

Titulo: Filtro anti-alias del conversor analógico-digital

version 0.2

15 de marzo de 2014

autor: Francisco Luis Zurita

## 1 Introducción

En este informe se presenta el filtro anti-alias a usar en cada canal de entrada de tensión analógica previo al conversor AD del proyecto de adquisición de señales de un banco de motores.[1][2][3]

1. El texto debe tener continuidad lógica, debe tener además las justificaciones teóricas y la referencias deben ser precisas.
2. Los gráficos deberían tener grilla de fondo para constatar lo que se dice en el texto.
3. Si el retardo de grupo no se puede medir, obiarlo
4. No hay una sola mención respecto a la diferencia entre los valores de los componentes calculados y los utilizados.
5. La impedancia de entada del ADC no es 10M (debe andar en el orden de los Kohms), y falta la punta a la salida.
6. Aclarar qué rise-time se está tomando.
7. La respuesta al escalón se debe mostrar hasta la zona donde se estabiliza la respuesta; si esto no permite apreciar el retardo se debería incluir una figura adicional con el detalle.
8. Se observa que el escalón que excita al filtro tiene una pendiente ascendente en la zona supuestamente plana (?)
9. El prototipo debería ir junto con la simulación, no como una cosa aparte.
10. Las referencias se citan como autor, título, publicación, año. Los links deberían tener una fecha de "última visita".
11. El banco de medición debería ilustrarse con un diagrama que muestre la disposición de las distintas partes.

## 2 Especificaciones

[4]

La frecuencia de muestreo del ADC es de  $250kSPS$ , por lo que la frecuencia donde comienza de la banda de atenuación se sitúa en  $125kHz$ . Como el rango de entrada es de  $20V$  ( $\pm 10V$ ) y la salida de 16 bits, la mitad del bit menos significativo tiene una amplitud de  $LSB/2 = 20V/(2 * 65536) = 152\mu V$ . Se ubica la frecuencia de corte en  $25kHz$ . De esta forma, dejamos pasar hasta por lo menos la quinta armónica de señal de frecuencia. La SNR ideal para un sistema de 16bits es  $SNR = 6.02N + 1.76dB = 98.08dB$ . [9] Semejante atenuación necesita un filtro de alto orden, o mucha banda de transición con un filtro de bajo orden.

### 3 Diseño

[6][7][8]

Como la frecuencia de corte es  $25\text{kHz}$  y la frecuencia de la banda de atenuación es  $125\text{kHz}$ , ambas frecuencias están a menos de una década de distancia. Como cada polo provoca una caída de  $20\text{dB/decada}$ , se fija el orden del filtro en 8. Dado que se pretende una banda de paso plana, sin ripple, se elige un filtro tipo Butterworth.[5]

El filtro se implementará con topología Multiple Feedback (MFB) ya que tiene mejor respuesta en alta frecuencia que la topología Sallen-Key y es menos sensible a las variaciones de los componentes pasivos.

Utilizando el eDesign Suite de ST,[15] diagramamos el circuito y determinamos los valores de los componentes pasivos a utilizar. Determinamos que los resistores tengan 1% de tolerancia y los capacitores 5% ya que se consiguen en el mercado local.

El circuito resultante se muestra en la figura 1.

