

FILTRO DE CAPACITORES CONMUTADOS PARA LA ADQUISICIÓN DE DATOS EN PRUEBAS DE IMPACTO AUTOMOTRIZ

Ing. Víctor Raúl Arteaga-Pérez, M.C. Nicolás Quiroz-Hernández,
M.C. Héctor Santiago-Ramírez, Dr. Gerardo Mino-Aguilar
Benemérita Universidad Autónoma de Puebla
Facultad de Ciencias de la Electrónica
Av. San Claudio y 18 Sur Edif. FCE1
Col. San Manuel, Ciudad Universitaria, Puebla, Pue. CP 72570
Tel: 01 (222) 229 55 00 Ext 7400 y 7401
e-mail: vrap_100@hotmail.com

RESUMEN.

En el presente documento se describe el procedimiento de implementación y caracterización de un filtro anti-alias para un sistema de adquisición de datos para pruebas de simulación de impacto automotriz no destructivas. Se propone un filtro pasabajas de capacitores conmutados de octavo orden con aproximación Butterworth. Este tipo de filtros ofrece la ventaja de una frecuencia de corte programable. Esto permite la posibilidad de ajustar el filtro anti-alias para diferentes tipos de sensores con el mismo canal analógico. Se midió la respuesta en frecuencia con dos de las principales clases de frecuencia de canal (CFC) utilizados en las pruebas de impacto: CFC-600 y CFC-1000. A partir de los resultados, se demuestra que el filtro propuesto satisface los requerimientos mínimos establecidos en la norma SAEJ-211 para el canal analógico del sistema de adquisición de datos.

Palabras Clave: Filtro anti-alias, Filtro de capacitores conmutados, Adquisición de datos.

ABSTRACT.

In the present document an implementation procedure and characterization of an anti-aliasing filter for car impact test data acquisition systems is described. An eighth order low-pass Butterworth switched capacitor filter is proposed. That type of filter has the advantage of a programmable cutoff frequency. This gives the possibility of adjusting the anti-alias filter for different kind of sensors with the same analog channel of the acquisition system. The filter's frequency response was measured with two of the most common Channel Frequency Class (CFC) used: CFC-600 and CFC-1000. With the results, it was proven that the proposed filter satisfies the minimum requirements established in the SAEJ-211 norm for the analog path of the acquisition system.

Keywords: Anti-alias Filter, Switched Capacitor Filter, Data Acquisition.

1. INTRODUCCIÓN.

Las pruebas de simulación de impacto automotriz son empleadas para la evaluación de los sistemas de seguridad pasiva y activa de un vehículo. Distintos sensores son colocados en un maniquí para estimar las posibles afectaciones a los ocupantes del automóvil en un evento de colisión. Este

tipo de pruebas permiten a los ingenieros reproducir las condiciones dinámicas de una prueba de impacto real a escala completa en un ambiente controlado y son usadas como una herramienta para asistir a los ingenieros para el desarrollo de vehículos más seguros [1].

La simulación de impactos es un método muy confiable y reproducible para probar componentes de vehículos como cinturones de seguridad, asientos, bolsas de aire, etc. Proporcionan un entendimiento de la cinemática y las lesiones ocasionadas en los ocupantes en estos choques, a partir del análisis de las señales adquiridas por los sensores durante la prueba.

Debido a la naturaleza de la prueba, los bloques que conforman el sistema de adquisición de datos digitales deben cumplir con una serie de requisitos muy demandantes, en especial énfasis, a la respuesta en frecuencia del canal analógico de datos, de acuerdo al estándar marcado en la norma SAEJ-211.

Los sensores utilizados en las pruebas de impacto (aceleración, fuerza y desplazamiento) poseen distintos anchos de banda. Esto demanda una flexibilidad de la respuesta en frecuencia del canal analógico, lo cual se puede resolver con la programación de la frecuencia de corte del filtro anti-alias. Para lograr esto, se propone la técnica de filtrado utilizando capacitores conmutados (SC, por sus siglas en inglés).

Esta tecnología, si bien, su fundamento matemático y teoría de funcionamiento datan de hace décadas, fue hasta la aparición de los circuitos integrados (CI) y sus posteriores avances lo que permitió llevar a cabo filtros monolíticos de capacitores conmutados a nivel comercial [2].

