

Interfaz analógica optoacoplada: Control automático de transconductancia

Daniel Alejandro Moyano¹

¹Centro de Investigaciones Acústicas y Luminotécnicas (CIAL), Facultad de Arquitectura, Urbanismo y Diseño, Universidad Nacional de Córdoba, Córdoba, Argentina

Fecha de recepción del manuscrito: 10/06/2014

Fecha de aceptación del manuscrito: 19/01/2015

Fecha de publicación: 16/03/2015

Resumen—La aislación galvánica de un elemento de campo de tipo continuo (sonda ó transmisor) y el controlador del proceso, a través de acoplamiento electro óptico, presenta una función de transferencia dependiente de la transconductancia del dispositivo de interfaz. Las diferencias en la transconductancia de diferentes dispositivos del mismo modelo y la variabilidad propia dentro del rango de medición, introducen diferencias de offset y span por una parte y errores de linealidad por otra que, para ciertas aplicaciones, pueden ser importantes. En el presente trabajo se busca proveer esta aislación galvánica, procurando reducir el efecto de estas variabilidades sobre el cero, el span y la linealidad de la señal original, utilizando un optoacoplador de uso general el cual, como se verá, presenta un amplio rango de variación de su transconductancia. Se ofrecerán dos configuraciones diferentes. Una de ellas basada en un control de tipo proporcional. La otra en cambio, nos mostrará que un lazo de control de tipo proporcional con alta ganancia no ofrecería la respuesta que se necesita, en consecuencia, se recurrirá a una definición de variables de posicionamiento que nos permitirá sectorizar el rango de control y dividirlo para optimizarlo.

Palabras clave—transconductancia, analógica, optoacoplada, lineal, realimentación.

Abstract—Galvanic insulation between an analog field device (sensors ó transmitter) and the process controller, using electro optical coupling, presents a function of transfer dependent on the transconductance of the interface device. The differences in the transconductance of different devices of the same model and the own variability inside the range of measurement, introduce differences of offset and span and mistakes of linearity that, for certain applications, they could be important. In the present paper one seeks to get galvanic insulation, trying to reduce the effect of these variabilities on zero, span and linearity of the original signal, using a no special electro optical coupling device which presents a wide range transconductance variation. Two different configurations will offer. The first based on a proportional control type. The second one will show us that a proportional control type with high profit would not offer the response that is needed and, in consequence, one will resort to a definition of variables of positioning that will allow us to divide the control range to optimize it.

Keywords— transconductance, analogical, optical insulation, linear, feedback

INTRODUCCIÓN

En ciertas aplicaciones, resulta conveniente aislar galvánicamente la señal procedente de un sensor o transmisor, de la entrada del controlador del proceso ya sea porque es necesario trabajar con referencias diferentes, alimentaciones diferentes, brindar mayor inmunidad al ruido ambiente ó simplemente para separar ambos elementos por cuestiones de protección.

La utilización de opto acopladores, con este fin, es una práctica habitual para el caso de señales binarias, donde los efectos de la variabilidad de la transconductancia del

dispositivo, pueden salvarse adoptando niveles de excitación suficientes, que garanticen la reproducción de los cambios de estado de la señal de entrada, en la salida. Sin embargo para señales continuas, dicha variabilidad podría introducir distorsiones que afectarían a la medición que se pretende realizar.

Aunque existen opto acopladores integrados linealizados tales como el IL300 [3] ó el HCNR201 [2], se trata de dispositivos especiales de uso no habitual, con dificultades o demoras para acceder a dicha tecnología donde, además, la función de transferencia no es independiente de la transconductancia. En efecto, aún siendo muy estable en el rango de medición, la ganancia de transferencia del integrado IL300 puede tener un valor entre 0,56 y 1,65 haciendo que la función de transferencia cambie en esta proporción, lo que conlleva a la necesidad de ajustes en el recambio.

Dirección de contacto:

Daniel Alejandro Moyano, Viracocha 7693 B° Va. Quisquizacate, 5021,
Tel: 03543-441255, damoyano@ciec.com.ar

El presente artículo, describe el desarrollo realizado como respuesta a un requerimiento industrial (agosto de 2010), cuya necesidad de entrega era de 20 días. La obtención (previo pago) de un dispositivo comercial como los antes mencionados tenía una demora de 90 días.

Para las pruebas se realizaron mediciones con 4 opto acopladores CNY74-4, identificados como *CI1*, *CI2*, *CI3* y *CI4*. Cada uno de estos integrados posee 4 módulos opto acopladores independientes a, b, c y d a los cuales identificaremos como *CI1a*, *CI1b*, ... *CI4c*, *CI4d*. Las trasconductancias correspondientes a cada uno de estos módulos las identificaremos como k_{1a} , k_{1b} , ... k_{4c} , k_{4d} respectivamente.

CARACTERIZACIÓN DEL DISPOSITIVO

Consideremos tener una señal acondicionada V_r , proveniente de un sensor de tipo continuo, en el rango de 0 a 10 V. Supongamos también, que utilizamos esta señal para controlar la corriente que circula a través del diodo de un opto acoplador, como se muestra en la figura 1.

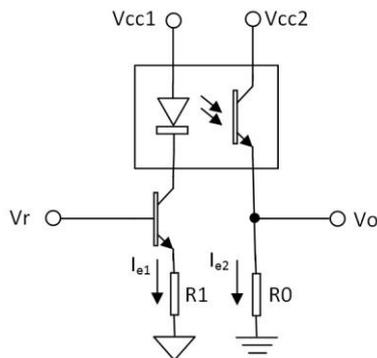


Fig. 1: Aislación galvánica por optoacoplamiento.

La tensión de salida V_o es igual a la caída de tensión en R_0 producida por la corriente I_{e2} .

Si consideramos la corriente de emisor I_{e1} igual a la que circula por el diodo ($I_{e1} = I_d$), como la relación entre la corriente de emisor I_{e2} , a la salida del opto acoplador, y la del led de entrada I_d , está dada por la trasconductancia k podremos expresar:

$$I_{e2} = kI_d$$

Este coeficiente k intervendrá también en la proporcionalidad entre la tensión de salida V_o y la de entrada V_r :

$$V_o = \frac{R_0}{R_1} k V_r$$

El valor de k podría ser muy variable en opto acopladores de uso general. En efecto para el CNY74-2/4 [1], por ejemplo, el fabricante nos advierte que el valor de k puede encontrarse entre 0,5 y 6, en consecuencia la proporcionalidad entre la tensión de salida y la de entrada podría cambiar en un factor de 12.

