

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]

## 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  $20\text{dB}/\text{decada}$ , 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.

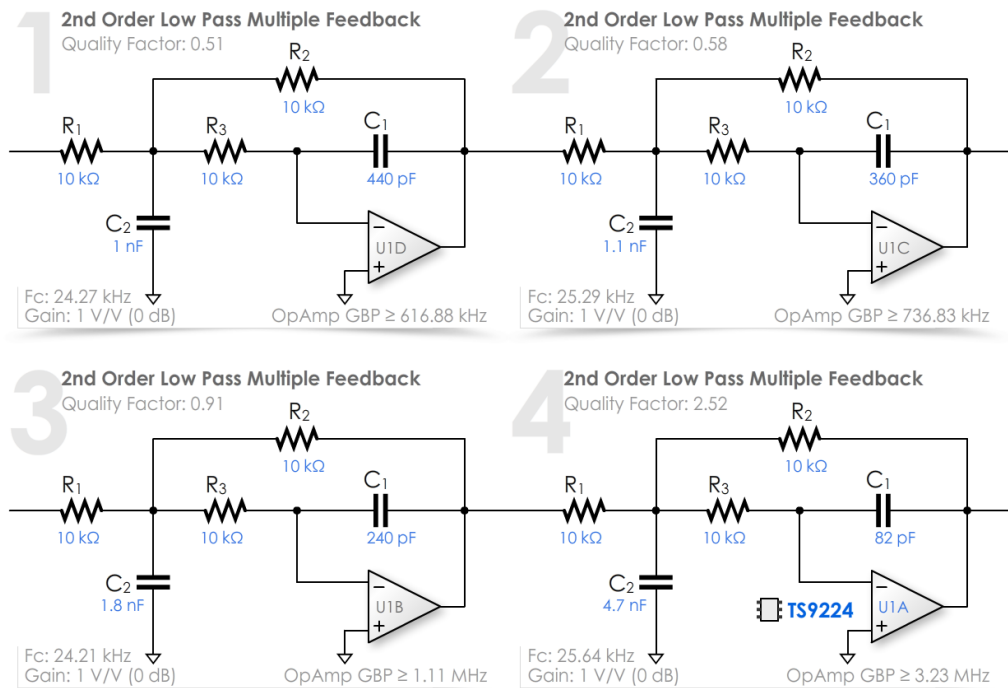


Figure 1: Esquemático

### 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

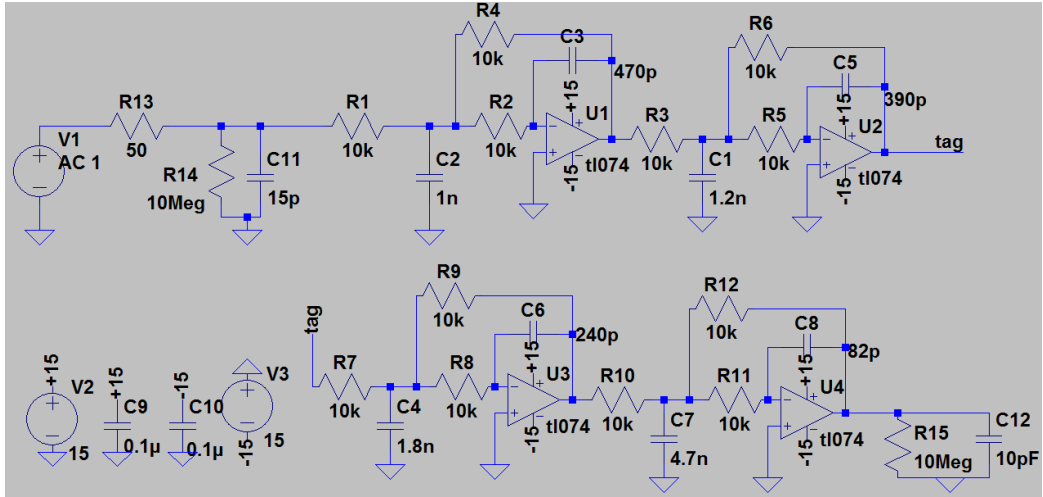


