

El termómetro diseñado en la Práctica no.1 tiene un excesivo consumo y no puede utilizarse en dispositivos portátiles. Para minimizar el consumo, existe la posibilidad de cambiar el AO en tecnología bipolar por otro AO en tecnología MOS a la vez que cambiar el principio de la medida de la temperatura polarizando en inversa el diodo sensor en lugar de polarizarlo en directa. En el caso de tener el diodo polarizado en inversa, la dependencia térmica con la corriente sólo poseerá el término cúbico-exponencial.

Diseñar un sensor de temperatura portátil de bajo consumo. Se propone utilizar los siguientes componentes, aunque se permite el diseño abierto con otros componentes distintos o no, con los componentes propuestos:

- Amplificador Operacional Dual de bajo consumo: TLV2252 (TEX\_INS.OLB).
- Transistor generador de corriente tipo PNP: Q2N3906 (BIPOLAR.OLB).
- Referencia de tensión Band-Gap: LM385M-1.2 (OPAMP.OLB).
- Diodo sensor de temperatura: D1N4148 (DIODE.OLB).
- Resistencias necesarias de valor independiente de la temperatura.
- Fuente de Alimentación: Una sola batería de Litio de 3Voltios y 1500 mAh.

Hay que tener en cuenta que la tensión de referencia debe construirse a partir de la pila de 3V que se va descargando a medida que consume su carga. Igualmente, hay que trabajar con componentes integrados cuyas hojas de datos (Data Sheets), y especificaciones se encuentran publicados por sus fabricantes en internet.

- a) Proponer un circuito que mida la temperatura en un rango de  $-20^{\circ}\text{C}$  a  $+50^{\circ}\text{C}$ . Explicar el funcionamiento del circuito indicando las tensiones, las corrientes que intervienen y el procedimiento de regulación. El informe deberá estar bien motivado y no se valorarán propuestas de esquemáticos no explicados con detalle.
- b) Calcular la curva que relaciona la tensión de salida con la temperatura y la ecuación polinómica de ajuste correspondiente para poder incluirla en un posible sistema digital de medida.
- c) Realizar un análisis del consumo del circuito propuesto en cada uno de sus componentes, así como las posibles propuestas para minimizarlo.
- d) Calcular el tiempo que tardaría en descargarse la batería de Litio conectada al circuito propuesto de forma ininterrumpida.

- a) **Proponer un circuito que mida la temperatura en un rango de  $-20^{\circ}\text{C}$  a  $+50^{\circ}\text{C}$ . Explicar el funcionamiento del circuito indicando las tensiones, las corrientes que intervienen y el procedimiento de regulación. El informe deberá estar bien motivado y no se valorarán propuestas de esquemáticos no explicados con detalle.**

El diseño de circuitos de muy bajo consumo es un objetivo fundamental en los dispositivos electrónicos portátiles. Así, además de cumplir las especificaciones que permiten obtener una medida de la temperatura fiable, hemos de estudiar cómo minimizar el consumo en cada uno de los componentes que se vayan a utilizar teniendo en cuenta sus márgenes de funcionamiento de acuerdo con las especificaciones del fabricante.

El planteamiento de partida es:

1. Polarizar el diodo en inversa con el objeto de trabajar con muy bajas corrientes.
2. Utilizar una sola batería de 3V por lo que deben buscarse esquemas de alimentación simple con amplificadores operacionales de muy bajo consumo. Consideramos que mientras la pila tiene carga útil, su potencial de salida cambia entre 3Voltios (Máxima Carga) y 2.4 Voltios (Mínima Carga).
3. Buscar esquemas de regulación que permitan una curva tensión-temperatura estable frente a los cambios en la fuente de alimentación (descarga de la pila).
4. Usar una referencia de tensión fiable para polarizar el diodo sensor en el que los cambios de la temperatura se reflejen sólo y exclusivamente en el cambio de la corriente inversa y no en los cambios de la tensión entre sus extremos que debe permanecer constante en todo el rango de temperaturas considerado. Para este tipo de problemas de senseo de temperaturas siempre utilizaremos referencias de tensión Band-Gap.
5. El circuito propuesto debe tener una dependencia tensión-temperatura para que pueda ser procesado por un Microcontroller de propósito general. Esto significa que los márgenes de tensión de salida deben ser compatibles con los márgenes de tensión de entrada de un conversor Analógico-Digital que vaya a procesar la señal.

- Estudio de la referencia de tensión Band-Gap LM385M-1.2.

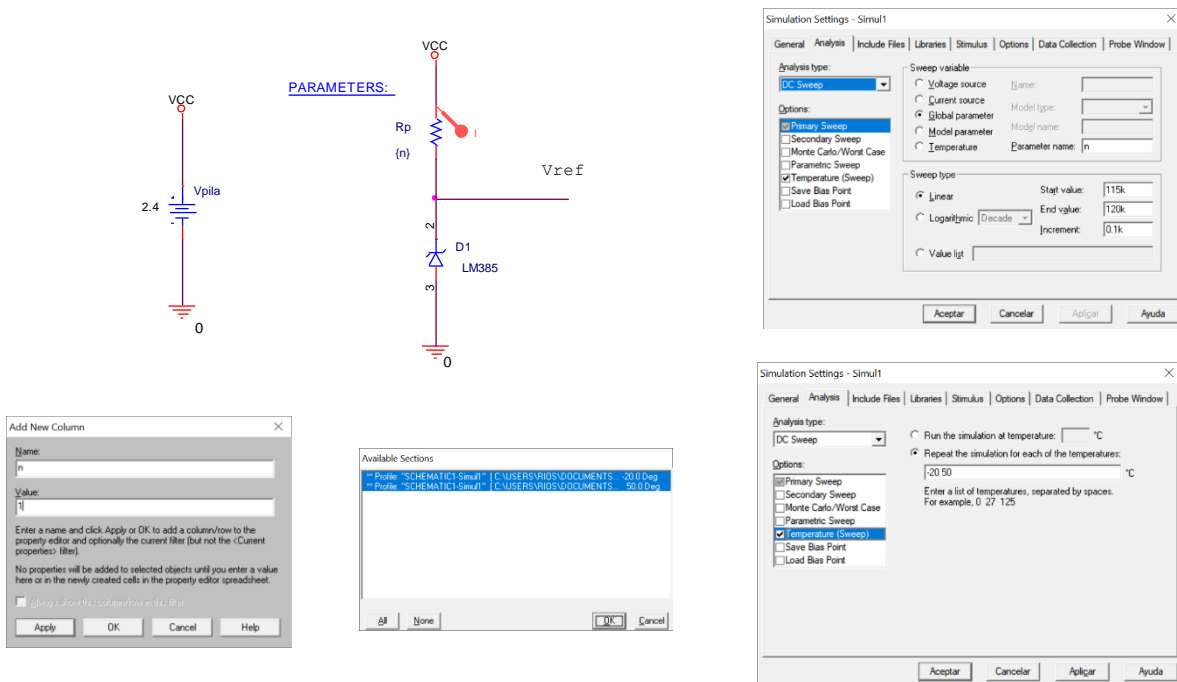
Hemos de irnos a los datos del fabricante y analizar sus características principales:

#### **FEATURES**

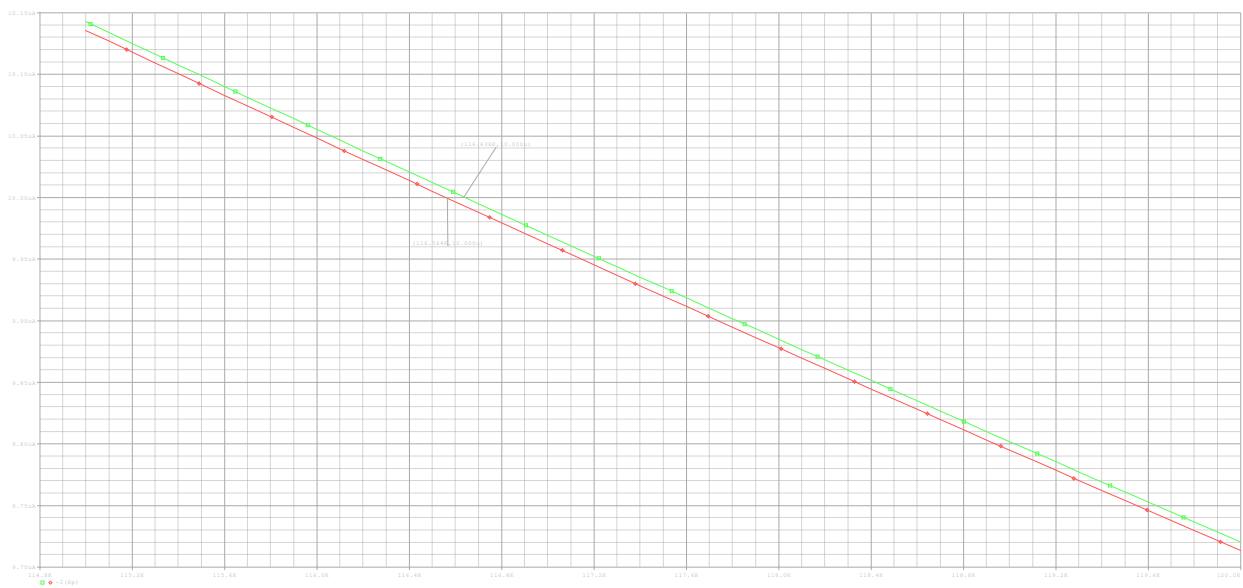
- $\pm 1\%$  and  $2\%$  Initial Tolerance
- Operating Current of  $10\mu\text{A}$  to  $20\text{mA}$
- $1\Omega$  Dynamic Impedance
- Low Temperature Coefficient
- Low Voltage Reference— $1.235\text{V}$

Vemos que la corriente de trabajo se encuentra en un amplio margen desde  $10\mu\text{A}$  a  $20\text{mA}$  y la tensión de referencia es de  $1.235$  Voltios (Típica de un Band-Gap).

