0,00390	-0,00445	0,01042	-0,00390

Tabla 6.13: Pendiente relativa de la corriente en función de L (VDS = 3V)

W, VGS	10u, 2.5V	15u, 0.6V	15u, 1.8V	15u, 2.5V
L = 1 μ	-0,00366	0,01331	-0,00332	-0,00365
L = 2 μ	-0,00403	0,01175	-0,00360	-0,00402
L = 3 μ	-0,00417	0,01121	-0,00371	-0,00417
L = 4 μ	-0,00425	0,01096	-0,00376	-0,00424
L = 5 μ	-0,00430	0,01081	-0,00379	-0,00429
L = 6 μ	-0,00433	0,01071	-0,00381	-0,00433
L = 7 μ	-0,00435	0,01065	-0,00383	-0,00435
L = 8 μ	-0,00437	0,01060	-0,00384	-0,00437
L = 9 μ	-0,00438	0,01057	-0,00385	-0,00438
L = 10 μ	-0,00439	0,01054	-0,00386	-0,00439
L = 11 μ	-0,00440	0,01052	-0,00387	-0,00440
L = 12 μ	-0,00441	0,01051	-0,00387	-0,00441
L = 13 μ	-0,00442	0,01049	-0,00388	-0,00442
L = 14 μ	-0,00442	0,01048	-0,00388	-0,00442
L = 15 μ	-0,00443	0,01047	-0,00388	-0,00443
L = 16 μ	-0,00443	0,01047	-0,00389	-0,00443
L = 17 μ	-0,00444	0,01046	-0,00389	-0,00443
L = 18 μ	-0,00444	0,01045	-0,00389	-0,00444
L = 19 μ	-0,00444	0,01045	-0,00389	-0,00444
L = 20 μ	-0,00445	0,01044	-0,00390	-0,00444

Tabla 6.14: Pendiente relativa de la corriente en función de L (VDS = 3V)

