

DISEÑO, MONTAJE Y PRUEBA DE UN MODULADOR $\Sigma\Delta$ DE SEGUNDO ORDEN EN TIEMPO CONTINUO, PARA LA DIGITALIZACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE SEÑALES ECG

*DESIGN, CONSTRUCTION AND TEST OF A SECOND-ORDER
CONTINUOUS-TIME $\Sigma\Delta$ MODULATOR FOR DIGITALIZATION AND
CHARACTERIZATION OF ECG SIGNALS*

Julio Alberto Alvarado Santos

Instituto Politécnico Nacional, México
julioaas@gmail.com

Keni Royer Santiago Vásquez

Instituto Politécnico Nacional, México
royer_keni@hotmail.com

Luz Noé Oliva Moreno

Instituto Politécnico Nacional, México
loliva@ipn.mx

Juan Jesús Ocampo Hidalgo

Universidad Autónoma Metropolitana, México
jjoh@azc.uam.mx

Recepción: 3/noviembre/2021

Aceptación: 20/diciembre/2021

Resumen

En este trabajo se presenta el análisis, diseño y caracterización de un Modulador Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$) de segundo orden en tiempo continuo (TC), para la conversión analógica a digital de una señal electrocardiográfica (ECG), este método de conversión comparado con otros como doble rampa o aproximaciones sucesivas muestra una mejor resolución a nivel de bits y una mejor velocidad de procesamiento para efectos de esta aplicación. El circuito produce una razón señal a ruido pico de 56 dB sobre un ancho de banda de 125 Hz, usando una frecuencia de muestreo de 250 kHz; lo que permite la digitalización de señales ECG a 9 bits efectivos utilizando elementos de bajo costo por lo que será asequible para un amplio número de diseñadores. Una señal ECG procesada por el modulador se

reconstruyó, mostrando una correlación cruzada de 0.9654. El sistema se energiza con +/-5 V y consume 210 mW. Al final, se presenta una comparación con otros trabajos que implementaron el mismo método de conversión dentro de una sola cápsula de circuito integrado.

Palabras Clave: Conversión A/D, modulador Sigma-Delta, señal ECG, tiempo continuo.

Abstract

This work presents the analysis, design, and characterization of a Sigma-Delta Modulator ($\Sigma\Delta$) of second order in continuous time (CT), for the analogue to digital conversion of an electrocardiographic (ECG) signal, this ADC architecture compared to others such as double ramp or Flash shows a better resolution at bit level and a better processing speed for purposes of this application. The circuit produces a signal to peak noise ratio of 56 dB over a bandwidth of 125 Hz, using a sampling rate of 250 kHz; this allows the digitization of ECG signals to 9 effective bits using low-cost elements so it will be affordable for everyone, and its reading will be easy to interpret without the help of a medical specialist due to the method employed. An ECG signal processed by the modulator was reconstructed showing a cross-correlation of 0.9654. The system is powered with +/-5 V and consumes 210 mW. At the end, a comparison of various quality metrics, such as SNR with optimal values with other works, which implemented the same methodology in a single-chip, is presented.

Keywords: A/D conversion, continuous time, ECG signal, Sigma-Delta modulator.

1. Introducción

La enfermedad cardíaca es una de las principales causas de muerte en todo el mundo. En México, las enfermedades del corazón representaron casi 20% de las defunciones totales en el país en el año 2015 (Fuente: INEGI). Las enfermedades isquémicas ocupan el primer lugar como causa de defunción con un 68.5%.

Un diagnóstico temprano evita que un ataque cardiaco se vuelva severo, esto muestra la necesidad de desarrollar sistemas económicos, pero robustos para la

digitalización de señales electrocardiográficas (ECG). En este trabajo se presenta el análisis, diseño, implementación y prueba de un $\Sigma\Delta$ de segundo orden en TC para la conversión analógica a digital (A/D) de una señal ECG. Un convertidor $\Sigma\Delta$ no requiere de una alta precisión en los componentes que lo conforman, ya que utiliza técnicas de sobre muestreo combinado con retroalimentación negativa, para filtrar los ruidos en la banda de interés, lo que permite alcanzar altas resoluciones en la conversión A/D usando cuantificadores de un bit, es decir comparadores y amplificadores operacionales de bajo costo.

