

Método de linealización dinámica para un acondicionador de temperatura /tiempo utilizando termistores.

E. Castro Montero¹, A. Salazar Mustelier¹, D. Ramírez Muñoz², J. Sánchez Moreno²

¹ Dpto. Control Automático, Electrical Engineering Faculty,
University of Oriente, Avda. Las Américas, s/n, 90900-Santiago de Cuba, Cuba.

². Electronic Engineering Department, High Technical School of Engineering
University of Valencia, C/ Doctor Moliner, 50, 46100-Burjassot, Valencia, Spain. (diego.ramirez@uv.es)

Abstract

In the present work a lineal temperature converter is analyzed to measure the temperature of plant leaves in phytomonitoring systems. In order to accomplish low inertia and high sensibility, a thermistor is used as the sensor. The converter consists of two logarithmic networks, an analogue integrating block and a comparator circuit. The logarithmic converters provide two output voltages proportional to environmental and plant leaves temperature, respectively. The resulting time is proportional to the measured temperature without dependence of the environmental temperature. The proposed circuit has a wide range of applications where it is required to measure temperature with high precision, high sensibility and small response time, for example, in medical equipments and processes with high temperature variation rates.

Keywords: Temperature measurement, thermistors, temperature/time conversion.

Introducción

La temperatura sigue siendo unas de las magnitudes que con mayor frecuencia es necesario medir en los procesos industriales, la experimentación científica, la domótica, los laboratorios docentes, la moderna tecnología de fitomonitorio en la agricultura de precisión y en otras situaciones relacionadas con las actividades diarias de la sociedad. En los sistemas de fitomonitorio para la medición de temperatura en las hojas y frutos se necesita un sensor con: muy baja inercia, un tamaño muy pequeño que no interfiera en el desarrollo de los órganos de la planta y con alta sensibilidad, se supone que las diferencias de temperatura entre el ambiente y los órganos de la planta sean pequeñas.

En la actualidad hay una amplia variedad de sensores, a los cuales cada día sus fabricantes van mejorando sus prestaciones. Los avances logrados en la fabricación de los termistores, le permiten mostrar una serie de características, como son: cada vez se logran termistores de menor tamaño que permite colocarlo en lugares donde es imposible pensar en una RTD, su alta resistencia nominal permite que sea prácticamente despreciable la influencia de la resistencia de los conductores de unión, su alta sensibilidad, baja constante térmica y bajo costo, las que resultan necesarias en muchas aplicaciones.

La alinealidad sigue siendo su principal desventaja, en los circuitos acondicionadores de señales se han utilizado diferentes métodos para compensarla, uno de los métodos más empleados para linealizar la respuesta de un termistor es el basado en la conexión de éste con una resistencia en paralelo. Este método presenta un buen comportamiento en un estrecho margen alrededor de la temperatura de referencia. El error de la linealización es el fundamental si se utilizan componentes que tienen una buena estabilidad con la temperatura y se mantiene estable la temperatura ambiente.

Es conocido el esquema que aparece en [1], donde se estudian varias configuraciones utilizadas en la medida de temperatura con termistores. En los mismos se logra la linealización de sus respuestas utilizando resistencias en paralelo y/o en serie con el termistor; las expresiones de la tensión de salida de los circuitos se desarrollan por la serie de Taylor. Con las resistencias en serie y/o en paralelo con el termistor se ajusta de modo que el término cuadrático de la serie se haga cero y se considera que las influencias de los términos superiores sean despreciables.

Son conocidos los esquemas que aparecen en [2] y [3]. En el primero de ellos se analiza una configuración para convertir temperatura en tensión utilizando como convertidor primario un termistor, al cual se le suministra la corriente proveniente de una fuente de corriente. La

caída de tensión en el termistor es llevada a una red logarítmica y la expresión de la tensión de salida de la red logarítmica es desarrollada por la serie de Taylor, buscándose la condición para que el término cuadrático se haga cero, lo que se logra colocando una resistencia en paralelo con el termistor. El segundo trabajo es similar al primero, pero se propone una variante en la fuente de corriente para mejorar su estabilidad.