6.7 Corriente de drenador en función de VDS

VGS, Temp	0.6V, 27C	0.6V, 28C	1.8V, 27C	1.8V, 28C	2.5V, 27C	2.5V, 28C
VDS = 0.0 V	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00
VDS = 0.1 V	1,62E-06	1,64E-06	4,10E-05	4,08E-05	5,79E-05	5,76E-05
VDS = 0.2 V	1,75E-06	1,77E-06	7,71E-05	7,67E-05	1,12E-04	1,11E-04
VDS = 0.3 V	1,77E-06	1,79E-06	1,08E-04	1,08E-04	1,61E-04	1,60E-04
VDS = 0.4 V	1,78E-06	1,80E-06	1,35E-04	1,34E-04	2,06E-04	2,05E-04
VDS = 0.5 V	1,78E-06	1,80E-06	1,56E-04	1,55E-04	2,47E-04	2,46E-04
VDS = 0.6 V	1,79E-06	1,81E-06	1,73E-04	1,72E-04	2,84E-04	2,83E-04
VDS = 0.7 V	1,79E-06	1,81E-06	1,85E-04	1,84E-04	3,17E-04	3,16E-04
VDS = 0.8 V	1,79E-06	1,81E-06	1,92E-04	1,92E-04	3,46E-04	3,44E-04
VDS = 0.9 V	1,80E-06	1,82E-06	1,96E-04	1,96E-04	3,70E-04	3,69E-04
VDS = 1.0 V	1,80E-06	1,82E-06	1,98E-04	1,98E-04	3,91E-04	3,89E-04
VDS = 1.1 V	1,80E-06	1,82E-06	1,99E-04	1,99E-04	4,08E-04	4,06E-04
VDS = 1.2 V	1,81E-06	1,83E-06	2,00E-04	1,99E-04	4,20E-04	4,19E-04
VDS = 1.3 V	1,81E-06	1,83E-06	2,00E-04	1,99E-04	4,30E-04	4,28E-04
VDS = 1.4 V	1,81E-06	1,83E-06	2,00E-04	2,00E-04	4,35E-04	4,33E-04
VDS = 1.5 V	1,82E-06	1,84E-06	2,01E-04	2,00E-04	4,39E-04	4,37E-04
VDS = 1.6 V	1,82E-06	1,84E-06	2,01E-04	2,00E-04	4,41E-04	4,39E-04
VDS = 1.7 V	1,82E-06	1,84E-06	2,01E-04	2,00E-04	4,42E-04	4,40E-04
VDS = 1.8 V	1,83E-06	1,85E-06	2,01E-04	2,00E-04	4,43E-04	4,41E-04
VDS = 1.9 V	1,83E-06	1,85E-06	2,01E-04	2,00E-04	4,43E-04	4,41E-04
VDS = 2.0 V	1,83E-06	1,85E-06	2,01E-04	2,00E-04	4,44E-04	4,42E-04
VDS = 2.1 V	1,84E-06	1,86E-06	2,01E-04	2,00E-04	4,44E-04	4,42E-04
VDS = 2.2 V	1,84E-06	1,86E-06	2,01E-04	2,01E-04	4,44E-04	4,43E-04
VDS = 2.3 V	1,84E-06	1,86E-06	2,01E-04	2,01E-04	4,45E-04	4,43E-04
VDS = 2.4 V	1,85E-06	1,87E-06	2,01E-04	2,01E-04	4,45E-04	4,43E-04
VDS = 2.5 V	1,85E-06	1,87E-06	2,02E-04	2,01E-04	4,45E-04	4,43E-04
VDS = 2.6 V	1,86E-06	1,88E-06	2,02E-04	2,01E-04	4,45E-04	4,43E-04
VDS = 2.7 V	1,86E-06	1,88E-06	2,02E-04	2,01E-04	4,45E-04	4,44E-04
VDS = 2.8 V	1,87E-06	1,89E-06	2,02E-04	2,01E-04	4,46E-04	4,44E-04
VDS = 2.9 V	1,88E-06	1,90E-06	2,02E-04	2,01E-04	4,46E-04	4,44E-04
VDS = 3.0 V	1,88E-06	1,91E-06	2,02E-04	2,01E-04	4,46E-04	4,44E-04
VDS = 3.1 V	1,89E-06	1,92E-06	2,02E-04	2,01E-04	4,46E-04	4,44E-04
VDS = 3.2 V	1,91E-06	1,93E-06	2,02E-04	2,02E-04	4,46E-04	4,44E-04
VDS = 3.3 V	1,92E-06	1,94E-06	2,03E-04	2,02E-04	4,46E-04	4,44E-04

Tabla 6.15: Corriente de drenador en función de VDS. (W = 10u, L = 5u)

6.8 Pendiente de la corriente en función de VDS

VGS	0,6 V	1,8 V	2,5 V
VDS = 0.0 V	0,00E+00	0,00E+00	0,00E+00
VDS = 0.1 V	1,61E-08	-1,96E-07	-2,93E-07
VDS = 0.2 V	1,93E-08	-3,63E-07	-5,61E-07
VDS = 0.3 V	1,96E-08	-5,01E-07	-8,04E-07
VDS = 0.4 V	1,97E-08	-6,09E-07	-1,02E-06
VDS = 0.5 V	1,97E-08	-6,89E-07	-1,21E-06
VDS = 0.6 V	1,98E-08	-7,41E-07	-1,38E-06
VDS = 0.7 V	1,98E-08	-7,67E-07	-1,53E-06
VDS = 0.8 V	1,98E-08	-7,72E-07	-1,65E-06
VDS = 0.9 V	1,98E-08	-7,66E-07	-1,75E-06
VDS = 1.0 V	1,98E-08	-7,62E-07	-1,82E-06
VDS = 1.1 V	1,99E-08	-7,60E-07	-1,87E-06
VDS = 1.2 V	1,99E-08	-7,60E-07	-1,90E-06
VDS = 1.3 V	1,99E-08	-7,60E-07	-1,91E-06
VDS = 1.4 V	1,99E-08	-7,61E-07	-1,91E-06
VDS = 1.5 V	1,99E-08	-7,61E-07	-1,91E-06
VDS = 1.6 V	1,99E-08	-7,61E-07	-1,91E-06
VDS = 1.7 V	2,00E-08	-7,62E-07	-1,91E-06
VDS = 1.8 V	2,00E-08	-7,62E-07	-1,91E-06
VDS = 1.9 V	2,00E-08	-7,62E-07	-1,91E-06
VDS = 2.0 V	2,00E-08	-7,63E-07	-1,91E-06
VDS = 2.1 V	2,00E-08	-7,63E-07	-1,91E-06
VDS = 2.2 V	2,00E-08	-7,63E-07	-1,91E-06
VDS = 2.3 V	2,00E-08	-7,64E-07	-1,91E-06
VDS = 2.4 V	2,01E-08	-7,64E-07	-1,91E-06
VDS = 2.5 V	2,01E-08	-7,64E-07	-1,91E-06
VDS = 2.6 V	2,01E-08	-7,65E-07	-1,91E-06
VDS = 2.7 V	2,02E-08	-7,65E-07	-1,91E-06
VDS = 2.8 V	2,02E-08	-7,66E-07	-1,91E-06
VDS = 2.9 V	2,03E-08	-7,66E-07	-1,92E-06
VDS = 3.0 V	2,03E-08	-7,67E-07	-1,92E-06
VDS = 3.1 V	2,04E-08	-7,68E-07	-1,92E-06
VDS = 3.2 V	2,05E-08	-7,69E-07	-1,92E-06
VDS = 3.3 V	2,06E-08	-7,70E-07	-1,92E-06