Figure 2: Esquemático del filtro

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			



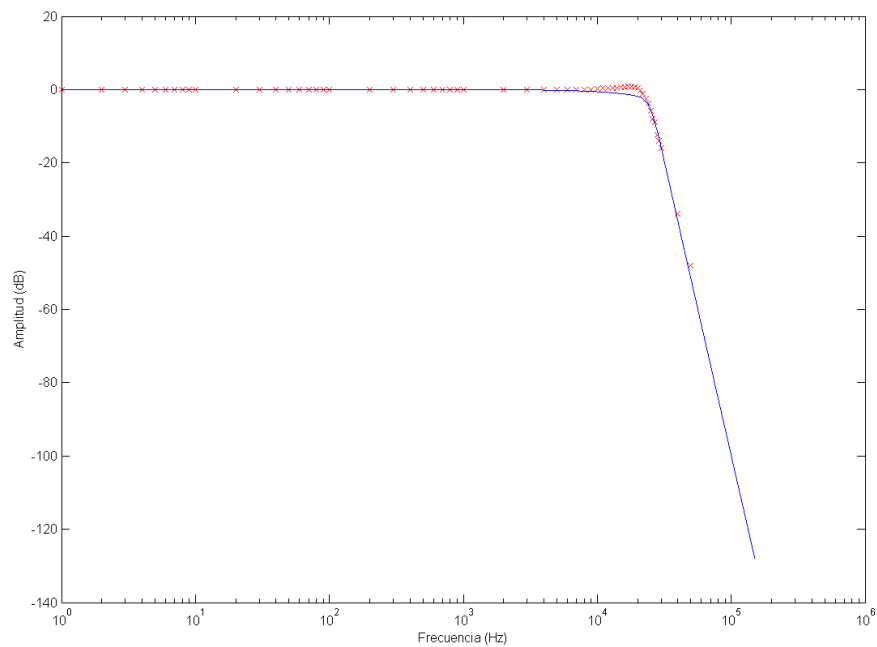


Figure 3: Respuesta en amplitud. Simulación (azul) y medición (rojo)

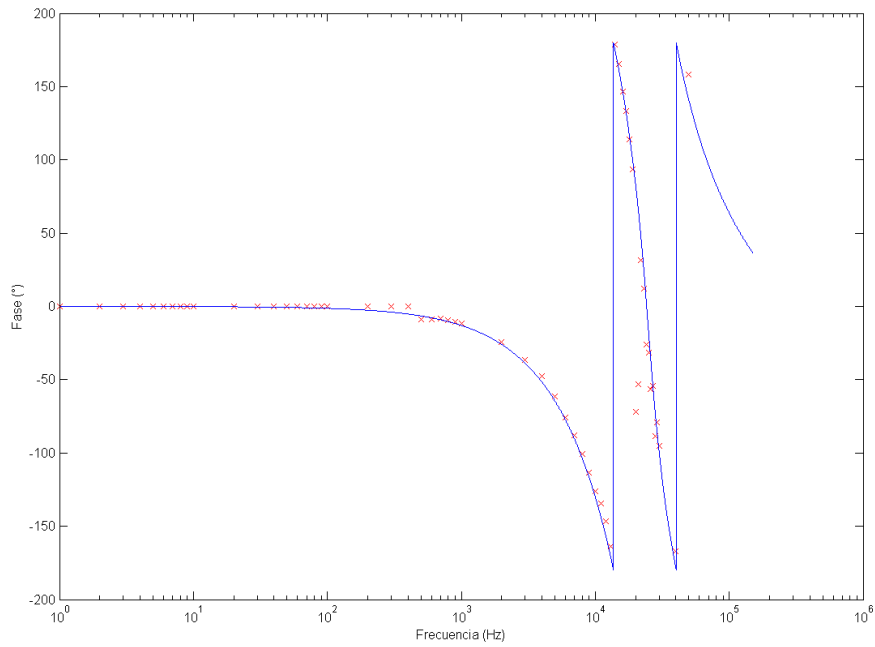


Figure 4: Respuesta en fase. Simulación (azul) y medición (rojo)

Se muestra también solo la simulación del retardo de grupo.