La síntesis de filtros de capacitores conmutados se basa en la simulación de las topologías de filtros pasivos LC en escalera, debido a que éstos poseen una baja sensibilidad a las variaciones de los valores de los componentes [3]. Las celdas elementales de esta técnica son el integrador y el integrador con pérdidas. A diferencia de los filtros Activos RC, los filtros de

SC, elimina el uso de resistores, al sustituirlos por una red de capacitores e interruptores. Su funcionamiento se basa en la premisa de recrear el comportamiento del resistor, al conmutar la carga y descarga de capacitores, y controlar de esta forma el flujo promedio de corriente de un nodo a otro [4]. De esta forma no sólo es posible sustituir al resistor, sino controlar su valor modificando la frecuencia de conmutación de los interruptores.

Además, eliminar los resistores ayuda a reducir el área utilizada del circuito integrado, abaratando costos y reduciendo el ruido debido al menor tamaño en el silicio. Todo esto permite que la técnica de SC se aplique con éxito a la síntesis de filtros analógicos, obteniendo sistemas precisos y ajustables. Los circuitos de capacitores conmutados son considerados como una técnica prometedora para realizar filtros debido a que pueden alcanzar un ancho de banda programable al cambiar la relación de capacitor o la frecuencia de muestreo [5].

Los filtros de SC han sido usados en aplicaciones como procesamiento de audio y comunicaciones de datos [6]. Recientemente también han sido utilizados en aplicaciones analógicas más críticas como en el área del procesamiento de señales biomédicas [7] [8]. Por estos motivos, esta técnica resulta idónea para ser incluida en los sistemas de adquisición de datos como filtro anti-alias [9].

2. DESARROLLO

En la sección se abordará el procedimiento de implementación del filtro anti-alias, lo que incluye un análisis de la norma, la propuesta de un filtro comercial que satisfaga dicha norma y su correspondiente caracterización.

2.1. Norma SAEJ-211.

La norma SAEJ-211 establece los requerimientos para los canales de datos de la instrumentación relacionada a las pruebas de impacto [10]. Muestra como debe ser la respuesta en frecuencia del canal analógico de datos, la cual se muestra en la Figura 1. Los parámetros más importantes son:

- En la banda de paso (Entre F_L y F_H), la respuesta de magnitud no debe poseer una variación mayor a ± 0.5 dB.
- En F_H la respuesta de magnitud debe estar ubicada entre $+0.5$ y -1 dB.
- En F_N debe estar comprendida entre $+0.5$ y -4 dB.
- Para $2F_H$ debe estar comprendida entre $+0.5$ y -10 dB.
- La pendiente de la banda de transición debe ser al menos de -24 dB/octava.

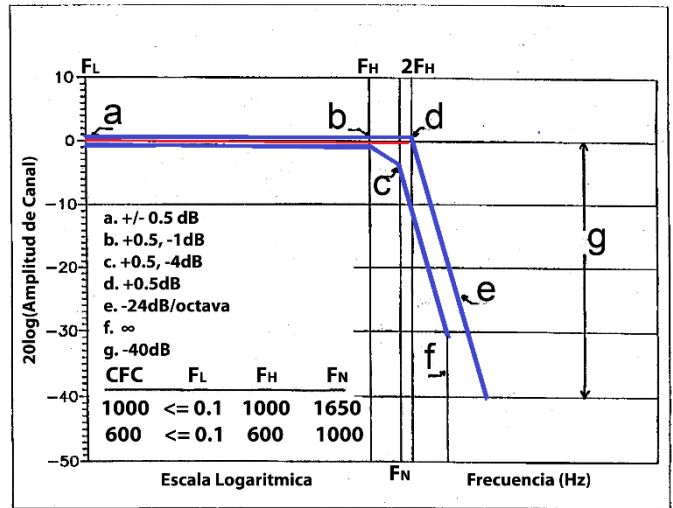


Figura 1. Respuesta en frecuencia del canal de datos CFC-600 y CFC-1000, SAE J211 [10].

2.2. Selección del filtro.

Siguiendo a la norma SAEJ-211, el primer paso es seleccionar una solución comercial que esté dentro de los márgenes establecidos. Inicialmente se debe determinar qué tipo de aproximación es más adecuada para esta aplicación. Observando la respuesta en frecuencia de los filtros Butterworth, Chebyshev y Bessel (Figura 2), se optó por el primero, al poseer la respuesta más plana en la banda de paso y una atenuación aceptable en la banda de rechazo. Además de poseer una distorsión de fase moderada. El estándar establece que este último parámetro debe poseer una variación menor a $166 \mu s$ para CFC-600 y menor a $100 \mu s$ para CFC-1000. La variación de fase que posee el filtro seleccionado es de $27 \mu s$ para CFC-600 y $14.5 \mu s$ para CFC-1000.