Tabla 6.16: Pendiente de la corriente en función de VDS. ($W = 10\mu$, $L = 5\mu$)

6.9 Pendiente relativa de la corriente en función de VDS

VGS	0,6 V	1,8 V	2,5 V
VDS = 0.0 V	None	None	None
VDS = 0.1 V	0,009925	-0,004787	-0,005063
VDS = 0.2 V	0,010992	-0,004710	-0,005028
VDS = 0.3 V	0,011064	-0,004624	-0,004992
VDS = 0.4 V	0,011070	-0,004527	-0,004953
VDS = 0.5 V	0,011064	-0,004417	-0,004911
VDS = 0.6 V	0,011056	-0,004293	-0,004867
VDS = 0.7 V	0,011047	-0,004155	-0,004819
VDS = 0.8 V	0,011037	-0,004014	-0,004768
VDS = 0.9 V	0,011027	-0,003901	-0,004713
VDS = 1.0 V	0,011017	-0,003840	-0,004653
VDS = 1.1 V	0,011006	-0,003815	-0,004589
VDS = 1,2 V	0,010996	-0,003804	-0,004521
VDS = 1.3 V	0,010985	-0,003799	-0,004453
VDS = 1.4 V	0,010975	-0,003797	-0,004394
VDS = 1.5 V	0,010964	-0,003795	-0,004351
VDS = 1.6 V	0,010954	-0,003794	-0,004328
VDS = 1.7 V	0,010943	-0,003793	-0,004316
VDS = 1.8 V	0,010932	-0,003793	-0,004309
VDS = 1.9 V	0,010922	-0,003793	-0,004306
VDS = 2.0 V	0,010911	-0,003792	-0,004303
VDS = 2.1 V	0,010900	-0,003792	-0,004302
VDS = 2.2 V	0,010889	-0,003792	-0,004301
VDS = 2.3 V	0,010878	-0,003792	-0,004300
VDS = 2.4 V	0,010866	-0,003792	-0,004299
VDS = 2.5 V	0,010854	-0,003792	-0,004299
VDS = 2.6 V	0,010841	-0,003793	-0,004298
VDS = 2.7 V	0,010828	-0,003793	-0,004298
VDS = 2.8 V	0,010815	-0,003794	-0,004298
VDS = 2.9 V	0,010801	-0,003795	-0,004297
VDS = 3.0 V	0,010786	-0,003796	-0,004297
VDS = 3.1 V	0,010771	-0,003798	-0,004297
VDS = 3.2 V	0,010755	-0,003800	-0,004297
VDS = 3.3 V	0,010738	-0,003802	-0,004298