Estos dos esquemas tienen los inconvenientes de que la salida se considera lineal al desprestigiar los términos superiores del desarrollo de la serie de Taylor y la red logarítmica es afectada por la temperatura ambiente.

En el esquema del tercer artículo se simplifica la fuente de corriente, además la red logarítmica posee dos transistores en un mismo encapsulado, lo que mejora sus características. También utiliza un segundo termistor para compensar la influencia de la temperatura ambiente sobre la red logarítmica. Este esquema tiene el mismo inconveniente que los dos anteriores de no lograr una salida completamente lineal ya que también hay que buscar la condición para que el término cuadrático se haga cero y desprestigiar los términos superiores en la serie de Taylor. Además la compensación de la influencia de la temperatura ambiente no es completa, ya que se ajusta el esquema para una temperatura determinada y se busca que el error por la no completa compensación alrededor de la temperatura de ajuste sea muy pequeño.

En [4] y [5] se logra la conversión de temperatura en tensión, al obtenerse una onda cuadrada de frecuencia constante con la duración de sus semiperíodos con dependencia logarítmica con la temperatura. Esta onda cuadrada pasa por un filtro paso-bajo obteniéndose el valor medio de esta onda. La expresión del valor medio se desarrolla en serie de Taylor y se busca la condición para hacer cero el término cuadrático y desprestigiar los términos superiores.

Este esquema tiene el inconveniente de no lograr una salida completamente lineal, ya que se desprestigian los términos superiores y además hay que cumplir con alta precisión la condición para poder lograr hacer cero el término de la serie.

Hay una tendencia de desarrollo de sensores inteligentes de bajo coste no integrados, donde es frecuente utilizar la estructura (sensor-acondicionador-microcontrolador). En estos casos se busca simplificar el circuito minimizando las líneas de interconexiones entre los diferentes elementos del sensor inteligente. Con la introducción de los microcontroladores en los instrumentos y

sensores inteligentes, adquieren relevancia los convertidores analógicos/digitales con salida en frecuencia o tiempo. De esa forma se logra que por una línea llegue al microcontrolador la señal que contiene la información sobre la magnitud medida sin sufrir pérdidas, facilitando el proceso de medición al utilizar los timers/contadores internos. La conversión a frecuencia, si se trabaja en el margen de frecuencia adecuado, permite atenuar la influencia de las interferencias externas en el resultado final. Ambos tipos de conversión facilitan el proceso de transmisión de la información sin las perjudiciales caídas de tensión en las líneas de transmisión como sucede cuando hay transmisión de señales analógicas de tensión. Además es muy fácil lograr el aislamiento galvánico entre la etapa de acondicionamiento y las etapas de adquisición y procesamiento con el empleo de optoacopladores o aisladores digitales integrados de última generación.

En este sentido, han sido numerosos los diseños encaminados a producir la conversión de sensor a frecuencia o periodo y en particular trabajando con sensores resistivos. En [6] se describe un oscilador basado en la conversión de la información procedente de un sensor resistivo a frecuencia. Combina un puente de Wheatstone con un oscilador de relajación (integrador y comparador). Consigue una relación lineal entre variación de resistencia y de frecuencia a partir de una frecuencia de base correspondiente al equilibrio del puente. El retraso en los tiempos de respuesta del detector de cruce por cero es una fuente de no linealidad que ha de ser compensada. En [7] se presenta un convertidor resistencia a periodo basado en pseudopuente, integrador y comparador. La variación del periodo T se realiza también sobre un periodo de referencia T_0 correspondiente al equilibrio del puente. En este caso se dispone de un solo sensor que además está puesto a masa. Presenta la influencia de los retrasos y desequilibrios asociados a los amplificadores operacionales. En estos trabajos así como en otros descritos se utiliza siempre sensores (termoresistencias, sensores de presión, etc.) lineales con la magnitud de interés a medir.