El sobre muestreo es el proceso en el cual una señal es muestreada a una frecuencia mayor a dos veces su ancho de banda (BW). Es natural preguntarse qué beneficios se obtienen si se muestrea una señal a una tasa superior a $2 BW$. Un parámetro que compara la frecuencia de muestreo y la tasa de Nyquist es la razón de sobremuestreo. En la práctica el sobre muestreo es utilizado para disminuir el requerimiento de diseños complejos de filtros anti-alias, debido a que permiten el uso de filtros de bajo orden. No obstante, el sobre muestreo también puede mejorar la Relación Señal a Ruido (SNR) y, por ende, la resolución efectiva de un convertidor Analógico a Digital (ADC).

La SNR es la proporción existente entre la potencia de la señal que se transmite y la potencia del ruido que la corrompe o interfiere en ella, ésta se mide en decibeles (dB) y se usa para medir la resolución de un ADC, generalmente cuando se aplica a la entrada una señal sinusoidal.

En la literatura se encuentran principalmente 2 trabajos previos de diseños de moduladores $\Sigma\Delta$ para la digitalización de señales ECG. En [Singare, 2014] introdujeron el diseño arquitectural de un $\Sigma\Delta$ de 3er orden en tiempo continuo, pero no se presentó la implementación final del sistema ni el resultado del tratamiento de una señal ECG con el sistema propuesto, sólo se mostraron resultados de simulaciones de alto nivel realizadas en Matlab-Simulink procesando una señal senoidal. En [Jah, 2015] presentaron una realización de un $\Sigma\Delta$ de segundo orden usando capacitor conmutado. Dicho modulador fue integrado en una tecnología CMOS de 180 nm. La fabricación de un prototipo de circuito integrado a la medida involucra altos costos, (alrededor de US \$4000.00) que rebasan por mucho el

presupuesto del presente trabajo, por lo que se buscó, como se mencionó anteriormente, una implementación de bajo costo con circuitos integrados ya existentes en el mercado, para su montaje en una placa de circuito impreso. De este modo, en el presente prototipo se logró abatir los costos en un 99.8%; ya que una muestra tiene un precio aproximado de US. \$7.52.

Este trabajo está organizado como sigue: en la sección 2 se muestran los métodos empleados en el diseño del sistema junto con las métricas de calidad más comunes para evaluar el procesamiento de la señal ECG. Los resultados obtenidos se presentan en la sección 3, de los cuales se hace una discusión en la sección 4. Para finalizar, las conclusiones se muestran en la sección 5.

2. Métodos

Para el diseño e implementación del $\Sigma\Delta$ de segundo orden en TC, se estableció la metodología de trabajo que se muestra en la figura 1.

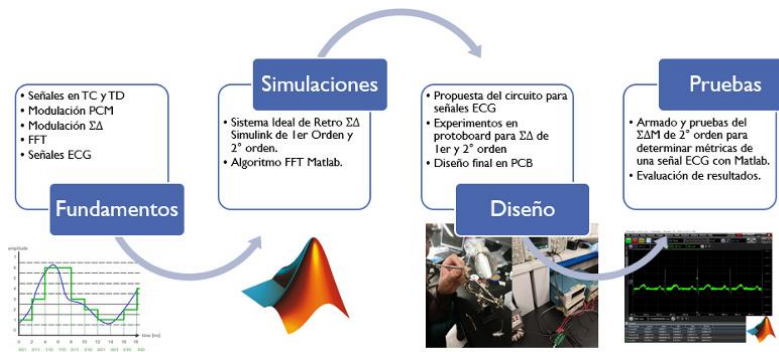


Figura 1 Metodología empleada para el desarrollo del modulador $\Sigma\Delta$.