Tabla 6.17: Pendiente relativa de la corriente en función de VDS. (W = 10u, L = 5u)

6.10 Corriente de drenador en función de VGS

VDS, Temp	1V, 27C	1V, 28C	2V, 27C	2V, 28C	3V, 27C	3V, 28C
VGS = 0.0 V	1,13E-12	1,15E-12	2,14E-12	2,15E-12	3,14E-12	3,16E-12
VGS = 0.1 V	4,03E-12	4,24E-12	5,12E-12	5,33E-12	6,24E-12	6,47E-12
VGS = 0.2 V	6,82E-11	7,21E-11	7,11E-11	7,51E-11	7,49E-11	7,91E-11
VGS = 0.3 V	1,40E-09	1,46E-09	1,44E-09	1,51E-09	1,50E-09	1,57E-09
VGS = 0.4 V	2,37E-08	2,45E-08	2,44E-08	2,52E-08	2,54E-08	2,62E-08
VGS = 0.5 V	2,80E-07	2,86E-07	2,86E-07	2,92E-07	2,97E-07	3,03E-07
VGS = 0.6 V	1,80E-06	1,82E-06	1,83E-06	1,85E-06	1,89E-06	1,91E-06
VGS = 0.7 V	5,81E-06	5,84E-06	5,88E-06	5,91E-06	6,01E-06	6,04E-06
VGS = 0.8 V	1,24E-05	1,24E-05	1,25E-05	1,25E-05	1,27E-05	1,28E-05
VGS = 0.9 V	2,13E-05	2,13E-05	2,15E-05	2,15E-05	2,18E-05	2,18E-05
VGS = 1.0 V	3,26E-05	3,26E-05	3,29E-05	3,28E-05	3,33E-05	3,32E-05
VGS = 1.1 V	4,61E-05	4,61E-05	4,65E-05	4,64E-05	4,70E-05	4,69E-05
VGS = 1.2 V	6,19E-05	6,17E-05	6,23E-05	6,22E-05	6,29E-05	6,27E-05
VGS = 1.3 V	7,98E-05	7,96E-05	8,04E-05	8,01E-05	8,10E-05	8,08E-05
VGS = 1.4 V	9,98E-05	9,95E-05	1,01E-04	1,00E-04	1,01E-04	1,01E-04
VGS = 1.5 V	1,22E-04	1,21E-04	1,23E-04	1,22E-04	1,23E-04	1,23E-04
VGS = 1.6 V	1,46E-04	1,45E-04	1,47E-04	1,46E-04	1,48E-04	1,47E-04
VGS = 1.7 V	1,71E-04	1,71E-04	1,73E-04	1,72E-04	1,74E-04	1,73E-04
VGS = 1.8 V	1,98E-04	1,98E-04	2,01E-04	2,00E-04	2,02E-04	2,01E-04
VGS = 1.9 V	2,27E-04	2,26E-04	2,31E-04	2,30E-04	2,32E-04	2,31E-04
VGS = 2.0 V	2,55E-04	2,54E-04	2,63E-04	2,61E-04	2,64E-04	2,63E-04
VGS = 2.1 V	2,84E-04	2,83E-04	2,96E-04	2,95E-04	2,97E-04	2,96E-04
VGS = 2.2 V	3,12E-04	3,11E-04	3,31E-04	3,29E-04	3,32E-04	3,30E-04
VGS = 2.3 V	3,39E-04	3,38E-04	3,67E-04	3,65E-04	3,68E-04	3,67E-04
VGS = 2.4 V	3,66E-04	3,64E-04	4,05E-04	4,03E-04	4,06E-04	4,05E-04
VGS = 2.5 V	3,91E-04	3,89E-04	4,44E-04	4,42E-04	4,46E-04	4,44E-04
VGS = 2.6 V	4,15E-04	4,13E-04	4,84E-04	4,82E-04	4,87E-04	4,85E-04
VGS = 2.7 V	4,39E-04	4,37E-04	5,26E-04	5,24E-04	5,29E-04	5,27E-04
VGS = 2.8 V	4,61E-04	4,59E-04	5,69E-04	5,66E-04	5,72E-04	5,70E-04
VGS = 2.9 V	4,82E-04	4,80E-04	6,12E-04	6,09E-04	6,17E-04	6,14E-04
VGS = 3.0 V	5,03E-04	5,00E-04	6,56E-04	6,53E-04	6,63E-04	6,60E-04
VGS = 3.1 V	5,22E-04	5,20E-04	7,00E-04	6,97E-04	7,10E-04	7,07E-04
VGS = 3.2 V	5,41E-04	5,38E-04	7,44E-04	7,41E-04	7,58E-04	7,55E-04
VGS = 3.3 V	5,58E-04	5,55E-04	7,87E-04	7,83E-04	8,07E-04	8,03E-04