Por esta razón es necesario estudiar las características del dispositivo con el que nos proponemos trabajar. La figura 2 muestra la corriente de emisor I_e en función de la caída de tensión colector emisor del transistor de salida V_{ce} , con la corriente del diodo emisor de luz como parámetro I_d para el módulo a del CNY74-4 (CI2-a).

A partir de la segunda ley de Kirchoff, podemos obtener las condiciones de funcionamiento del circuito de salida, que establece la relación entre la corriente de emisor y la caída de tensión colector-emisor:

$$I_e = \frac{V_{cc2} - V_{ce}}{R_0}$$

Esta expresión nos muestra que R_0 define la proporcionalidad entre las magnitudes antes mencionadas (la corriente de emisor I_e y la caída de tensión colector emisor V_{ce}).

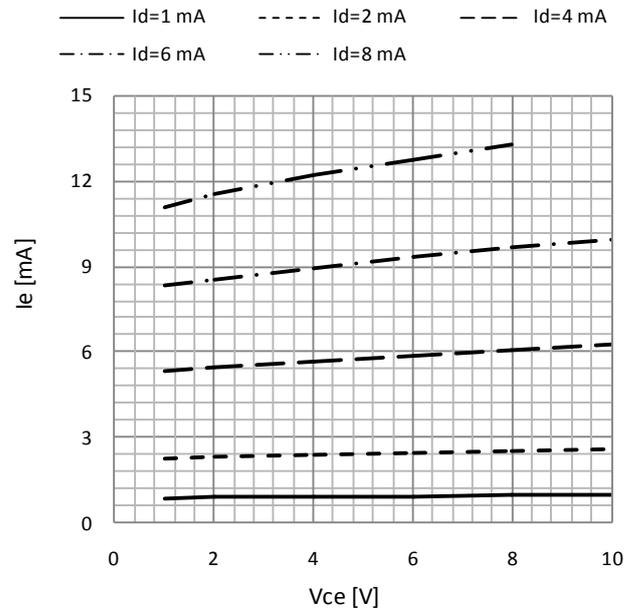


Fig. 2: Característica de un módulo del CNY74-4 (CI2-a).

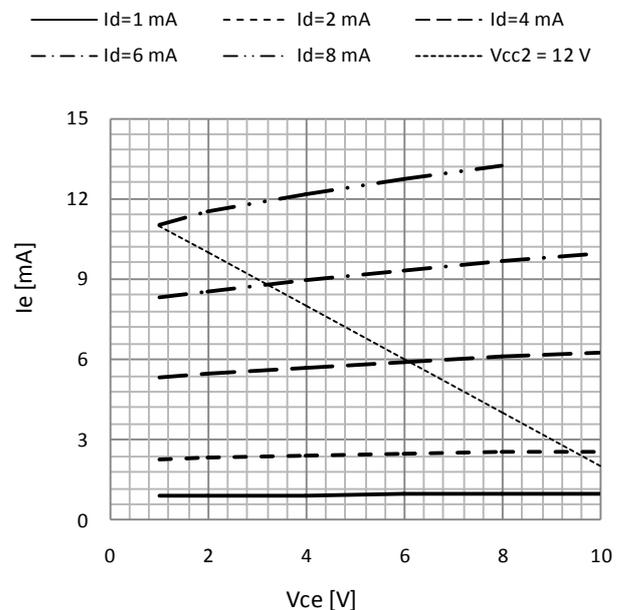


Fig. 3: Característica de CI2-a con la recta de funcionamiento.

En la figura 3 se observa la recta de funcionamiento del circuito de salida con $R_0 = 1k\Omega$ y $V_{cc2} = 12V$ y cuya pendiente es $-1/R_0$. A partir de este gráfico y con los puntos de intersección de la recta con la característica del dispositivo, podemos obtener la trasconductancia k en

función de la corriente del diodo de entrada I_d . La figura 4 muestra la curva correspondiente obtenida por este método.

La figura 5 representa la gráfica de k vs I_d en el rango de 1 y 10 mA. Esta curva fué obtenida a partir de la medición de las corrientes I_d e I_{e2} , con $R_0 = 1k\Omega$ y $V_{cc2} = 22V$ con el integrado CI1. Puede apreciarse la amplia variación de k en el rango de 1 a 10 mA y que este comportamiento es similar para cada uno de los cuatro módulos del integrado. Para la aplicación que pretendemos realizar, esta variabilidad de k se traducirá en variaciones de offset, de span e introducirá alinealidad en la señal que llegaría al controlador.

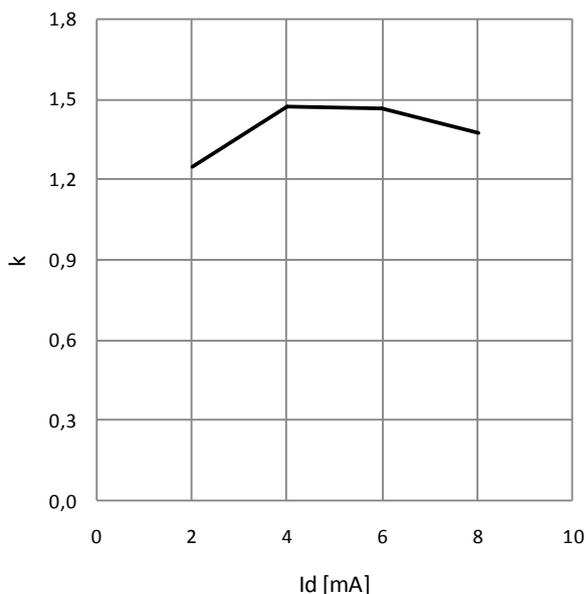


Fig. 4: Transconductancia k de CI2-a vs I_d , a partir de la recta de funcionamiento mostrada en la Fig. 3.