Vamos a polarizar la referencia Band-Gap para buscar una resistencia de polarización que minimice su consumo y mantenga el valor de tensión de referencia constante en el rango de temperaturas desde  $-20^{\circ}$  a  $50^{\circ}$ . Para ello, vamos a considerar la Pila de alimentación con carga mínima y carga máxima. Con una pila con carga mínima de 2.4 Voltios, busquemos la corriente mínima de fabricante que permite el funcionamiento de la referencia de tensión a las dos temperaturas extremas de  $-20^{\circ}$  y  $50^{\circ}$ . Haciendo un análisis paramétrico en la Resistencia de polarización  $R_p$ , tenemos que, para una pila de 2.4 Voltios y para las dos temperaturas extremas de  $-20^{\circ}$  y  $50^{\circ}$  tenemos:



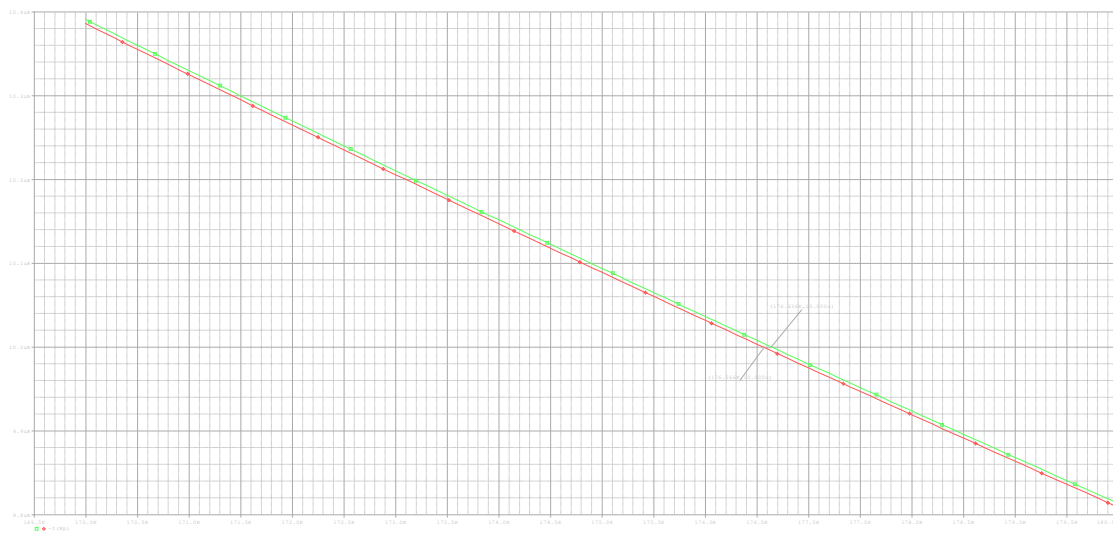
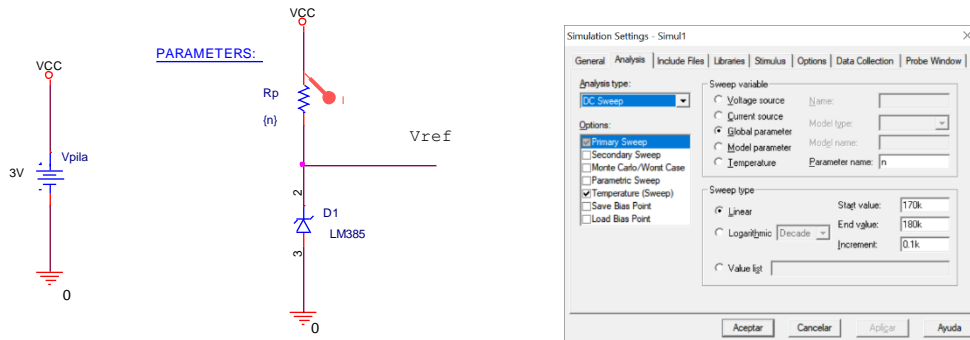
Buscando el valor de la resistencia  $R_p$  para que circule una corriente de 10uA para las temperaturas de  $-20^{\circ}$  y  $50^{\circ}$  tenemos:



A  $-20^{\circ}$ , el valor de la resistencia que proporciona  $10\mu A$  con una pila de 2.4 Voltios es de:  $R_P = 116636 \Omega$

A  $+50^{\circ}$ , el valor de la resistencia que proporciona  $10\mu A$  con una pila de 2.4 Voltios es de:  $R_P = 116564 \Omega$ .

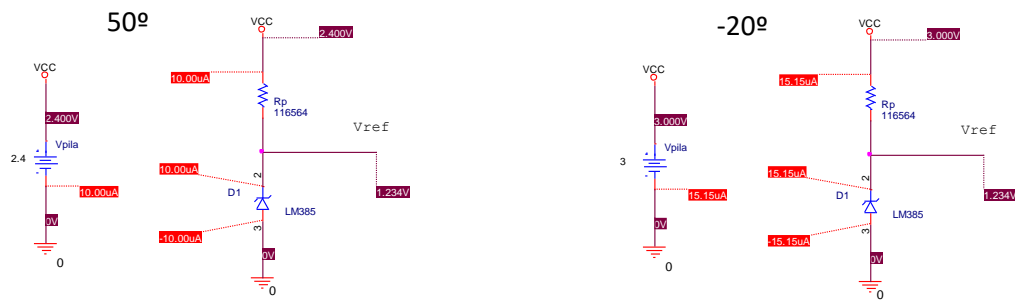
Haciendo el mismo procedimiento para una pila de 3 Voltios tendremos:



A  $-20^{\circ}$ , el valor de la resistencia que proporciona  $10\mu A$  con una pila de 3 Voltios es de:  $R_P = 176636 \Omega$

A  $+50^{\circ}$ , el valor de la resistencia que proporciona  $10\mu A$  con una pila de 3 Voltios es de:  $R_P = 176566 \Omega$ .

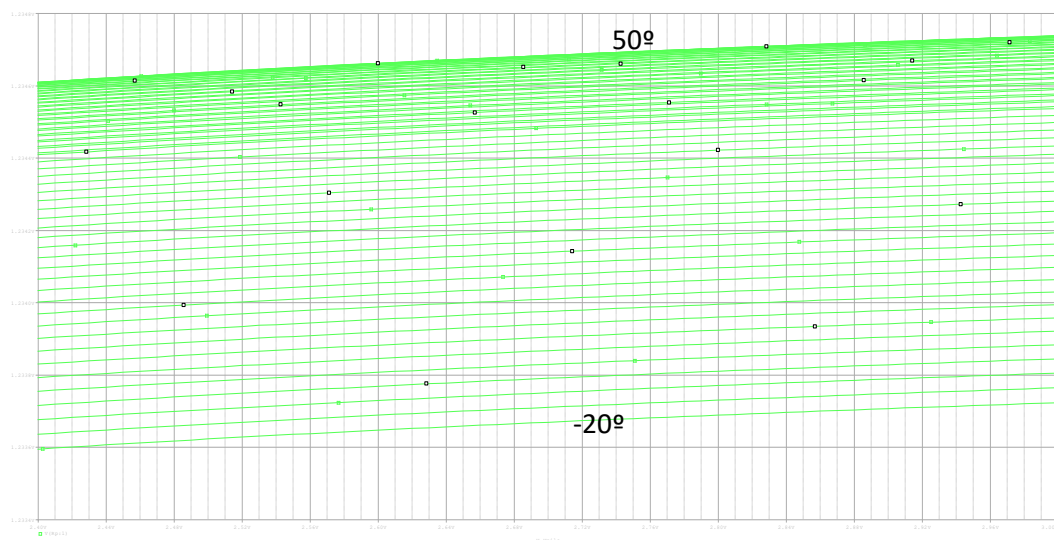
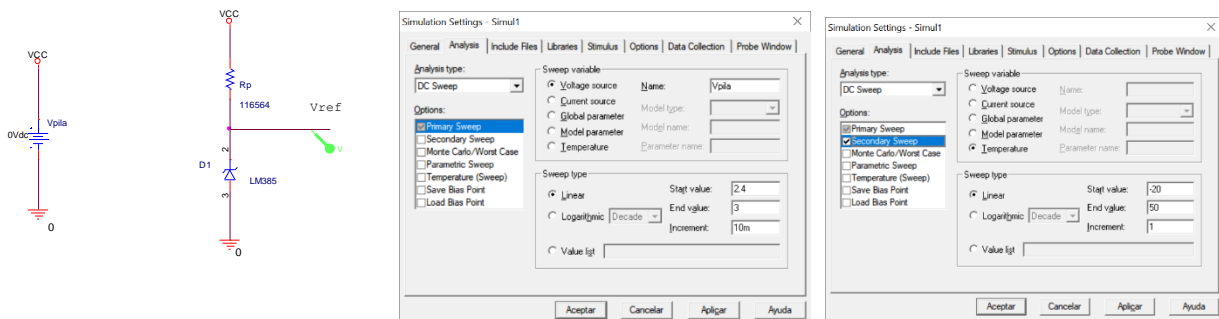
De acuerdo con el fabricante, como la referencia de tensión no puede consumir menos de  $10\mu A$ , usaremos el valor mas bajo de  $R_P$  que garantiza que a  $50^{\circ}$  y a 2.4 Voltios, la referencia consume como mínimo  $10\mu A$ . Usaremos por tanto la resistencia de valor  $R_P = 116564\Omega$ . Siendo el margen de consumo de la referencia de tensión de:  $10\mu A$  a  $50^{\circ}$  y 2.4Voltios hasta  $15.15 \mu A$  a  $-20^{\circ}$  y 3 Voltios.



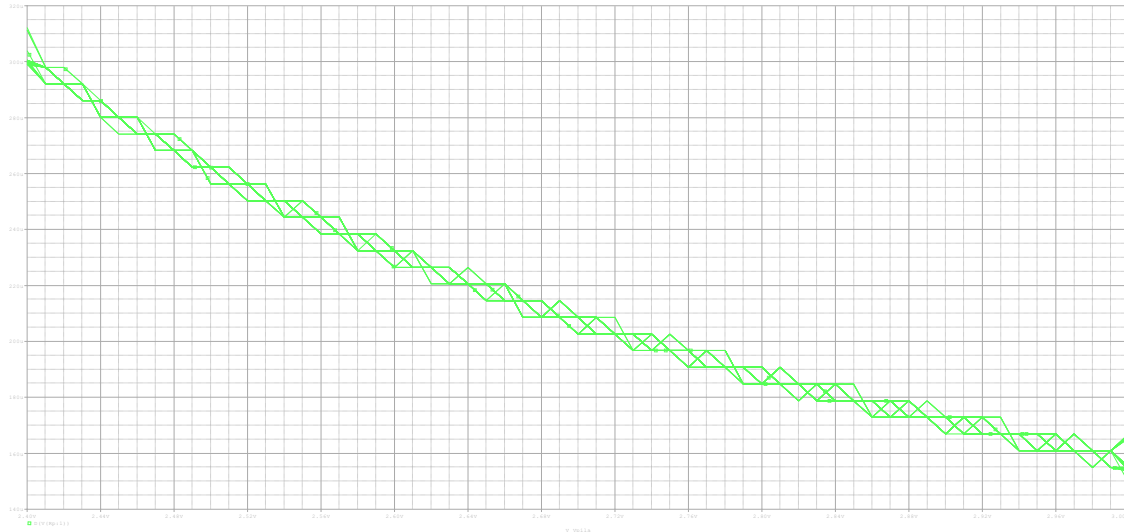
Así podemos decir que el consumo de la referencia band gap queda ajustado en un margen de  $-10\mu A \leq I_{Band-Gap} \leq 15.15\mu A$  y, en todo momento cumple la especificación de mínima corriente de fabricante que ocurre con una pila descargada de 2.4 Voltios y una temperatura de 50°. Queda así minimizado el consumo de la referencia band-gap.