Moduladores con conformado de ruido o Sigma-Delta ($\Sigma\Delta$)

El $\Sigma\Delta$ es la parte fundamental del ADC que lleva el mismo nombre. Éste digitaliza la señal de entrada analógica y reduce el ruido de cuantificación dentro del BW , implementando así una función de conformado de ruido o “*Noise shaping*” que rechaza las señales de ruido hacia frecuencias más altas que están en el exterior del BW . El conformado de ruido se logra colocando el bloque de cuantificación dentro de un lazo de retroalimentación negativa. El conformado de ruido es una de

las razones que hace que los convertidores $\Sigma\Delta$ sean adecuados para señales de baja frecuencia y medidas de alta precisión. En la figura 2 se muestra el diagrama a bloques de un ADC $\Sigma\Delta$. En la figura 3a se exhibe el diagrama a bloques de un modulador $\Sigma\Delta$. Un integrador ideal con una ganancia infinita a DC se coloca en la trayectoria directa, para conseguir el conformado de ruido.

Con el *Noise shaping*, la mayor parte de la potencia del ruido de cuantificación se mueve a la banda de rechazo, donde se elimina mediante un filtro digital que sigue al modulador. Para que se pueda diferenciar entre frecuencias altas y la banda base de Nyquist en un mismo espectro, es necesario que la señal de entrada se muestree a una tasa mucho mayor que su ancho de banda, ya que, si se muestrea a la tasa de Nyquist, el ruido no se desplazará y la señal de salida presentará una gran cantidad de ruido en banda. Como vemos, el principio de funcionamiento de este modulador se basa en el sobre muestreo y la retroalimentación negativa, que da lugar a la conformación o filtrado del ruido de cuantificación. En la figura 3b se muestra el modelo lineal de éste modulador en TC, donde el comparador (cuantificador de un bit) se ha sustituido por una fuente aditiva de ruido blanco.

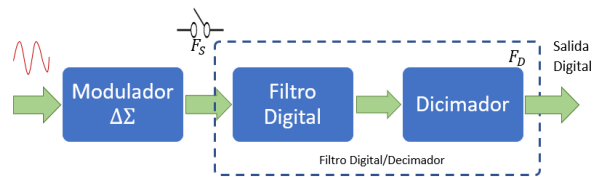


Figura 2 Diagrama a bloques del ADC Sigma-Delta.

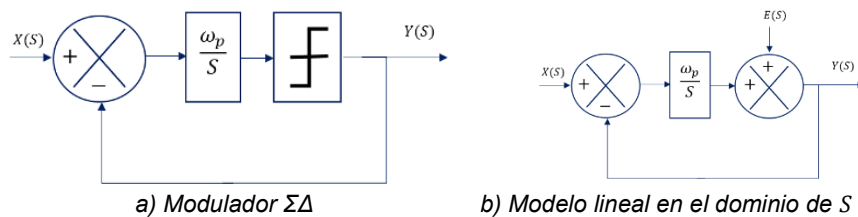


Figura 3 Modulador $\Sigma\Delta$ y modelo lineal en el dominio de S .

Modulador $\Sigma\Delta$ de segundo orden

El modelo lineal del $\Sigma\Delta$ M de segundo orden que se usó en este trabajo, se muestra en la figura 4.

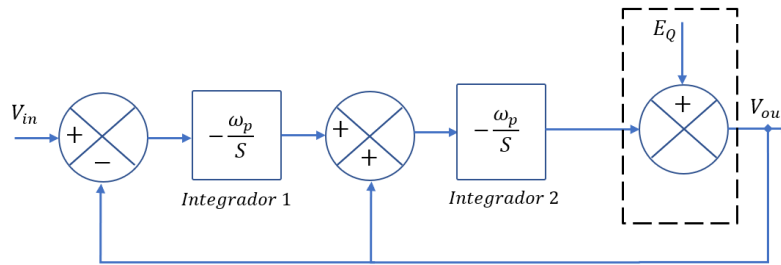


Figura 4 Modelo lineal del modulador $\Sigma\Delta M$ de segundo orden en TC.