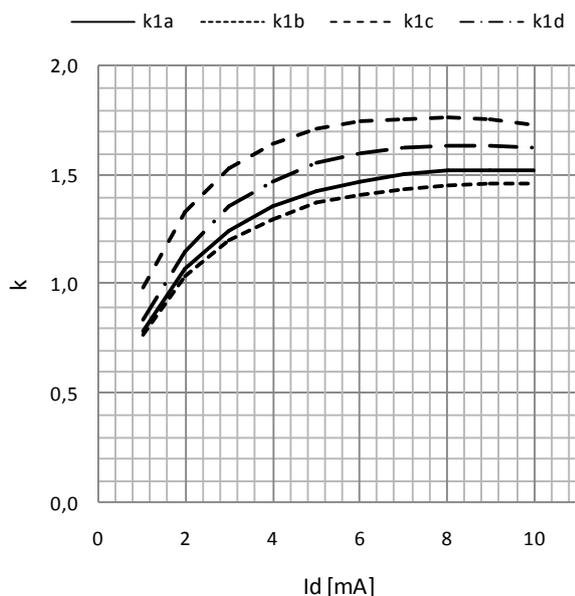


Fig. 5: Transconductancia k de CI1 vs I_d obtenida por medición $R_0 = 1k\Omega$ y $V_{cc2} = 22V$.

La figura 6, muestra la gráfica de la transconductancia obtenida para el integrado CI2 por el mismo método y bajo las mismas condiciones de

funcionamiento que el integrado CI1. Como en el caso anterior, se representa el comportamiento de los 4 módulos del dispositivo. Puede aquí notarse también la variabilidad de k y el hecho de que para cada uno de los diferentes módulos, el comportamiento es similar.

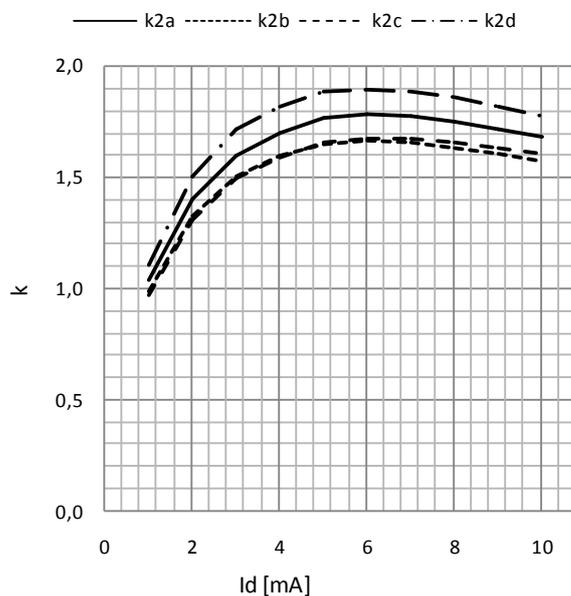


Fig. 6: Transconductancia k de CI2 vs I_d obtenida por medición $R_0 = 1k\Omega$ y $V_{cc2} = 22V$.

La tabla 1 muestra en las columnas 1 y 2, los valores de la corriente de entrada I_d y la de salida I_{e2} del optoacoplador, obtenidas con la medición del módulo CI2a.

TABLA 1: RELACIÓN ENTRE I_d E I_e PARA EL CI2A.

I_d	I_{e2}	Lin	$Errlin$
1	1,04	1,31	-0,27
2	2,80	3,10	-0,30
3	4,79	4,89	-0,10
4	6,80	6,68	0,12
5	8,83	8,47	0,36
6	10,69	10,27	0,42
7	12,44	12,06	0,38
8	14,02	13,85	0,17
9	15,48	15,64	-0,16
10	16,81	17,43	-0,62

En la columna 3 se representan los valores correspondientes a la curva de regresión lineal por mínimos cuadrados. La columna 4 presenta el error lineal obtenido como la diferencia entre las columnas 3 y 2. Con estos datos podemos determinar el error de cero (offset), la pendiente (span) y el error lineal (alinealidad).

$$Offset = -0,48 mA$$

$$Span = 1,79$$

$$Lin = \frac{\max_i (|I_{e2i} - Lin_i|)}{(I_{e2max} - I_{e2min})} = 3,9\%$$

La figura 7 muestra su representación gráfica de las columnas 1, 2 y 3 de la tabla 1 y en la figura 8 se representa

el error de linealidad correspondiente a la columna 4 de la tabla 1.

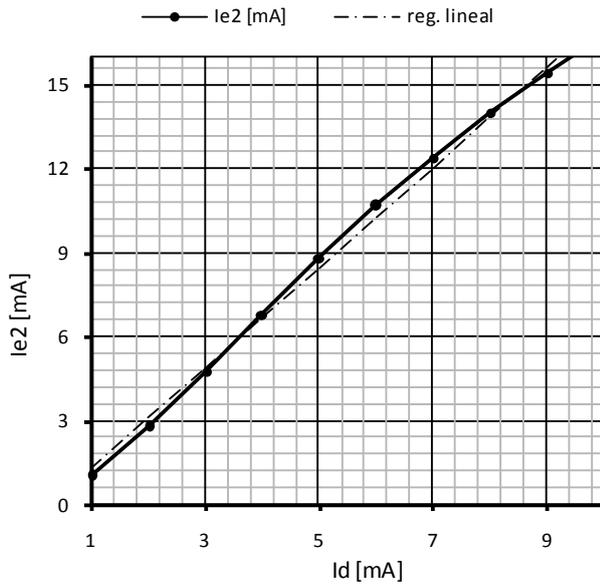


Fig. 7: I_{e2} vs I_d correspondiente a la tabla 1 y su regresión lineal.

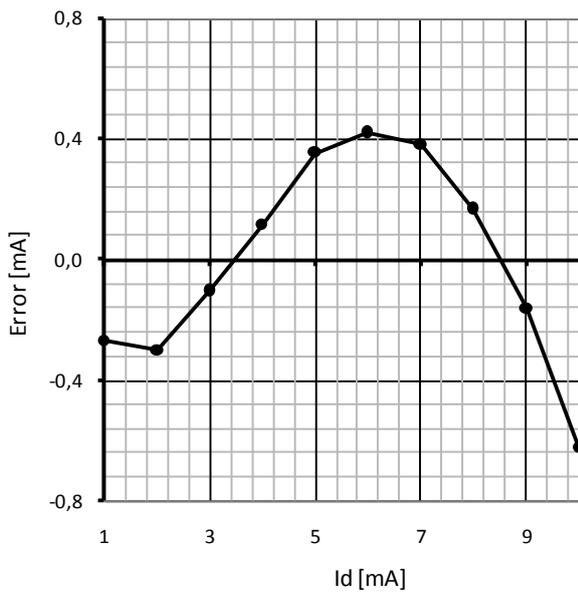


Fig. 8: error de linealidad en I_{e2} vs I_d correspondiente a la tabla 1.