Tabla 6.18: : Corriente de drenador en función de VGS. (W = 10u, L = 5u)

6.11 Pendiente de la corriente en función de VGS

VDS	1V	2V	3V
VGS = 0.0 V	1,09E-14	1,12E-14	1,16E-14
VGS = 0.1 V	2,11E-13	2,17E-13	2,26E-13
VGS = 0.2 V	3,91E-12	4,02E-12	4,17E-12
VGS = 0.3 V	6,42E-11	6,59E-11	6,84E-11
VGS = 0.4 V	7,82E-10	8,00E-10	8,29E-10
VGS = 0.5 V	6,08E-09	6,18E-09	6,35E-09
VGS = 0.6 V	1,98E-08	2,00E-08	2,03E-08
VGS = 0.7 V	2,68E-08	2,68E-08	2,69E-08
VGS = 0.8 V	1,87E-08	1,85E-08	1,81E-08
VGS = 0.9 V	-3,74E-09	-4,21E-09	-5,14E-09
VGS = 1.0 V	-3,97E-08	-4,04E-08	-4,19E-08
VGS = 1.1 V	-8,87E-08	-8,97E-08	-9,17E-08
VGS = 1,2 V	-1,50E-07	-1,52E-07	-1,54E-07
VGS = 1.3 V	-2,24E-07	-2,25E-07	-2,28E-07
VGS = 1.4 V	-3,09E-07	-3,11E-07	-3,14E-07
VGS = 1.5 V	-4,06E-07	-4,08E-07	-4,12E-07
VGS = 1.6 V	-5,14E-07	-5,16E-07	-5,20E-07
VGS = 1.7 V	-6,32E-07	-6,34E-07	-6,38E-07
VGS = 1.8 V	-7,62E-07	-7,63E-07	-7,67E-07
VGS = 1.9 V	-9,02E-07	-9,01E-07	-9,05E-07
VGS = 2.0 V	-1,05E-06	-1,05E-06	-1,05E-06
VGS = 2.1 V	-1,21E-06	-1,20E-06	-1,21E-06
VGS = 2.2 V	-1,37E-06	-1,37E-06	-1,37E-06
VGS = 2.3 V	-1,52E-06	-1,54E-06	-1,55E-06
VGS = 2.4 V	-1,67E-06	-1,72E-06	-1,73E-06
VGS = 2.5 V	-1,82E-06	-1,91E-06	-1,92E-06
VGS = 2.6 V	-1,96E-06	-2,10E-06	-2,11E-06
VGS = 2.7 V	-2,09E-06	-2,31E-06	-2,31E-06
VGS = 2.8 V	-2,22E-06	-2,51E-06	-2,52E-06
VGS = 2.9 V	-2,34E-06	-2,73E-06	-2,74E-06
VGS = 3.0 V	-2,46E-06	-2,95E-06	-2,96E-06
VGS = 3.1 V	-2,57E-06	-3,18E-06	-3,19E-06
VGS = 3.2 V	-2,68E-06	-3,42E-06	-3,42E-06
VGS = 3.3 V	-2,78E-06	-3,65E-06	-3,66E-06

Tabla 6.19: Pendiente de la corriente en función de VGS. ($W = 10\mu$, $L = 5\mu$)