Por algebra de bloques se tiene la ecuación 1 a la salida $V_{out}(S)$.

$$V_{out}(S) = \frac{1}{S^2 + S\omega_p + \omega_p^2} [V_{in}(S)\omega_p^2 + E_Q S^2(S)] \quad (1)$$

De la ecuación 1 se tiene que la función de transferencia de señal ($STF(S)$) y la función de transferencia de ruido ($NTF(S)$) están dadas por las ecuaciones 2 y 3 respectivamente.

$$STF(S) = \frac{\omega_p^2}{S^2 + S\omega_p + \omega_p^2} \quad (2)$$

$$NTF(S) = \frac{S^2}{S^2 + S\omega_p + \omega_p^2} \quad (3)$$

Las respuestas en frecuencia normalizadas de las ecuaciones 2 y 3 se muestran en la figura 5.

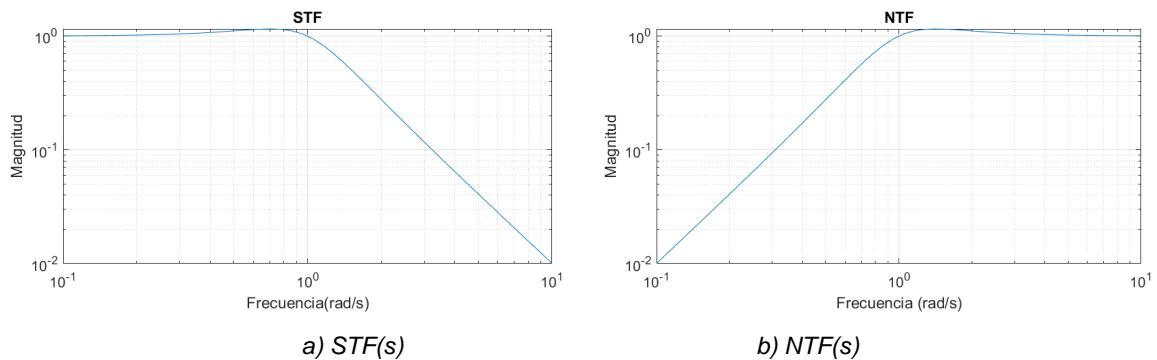


Figura 5 Respuestas en frecuencia normalizadas.

Considerando que el ancho de banda para una señal ECG abarca hasta 125 Hz, se analizaron valores comerciales para los elementos RC que forman un integrador

activo basado en Op. Amp., cuya frecuencia de polo se aproxime al ancho de banda de interés. Los cálculos aproximados para 125 Hz se obtuvieron proponiendo $R = 47 \text{ k}\Omega$ y $C = 27 \text{ nF}$, ecuación 4.

$$f_p = \frac{\omega_p}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 47 \times 10^3 \cdot 27 \times 10^{-9}} \approx 125.42 \text{ Hz} \quad (4)$$

Al sustituir en las ecuaciones 2 y 3 el valor del polo obtenido, se tienen las funciones de transferencia $STF(S)$ y $NTF(S)$, ecuaciones 5 y 6 respectivamente.

$$STF(S)_{125} = \frac{(125.42 * 2\pi)^2}{s^2 + 125.42 * 2\pi s + (125.42 * 2\pi)^2} \quad (5)$$

$$NTF(S)_{125} = \frac{s^2}{s^2 + 125.42 * 2\pi s + (125.42 * 2\pi)^2} \quad (6)$$

Propuesta de diseño a nivel circuito

El diagrama eléctrico realizado en ORCAD-Pspice, se obtuvo partiendo del análisis de la respuesta en frecuencia y del diagrama a bloques de la figura 4. La realización basada en Op. Amp. resulta como se ve en la figura 6.