De igual manera, para el CI3a obtenemos

$$Offset = 0,51 \text{ mA}$$

$$Span = 1,42$$

$$Lin = \frac{\max_i (|I_{e2i} - Lin_i|)}{(I_{e2max} - I_{e2min})} = 1,2\%$$

Comparando los valores de offset, span y alinealidad del módulo CI2a con los correspondientes al CI3a, notaremos la implicancia del recambio de un dispositivo por otro en la lectura de la señal entregada por el sensor.

En mediciones de precisión, tales como la medición dimensional o posicional a través de sondas LVDT estas pueden ser importantes. Aun cuando el offset y el

span pueden ser ajustados, esto requiere, por una parte, de la intervención de personal calificado y por otra, aumenta el tiempo de máquina detenida. Además, el error lineal que introduce el dispositivo, se adiciona a las características propias del sensor afectando la exactitud del sistema.

SOLUCIONES PROPUESTAS

A continuación se ofrecerán dos configuraciones de interfaz optoacoplada que tienen por objeto reducir los efectos que introduce la variabilidad de k .

Configuración I

El circuito de la figura 9 incorpora una realimentación negativa. La corriente en el diodo de retroalimentación es la misma que circula por el diodo de la etapa de aislación.

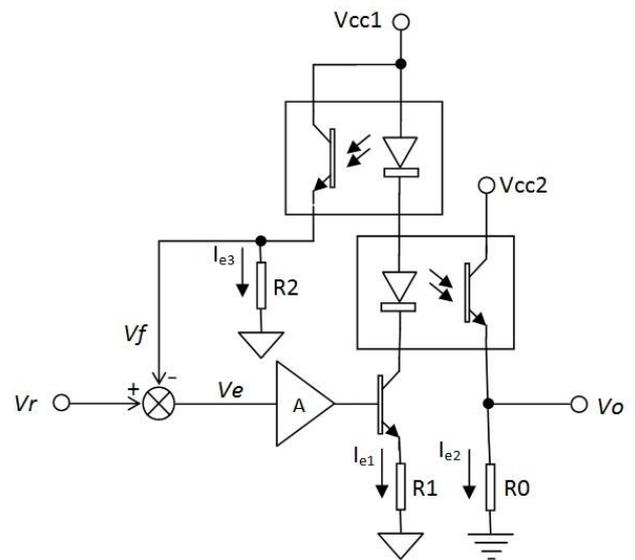


Fig. 9: Realimentación negativa para compensar variabilidad de k .

La función de transferencia H será (ver apéndice)

$$\frac{V_o}{V_r} = H = k_1 A \frac{R_0/R_1}{1 + k_2 A R_2/R_1}$$

Si se elige A lo suficientemente grande como para que se cumpla que

$$1 \ll k_2 \frac{R_2}{R_1} A$$

Tendremos que

$$\frac{V_o}{V_r} = H \approx \frac{R_0 k_1}{R_2 k_2}$$

Implementación y pruebas

Se implementó el sistema haciendo $R_0 = R_1 = R_2 = 1k\Omega$.

Para realizar la diferencia de señales se utilizaron amplificadores operacionales (LF347) y se estableció una ganancia de lazo $A = 50$ ya que valores superiores no mostraron resultados mejores. Con el fin de eliminar inestabilidades de alta frecuencia, se colocó un capacitor de 10nF en paralelo con la resistencia de realimentación en la etapa de ganancia. Se efectuaron mediciones con 4 integrados CNY74-4, para determinar la función de

transferencia H para cada uno de ellos en el rango de variación de V_r de 1 a 10 V y se obtuvieron los valores que se presentan en la tabla 2.

TABLA 2: VARIABILIDAD DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA EN FUNCIÓN DE LA TENSIÓN DE ENTRADA PARA 4 INTEGRADOS CNY74-4.

V_r	H_1	H_2	H_3	H_4
1	0,972	0,938	0,941	1,017
2	0,962	0,933	0,942	1,016
3	0,956	0,934	0,944	1,016
4	0,953	0,933	0,945	1,016
5	0,950	0,933	0,946	1,016
6	0,949	0,935	0,947	1,016
7	0,949	0,935	0,947	1,016
8	0,947	0,937	0,948	1,015
9	0,947	0,939	0,949	1,014
10	0,946	0,942	0,950	1,014

Puede notarse la estabilidad y proximidad a 1 de los valores obtenidos.

La figura 10 muestra la representación gráfica de la tabla 1.

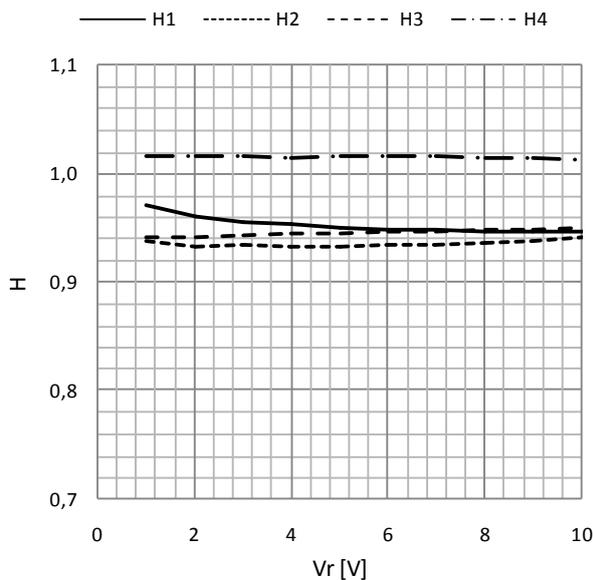


Fig. 10: Función de transferencia vs V_r correspondiente a la tabla 2.

TABLA 3: MEDICIONES OBTENIDAS PARA LA INTERFAZ REALIMENTADA CON EL CI2.

V_r	V_o	Err	Lin	$Err\ lin$
1	0,938	-0,062	0,918	0,020
2	1,866	-0,134	1,859	0,007
3	2,803	-0,197	2,800	0,003
4	3,732	-0,268	3,741	-0,009
5	4,666	-0,334	4,682	-0,016
6	5,609	-0,391	5,623	-0,014
7	6,548	-0,452	6,565	-0,017
8	7,496	-0,504	7,506	-0,010
9	8,447	-0,553	8,447	0,000
10	9,424	-0,576	9,388	0,036

En la tabla 3 se presentan los valores de la tensión de salida V_o obtenidos con el integrado CI2 del CNY74-4, para valores de V_r comprendidos en el rango de 1 a 10 V. La columna 4 contiene la regresión lineal por mínimos cuadrados y la columna 5 el error de linealidad. La figura 11 representa las gráficas de la columna 2 y 4, y la figura 12 la correspondiente a la columna 5.