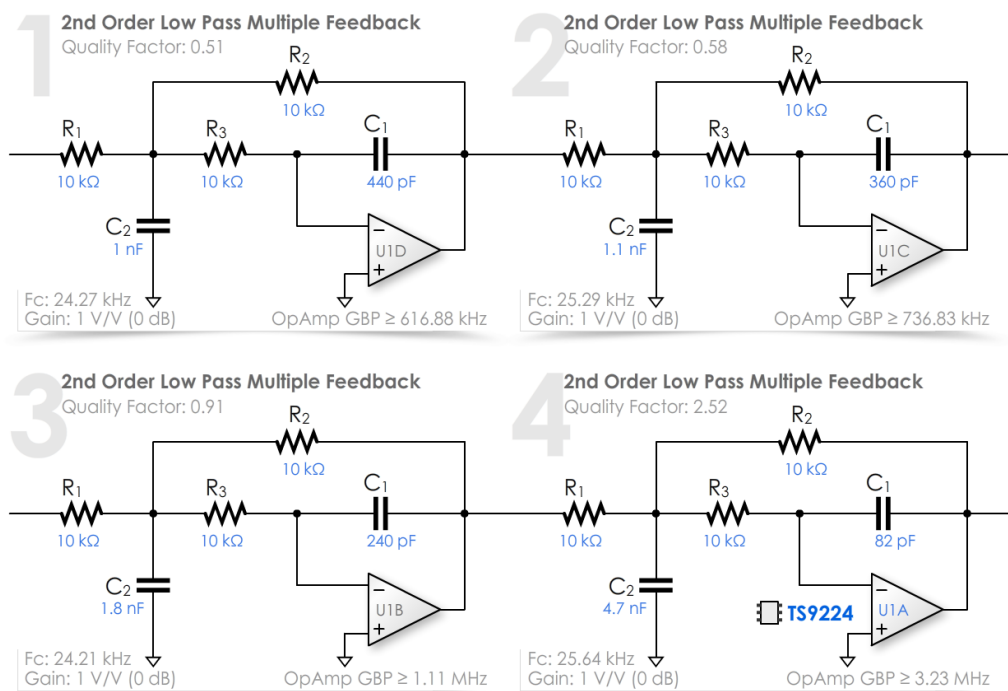


Figure 1: Esquemático

### 3.1 Componentes activos

[10][12][13][14]

Para elegir el amplificador operacional a utilizar, se usan dos criterios principales:

- El producto Ganancia-Ancho de Banda (GBWP)
- El Slew Rate

En la configuración MFB, el GBWP se calcula como  $100(-A_c + 1)f_c$  (con  $A_c$  la ganancia en lazo cerrado del MFB, en este caso,  $A_c = -1$ ). Por lo tanto,  $GBWP \geq 5MHz$ .

$$SR \geq 2\pi V_{pp}f_c = 2\pi 20V 25kHz = 3.14V/\mu s$$

El TL072 cumple con estos requerimientos pues tiene  $GBWP = 5MHz$  y  $SR = 13$ . Se elige la versión TL074 en el encapsulado SOIC-14 que permite implementar el filtro completo con un solo integrado minimizando el área de la placa impresa.

## 4 Análisis de Ruido a Temperatura Ambiente

Reconocemos tres regiones en el espectro del ruido que afecta a un filtro pasabajos:

- Ruido rosado o  $1/f$
- Ruido blanco
- Filtro pasabajos

La hoja de datos nos dice que la densidad de ruido de tensión total en  $V_{rms}$  es:

$$e_n = 4.5nV/\sqrt{Hz}$$

Y que la densidad de ruido de corriente es de:  $i_n = 0.5pA/\sqrt{Hz}$

Nuestro rango de operación es de  $25kHz$ , entonces, el ruido a la salida se calcula como

$$e_o = e_n\sqrt{25kHzG} = 0.71uVrms$$

$i_o = i_n\sqrt{kHzR_{eq}} = 1.58uVrms$  (por etapa) Donde  $R_{eq}$  es la resistencia equivalente vista desde la entrada del operacional.

Finalmente calculamos el ruido incorporado por los resistores. Los resistores incorporan ruido térmico,  $e_r = \sqrt{4kTR_{eq}f_c}$  donde  $k$  es la constante de Boltzmann y  $T = 300K$ .