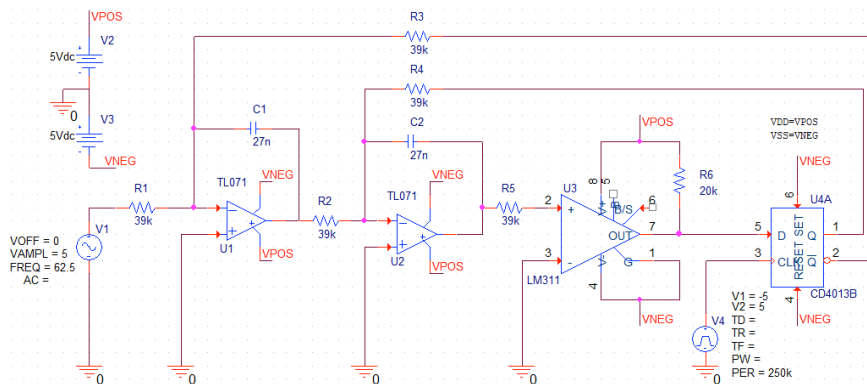


Figura 6 Diagrama esquemático del modulador $\Sigma\Delta$ de segundo orden en el simulador de circuitos de Pspice™.

Para la elaboración del sistema se investigaron diferentes circuitos integrados disponibles en el mercado. La elección final fue la que cumplía dos beneficios: bajo costo y de bajo ruido. El Op. Amp. TL071 proporciona estos requerimientos. Como cuantificador de un bit se usó el comparador de voltaje LM311. Para almacenar el

bit durante la retroalimentación se usó el latch tipo “D” de la familia CMOS CD4013. A este último circuito se aplicó la señal de reloj de 250 kHz, misma que proporciona la frecuencia de muestreo (f_S). Con dicha f_S se obtiene un factor de sobre muestreo (OSR) igual al obtenido en ecuación 7.

$$OSR = \frac{125 \times 2}{250 \times 10^3} = 1000 \quad (7)$$

Este diagrama esquemático fue capturado en el ECAD *Proteus™* para diseñar el prototipo final en Placa de Circuito Impreso (PCB). Una de las consideraciones para el diseño de la PCB fue que la fuente de alimentación con la que operará el circuito proporcione una señal de DC con el menor ruido posible, para ello se usaron condensadores de desacoplo que actúan como un filtro para limpiar el ruido proveniente de la fuente (bajas señales de CA superpuestas).

Posteriormente se obtuvieron los “Gerber files” de *Proteus™* para fabricar externamente la PCB, figura 7.

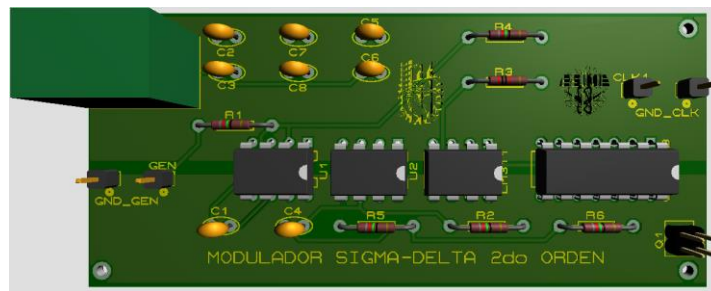


Figura 7 Vista 3D del prototipo final.

En el diseño de la placa se tuvo cuidado con el aislamiento de las señales débiles, así como también los requerimientos de vías, anchos mínimos de pistas, y el uso de planos de alimentación y tierra en ambas caras del circuito.