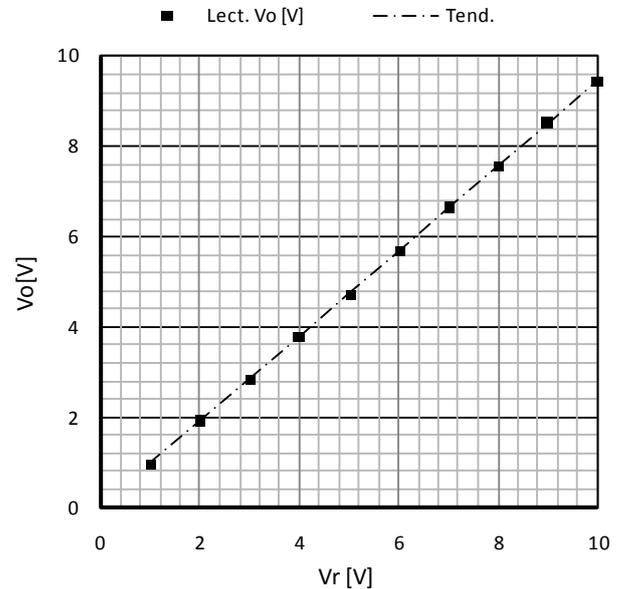


Fig. 11: V_o vs V_r correspondiente a la tabla 3 y su regresión lineal.

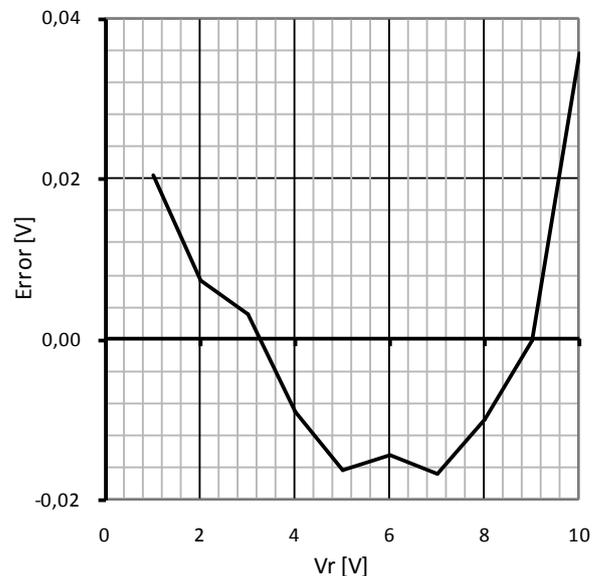


Fig. 12: Error de linealidad correspondiente a la tabla 3.

$$Offset = -0,02\ V$$

$$Span = 0,95$$

$$Lin = \frac{\max_i (|V_{oi} - Lin_i|)}{(V_{omax} - V_{omin})} = 0,42\%$$

Puede notarse la reducción del offset y la proximidad a la unidad del span en comparación con los valores obtenidos

para este mismo integrado en la tabla 1. Adicionalmente, la linealidad ha mejorado en un factor de 10.

Configuración II

El circuito de la figura 13, introduce una realimentación negativa, pero la diferencia con el anterior es que en este caso, la realimentación se obtiene a partir de la corriente del circuito de salida.

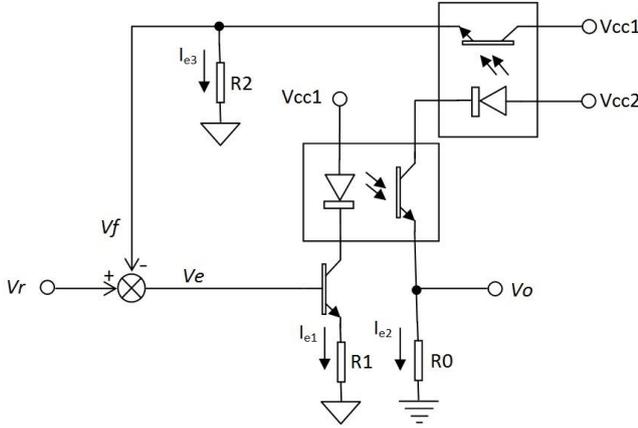


Fig. 13: Realimentación negativa para compensar variabilidad de k .

A partir de este esquema, se puede obtener la función de transferencia H (ver apéndice) como:

$$\frac{V_o}{V_r} = H = k_1 \frac{R_0/R_1}{1+k_1k_2R_2/R_1}$$

En donde k_1 y k_2 representan las transconductancias de los opto acopladores de aislación y de retroalimentación respectivamente.

Si observamos detenidamente las gráficas de las figuras 5 y 6 (de las páginas 2 y 3), notaremos que, para un mismo integrado, las curvas de las trasconductancias tienen aproximadamente el mismo andar en el rango de I_d . Este comportamiento nos permite definir

$$k = \frac{k_1+k_2}{2} \quad \text{y} \quad \Delta = k_2 - k_1$$

De este modo tendremos que

$$k_1 = k - \frac{\Delta}{2} \quad \text{y} \quad k_2 = k + \frac{\Delta}{2}$$

Y si suponemos que $\frac{\Delta}{2} \ll k$

$$\frac{V_o}{V_r} = H = k \frac{R_0/R_1}{1 + k^2 R_2/R_1}$$

El término k^2 en el denominador, inhibe la intención inmediata de utilizar un control proporcional con alta ganancia. En efecto si supusiéramos la presencia de un amplificador de error con una ganancia A , para controlar la corriente I_{e1} y A fuera lo suficientemente alto como para que se cumpliera la condición $Ak^2 R_2/R_1 \gg 1$ (para todos los valores posibles de k), la función de transferencia resultaría inversamente proporcional a k . En consecuencia, la realimentación simplemente hubiera invertido la dependencia respecto de k .

Una forma muy útil de presentar la expresión anterior es la siguiente (ver apéndice):

$$\frac{V_o}{V_r} = H = k \frac{R_0/R_1}{1 + k^2 R_2/R_1} = 2 \frac{H_{max}}{k_h} \frac{k}{1 + (k/k_h)^2}$$

Donde:

$$k_h^2 = \frac{R_1}{R_2} \quad 2 \frac{H_{max}}{k_h} = \frac{R_0}{R_1}$$

H_{max} : representa el máximo valor que tendrá la función de transferencia $H(k)$ en el rango de variación de k .

k_h : es el valor de k para el cual $H(k) = H_{max}$.