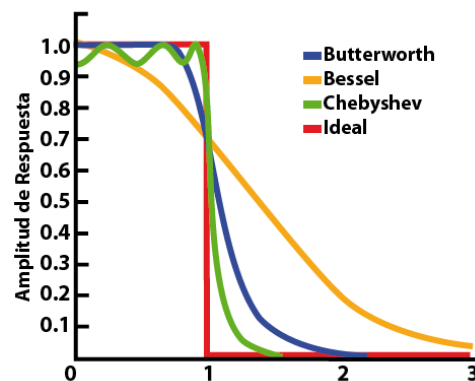


Figura 2. Respuesta en frecuencia de los filtros ideal, Butterworth, Chebyshev y Bessel.

2.3. Circuito integrado MAX295.

Se propone el circuito integrado MAX295, el cual es un filtro paso-bajo de octavo orden tipo Butterworth que utiliza la tecnología de capacitores conmutados [11]. Posee una pendiente de atenuación de 48 dB por octava, una THD+N típica de -70 dB y puede ser alimentada por fuentes simples o simétricas de ± 5 V. La frecuencia de corte (f_c) se programa mediante una señal de reloj con frecuencia f_{CLK} , tal que $f_c = (1/50) f_{CLK}$. Esto significa que para un reloj de $f_{CLK}=50$ kHz, la frecuencia de corte del filtro se encontrará ajustada a $f_c=1$ kHz.

Adicionalmente, a la salida del MAX295 se incluye un filtro pasa-bajas de orden 2 para reducir la componente de “clock-feedthrough”. El fabricante indica que esta componente posee una amplitud de 6 mVpp @ $f_{CLK}=100$ kHz [11]. Esta señal es inherente a la tecnología de capacitores conmutados, debido a que ésta se cataloga como un sistema de tiempo discreto. Esto es, el espectro de la señal de salida del filtro es periódico alrededor de nf_{CLK} , $n=0,1,2,\dots$, ponderada por la función sinc. Esta componente es atenuada por el filtro como se podrá observar en las gráficas de los resultados.

El filtro a la salida del MAX295 se implementó utilizando un Amplificador Operacional (THS4140) totalmente diferencial, convirtiendo la señal de terminación simple del MAX295 en diferencial. Esto se hace con la finalidad de manejar las entradas diferenciales del Convertidor Analógico Digital (ADC, por sus siglas en inglés) que se empleará en el Sistema de Adquisición de Datos, el cual según el estándar, debe ser de al menos 10 bits con frecuencia de muestreo de al menos 10 kSps.

De acuerdo a las gráficas del fabricante (Figura 3), la respuesta en frecuencia mostrada puede ajustarse a cumplir dentro de los parámetros requeridos de la respuesta en frecuencia del canal analógico de datos de la norma SAEJ-211 de la Figura 1.

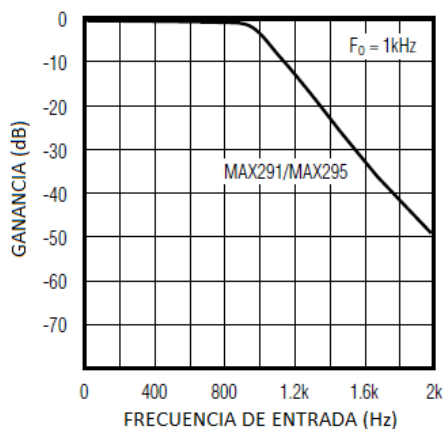


Figura 3. Respuesta en frecuencia del circuito integrado MAX295 con frecuencia de corte a 1 KHz [11].