Cada etapa incorpora:  $\sqrt{4 \cdot 1.38 \cdot 10^{-23} 300K 25kHz 10k\Omega} = 2.04uVrms$

Calculamos el ruido rms para cada etapa:

$$(e_n)^2 = (0.71uV)^2 + (1.58uV)^2 + (2.04uV)^2 = 7.16uV^2$$

Finalmente calculamos al ruido a la salida

$$N = \sqrt{(e_1)^2 + (e_2)^2 + (e_3)^2 + (e_4)^2} = 14.32uVrms$$

Para tener el ruido  $N_{pp}$  a la salida, se lo puede estimar multiplicando el rms por 6.[11]

$$N_{pp} = 85.92uV_{pp}$$

Como  $LSB/2 = 20V/(2 * 65536) = 152uV$ , el ruido no tiene amplitud suficiente para taparlo.

## 5 Simulación y Medición

### 5.1 Esquemático del Filtro

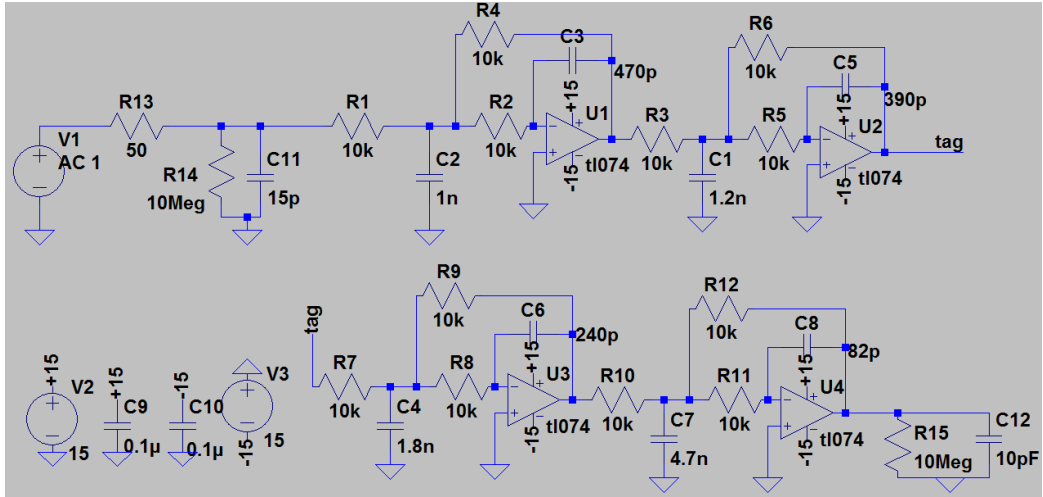


Figure 2: Esquemático del filtro

El generador de funciones se modela como una fuente  $V_1$  en serie con su resistencia interna. Los efectos de carga del conjunto punta-osciloscopio están modelados como la resistencia  $R_{14}$  en paralelo con una capacidad  $C_{11}$ . El efecto de carga de la entrada del convertor a la salida del filtro se obtiene de la siguiente manera:

- 1) La hoja de datos indica una capacitancia de  $10pF$  a la entrada del convertor. Esta representada en el esquemático como  $C_{12}$
- 2) La resistencia se obtiene usando la indicación de corriente máxima de fuga del convertor y junto con la tensión máxima a la entrada del convertor, se estima la resistencia.  $R = V/I = 10V/1\mu A = 10M\Omega$ . Se la simboliza en el esquemático como  $R_{15}$ .

## 5.2 Valores de los componentes pasivos

Resistores			
Valor	Tolerancia	Cantidad	Referencia
$10k\Omega$	1%	8	$R_{1,...,8}$
Capacitores			
Valor	Tolerancia	Cantidad	Referencia
82pF	5%	1	$C_8$
240pF	5%	1	$C_6$
390pF	5%	1	$C_5$
470pF	5%	1	$C_3$
1nF	5%	1	$C_2$
1.2nF	5%	1	$C_1$
1.8nF	5%	1	$C_4$
4.7nF	5%	1	$C_7$
$0.1\mu F$	5%	2	$C_{9,10}$

## 5.3 Banco de Medición

Banco de Medición:

- Fuente de Tensión Fair FR-305A 0 – 30V
- Fuente de Tensión Zurich DF1730SB5A 0 – 30V
- Osciloscopio Fluke 192B 60MHz, 500MS/s  
Sensibilidad 2mV - 100V/div  
Rango de la base de tiempos: 10 ns - 2 min/div
- Punta Fluke VP200 10:1 200MHz, 1.000 V CAT II/600 V CAT III  
(EN61010-1)
- Generador de Funciones Hing Chang Sweep 9205  
Frecuencia: 0.02Hz a 2MHz 7 rangos  
Precisión:  $\pm 5\%$  (20KHz),  $\pm 8\%$  (2MHz)

Rise-time del conjunto generador-punta-osciloscopio: 56.8ns.