En otras palabras $H_{max} = H(k_h)$. Por lo tanto H_{max} y k_h son variables de ajuste posicional de la curva $H(k)$, la cual describe la dependencia de la función de transferencia respecto de k .

Si hacemos $H_{max} = 1,1$ y $k_h = 1,5$ obtendremos una tabla 4, en la cual se presenta $H(k)$, para distintos valores dentro del rango de variación de k . La representación gráfica se muestra en la figura 14.

TABLA 4: VARIABILIDAD DE LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA EN FUNCIÓN DE LA TRANSCONDUCTANCIA DEL SISTEMA REALIMENTADO.

k	H_a
0,5	0,816
1	0,693
1,5	0,530
2	0,419
2,5	0,344
3	0,291
3,5	0,252
4	0,221
4,5	0,197
5	0,178
5,5	0,162
6	0,149

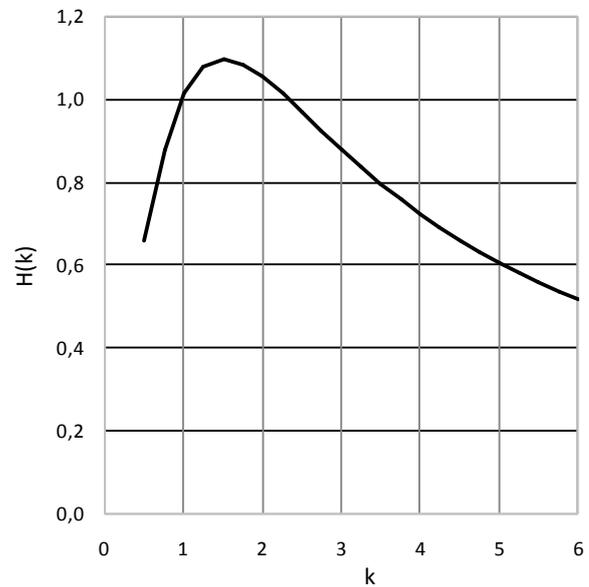


Fig. 14: Función de transferencia a lazo cerrado (prevista), en función de la transconductancia.

La figura 14 nos permite ver que el rango de variación de H tiene un máximo de 1,1 para $k = 1,5$ y un mínimo de 0,5 para $k = 1,5$.

Aunque esta variación es mucho menor que la que obteníamos con el sistema sin realimentación (k podría tener una variación de 12 veces), continúa siendo importante (H está variando más del doble), ya que lo que deseáramos es que $H = 1$ en todo el rango de variación

posible de k , para el factor de proporcionalidad entre la entrada y la salida no se modifique.

Aún cuando en las mediciones realizadas sobre los integrados disponibles, no se han encontrado valores de k superiores a 2, resulta conveniente acogernos a las especificaciones del fabricante y asumir que podrían ser hallados ($k= 3, 4, 5$ ó 6).

Entonces, para que el control incluya esta posibilidad, adicionemos una segunda realimentación, como se muestra en la figura 15.

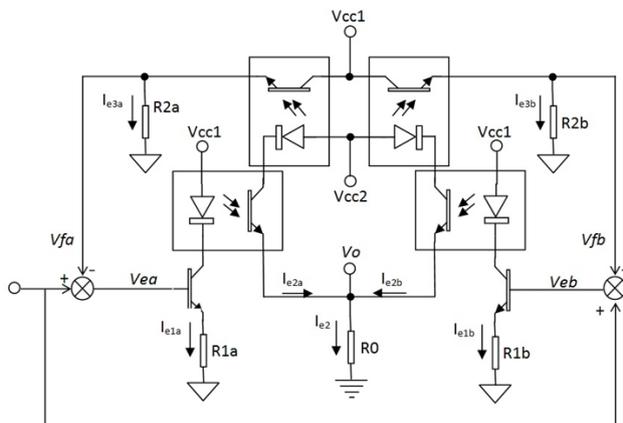


Fig. 15: Segunda realimentación para compensar variabilidad de k

Procediendo de la misma manera que antes, se obtiene:

$$\frac{V_o}{V_r} = H_a + H_b = 2 \frac{H_{maxa}}{k_{ha}} \frac{k}{1+(k/k_{ha})^2} + 2 \frac{H_{maxb}}{k_{hb}} \frac{k}{1+(k/k_{hb})^2}$$

Donde

$$k_{ha}^2 = \frac{R_{1a}}{R_{2a}} \quad 2 \frac{H_{maxa}}{k_{ha}} = \frac{R_{0a}}{R_{1a}}$$

$$k_{hb}^2 = \frac{R_{1b}}{R_{2b}} \quad 2 \frac{H_{maxb}}{k_{hb}} = \frac{R_{0b}}{R_{1b}}$$

Si hacemos

$$k_{ha} = 0,6 \quad H_{maxa} = 0,9$$

$$k_{hb} = 6 \quad H_{maxb} = 0,8$$

y damos valores a k entre 0,5 y 6 obtendremos la tabla 5.

TABLA 5: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA ESPERADA EN FUNCIÓN DE LA TRANSCONDUCTANCIA DEL SISTEMA CON DOBLE REALIMENTACIÓN.

k	H_a	H_b	$H_a + H_b$
0,5	0,816	0,162	0,979
1	0,693	0,315	1,008
1,5	0,530	0,451	0,981
2	0,419	0,566	0,985
2,5	0,344	0,656	1,000
3	0,291	0,724	1,014
3,5	0,252	0,770	1,022
4	0,221	0,800	1,021
4,5	0,197	0,815	1,013
5	0,178	0,820	0,998
5,5	0,162	0,816	0,979
6	0,149	0,807	0,956

La columna 4 de la tabla 5, nos muestra como el comportamiento de H_a y H_b tiende a compensarse haciendo

que la suma de ambas se mantenga estable y próxima al valor 1.

La figura 16 nos muestra el efecto antes mencionado de manera gráfica.