A continuación se presenta un método novedoso de linealización para un convertidor temperatura/tiempo en la medición de temperatura utilizando termistores.

Fundamento teórico

La red logarítmica básica, parte de la utilización de la característica exponencial que presenta la relación entre la tensión y la corriente en la unión semiconductor PN.

Considerando que la corriente que circula por la unión es mucho mayor que la corriente inversa de saturación se puede expresar la tensión de acuerdo a la ecuación siguiente:

$$U_D = V_T \ln \left(\frac{I_D}{I_S} \right) \quad (1)$$

donde U_D es la caída de tensión en la unión PN, I_D la corriente que circula por la unión PN, I_S es la corriente inversa de saturación y V_T la tensión equivalente de la temperatura.

La figura 1 muestra el esquema del amplificador logarítmico utilizando un diodo semiconductor.

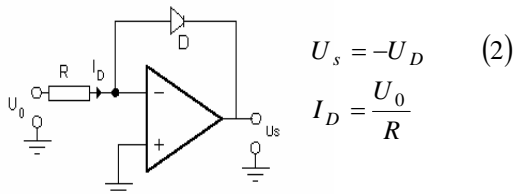


Figura 1. Amplificador logarítmico que utiliza un diodo semiconductor.

Para la utilización práctica del circuito de la figura, hay que considerar que:

La corriente inversa de saturación depende de la temperatura, para una corriente I_D constante la corriente I_S se duplica para un incremento de 10 °C.

La tensión equivalente de la temperatura se determina como $V_T = \frac{K}{q} T$ siendo K la constante de Boltzman, q la carga del electrón y T la temperatura absoluta a la que se encuentra el semiconductor.

Los fabricantes de amplificadores logarítmicos comerciales, utilizan algunas configuraciones que permiten compensar o eliminar los inconvenientes detallados anteriormente. En la figura 2 se muestra la estructura básica del amplificador LOG112 de Texas Instruments.

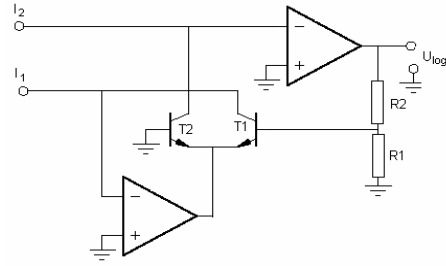


Figura. 2 Estructura básica del amplificador logarítmico LOG 112 de Texas Instruments.

La tensión de salida del circuito de la figura se determina como sigue:

$$U_{\log} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_T \ln \left(\frac{I_1}{I_2} \right) \quad (3)$$

Con esa estructura se elimina la dependencia de la tensión de salida de la corriente de saturación y de m, si en R2 se utiliza una resistencia con coeficiente de temperatura positivo se puede lograr una compensación de la influencia de la temperatura en V_T dentro de cierto rango de variación de la temperatura.

Convertidor temperatura/tiempo

La ecuación del termistor se puede escribir de la forma siguiente:

$$R_T(T_x) = A \cdot e^{\frac{B}{T_x}} \quad (4)$$

Con $A = \frac{R_{T_0}}{e^{\frac{B}{T_0}}}$ siendo R_{T_0} la resistencia del

termistor a la temperatura T_0 y B el coeficiente del termistor.

El primer paso es la conversión temperatura/tensión, para ello se coloca el termistor en la realimentación de un amplificador inversor con una tensión de referencia constante en su entrada. Ello se logra con un amplificador inversor de ganancia unidad, y utilizando la tensión de referencia que proporciona el amplificador logarítmico integrado LOG112. De esta manera se garantiza que por el termistor circule una corriente constante como se muestra en la figura 3.