## 5.4 Imágenes

¡Reservado para foto!

## 5.5 Respuesta en frecuencia

Se realizó un barrido de frecuencias discretas con una señal de entrada senoidal de  $10V$  pico, y alimentación de  $\pm 15V$ . A continuación mostramos los resultados medidos y superpuestos a los valores simulados. Luego de los  $50kHz$  el valor de la amplitud era muy bajo para poder seguir realizando mediciones.

Frec.(Hz)	Amplitud(V)	Fase(grados)	Frec.(Hz)	Amplitud(V)	Fase(grados)
1	10	0	4k	10	-47.52
2	10	0	5k	10	-61.2
3	10	0	6k	10	-75.6
4	10	0	7k	10	-88.2
5	10	0	8k	10	-100.8
6	10	0	9k	10	-113.4
7	10	0	10k	10.2	-126
8	10	0	11k	10.4	-134.64
9	10	0	12k	10.4	-146.88
10	10	0	13k	10.6	-163.8
20	10	0	14k	10.6	178.56
30	10	0	15k	10.8	165.6
40	10	0	16k	10.8	146.88
50	10	0	17k	11	133.56
60	10	0	18k	11	113.76
70	10	0	19k	10.8	93.24
80	10	0	20k	10.4	-72
90	10	0	21k	9.8	-52.92
100	10	0	22k	8.8	31.32
200	10	0	23k	7.6	12.24
300	10	0	24k	6.4	-25.92
400	10	-7.2	25k	5.2	-31.5
500	10	-7.2	26k	4	-56.16
600	10	-0.864	27k	3.6	-54.43
700	10	-1	28k	2.4	-88.7
800	10	-1.15	29k	2	-79.34
900	10	-12.96	30k	1.6	-95.04
1k	10	-11.52	40k	0.2	-167.04
2k	10	-24.48	50k	0.04	-169.2
3k	10	-38.88			



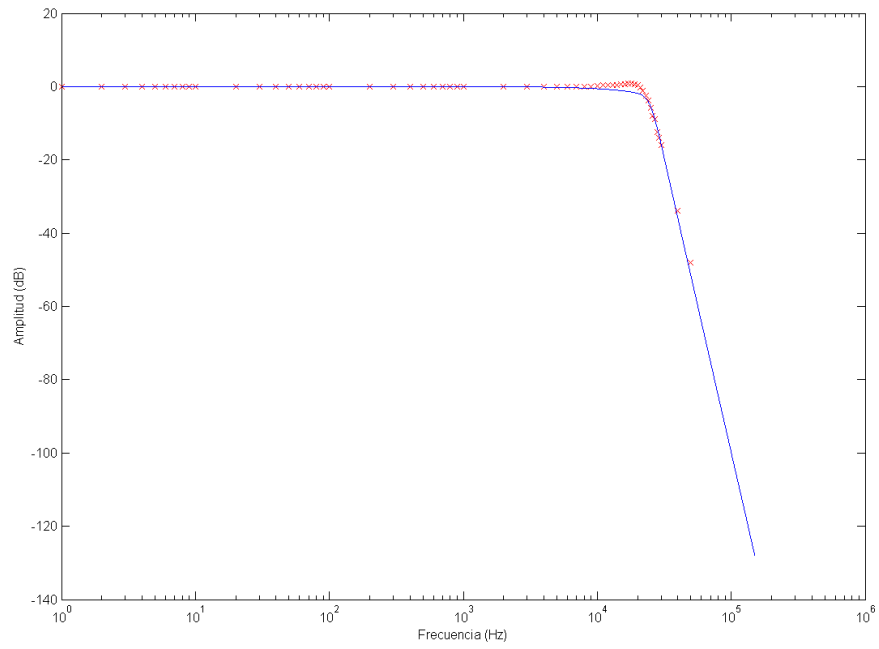


Figure 3: Respuesta en amplitud. Simulación (azul) y medición (rojo)