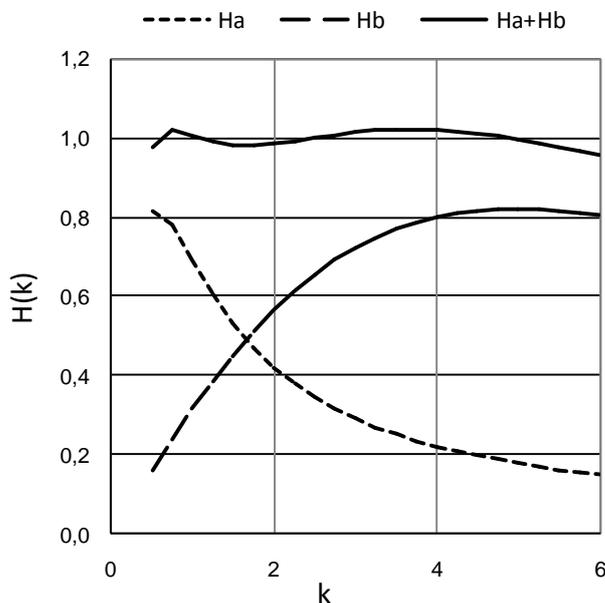


Fig. 16: Función de transferencia (prevista) con dos realimentaciones, en función de la transconductancia

Es importante hacer notar la acción sectorizada de cada una de las realimentaciones y de que su efecto combinado es consecuencia de su ajuste posicional a través de las variables $k_{ha}, H_{maxa}, k_{hb}, H_{maxb}$.

Implementación y pruebas

En el apéndice puede verse el diagrama esquemático correspondiente a la implementación del sistema de opto acoplamiento con doble realimentación.

Para realizar la diferencia de señales se utilizaron amplificadores operacionales (LF347).

En la tabla 6 se presentan los valores de la función de transferencia H para valores de V_r de 1 a 10 V, obtenidos con 4 integrados CNY74-4.

TABLA 6: FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA OBTENIDA EN FUNCIÓN DE LA TENSIÓN DE ENTRADA PARA 4 INTEGRADOS CNY74-4.

V_r	H_1	H_2	H_3	H_4
1	1,070	1,043	1,062	1,089
2	1,038	1,008	1,037	1,069
3	1,022	1,001	1,018	1,049
4	1,016	1,001	1,005	1,037
5	1,012	1,004	0,998	1,031
6	1,010	1,006	0,994	1,026
7	1,009	1,008	0,991	1,023
8	1,009	1,011	0,990	1,022
9	1,008	1,012	0,988	1,021
10	1,009	1,013	0,988	1,018

Puede observarse la estabilidad y proximidad al valor 1 para los 4 dispositivos ensayados.

La gráfica correspondiente a la tabla 6 se presenta en la figura 17.

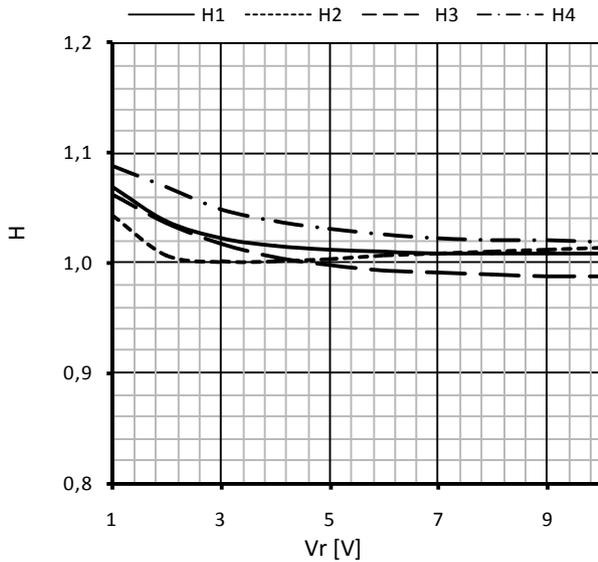


Fig. 17: Función de transferencia (real) en el sistema con dos realimentaciones para 4 integrado CNY74-4

Para analizar el comportamiento de la señal de salida, en la tabla 7 se presentan las mediciones obtenidas con el integrado CI2.

TABLA 7: MEDICIONES OBTENIDAS PARA LA INTERFAZ CON DOBLE REALIMENTACIÓN CON CI2.

V_r	V_o	Err	Lin	Err lin
1	1,043	0,04	0,99	0,05
2	2,015	0,02	2,01	0,01
3	3,004	0,00	3,02	-0,02
4	4,005	0,00	4,03	-0,03
5	5,018	0,02	5,04	-0,03
6	6,037	0,04	6,06	-0,02
7	7,059	0,06	7,07	-0,01
8	8,085	0,09	8,08	0,00
9	9,109	0,11	9,09	0,01
10	10,133	0,13	10,11	0,03

Siguiendo el mismo análisis realizado para el caso de las tablas 1 y 3, a partir de los datos de la tabla 7, puede determinarse:

$$\text{Offset} = -0,02 \text{ mA}$$

$$\text{Span} = 1,01$$

$$\text{Lin} = \frac{\max_i (|V_{oi} - Lin_i|)}{(V_{omax} - V_{omin})} = 0,53\%$$

Puede notarse la reducción del offset y la proximidad a la unidad del span en comparación con los valores obtenidos para este mismo integrado en la tabla 1. Adicionalmente, la linealidad ha mejorado en un factor de 7.

La figura 18 muestra la representación gráfica de la tensión de salida V_o vs la de entrada V_r y en línea de puntos la regresión lineal. Obsérvese la poca diferenciación entre

ambas. La figura 19 representa el error lineal en todo el rango de variación de V_r .

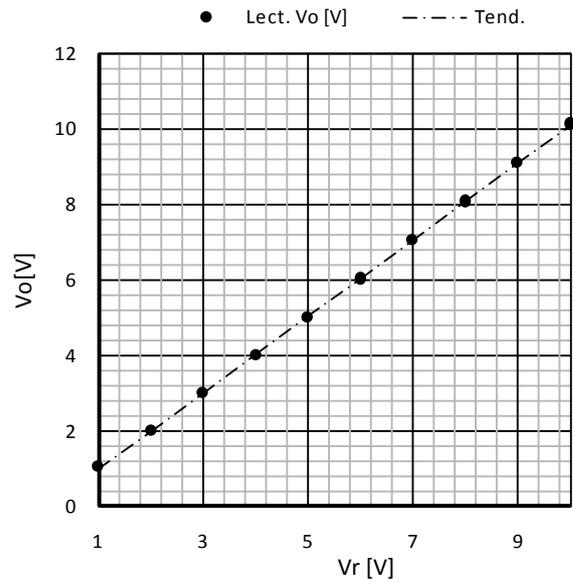


Fig. 18: V_o vs V_r correspondiente a la tabla 7 y su recta de regresión lineal.