Para caracterizar experimentalmente el filtro MAX295 y obtener su respuesta en frecuencia, se desarrolló la siguiente metodología:

- Crear una tarjeta de circuito impreso que incluya las alimentaciones y conectores para el MAX295.
- Diseñar un filtro de segundo orden con topología de retroalimentación múltiple con salida diferencial y frecuencia de corte de 10 kHz. Su propósito es atenuar la señal del reloj de conmutación y ayudar a acoplar la señal a un ADC.
- La señal de reloj del filtro SC se obtiene de un generador de señales arbitrarias (AFG1022 de la compañía Tektronix).
- Con otro generador de señales (AFG3021C de la compañía Tektronix), se aplica una señal del tipo Chirp en la entrada del filtro. Es decir, una señal de barrido de frecuencias en un rango de 1 Hz hasta la mitad de la frecuencia de reloj del filtro SC.
- La señal diferencial es convertida en datos digitales empleando un ADC de 16 bits a una tasa de muestreo de 580 kSps (LTC2345). Se diseñó un sistema digital empotrado para transmitir los datos del ADC y guardarlas en un equipo de cómputo, para posteriormente procesar los datos en Matlab.

El fundamento matemático de las señales para obtener la respuesta en frecuencia del filtro a caracterizar se fundamenta en que una señal Chirp, al ser una señal cuya frecuencia es creciente o decreciente de forma lineal, en el dominio de la frecuencia se tiene una respuesta plana en el rango efectivo de las frecuencias del barrido [12], esto se puede observar visualmente en la Figura 4.

Con esta propiedad de la señal Chirp, en la señal de salida del filtro se tendrá la misma señal Chirp cuya amplitud se atenuará conforme pase la frecuencia de corte y entre en la banda de rechazo, esto se puede observar ejemplificado en la Figura 5.

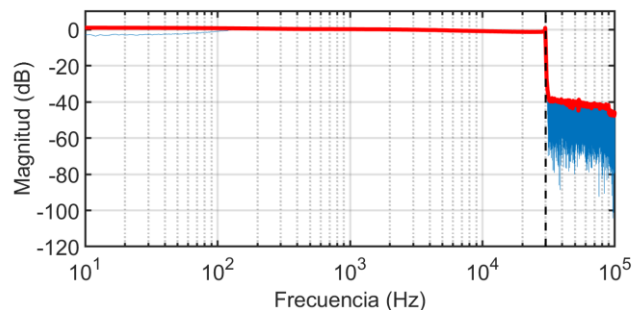


Figura 4. Análisis espectral de una señal Chirp con un rango de frecuencias de 10 Hz a 30 kHz.

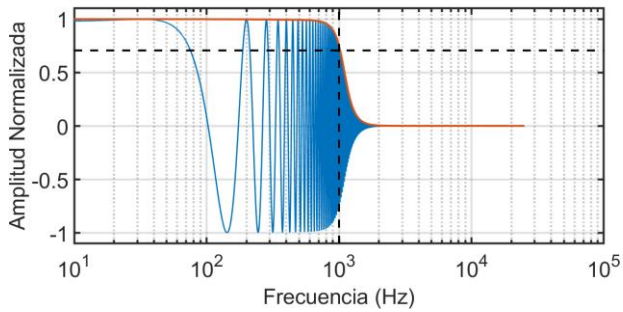


Figura 5. Amplitud de la señal Chirp a la salida del filtro con el eje X transformado linealmente de tiempo a frecuencia.

3. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Siguiendo la metodología definida en la sección anterior, se realizaron las pruebas pertinentes en la tarjeta prototipo mostrada en el Figura 6.



Figura 6. Tarjeta prototipo con las etapas de alimentación, filtro MAX295, filtro/driver pasa-bajas y ADC.

3.1. Análisis de resultados

La Figura 7 muestra la respuesta en frecuencia para una $f_c=1$ kHz. Se puede apreciar que ésta es semejante a la mostrada en la Figura 3, bajo las condiciones de prueba. También se puede comprobar que se tiene 45 dB/Octava de atenuación, lo cual es muy cercana a lo que expresa el fabricante.

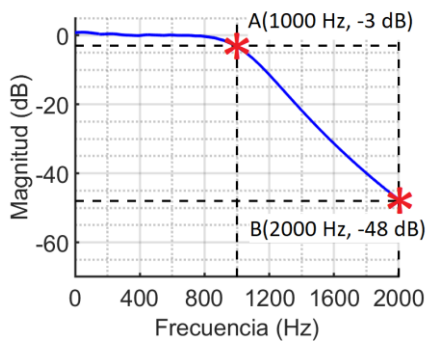


Figura 7. Respuesta en frecuencia del filtro MAX295 con frecuencia de corte en 1 kHz.