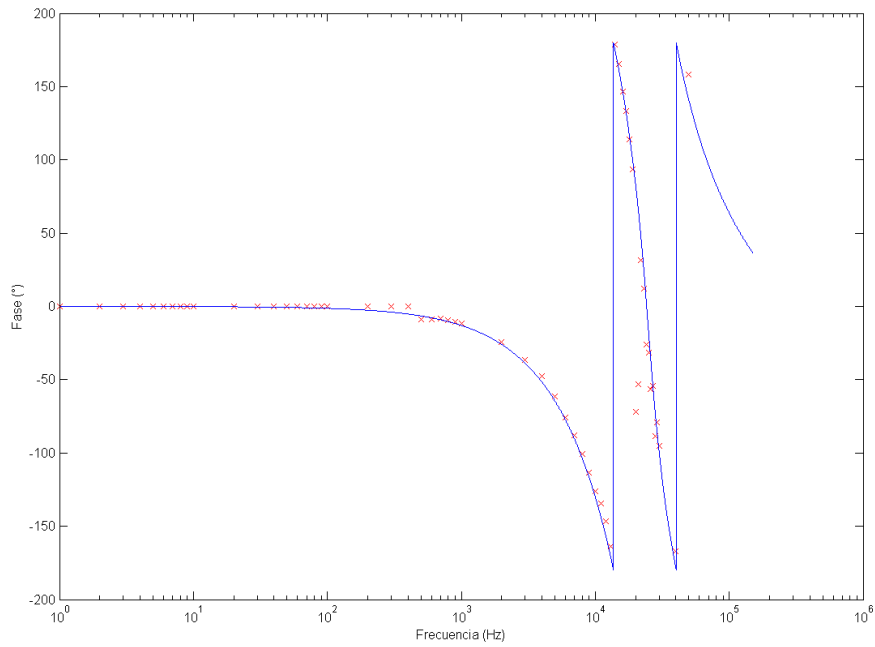


Figure 4: Respuesta en fase. Simulación (azul) y medición (rojo)

Se muestra también solo la simulación del retardo de grupo.

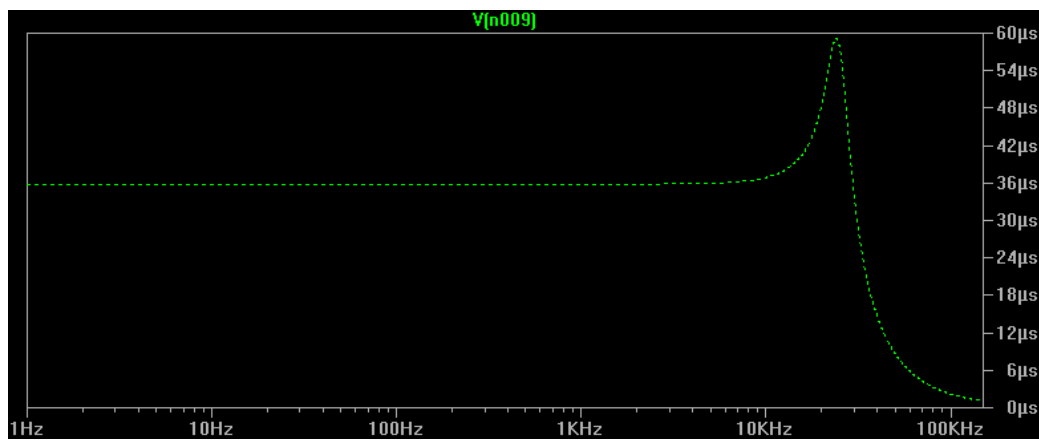


Figure 5: Retardo de grupo - Simulación

## 5.6 Respuesta al escalón

Se fija como entrada un pulso largo de  $-10V$  a  $10V$  y se mide el rise-time a la salida del filtro. En la simulación se definió el rise-time de la fuente como el valor de rise-time medido del conjunto. Se muestran los resultados comparando con la simulación.