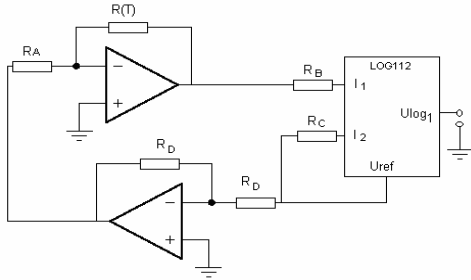


Figura 3. Convertidor temperatura tensión propuesto.

La tensión de salida del amplificador inversor es conectada por medio de la resistencia R_B a la entrada I_1 obteniéndose una corriente que depende de la temperatura. Para obtener una corriente I_2 constante se toma la tensión de referencia con el resistor R_C .

Las expresiones de las corrientes son

$$I_2 = \frac{U_{ref}}{R_c} \quad (5)$$

$$I_1 = \frac{U_{ref} A e^{\frac{B}{T_x}}}{R_A R_B} \quad (6)$$

Al sustituir (5) y (6) en (3) y realizar los desarrollos matemáticos necesarios se obtiene que

$$U_{log1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_T \ln\left(\frac{A R_c}{R_A R_B}\right) + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_T \frac{B}{T_x} \quad (7)$$

Al analizar la ecuación (7) se observa que tiene una componente que no depende de la temperatura sometida a medición, que se puede eliminar si se logra cumplir con la condición $\left(\frac{A R_c}{R_A R_B} = 1\right)$, aunque no es fácil de lograr de forma

práctica. Una solución es sumar a la ecuación (7) una tensión de igual valor y polaridad contraria a la tensión que se quiere eliminar.

Es necesario considerar que en ambos términos de la ecuación (7) se encuentra V_T , lo que provoca que si hay variación de la temperatura ambiente a pesar de la compensación que se logra con R_2 en el LOG112 tiene influencia en ambos términos. Si la tensión de compensación no depende de V_T no se logra una compensación total. Para lograr la tensión de compensación se utiliza el circuito mostrado en la figura 4 obteniéndose la tensión U_{log2} .

$$U_{log2}' = \left(\frac{R_g + R_h}{R_g}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_T \ln\left(\frac{R_f}{R_e}\right) \quad (8)$$

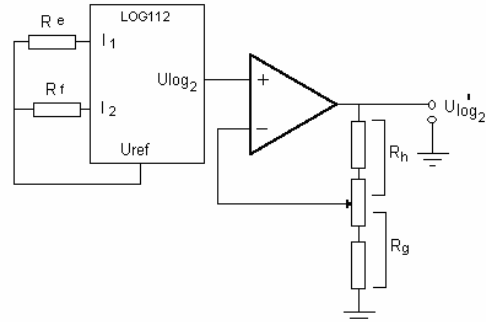


Figura 4. Circuito para obtener la tensión dependiente de la temperatura ambiente.

La ganancia ajustable del amplificador no inversor, permite variar U_{log2}' hasta lograr la compensación, al lograr la condición:

$$\left(\frac{R_g + R_h}{R_g}\right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_T \ln\left(\frac{R_f}{R_e}\right) = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_T \ln\left(\frac{A R_c}{R_A R_B}\right) \quad (9)$$

La tensión de salida para el circuito restador de la figura 5 es

$$U_1 = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) V_T \frac{B}{T_x} \quad (10)$$

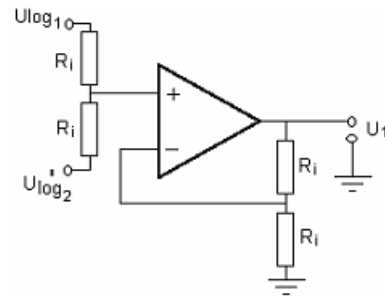


Figura 5. Circuito restador.

Se ha logrado obtener una función que es inversamente proporcional a la temperatura sometida a medición, pero que sigue dependiendo directamente de la temperatura del circuito integrado. El inverso de esta ecuación es función lineal de T_x , pero es necesario compensar la dependencia de la temperatura del integrado.