Por otro lado, como regulador de tensión que es, veamos con este esquema de polarización, cual es el margen de estabilidad en la tensión de salida, calculando el coeficiente de regulación y el coeficiente de temperatura. La resistencia de salida (según fabricante de 1Ω), es irrelevante al conectarse a la entrada + de un AO con impedancia infinito.

- **Coeficiente de regulación.** Veamos el coeficiente de regulación cuando la pila cambia de un valor de 3 Voltios (cargada), hasta un valor de 2.4 Voltios (descargada). Para ello, hagamos un análisis DC-Sweep en la pila dentro de estos márgenes y para las temperaturas entre -20° y 50° a intervalos de 1°:



Observamos que, para una temperatura dada, la referencia de tensión cambia en la quinta cifra decimal, pero en un margen de  $-20^{\circ}$  a  $50^{\circ}$  lo hace en la tercera cifra decimal. Calculemos el coeficiente derivando las curvas anteriores:



Así, el coeficiente de regulación cambia entre  $160\mu V/V$  y  $300\mu V/V$  y parece bastante independiente de la temperatura; es decir, en el peor de los casos, la referencia cambia  $0.3mV/Voltio$ . Tengamos en cuenta este parámetro para estimar después los posibles errores cometidos en el proceso de medida.

Coeficiente de regulación máximo:

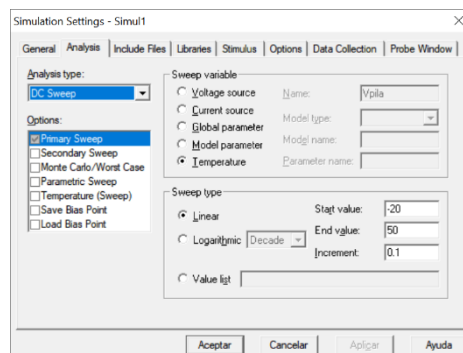
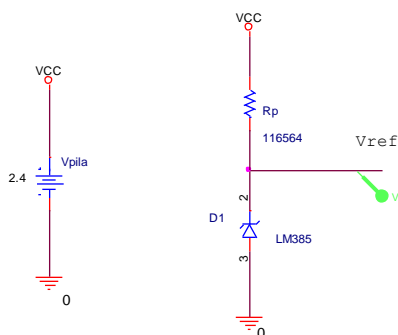
$$S_{V\_max} = 300\mu V/V$$

(1)

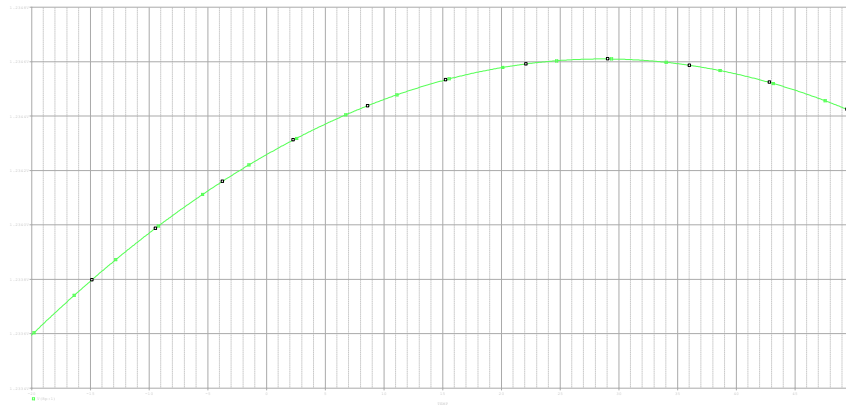
$$S_{V\_max} = 160\mu V/V$$

- **Coeficiente de Temperatura.** Calculemos ahora el coeficiente de temperatura haciendo un barrido DC-Sweep en las tensiones extremas de 2.4 y 3 Voltios:

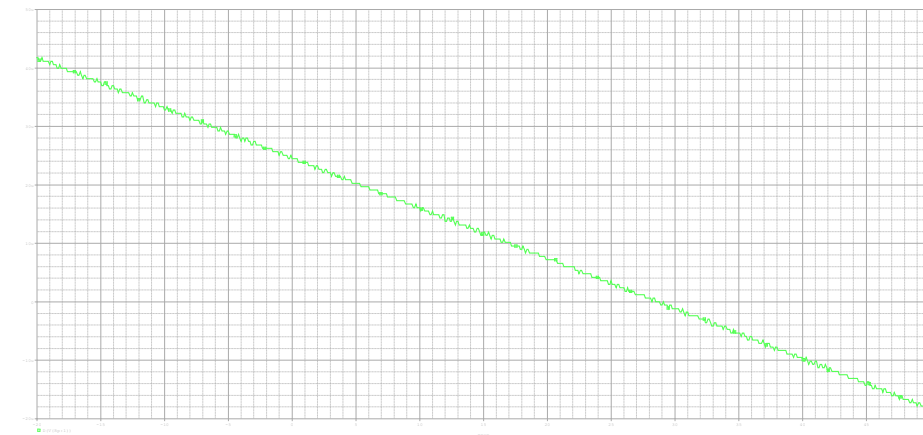
Con una pila descargada:



Tenemos la clásica respuesta band-gap:

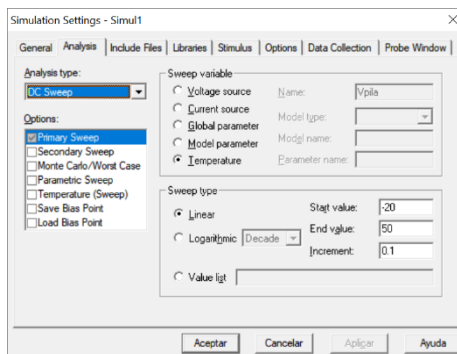
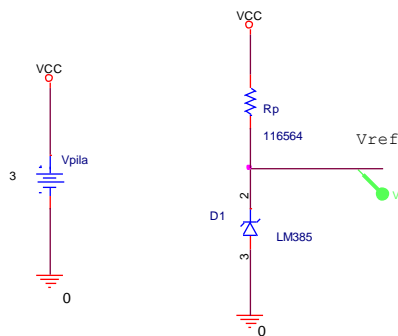


Con derivada:

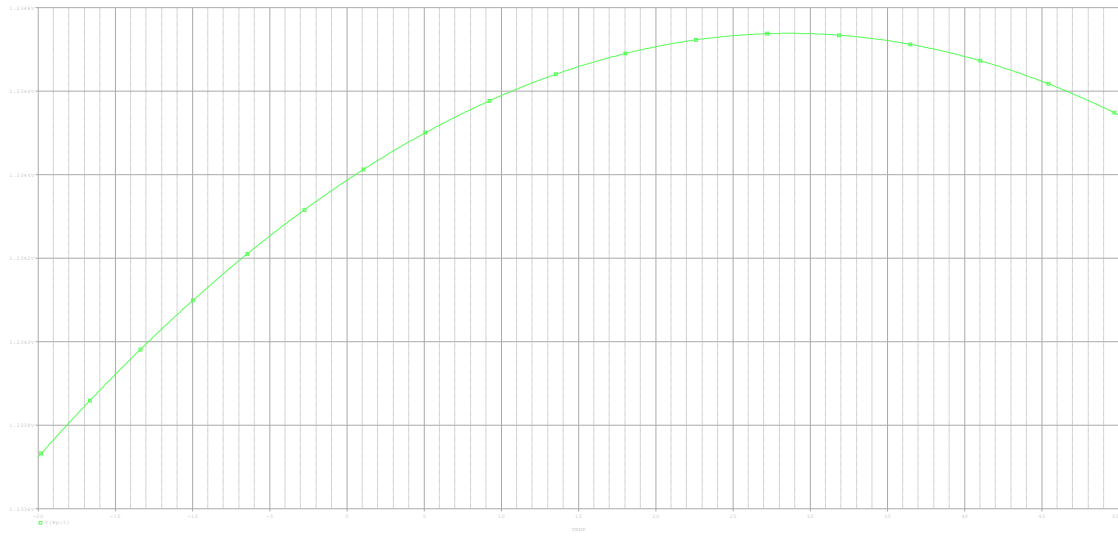


Observemos que a 2.4 Voltios, el coeficiente de temperatura cambia entre  $+40\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  y  $+20\mu\text{V}/^\circ\text{C}$  pasando por una pendiente nula entorno a los  $27^\circ\text{C}$ . Observemos que los cambios de tensión con la temperatura son realmente pequeños y la referencia va a mantener un valor muy estable en su tensión frente a los cambios de temperatura. Si queremos hacer un termómetro, este es el parámetro de interés. En nuestro caso, los cambios entre  $+ o - 40$  microvoltios definirán el rango de error en la medida de la temperatura. Debemos tener en cuenta este parámetro para estudiar la precisión en la medida.

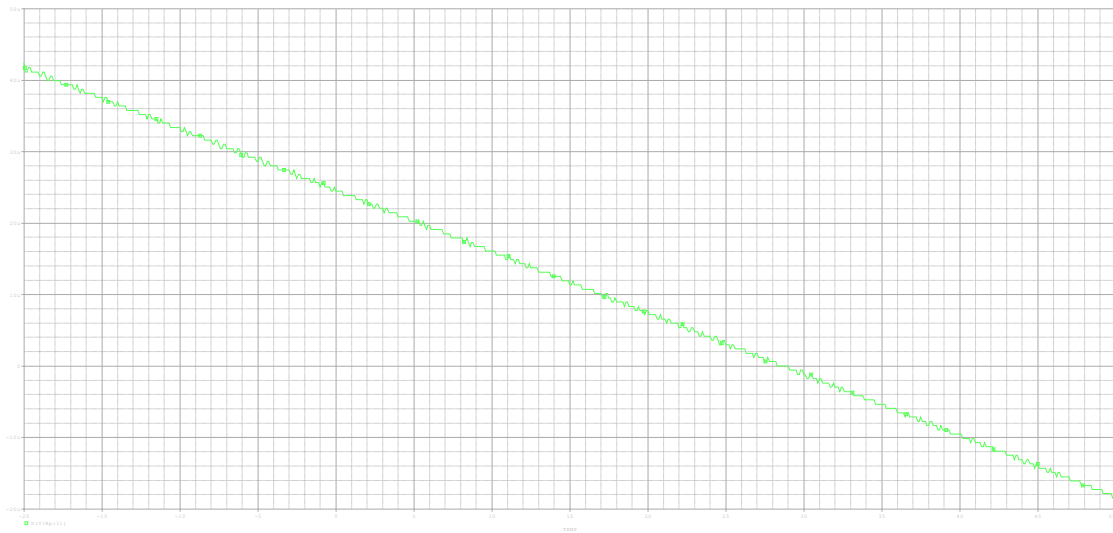
Por otro lado, con una pila completamente cargada tendríamos:



Curva de la tensión de referencia respecto de la temperatura:



Derivada:



Observamos que, con independencia de la alimentación, el coeficiente de temperatura se mantiene estable cambiando entre +40μV/°C y -20μV/°C aproximadamente:

$$S_{T_{(-20^{\circ}C)}} = 40\mu V/^{\circ}C$$

(2)

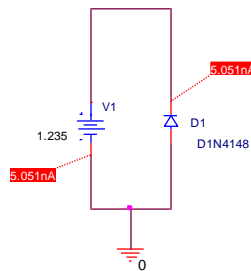
$$S_{T_{(50^{\circ}C)}} = -20\mu V/^{\circ}C$$



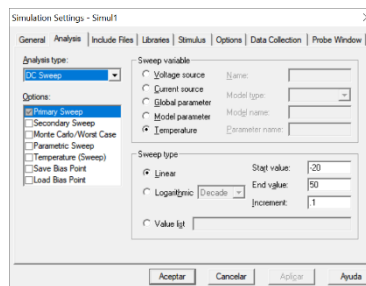
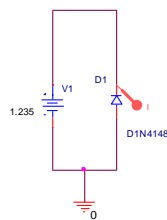
- **Estudio del Diodo Polarizado en inversa por la Referencia de Tensión.**

Una vez caracterizada la referencia de tensión, hemos de proponer un circuito que permita mostrar una tensión en función de la temperatura atendiendo a los cambios térmicos que se producen en el diodo D1N4148 polarizado en inversa con una tensión igual a la tensión de referencia band-gap con un valor nominal de  $V_{ref} = 1.235 \text{ Voltios}$ .