En las Figuras 8 y 9 se muestran las respuestas para las frecuencias de corte de 1.2 kHz y 2 kHz, respectivamente. Estas frecuencias satisfacen los requerimientos para las pruebas CFC-600 y CFC-1000, respectivamente.

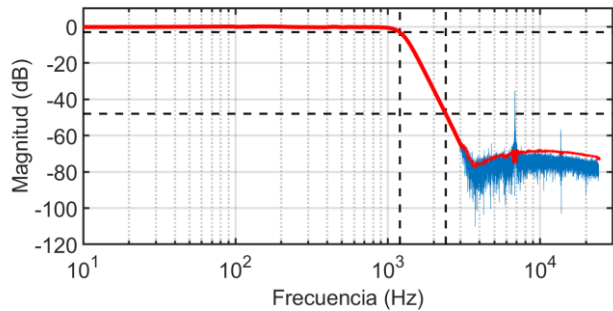


Figura 8. Respuesta en frecuencia para la frecuencia de corte de 1200 Hz.

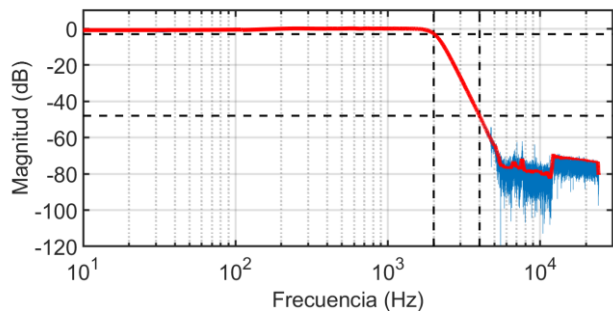


Figura 9. Respuesta en frecuencia para la frecuencia de corte de 2000 Hz.

3.2. Comparación de resultados con los parámetros de la norma SAEJ-211

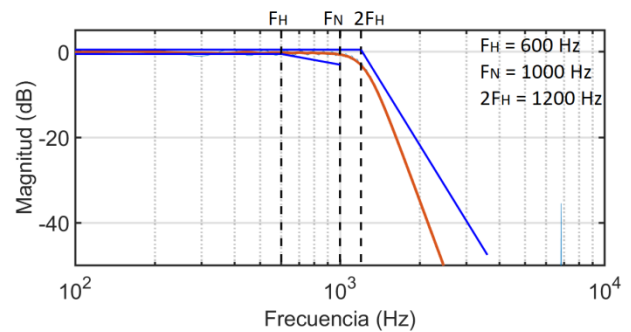


Figura 10. Respuesta en frecuencia del filtro MAX295 comparado con las especificaciones CFC-600.

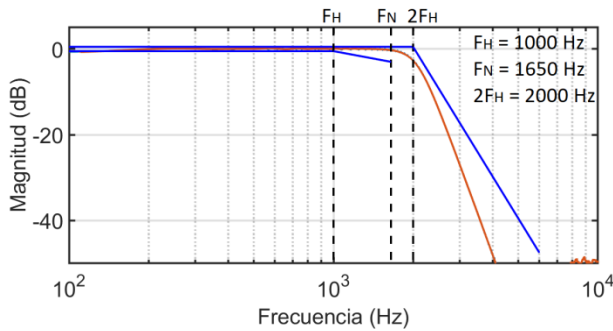


Figura 11. Respuesta en frecuencia del filtro MAX295 comparado con las especificaciones CFC-1000.

En la Figuras 10 y 11, se comparan las respuestas en frecuencia obtenidas de las Figuras 8 y 9, respectivamente, con las especificaciones extraídas de la norma SAEJ-211 (refiérase a la Figura 1) para CFC-600 (Figura 10) y CFC-1000 (Figura 11). Se observa que, para ambas configuraciones, se está dentro de los parámetros de la norma SAEJ-211. También se observa que el filtro MAX295 debe tener una frecuencia de corte igual a $2F_H$ para cumplir con la norma.