La tensión U_1 se conecta a un integrador y se integra durante un tiempo fijo, el tiempo es controlado por medio de un circuito astable en base al oscilador 555, la figura 6 muestra el circuito para el integrador.

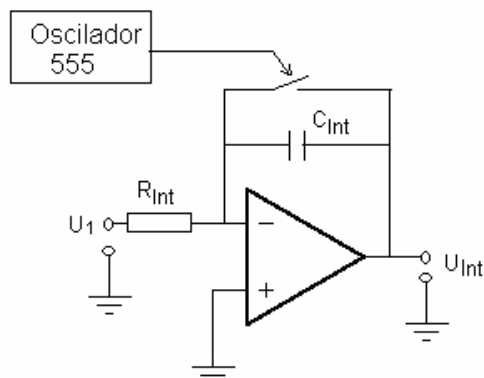


Figura 6. Integrador.

La tensión de salida en el integrador U_{Int} , durante el tiempo que no se encuentra en cortocircuito el capacitor C_{Int} se determina por la ecuación

$$U_{Int} = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) V_T \frac{B}{T_x} \frac{t}{\tau} \quad (11)$$

Si la tensión de salida del integrador se compara con una tensión de referencia constante, se obtiene un tiempo que depende de la temperatura sometida a medición y la temperatura del circuito integrado, pero si la tensión de referencia también depende de la temperatura del circuito integrado en la misma forma que la salida del integrador, se elimina la influencia en el tiempo resultante. Para ello se utiliza como tensión de referencia la salida U_{log2} del circuito mostrado en la figura 4.

En el circuito de la figura 4 se tiene que:

$$U_{log2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_T \ln \left(\frac{R_f}{R_e} \right) \quad (12)$$

La figura 7 muestra la carta de tiempo de cómo se realiza el proceso de comparación para obtener el tiempo t_x .

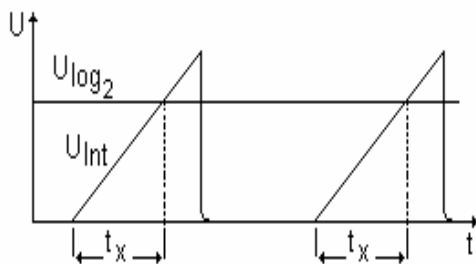


Figura 7. Carta de tiempo del proceso de comparación para obtener el tiempo t_x .

Al igualar las ecuaciones (11) y (12):

$$t_x = \ln \left(\frac{R_f}{R_e} \right) \frac{\tau}{B} T_x \quad (13)$$

De esta forma se logra que la respuesta del circuito solo sea una función lineal de la temperatura sometida a medición.

Como $T_x = 273.15 + T'_x$ siendo T'_x la temperatura sometida a medición en $^{\circ}\text{C}$ entonces:

$$t_x = \ln \left(\frac{R_f}{R_e} \right) \frac{\tau}{B} (273.15 + T'_x) \quad (14)$$

La ecuación (14) puede ser expresada de la forma

$$t_x = t_0 + f(T'_x) \quad (15)$$

Donde

$$f(T'_x) = \ln \left(\frac{R_f}{R_e} \right) \frac{\tau}{B} T'_x \quad (16)$$

$$t_0 = \ln \left(\frac{R_f}{R_e} \right) \frac{\tau}{B} 273.15 \quad (17)$$

A la vista de la ecuación (15), el tiempo t_x toma valores en un intervalo alrededor de t_0 en dependencia del valor y signo de T'_x .