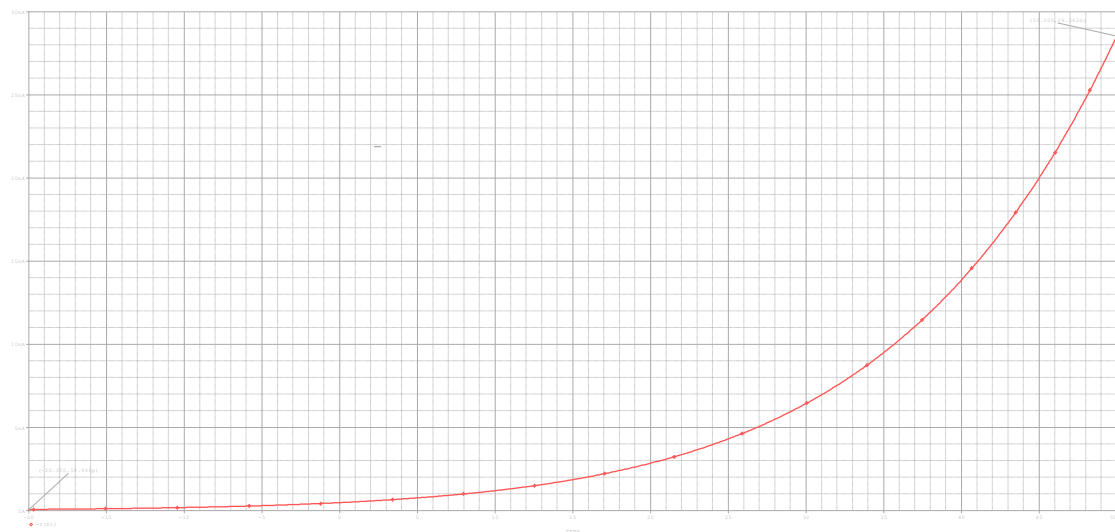
El esquema de polarización del diodo sensor de temperatura podemos simularlo con una pila ideal de valor el de la tensión de referencia que, a temperatura ambiente, circulan  $5.051 \text{ nA}$  (bias point):



Para ver cómo cambia la corriente inversa con la temperatura, solo tenemos que hacer un barrido térmico entre  $-20^{\circ}\text{C}$  y  $50^{\circ}\text{C}$ :



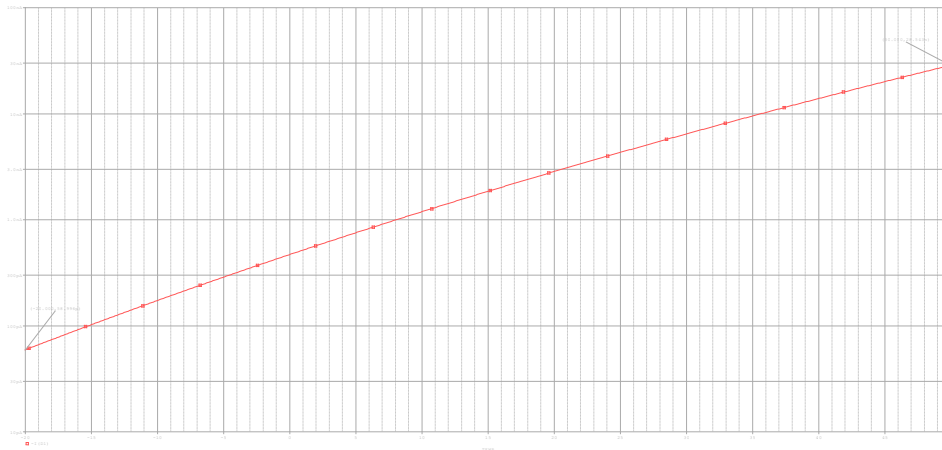
Obteniéndose la siguiente curva:



Como era de esperar por la expresión de la corriente inversa o de saturación de un diodo y su dependencia cubico-exponencial, tenemos una curva que muestra una relación no lineal entre la corriente que circula y la temperatura de la unión. A  $-20^{\circ}\text{C}$  la corriente que circula por el diodo es de  $59\text{pA}$  y a  $+50^{\circ}\text{C}$  es de  $28.5\text{nA}$ .

Este rango tan amplio de corrientes induce a pensar que el rango de temperaturas a medir es muy amplio. Observemos que la corriente cambia exponencialmente y que entre  $-20^{\circ}\text{C}$  y  $8^{\circ}\text{C}$  de unos pocos picoamperios hasta  $1\text{ nanoamperio}$  (tres órdenes de magnitud). Después, la corriente crece a mayor ritmo produciéndose, por ejemplo, un intervalo de  $5\text{nA}$  entre  $45^{\circ}\text{C}$  y  $48^{\circ}\text{C}$ . Para ver mejor la evolución de la corriente con la temperatura, pasemos la curva a una escala logarítmica

☰ :



Esta cuasi-recta aparece en una escala logarítmica. Lo que nos hace pensar que, si queremos mantener la precisión en la medida, hemos de hacer una amplificación antilogarítmica de la corriente. Es decir, amplificar mucho las corrientes pequeñas y, a medida que va incrementándose el valor de esa corriente, ir amplificando menos siguiendo una ley antilogarítmica.

Pero antes de buscar soluciones para hacer medidas de temperaturas de amplio rango con este método de bajo consumo, es necesario proponer un circuito que transforme esta corriente función de la temperatura a tensión. En la práctica no.1 se propone un método basado en el principio de regulación en el que, a tensión constante, la corriente función de la temperatura se transforma en tensión a través de una resistencia. En el caso en que la corriente sea del orden de los miliamperios, tal como la que circula por un diodo en directa, esto es posible, haciendo pasar la corriente por una resistencia y midiendo la caída de potencial en ella; sin embargo, para medir una tensión del rango de los picoamperios que atraviesa una resistencia, el valor de la resistencia que necesitaríamos para medir tensiones en el rango de los voltios sería de:

Por ejemplo, para una corriente mínima producida a  $-20^{\circ}\text{C}$  de  $59\text{pA}$ , y para que caiga un milivoltio en ella (resolución típica de un convertidor A/D para poder procesar la señal), el valor de la resistencia necesaria sería de:

$$R_{1\text{mV}} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \text{ Voltios}}{59 \cdot 10^{-12} \text{ A}} = 16949152 \Omega = 16.949 \text{ M}\Omega \cong 17 \text{ M}\Omega \quad (3)$$

Por otro lado, para una corriente máxima producida a 50°C de 28.5nA y para que caiga un milivoltio voltio en ella, el valor de la resistencia sería de:

$$R_{1mV} = \frac{1 \cdot 10^{-3} \text{ Voltios}}{28.5 \cdot 10^{-9} A} = 35087 \Omega = 35K\Omega \quad (3)$$

Por tanto, para discriminar 1mV en el peor de los casos, deberíamos utilizar una resistencia de al menos 17MΩ y el rango de tensiones iría desde 1mV para una corriente de 59 picoamperios tal como se expresa en (3) hasta una tensión de:

$$V_{50^\circ, 28.5nA} = 17M\Omega \cdot 28.5 \cdot 10^{-9} A = 0.4845V = 484.5mV \quad (4)$$

Así, el rango de tensiones para una resistencia de 17MΩ será:

$$1mV \leq V_{R=17M\Omega} \leq 484.5mV \quad (5)$$

Este rango parece razonable para un convertidor analógico-digital actual. Por otro lado, hemos de ver si la corriente del ruido térmico asociado a una resistencia de 17MΩ es mucho menor que 59pA que es la corriente que va a circular por la resistencia a una temperatura de -20°C:

De acuerdo con la definición de ruido térmico estudiado en (2.67), la corriente de un ruido térmico de una resistencia de 17MΩ a -20°C será:

$$\begin{aligned} i_{n_{\text{térmico}}} &= \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 253 \cdot (1Hz)}{17 \cdot 10^6}} = 2.8 \cdot 10^{-14} A \sqrt{Hz} \\ &= 0.028pA \sqrt{Hz} \end{aligned} \quad (5)$$

Esta cantidad de corriente es mucho menor que la corriente producida a -20°C por lo que una resistencia de este orden de magnitud no perturbaría una corriente de 59pA.

Conviene también estudiar la tensión del ruido provocada en una resistencia de 17MΩ para compararla con una tensión de al menos 1mV que caerá entre sus extremos a una temperatura de -20°C:

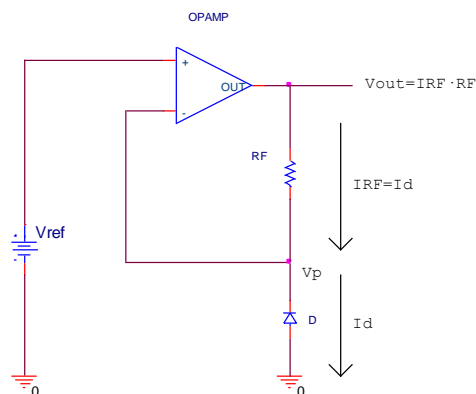
$$v_{n_{\text{térmico}}} = \sqrt{4kTR\Delta f} = \sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 253 \cdot 17 \cdot 10^6 (1Hz)} = 0.48\mu V \sqrt{Hz} \quad (6)$$

Esta tensión es tres ordenes de magnitud inferior a 1mV, por lo que podemos afirmar que las tensiones obtenidas a través de una resistencia de 17MΩ, incluso de un valor mayor, son aceptables para obtener medidas fiables.