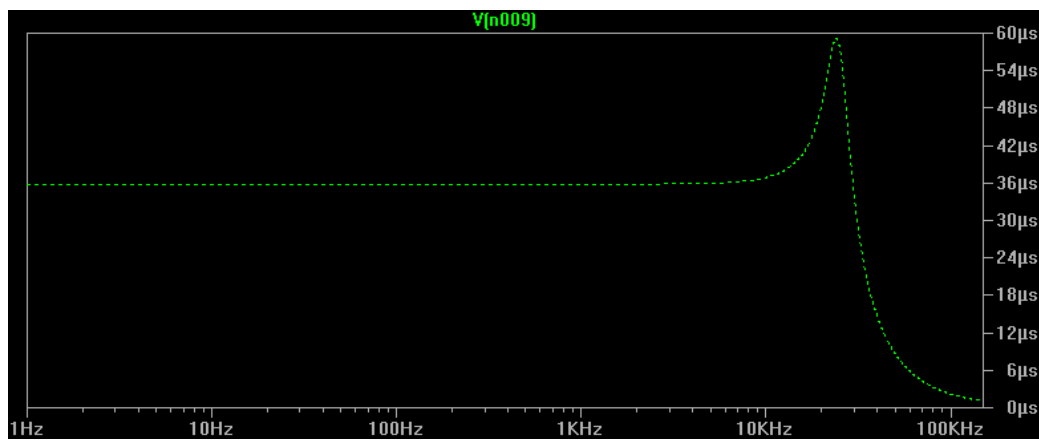


Figure 5: Retardo de grupo - Simulación

## 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.

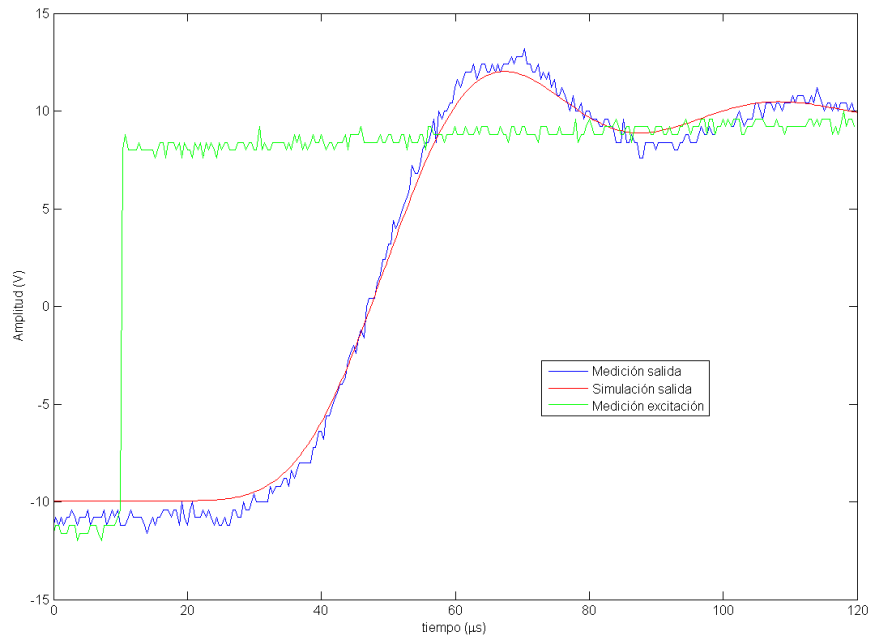


Figure 6: Respuesta al escalon. Simulación (rojo) y medición (azul)

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

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

## 6 Prototipo

### 6.1 Esquemático

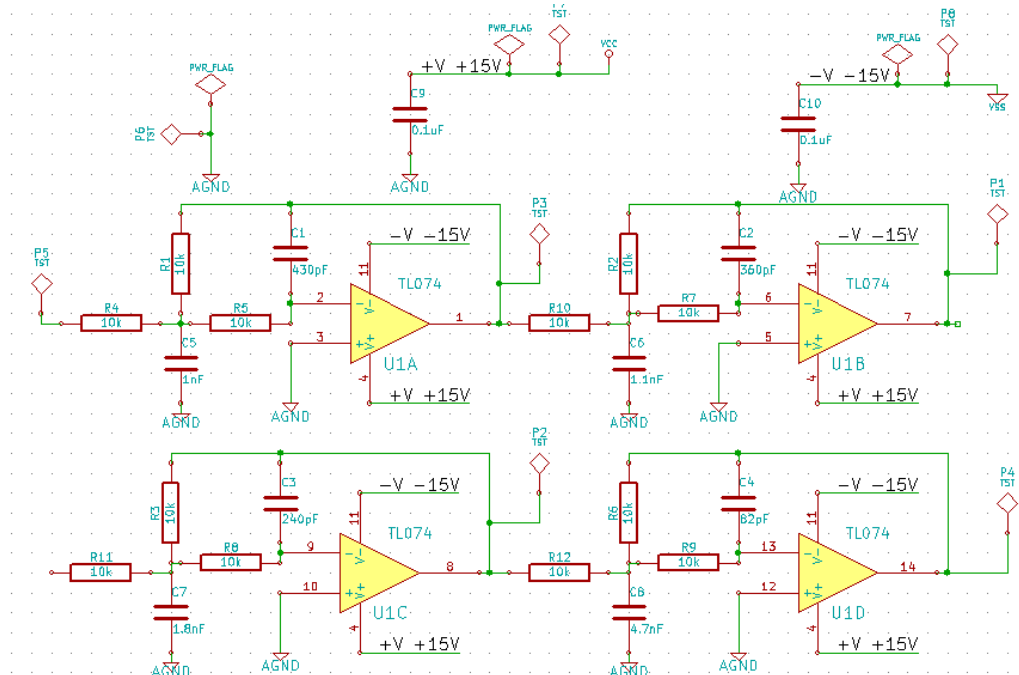


Figure 7: Esquematico

### 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>