Diseño

En el diseño propuesto se ha utilizado un termistor modelo 10K3A1B con temperatura característica $B=3892 \text{ K}$ y resistencia R_{T_0} (25°C)= $10 \text{ k}\Omega$ de la firma Betatherm. El intervalo de temperatura a medir es de 0°C a 50°C . En el diseño se trabaja con una corriente por el termistor de $0,1 \text{ mA}$, suficientemente baja como para despreciar el error por autocalentamiento en el intervalo de temperaturas de interés. Como tensión de referencia se utilizan los $2,5 \text{ V}$ que se encuentran integradas en el mismo encapsulado del integrado LOG112. El primer circuito LOG 112 se diseña con una corriente constante de $10 \mu\text{A}$, la corriente función de la temperatura varía desde $10 \mu\text{A}$ hasta $90 \mu\text{A}$. Utilizando las ecuaciones (7) y (9) se determinan los diferentes valores de los resistores del circuito para obtener la tensión dependiente de la temperatura ambiente de la

figura 4 y para el circuito restador de la figura 5. La constante de tiempo del integrador se toma de 5 ms y se logra una sensibilidad teórica de 0,016 ms/ °C.

Las puertas lógicas se han implementado con el circuito integrado modelo HEF4011 y los interruptores controlados mediante el modelo HEF4016. El comparador de tensión utilizado en este caso ha sido el modelo LM311. Asimismo, el oscilador astable deberá proveer en su estado alto T_H un tiempo mayor que el máximo tiempo t_x esperado en el intervalo de temperaturas práctico. De esta forma se asegura la comparación correcta de niveles de tensión en el comparador LM311.

Simulación

Utilizando el paquete ORCAD 9.0 se realizó la simulación del circuito propuesto para comprobar el funcionamiento, para ello fue necesario adicionar el macromodelo del LOG112 a las librerías del paquete [8].

La figura 8 muestra el circuito simulado, la tensión de salida corresponde con la ecuación (10)

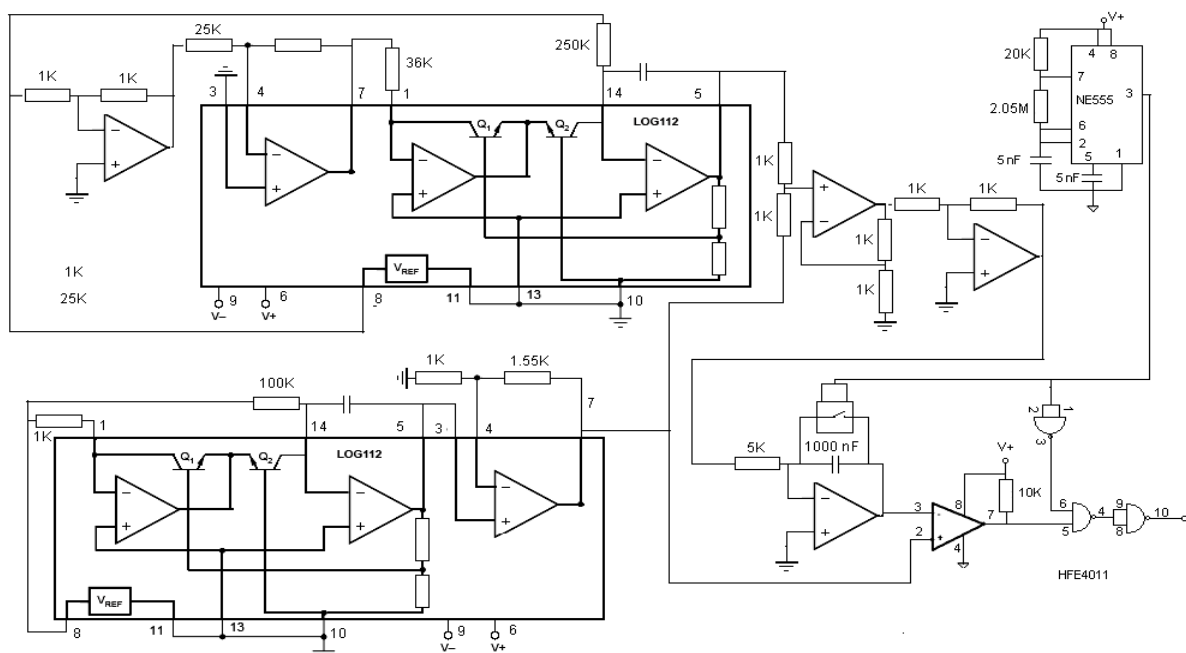


Figura 8 .Esquema eléctrico del circuito simulado en el Orcad 9.0

En la Tabla 1 se muestran los resultados de la simulación del circuito, se aprecia que hay una correspondencia lineal entre la temperatura y el tiempo resultante t_x , como predecían los análisis teóricos.