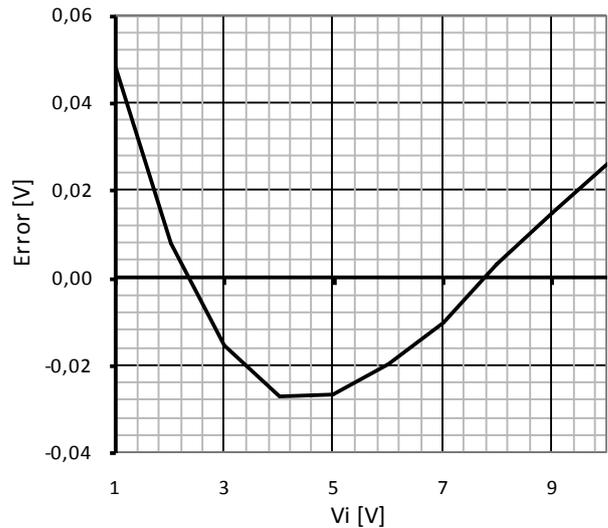


Fig. 19: Error de linealidad en V_r correspondiente a la tabla 7.

CONCLUSIONES

Se ha mostrado que la aislación galvánica por opto acoplamiento directo para señales de tipo continuo, introduce variaciones de offset, span y errores de linealidad que podrían afectar la medición de una magnitud dada y se han ofrecido 2 configuraciones diferentes de interfaz como propuesta superadora.

La primera configuración utiliza un control proporcional con una ganancia de 50 y se obtuvo estabilidad en el offset y el span y una mejora en la linealidad de la interfaz.

La segunda configuración, introduce la realimentación a partir de la corriente del circuito de salida. En este caso, la

técnica de control proporcional con alta ganancia no resulta satisfactoria y se ha propuesto un modelo que define variables de posicionamiento, de manera tal que, ajustando adecuadamente parámetros del circuito, compensa las variabilidades previstas dentro de un rango amplio. Este modelo también ofrece estabilidad en el offset y el span y como el anterior muestra una mejora importante en la linealidad. Algo interesante de destacar de este modelo, en relación al primero, es que el hecho de tomar la realimentación en el circuito de salida permite el control de acoplamiento distante. En efecto, piénsese que entre el circuito de salida y el de entrada de la interfaz existiera un enlace con fibra óptica, las pérdidas de señal dentro del rango de regulación del sistema, producidas con la distancia, serían tratadas como reducciones de transconductancia, en consecuencia, compensadas.

APÉNDICES

Demostraciones

Obtención de la función de transferencia en lazo cerrado del circuito de la figura 9:

$$V_o = R_0 I_{e2} = R_0 k_1 I_{e1} = R_0 k_1 \frac{AV_e}{R_1} = R_0 k_1 A \frac{V_r - V_f}{R_1}$$

$$V_o = R_0 k_1 A \frac{V_r}{R_1} - R_0 k_1 A \frac{I_{e3} R_2}{R_1}$$

$$V_o = R_0 k_1 A \frac{V_r}{R_1} - R_0 k_1 A k_2 \frac{I_{e1} R_2}{R_1}$$

$$V_o = R_0 k_1 A \frac{V_r}{R_1} - V_o A k_2 \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_o = R_0 k_1 A \frac{V_r}{R_1} \frac{1}{1 + A k_2 R_2 / R_1}$$

$$\frac{V_o}{V_r} = k_1 A \frac{R_0}{R_1} \frac{1}{1 + A k_2 R_2 / R_1}$$

Obtención de la función de transferencia en lazo cerrado del circuito de la figura 13:

$$V_o = R_0 I_{e2} = R_0 k_1 I_{e1} = R_0 k_1 \frac{V_e}{R_1} = R_0 k_1 \frac{V_r - V_f}{R_1}$$

$$V_o = R_0 k_1 \frac{V_r}{R_1} - R_0 k_1 \frac{I_{e3} R_2}{R_1} = R_0 k_1 \frac{V_r}{R_1} - R_0 k_1 k_2 \frac{I_{e2} R_2}{R_1}$$

$$V_o = R_0 k_1 \frac{V_r}{R_1} - k_1 k_2 \frac{V_o R_2}{R_1}$$

$$V_o = \frac{k_1 R_0 / R_1}{1 + k_1 k_2 R_2 / R_1} V_r$$

$$\frac{V_o}{V_r} = \frac{k_1 R_0 / R_1}{1 + k_1 k_2 R_2 / R_1} = H$$

Obtención de las variables de posicionamiento H_{max} y k_h :

$$H = k \frac{R_0 / R_1}{1 + k^2 R_2 / R_1}$$

El término de k en el numerador nos indica que cuando k tiende a cero, H también tenderá a cero. Por otra parte, el término k^2 en el denominador, nos indica que si k tiende a hacerse infinito, H tenderá a cero. Como $H > 0$, habrá un valor de k que hará máximo el valor de H .

$$\frac{dH}{dk} = \frac{R_0 / R_1}{1 + k^2 R_2 / R_1} - \frac{2k^2 R_0 R_2 / R_1^2}{(1 + k^2 R_2 / R_1)^2}$$

$$\frac{dH}{dk} = \frac{R_0}{R_1} \frac{1 - k^2 R_2 / R_1}{(1 + k^2 R_2 / R_1)^2}$$

El valor de k que hará máximo H es el que cumple

$$1 - k^2 R_2 / R_1 = 0$$

De donde se obtiene

$$k_h = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}$$

Y reemplazando en la expresión de H

$$H_{max} = \frac{R_0}{2R_1} k_h = \frac{R_0}{2\sqrt{R_1 R_2}}$$

AGRADECIMIENTOS

Las mediciones necesarias para la caracterización del CNY74-4 fueron realizadas en el Centro de Investigaciones Acústicas y Luminotécnicas, dependiente de la Facultad de Arquitectura Urbanismo y Diseño de la Universidad Nacional de Córdoba. Agradezco a los directivos de esa institución, el permitirme utilizar las instalaciones y el instrumental para completar este estudio.

REFERENCIAS

- [1] TEMIC TELEFUNKEN microelectronic. (1995), CNY74-2 / CNY74-4 Multichannel Optocoupler with Phototransistor Output.
- [2] HEWLETT PACKARD HCN200 / HCN201 High-Linearity Analog Optocouplers.
- [3] Vishay Semiconductors(2011), IL300 Linear Optocoupler, High Gain Stability, Wide Bandwidth.