6.12 Pendiente relativa de la corriente en función de VGS

VDS	1V	2V	3V
VGS = 0.0 V	0,009611	0,005236	0,003703
VGS = 0.1 V	0,052399	0,042356	0,036065
VGS = 0.2 V	0,057441	0,056526	0,055709
VGS = 0.3 V	0,045969	0,045810	0,045658
VGS = 0.4 V	0,033020	0,032879	0,032740
VGS = 0.5 V	0,021757	0,021600	0,021435
VGS = 0.6 V	0,011018	0,010912	0,010787
VGS = 0.7 V	0,004616	0,004558	0,004480
VGS = 0.8 V	0,001511	0,001478	0,001424
VGS = 0.9 V	-0,000175	-0,000195	-0,000235
VGS = 1.0 V	-0,001217	-0,001230	-0,001260
VGS = 1.1 V	-0,001921	-0,001929	-0,001953
VGS = 1,2 V	-0,002427	-0,002430	-0,002449
VGS = 1.3 V	-0,002805	-0,002805	-0,002821
VGS = 1.4 V	-0,003099	-0,003095	-0,003107
VGS = 1.5 V	-0,003334	-0,003325	-0,003335
VGS = 1.6 V	-0,003527	-0,003511	-0,003518
VGS = 1.7 V	-0,003691	-0,003664	-0,003670
VGS = 1.8 V	-0,003840	-0,003792	-0,003796
VGS = 1.9 V	-0,003983	-0,003900	-0,003902
VGS = 2.0 V	-0,004126	-0,003993	-0,003993
VGS = 2.1 V	-0,004262	-0,004072	-0,004072
VGS = 2.2 V	-0,004385	-0,004141	-0,004139
VGS = 2.3 V	-0,004490	-0,004202	-0,004199
VGS = 2.4 V	-0,004578	-0,004255	-0,004251
VGS = 2.5 V	-0,004653	-0,004303	-0,004297
VGS = 2.6 V	-0,004717	-0,004346	-0,004338
VGS = 2.7 V	-0,004771	-0,004386	-0,004375
VGS = 2.8 V	-0,004818	-0,004423	-0,004408
VGS = 2.9 V	-0,004859	-0,004460	-0,004438
VGS = 3.0 V	-0,004895	-0,004499	-0,004464
VGS = 3.1 V	-0,004927	-0,004542	-0,004489
VGS = 3.2 V	-0,004955	-0,004590	-0,004511
VGS = 3.3 V	-0,004981	-0,004640	-0,004532

Tabla 6.20: Pendiente relativa de la corriente en función de VGS. (W = 10u, L = 5u)

7 Referencias

- 7.1 Wolpert, D.; Ampadu, P.; ***"Managing Temperature Effects in Nanoscale Adaptive"***, 2012, XXII, 174p.
- 7.2 Razavi, Behzad. ***"Design of analog CMOS integrated circuits"***
- 7.3 Ferran Reverter and Josep Altet, ***"On-Chip Thermal Testing Using MOSFETs in Weak Inversion"*** IEEE TRANSACTIONS ON INSTRUMENTATION AND MEASUREMENT, vol. 64, no. 2, February 2015
- 7.4 Josep Altet, Member, IEEE, Antonio Rubio, Senior Member, IEEE, Emmanuel Schaub, Stefan Dilhaire, and Wilfrid Claeys ***"Thermal Coupling in Integrated Circuits: Application to Thermal Testing"*** IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, vol. 36, no. 1, January 2001
- 7.5 J. Altet, E. Aldrete-Vidrio, F. Reverter, D. Gómez, J.L. González, M. Onabajo, J. Silva Martinez, B. Martineau, X. Perpiñà, L. Abdallah, H. Stratigopoulos, X. Aragonés, X. Jordà, M. Vellvehi, S. Dilhaire, S. Mir, D. Mateo. ***"Review of Temperature Sensors as Monitors for RFMMW Built-in Testing and Self-Calibration Schemes"***
- 7.6 Eva Vidal, Sergio Ruiz, Jérémy Duquenoy, J.L. González and Josep Altet; ***"Differential Temperature Sensor with high sensitivity, wide dynamic range and digital offset calibration."*** submitted for publication at Sensors and Actuators A Journal.