En la Figura 9 se muestra el gráfico del comportamiento del tiempo resultante, realizándose el ajuste de la curva y la determinación del coeficiente de correlación lineal.

Tabla 1. Resultados de la simulación.

T_x (°C)	t (ms)	Ajuste mejor curva (ms)	Error (%)
0	4.0517	4.0525	-0.10
5	4.1330	4.1330	0.00
10	4.2133	4.2135	-0.02
15	4.2950	4.2940	0.12
20	4.3748	4.3745	0.04
25	4.4543	4.4550	-0.09
30	4.5358	4.5355	0.04
35	4.6172	4.6160	0.15
40	4.6970	4.6965	0.06
45	4.7762	4.7770	-0.10
50	4.8569	4.8575	-0.07

$m=0.0161 \text{ ms/}^\circ\text{C},$
 $t = m \cdot T + n$ $n=4.0525 \text{ ms},$
 $r=0.9999$

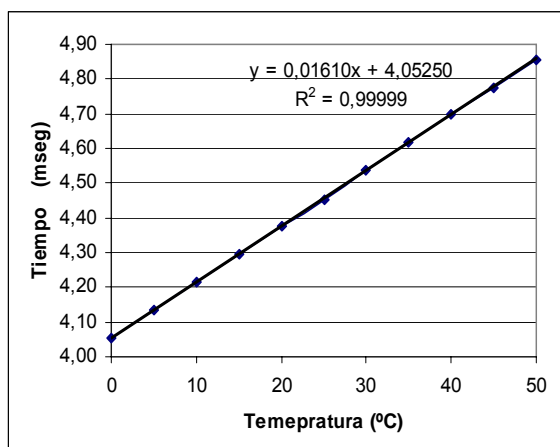


Figura 9. Comportamiento del tiempo resultante en el circuito simulado.

Conclusiones

El método de linealización propuesto, a diferencia de los utilizados anteriormente permite:

Obtener una tensión que es una función realmente lineal con la temperatura.

A pesar de utilizar amplificadores logarítmicos, se logra eliminar completamente la influencia de la temperatura ambiente en el resultado de la medición.

La simulación realizada corrobora las predicciones teóricas, evidenciando las ventajas del método de linealización dinámica sobre los métodos tradicionales.

Agradecimientos

Este trabajo ha sido posible gracias al soporte financiero de los proyectos ENE2005-08721-C04-03/ALT del Ministerio de Educación y Ciencia de España y del Fondo Social Europeo para el Desarrollo Regional y ARVIV/2007/047 de la Generalitat Valenciana.

References

- [1] M.B. Broughton. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement , Vol IM 23, No. 1, pp 1 - 8 , March, 1974.
- [2] Anwar A. Khan, R. Sengupta IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement Vol IM – 33, No.1 pp. 2-4, March, 1984.
- [3] Anwar A. Khan, R. Sengupta IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol IM –334, No.1 ,pp.101-102, March, 1985.
- [4] Carlos Urbina Pacheco , IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol IM 34, No . 1 , pp 101-102, March, 1985.
- [5] Anwar a. Khan , IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement , Vol IM 34 , No 4, pp 635 - 638 , December, 1985.
- [6] K. Mochizuki, K. Watanabe, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 45, No. 3, pp.761-764, June 1996,.
- [7] S. Kaliyugavaradan, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 49, No. 1, February 2000 ,
- [8] Texas Instruments, Texas Instruments Application Report SLOA070 , September 2001