- **Circuito Propuesto**

Para conseguir polarizar al diodo sensor D1N4148 y mantener entre sus extremos un potencial constante, es necesario utilizar un mecanismo de control que mantenga este potencial entre sus extremos con independencia de las variaciones de la pila que hemos supuesto cambia entre 3Voltios y 2.4Voltios. Por otro lado, parece que el circuito utilizado en la práctica no.1 con un transistor no es muy eficiente ya que las corrientes con las que vamos a trabajar son muy pequeñas y el objetivo de aquel circuito era la de inyectar una corriente constante de miliamperios. Así, la labor del transistor como fuente de corriente no parece muy efectiva, ya que la corriente que necesita el diodo es siempre menor que  $28.5nA$  (corriente a  $50^{\circ}C$ ).

Por tanto, vamos a proponer el uso de un circuito amplificador a transconductancia tal como el que se propuso en el apartado 6.4.8 del tema 6 de Fundamentos de Electrónica. Allí veíamos que el amplificador operacional puede utilizarse como un amplificador corriente-tensión o amplificador a transconductancia. Este tipo de amplificadores es muy demandado para aplicaciones con fotodiodos (cámaras de fotos), en las que hay que transformar una corriente eléctrica de entrada en una tensión de salida. Así, vamos a utilizar una topología de este tipo para convertir la corriente que circula por un diodo (proporcional a la temperatura), a una tensión que también será proporcional a la temperatura y que podrá leerse por un posterior convertidor analógico-digital. El circuito es el siguiente:



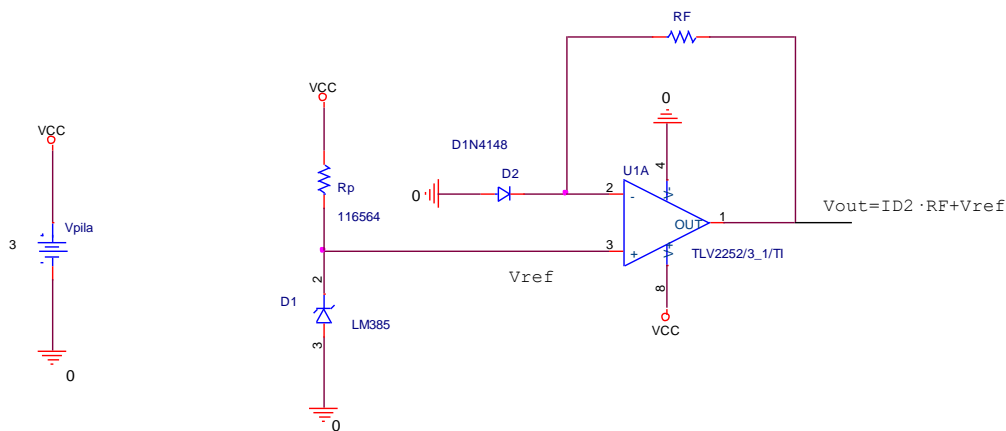
Se trata de un circuito realimentado que permite mantener una tensión constante en los extremos del diodo sensor D2. EL diodo D2 se comporta como una fuente ideal de corriente cuando está polarizado en inversa mostrando una resistencia  $R_D$  en paralelo con la fuente de corriente muy alta (diodo en inversa). Así, simplemente aplicando el principio de tierra virtual, la tensión  $V_{ref} = V_p$  que se mantendrá constante si  $V_{ref}$  no depende ni de la temperatura ni de la tensión de alimentación. No es necesario gestionar el circuito de realimentación con un transistor porque la corriente puesta en juego la puede proporcionar el propio Amplificador Operacional. La tensión de salida será igual a la corriente que circula por el diodo multiplicada por la resistencia de realimentación  $R_F$  (expresión 6.51):

$$V_{out} = I_{RF} \cdot R_F \quad (7)$$

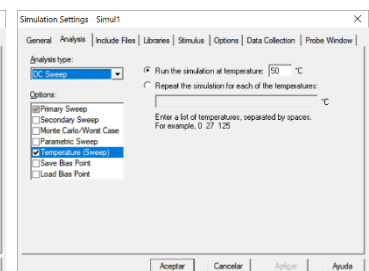
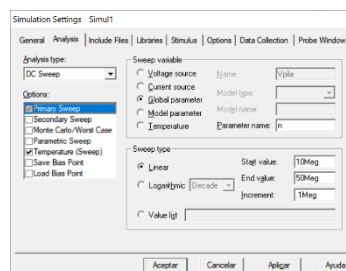
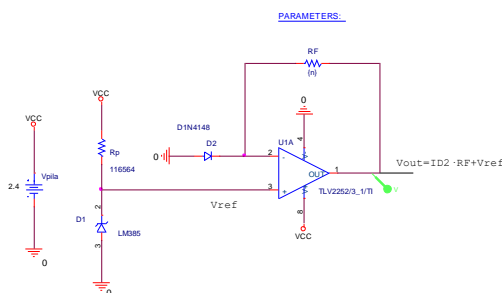
En el caso en que la alimentación del amplificador operacional sea asimétrica (como es el caso), y la tensión mas negativa esté referenciada a la tierra del circuito, hay que sumar una tensión de offset a la salida verificándose que:

$$V_{out} = I_{RF} \cdot R_F + V_{ref} = I_{RF} \cdot R_F + V_p \quad (8)$$

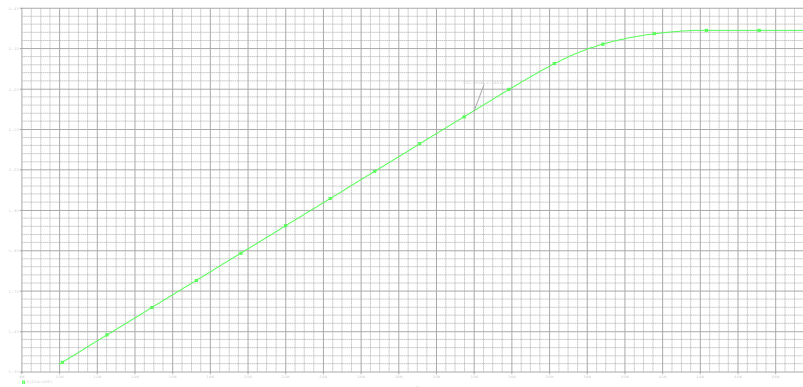
Si observamos la topología del circuito anterior vemos que es simplemente un AO realimentado en el que se utiliza una tensión constante en su terminal +, tensión que aparece en el terminal – polarizando en inversa al diodo. Por tanto, el circuito idéntico al anterior, lo podemos redibujar como:



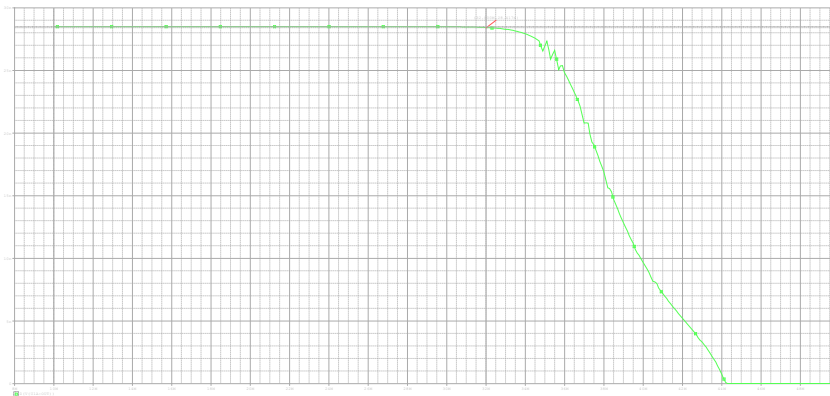
Donde se concreta en la entrada + la referencia de tensión ya estudiada. RF es la resistencia de Realimentación Negativa. Ahora nos queda determinar el valor de RF para conseguir el máximo rango dinámico de tensiones a la salida. Cuanto mayor sea RF, mayor será el rango dinámico de tensiones de salida y más precisión tendremos cuando digitalicemos la curva de tensiones. Calculemos paramétricamente el valor de la Resistencia RF teniendo en cuenta la alimentación mínima de 2.4 Voltios (tensión de salida que se puede alcanzar con la pila descargada), simulando a 50°C que es donde se produce la corriente máxima. La resistencia RF se moverá en el rango de los MegaOhmios tal como hemos visto en el apartado anterior. El procedimiento para buscar el valor de RF máximo es:



Se obtiene el siguiente resultado que muestra que la tensión de salida del AO se ve limitada a un valor inferior a 2.4 Voltios.

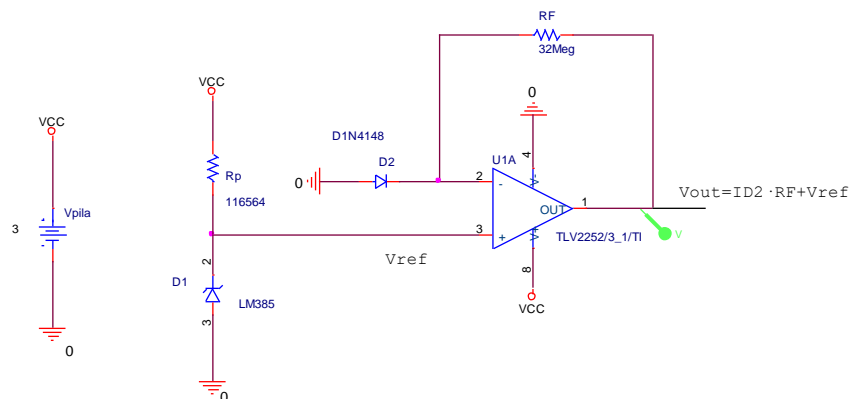


Para determinar el valor máximo fiable de la resistencia  $R_F$  calculemos la derivada para ver dónde empieza claramente la distorsión:



Observamos que para una resistencia  $R_F = 32M\Omega$  se mantiene una buena linealidad y tendríamos una salida máxima de tensión fiable hasta 2.15Voltios. En el margen desde 2.15Voltios a 2.4 Voltios (con alimentación de 2.4 Voltios), el amplificador presenta distorsión. Debemos evitar este rango de tensiones de salida. Pongamos el valor de  $R_F = 32M\Omega$  teniendo en cuenta que, con el estudio anterior, los márgenes de ruido térmico son tolerables.