Otra de las características que se pudo observar en la Figura 8 y Figura 9 es el nivel de ruido de alta frecuencia, el cual se ubica por debajo de -70dB . Utilizando la ecuación 1 [13] se tienen al menos 12 bits efectivos para el sistema actual de adquisición de datos, lo cual supera el requerimiento de 10 bits de la norma SAEJ-211 [6]. Aunque esto puede ser un parámetro de partida, este ruido no es necesariamente del circuito en su totalidad, es decir, no se consideró el ruido del generador de funciones.

$$SNR = 6.02N + 1.76\text{dB} \quad (1)$$

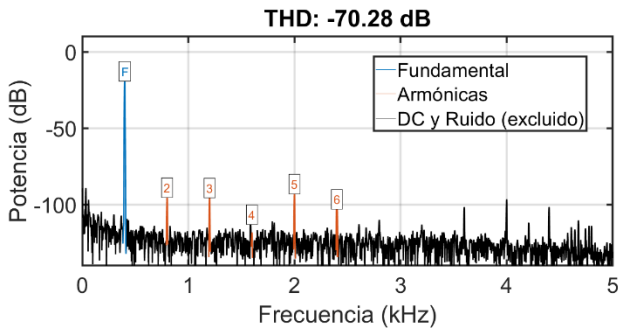


Figura 12. Cálculo de la THD del filtro anti-alias propuesto.

En la Figura 12 se muestra la gráfica de la distorsión armónica total (THD) de una señal de 400 Hz con el MAX295 configurado con una $F_C = 4\text{ kHz}$. Se obtuvo una THD de -70.28 dB que equivale a 0.03% . El estándar establece un límite de 2.5% para todo el canal de datos.

4. CONCLUSIONES.

Un filtro paso-bajas de capacitores conmutados para aplicaciones de anti-alias en sistemas de adquisición de datos ha sido implementado y caracterizado. Se ha demostrado experimentalmente que la respuesta en frecuencia del filtro, configurado correctamente, cumple con las especificaciones que marca la norma SAEJ-211. Por tanto, la propuesta de la utilización del filtro MAX295 para una tarjeta de adquisición destinada a las pruebas de impacto automotriz es totalmente viable.

Adicionalmente se ha comprobado el acoplamiento del filtro MAX295 con un ADC de 16 bits creando efectivamente un canal de adquisición de datos. Esta característica abre la posibilidad de ser utilizado en diversos tipos de aplicaciones fuera de los alcances del presente documento.

5. REFERENCIAS.

- [1] B. Smith and J. Smyth, Developing a Sled Test from Crash Test Data, SAE Technical Paper. Enero 2007.
- [2] L. Wanhammar, Analog Filters Using MATLAB, Springer Science and Bussines Media, 2009.
- [3] L.P. Huelsman, P.E. Allen, Introduction to the Theory and Design of Active Filters, McGraw-Hill, Inc, 1980.
- [4] Mingliang Liu, Demystifying Switched-Capacitor Circuits, 1st Edition, Elsevier Inc, 2006.
- [5] Z. Sohrabi and A. Jannesari, A passive switched capacitor filter employing novel timing technique to achieve higher Bandwidth, 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICCE), 2016, pp. 283-287.
- [6] O. E. Gysel, P. J. Hurst, and S. H. Lewis, Highly programable switched-capacitor filters using biquads with non-uniform internal clocks, SOC Conference (SOCC), 2010 IEEE International, Sept. 2010, pp. 33-38.
- [7] Z. Catmakas, I. H. Kose, O. Toker, H.R. Oz, Towards and ARM based low cost and mobile biomedical device test bed for improved multi-channel pulmonary diagnosis, 4th European Conference of the International Federation for Medical and Biological Engineering, Antwerp, Belgium, November 2008, pp. 1108-1112.
- [8] D. Prutchi, M. Norris, Design and Development of Medical Electronic Instrumentation, Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [9] R. Markell, Linear Technology, Take the Mystery Out of the Switched-Capacitor Filter: The System Designer's Filter Compendium, [en línea] disponible: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/an40f.pdf>, sitio visitado Mayo 2018.
- [10] SAE International Standards. Instrumentation for Impact Test- Part 1- Electronic Instrumentation. [en línea] disponible: http://standards.sae.org/j211/1_199503/, sitio visitado Abril 2018.
- [11] Maxim Integrated, MAX295 8th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters. [en línea] disponible: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX291-MAX296.pdf>, sitio visitado Abril 2018.
- [12] S.W. Smith, Digital Signal Processing: A Practical Guide for Engineers and Scientists, Elsevier Science, 2003.
- [13] W. Kester, Analog Devices, Taking the Mystery out of the Infamous Formula "SNR = 6.02N + 1.76dB" and Why You Should Care, [en línea] disponible: <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-001.pdf>, sitio visitado Mayo 2018