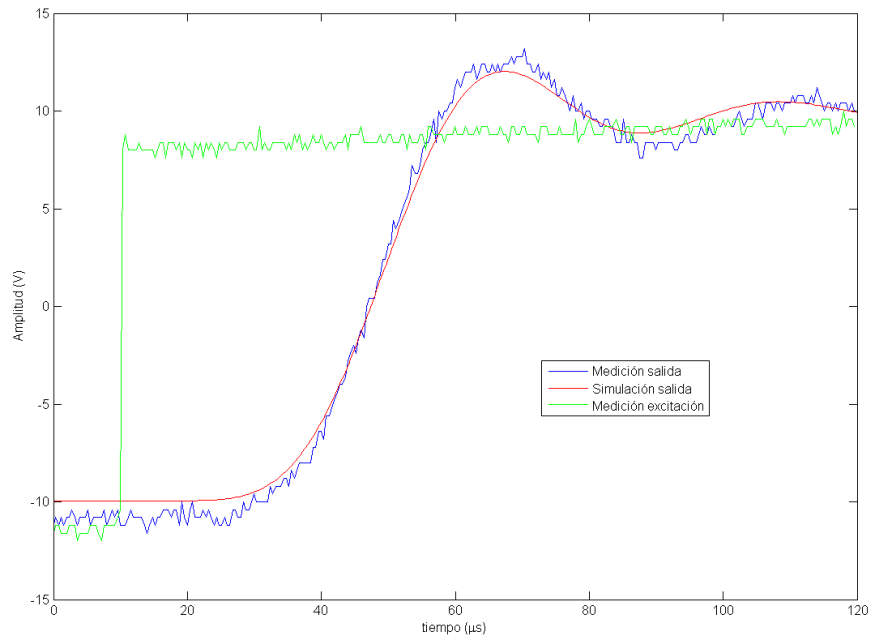


Figure 6: Respuesta al escalon. Simulación (rojo) y medición (azul)

Rise-time de la simulación:  $20.64\mu s$ .

Rise-time de la medición:  $20\mu s$ .