El circuito propuesto, por tanto, es:



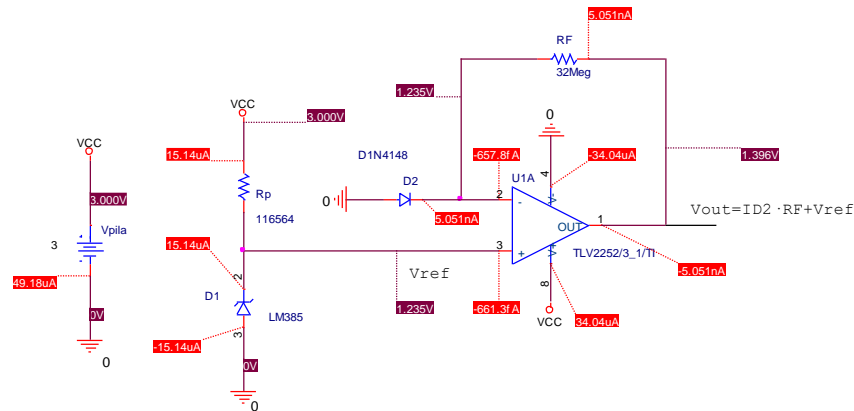
- **Estudio del circuito propuesto.**

Aunque ya hemos estudiado el comportamiento de la referencia de tensión y de la corriente que circulará por el diodo, es conveniente verificar el funcionamiento del circuito completo.

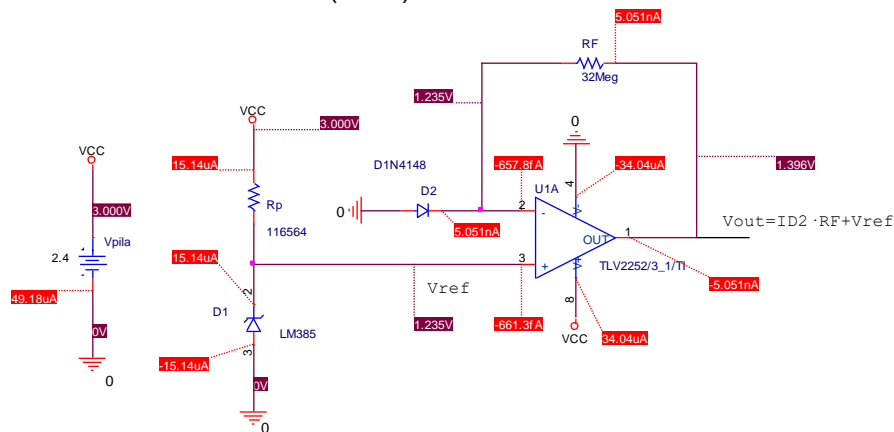
1. **Estudio del 'bias point' a temperatura ambiente.** Vamos a hacer este estudio para analizar las corrientes y las tensiones estáticas en el circuito con una pila de 3 Voltios (carga plena) y con una pila de 2.4 Voltios (pila descargada), por ejemplo, a la temperatura ambiente de 27°C.

La distribución de corrientes y tensiones en el circuito es la siguiente:

Circuito alimentado a 3 Voltios (27°C):



Circuito alimentado a 2.4 Voltios (27°C):

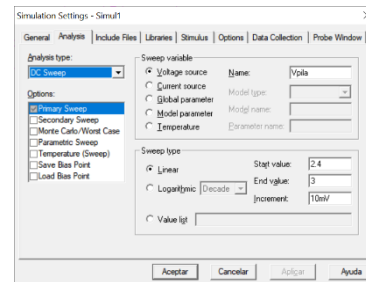
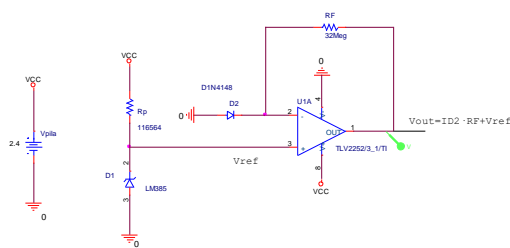


Vemos que, en ambos circuitos, la referencia de tensión se mantiene constante en el diodo y la corriente que circula por él también es idéntica con independencia del estado de la pila (rango de 2.4Voltios a 3 Voltios). (ambos circuitos están a la misma temperatura de 27°C). Igualmente, la tensión de salida se mantiene constante ya que la temperatura no ha cambiado.

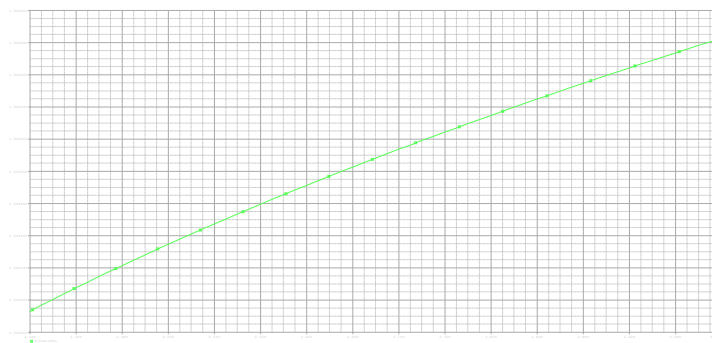
Observemos que las corrientes consumidas en las entradas del AO son del orden del femtoamperio ( $10^{-15}A$ ), por lo que este consumo no afecta a las corrientes que

circulan por la referencia (orden de los microamperios  $10^{-6}$ ), ni a la corriente que circula por el diodo (orden de los nanoamperios  $10^{-9}A$ ). Esta propiedad del AO de tener muy bajas corrientes de polarización en el par diferencial de entrada es una exigencia necesaria en el diseño (una buena elección del AO), para que las corrientes que intervienen en la referencia y en el diodo no se vean afectadas.

## 2. Estudio del coeficiente de regulación en $V_{out}$ cuando la pila cambia de 3V a 2.4V a 27°C:



A una temperatura dada, la salida debe permanecer constante con independencia de los cambios en la pila de alimentación. El resultado es el siguiente:



Observemos que, en todo el rango de variación de la pila, la tensión de salida a 27°C cambia sólo en las diezmilésimas. La derivada nos dará el coeficiente:



Observemos que la sensibilidad disminuye a medida que la pila se va descargando. Los valores oscilan entre  $226.5 \mu V/V$  a 3 Voltios y  $369.5 \mu V/V$  a 2.4 Voltios:



$$S_{Vout(3V)} = 226.5\mu V/V$$

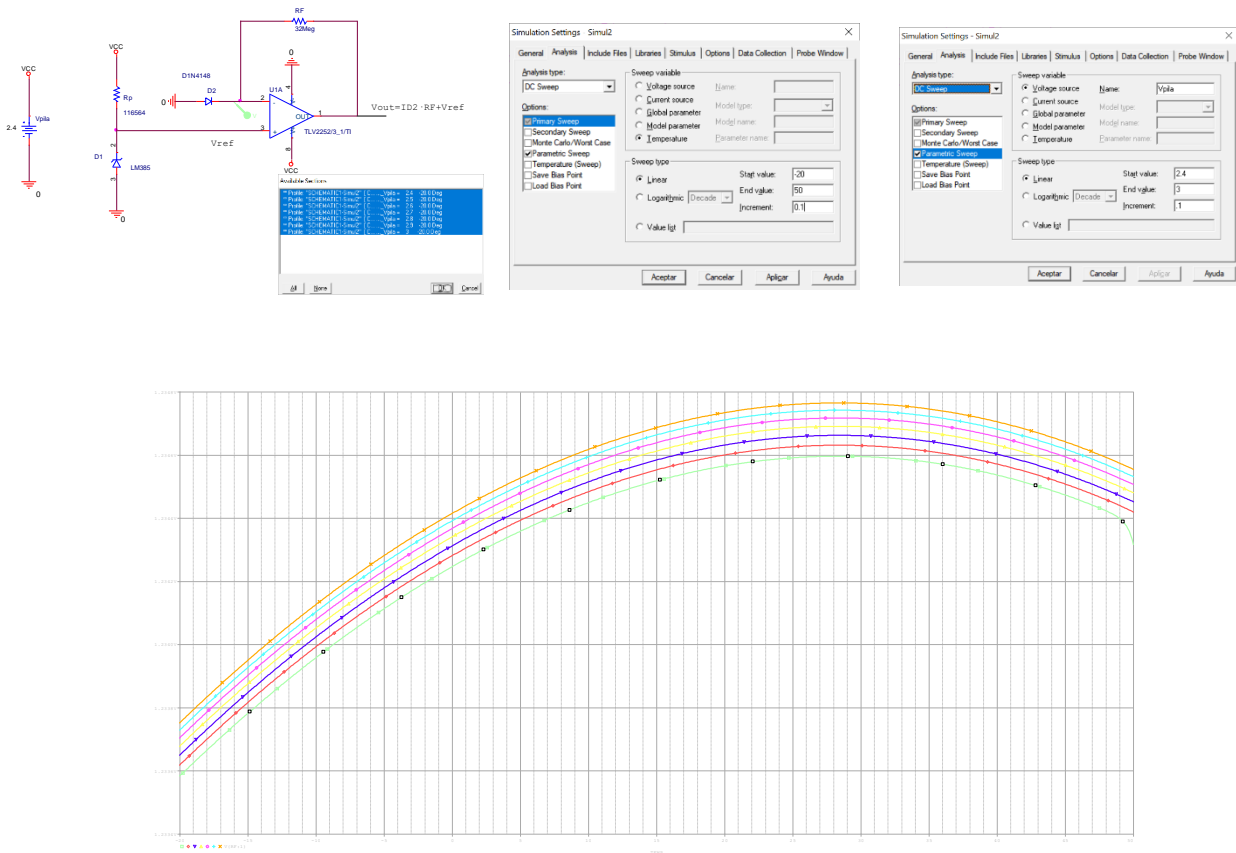
(9)

$$S_{Vout(2.4V)} = 369.5\mu V/V$$

Estos coeficientes son ligeramente superiores que los obtenidos en (1) para la referencia de tensión aislada. No obstante, son muy razonables ya que en todo el margen de funcionamiento de la pila afectan como mucho a la medida de 0.37mV en la tensión de la salida. Así, si el circuito de conversión discrimina 1mV, el error cometido en la medida sería como mucho de 1 bit.

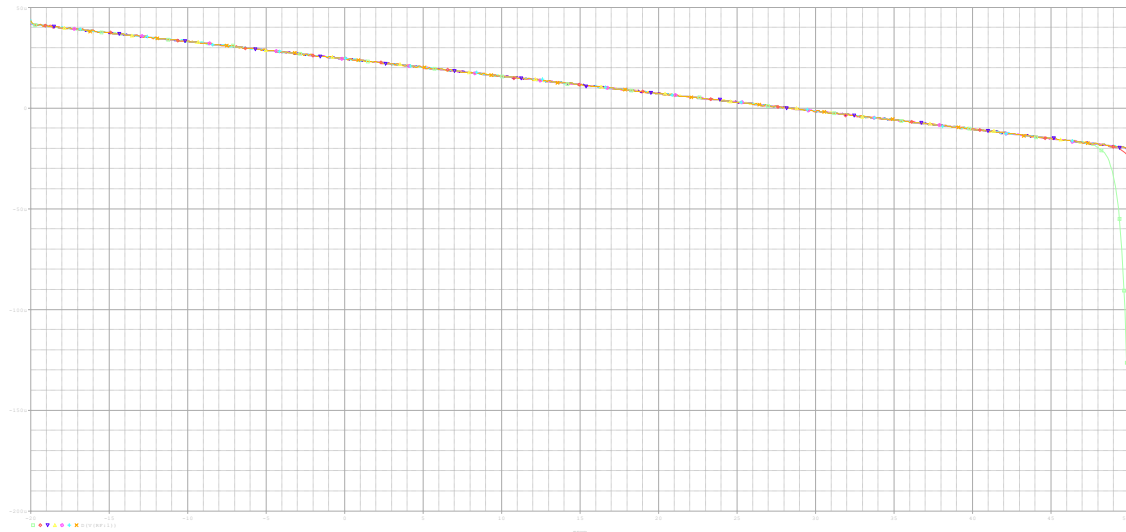
### 3. Estudio del Coeficiente de temperatura en la caída de tensión en el diodo sensor.