## 6 Prototipo

### 6.1 Esquemático

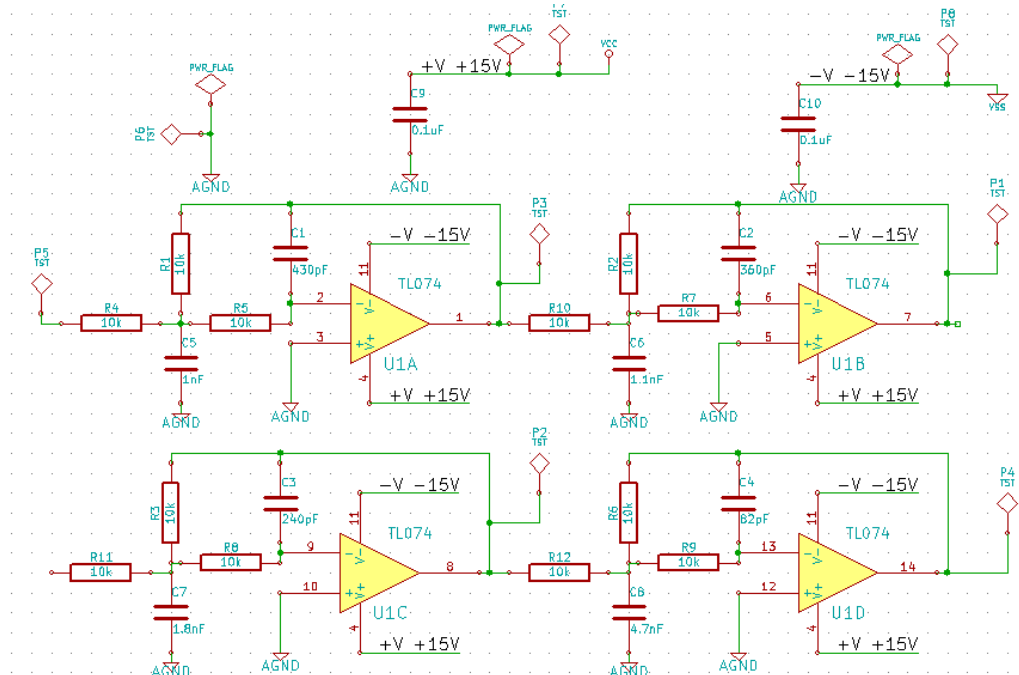


Figure 7: Esquematico

### 6.2 Imágenes

¡Reservado para foto!

## References

- [1] *Active Low-Pass Filter Design. Application Report SLOA049B*, Septiembre 2002, Jim Karki - Texas Instruments.
- [2] *Op Amps for Everyone. Application Report SLOD006B*, Agosto 2002, Ron Mancini - Texas Instruments.
- [3] <http://www.maximintegrated.com/app-notes/index.mvp/id/928>, Enero 2002, Maxim Integrated.
- [4] *Design and Implementation of Active Filter for Data Acquisition System*, Marzo 2009, Ms.Mya Thandar Kyu , Dr.Zaw Min Aung and Dr.Zaw Min Naing
- [5] *AN699 - Anti-Aliasing, Analog Filters for Data Acquisition Systems*, 1999, Bonnie Baker - Microchip Technology.
- [6] *Data Acquisition Handbook. 3rd ed*, 2012, Measurement Computing.
- [7] *The ABCs Of ADCs*, Septiembre 2009, Martin Mason - Electronic Design.
- [8] *Evaluation Board for 16-Bit, 6-Channel Simultaneous Sampling ADC - EVAL-AD7656*, Analog Devices.
- [9] *MT-001: Taking the Mystery out of the Infamous Formula, "SNR=6.02N + 1.76dB," and Why You Should Care*, 2009, Walt Kester - Analog Devices.
- [10] *Select the Right Operational Amplifier for your Filtering Circuits*, 2003, Bonnie C. Baker - Microchip Technology.
- [11] *Op-Amp Noise Calculation and Measurement*, 2005, Art Kay - Texas Instruments.
- [12] [http://www.google.com.ar/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&ved=0CCkQFjAA&url=ftp%3A%2F%2Fftp.ti.com%2Fpub%2Flinear\\_apps%2Fnoise%2520power%2520point%2F0p%2520Amp%2520Noise%2520Calc\\_Sim\\_Meas\\_TG92309.ppt&ei=fCUEU4S1NcedkQekwYGgDA&usg=AFQjCNGD7FopV9T7c1rdfjlpegkHed70ng&sig2=eNrNEmaMPMICADRHt0wPJg&bvm=bv.61535280,d.eW0](http://www.google.com.ar/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&ved=0CCkQFjAA&url=ftp%3A%2F%2Fftp.ti.com%2Fpub%2Flinear_apps%2Fnoise%2520power%2520point%2F0p%2520Amp%2520Noise%2520Calc_Sim_Meas_TG92309.ppt&ei=fCUEU4S1NcedkQekwYGgDA&usg=AFQjCNGD7FopV9T7c1rdfjlpegkHed70ng&sig2=eNrNEmaMPMICADRHt0wPJg&bvm=bv.61535280,d.eW0)
- [13] *Op Amps for Everyone SLOA082*, 2008, Texas Instruments.

[14] "*Rules*" of low noise amplifier, Novembre 2001, G. Hall.

[15] <http://www.st.com/edesignsuite>