Hagamos un barrido térmico en el circuito para ver cómo se ve afectada la caída de tensión en el diodo sensor cuando la temperatura cambia desde -20° a +50° para alimentaciones entre 2.4 Voltios y 3 Voltios.



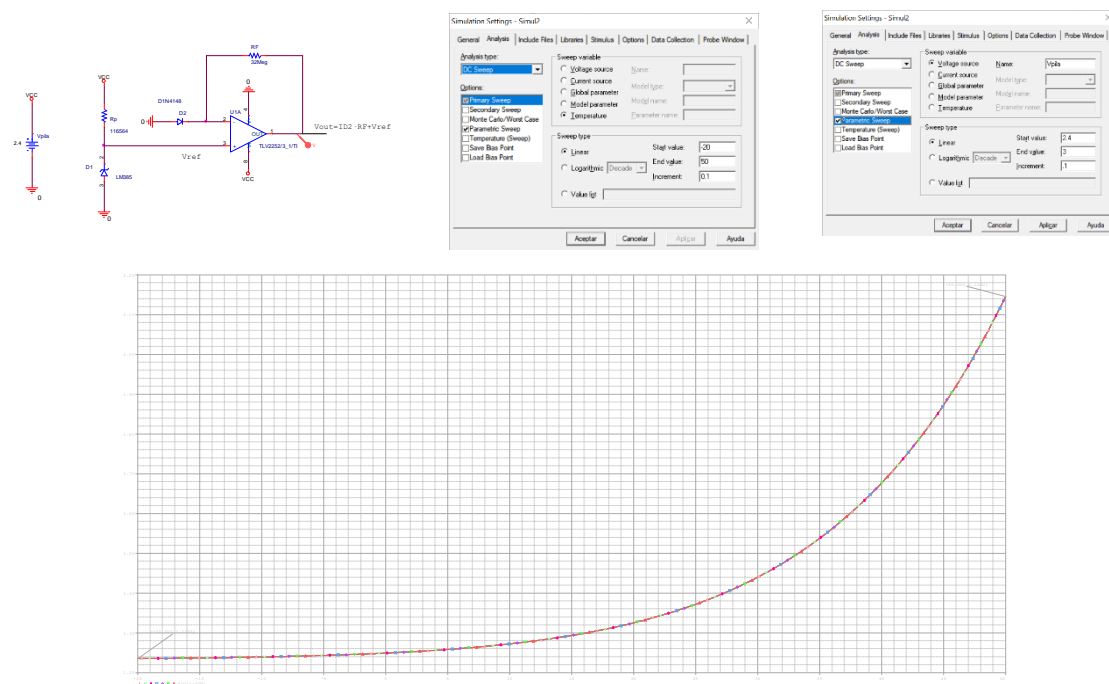
En todo el rango de temperaturas, la tensión en el diodo cambia en una milésima parte. La curva inferior es la correspondiente a una alimentación de 2.4 Voltios y la superior, la correspondiente a 3 Voltios.

La derivada nos dará la evolución del coeficiente:



Salvo a una temperatura de 50°C y alimentación de 2.4 donde el coeficiente es de -150uV/°C, en el resto de situaciones el coeficiente se mantiene estable entre 40uV/Voltio y -20uV/Voltio. Resultado análogo al obtenido en (2) para la referencia de tensión.

**4. Tensión de salida en función de la temperatura.** Con todos los resultados anteriores podemos afirmar que la tensión de salida se corresponde con una curva que presenta la siguiente dependencia con la temperatura:



Observemos que, con independencia de los cambios en la tensión de la pila, la salida es estable y presenta una curva bien definida. A  $-20^{\circ}\text{C}$  presenta una tensión de 1.236 Voltios y a  $50^{\circ}\text{C}$  una tensión de 2.146 Voltios. Así el rango de tensiones en el que funciona el circuito es de:

Rango de funcionamiento:

$$V_{-20^{\circ}} = 1236\text{mV} \leq V_T \leq 2146\text{mV} \quad (10)$$

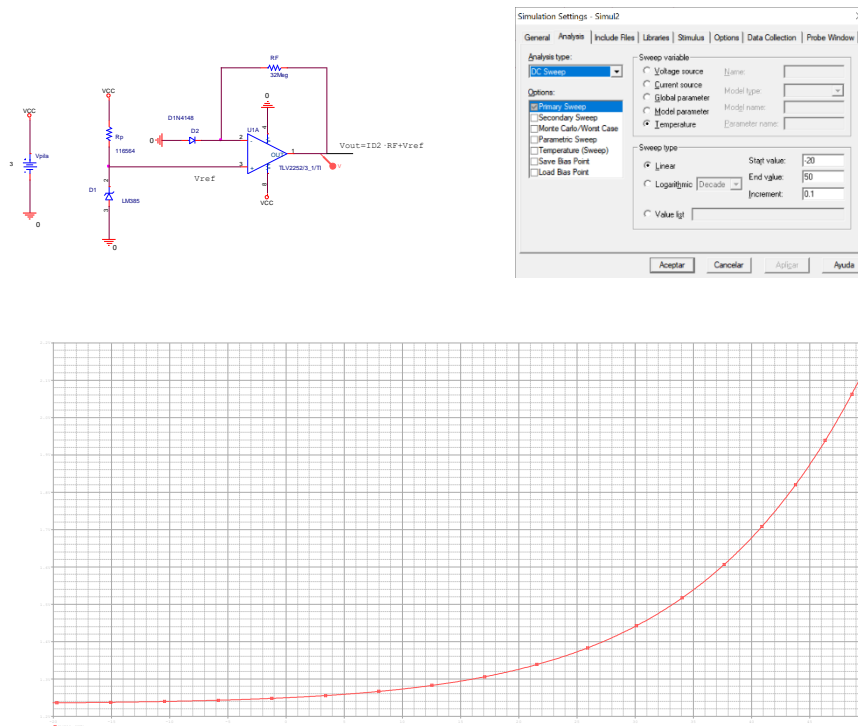
Diferencia de Potencial en todo el rango:

$$V_{-20,50} = 2146\text{mV} - 1236\text{mV} = 910\text{mV} \quad (11)$$

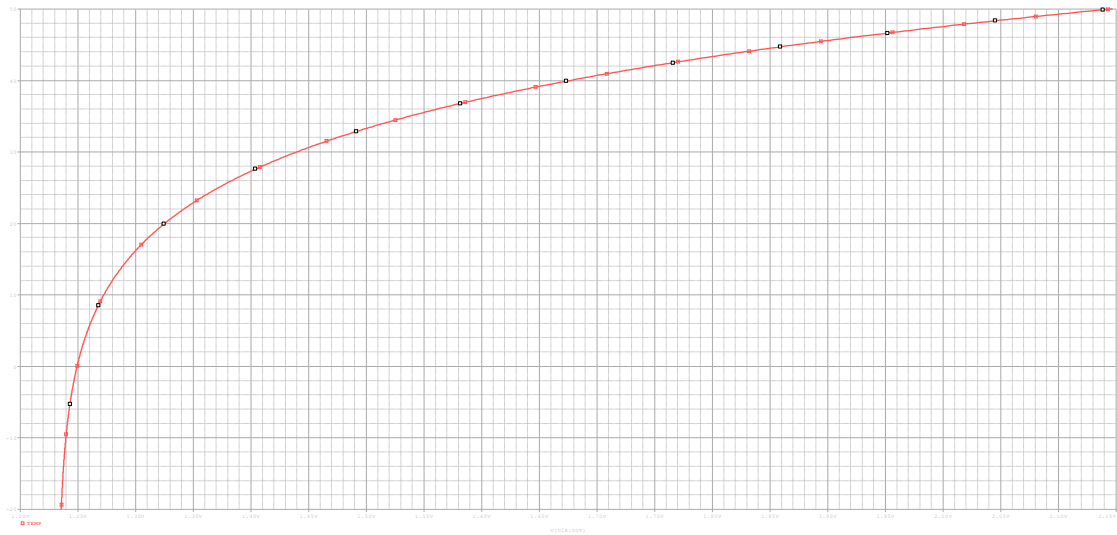
Por ejemplo, un conversor de 10 bits ( $2^{10} = 1024$  niveles), podría servir para discriminar un milivoltio que es el nivel a discriminar para leer un resultado sin error. Tengamos en cuenta que el  $S_V$  máximo es de  $0.35\text{mV}$ ; es decir, por debajo de  $0.35\text{mV}$  no podemos discriminar un cambio de temperatura de un cambio en el nivel de tensión de la pila en un estado determinado de carga. Un conversor de 11 bits ( $2^{11} = 2048$  niveles), sería capaz de discriminar intervalos de  $0.44\text{mV}$  ( $910\text{mV}/2048 = 0.44\text{mV}$ ), y estaría en el límite de error de un bit en la medida.

**b) Calcular la curva que relaciona la tensión de salida con la temperatura y la ecuación polinómica de ajuste correspondiente para poder incluirla en un posible sistema digital de medida.**

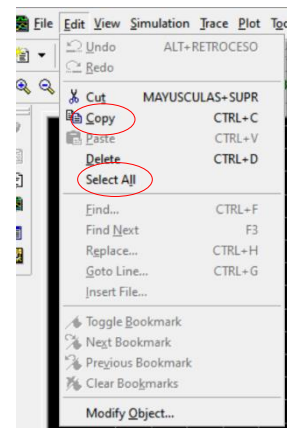
Elijamos, por ejemplo, la curva con una alimentación de 3Voltios (es idéntica salvo en  $0.35\text{mV}$  la de 2.4 Voltios), para construir una ecuación polinómica que debe ejecutar el sistema digital de medida. Por ejemplo, un Microcontroller 'Arduino' tiene conversores de 10 bits y el 'Arduino Due' de 12 bits. Cualquiera de los dos podría servir para hacer el sistema de medida. Lo que hay que hacer es programarle el polinomio con sus coeficientes.



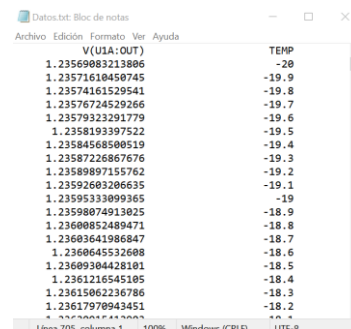
La curva anterior representa la tensión de salida frente a la temperatura. Pero la curva que necesitamos es la temperatura frente a la tensión de salida. Ya que el dato que nos da el circuito es la tensión. Así, hemos de cambiar de ejes coordenados mediante la opción Plot>Axis Setting donde intercambiamos ambas variables:



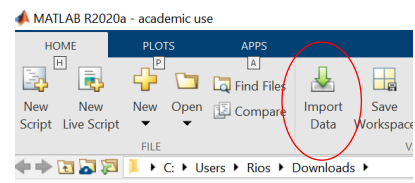
Para extraer los datos de la curva del Simulador, nos vamos a Edit>Copy, seleccionamos todo (Select All) y copiamos con Copy:



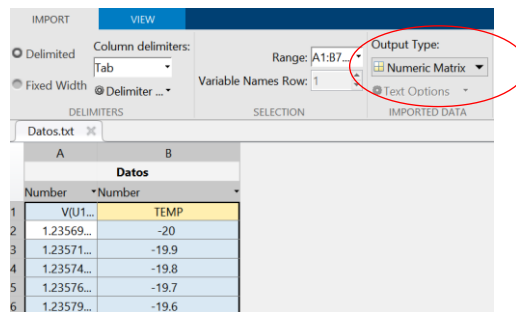
Lo guardamos en el block de notas en formato .txt



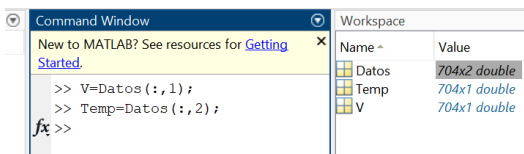
Nos vamos a 'Matlab' y capturamos el fichero con la opción Import Data:



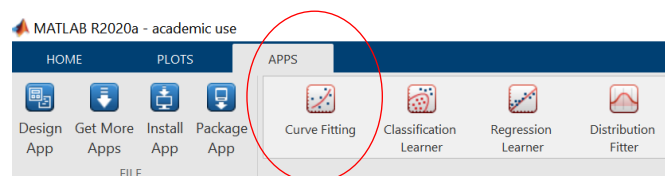
Los importamos como matriz numérica:



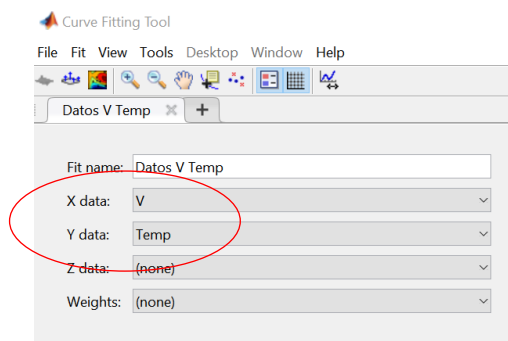
Creamos las variables V y Temp:



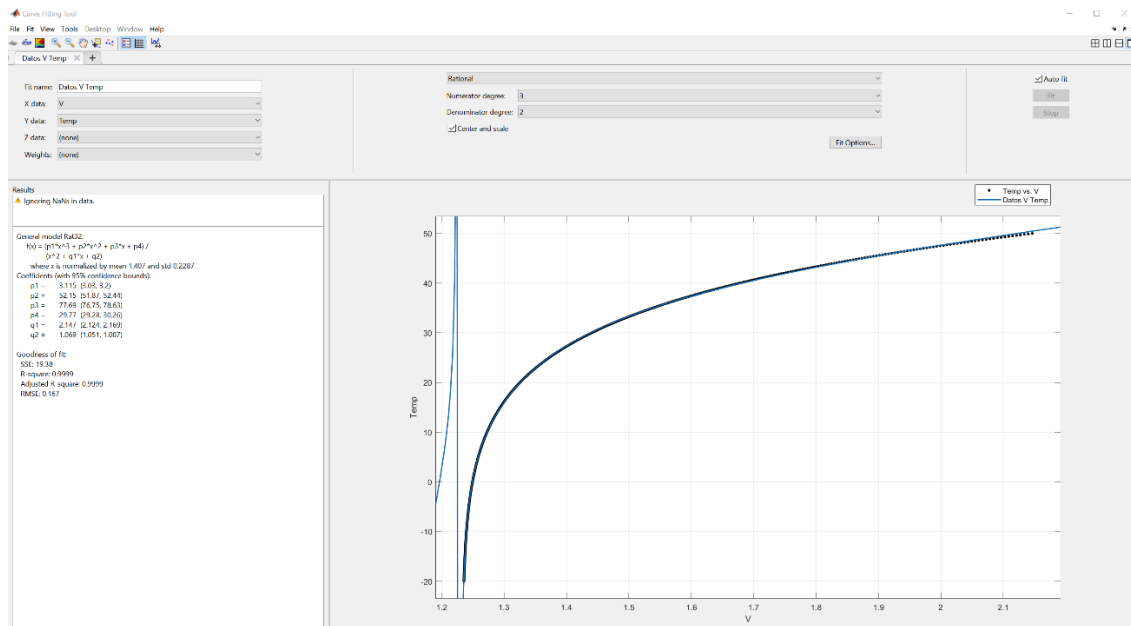
Nos vamos a la opción APPS>Curve Fitting:



Insertamos las variables definidas anteriormente: V (tensión) y Temp (Temperatura):



Y buscamos una función de ajuste. La que mas se ajusta es una curva de tipo racional con un polinomio de orden 3 en el numerador y de orden 2 en el denominador:



El polinomio racional de ajuste es:

$$Temp (^{\circ}C) = \frac{3.115 \cdot V^3 + 52.15 \cdot V^2 + 77.69 \cdot V + 29.77}{V^2 + 2.147 \cdot V + 1.069} \quad (12)$$

Donde V debe estar en el rango de valores (con tres cifras decimales):

$$1.236V \leq V \leq 2.146V \quad (13)$$

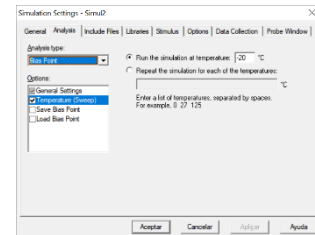
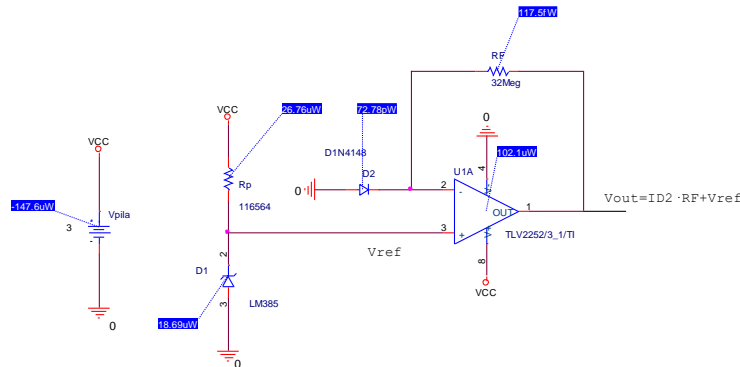
La tensión V debe medirse a través de un conversor A/D de al menos 10 bits con el rango de tensiones de entrada acotado y definido en (13)

Este polinomio racional se puede introducir en la programación del Microcontroller para proporcionar la temperatura en grados centígrados. Si los modelos Spice de los dispositivos son correctos, el dispositivo no requiere calibración salvo el ajuste de offset asociado al equilibrio termodinámico, que será mínimo ya que la corriente que circula por el diodo sensor no calentará apenas la unión semiconductor.

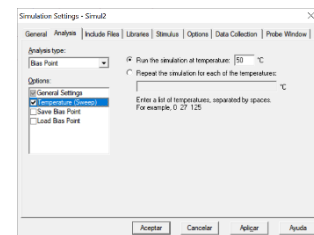
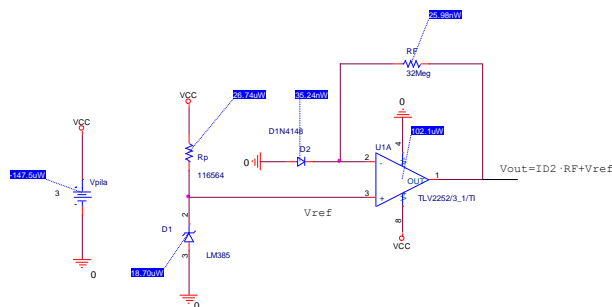
c) Realizar un análisis del consumo del circuito propuesto en cada uno de sus componentes, así como las posibles propuestas para minimizarlo.

El consumo máximo ocurrirá cuando la pila tenga su valor máximo. El análisis bias-point nos proporciona las potencias consumidas en cada uno de los componentes:

A  $-20^{\circ}\text{C}$  el consumo es:



A  $50^{\circ}$  El consumo es:



Observemos que el consumo global en la pila a  $-20^{\circ}\text{C}$  es de  $-147.6\mu\text{W}$  y a  $50^{\circ}\text{C}$  de  $-147.5\mu\text{W}$ . A  $-20^{\circ}\text{C}$  el consumo es  $0.1\mu\text{W}$  mayor, porque, aunque el consumo del diodo sensor y de la resistencia  $R_F$  es menor a  $-20^{\circ}\text{C}$ , la referencia de tensión band-gap aumenta su consumo con la temperatura a  $50^{\circ}\text{C}$ . El balance del consumo es muy parecido con independencia de la temperatura a la que se encuentre.

Por otro lado, el AO es el elemento que mas consume:  $102.1\mu\text{W}$ . No se puede minimizar más el consumo ya que la resistencia de polarización del band-gap se diseñó para que la corriente de polarización no bajara de los  $10\mu\text{A}$ . El consumo del diodo y la resistencia vienen impuestos al igual que el consumo del AO. Con la pila de 3 Voltios se producirá el máximo consumo.

**d) Calcular el tiempo que tardaría en descargarse la batería de Litio conectada al circuito propuesto de forma ininterrumpida.**



Valor medio de la corriente consumida:

$$I_{medio} = \frac{49.19 + 38.44}{2} = 43.815 \mu A \quad (17)$$

Duración media de la batería:

$$Duración\ media = \frac{1500 \cdot 10^{-3} A \cdot h}{43.815 \cdot 10^{-6} A} = 34234.85\ horas = 3.9\ años \quad (18)$$

Este circuito reúne las características adecuadas para ser un dispositivo portátil que mide la temperatura de forma continua y permanente. No obstante, el consumo puede alargarse aun mas si se tiene en cuenta la posibilidad de conectarlo o desconectarlo de la unidad de control poniéndolo en marcha a intervalos regulares de tiempo. El consumo de este circuito debe conjuntarse con el consumo de un Microcontroller portátil que, en condiciones de desconectado o de sueño, consume también unos pocos microamperios.