Señales ECG y sus métodos de evaluación de calidad después de la compresión o digitalización

Una señal ECG rastrea el ritmo cardíaco y sirve para detectar muchas enfermedades cardíacas, como, por ejemplo, un flujo sanguíneo deficiente al corazón y anomalías estructurales. El potencial de acción creado por las

contracciones de la pared del corazón propaga las corrientes eléctricas del mismo por todo el cuerpo. Las corrientes eléctricas en expansión crean potenciales diferentes en puntos del cuerpo, que pueden ser detectados por electrodos colocados en la piel. Durante la etapa de preprocesamiento de una señal ECG, ésta se filtra mediante ciertos procedimientos para eliminar las perturbaciones de interferencias y ruido. A partir de la señal filtrada, se deben extraer las características para un estudio detallado del ECG que ayude en el diagnóstico adecuado del paciente. Todas las características extraídas pueden no ser útiles o algunas de las características no proporcionarán información adecuada. Por lo tanto, es muy deseable identificar o seleccionar las mejores partes de las características extraídas generales que reducen la complejidad y el análisis computacional. La figura 8 representa una señal ECG por sus segmentos e intervalos.

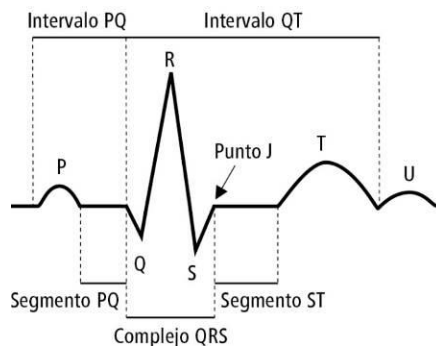


Figura 8 Representación por segmentos e intervalos de una señal ECG típica.

Evaluación de calidad de una señal ECG y su respectivo análisis después de la compresión

La evaluación de la calidad en una señal ECG después de la compresión, llamando así a la señal obtenida a la salida del modulador $\Delta\Sigma$, es una parte esencial en cualquier proceso de conversión. Dicha evaluación se puede realizar mediante métodos subjetivos o métodos objetivos. Los primeros se basan en la valoración de la calidad de la señal por cardiólogos y otros expertos del ramo, mientras que los segundos se enfocan en ecuaciones matemáticas y no necesariamente necesitan interacción de algún especialista. A su vez, los métodos objetivos se subdividen en:

métodos sin información de diagnóstico, métodos con información de diagnóstico basados en transformación de ondas (*WT Wavelet Transform*), y métodos con información de diagnóstico basada en delineación. En este artículo se consideraron los métodos objetivos, implementados sin información de diagnóstico. A continuación, se presentan las expresiones más usuales implementadas en la evaluación de compresión de una señal ECG.

La señal de error $e(n)$ es probablemente la forma más simple de comparar la señal original y la reconstruida (numérica o visualmente), ecuación 8.

$$e(n) = x(n) - \tilde{x}(n) \quad (8)$$

Donde $x(n)$ es la señal original, $\tilde{x}(n)$ es la señal reconstruida obtenida y n es el índice de cada muestra. Se considera que las señales son de longitud N .

El error cuadrático medio (*MSE*, Mean Square Error) es calculado de acuerdo con la ecuación 9. Y su forma normalizada *NMSE* descrita en la ecuación 10.

$$MSE(V^2) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N [x(n) - \tilde{x}(n)]^2 \quad (9)$$

$$NMSE = \frac{\sum_{n=1}^N [x(n) - \tilde{x}(n)]^2}{\sum_{n=1}^N [x(n)]^2} \quad (10)$$

El error *RMS* (*RMSE*) es matemáticamente descrito por la ecuación 11.

$$RMSE(V) = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N [x(n) - \tilde{x}(n)]^2}{N}} \quad (11)$$

La ventaja de este método es que se preservan las unidades originales (mV o V según sea la medición). Esta expresión también tiene su versión normalizada en la ecuación 12.

$$NRMSE = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N [x(n) - \tilde{x}(n)]^2}{\sum_{n=1}^N [x(n)]^2}} \quad (12)$$

Otra métrica es el porcentaje de diferencia *RMS* (*PRD*), el cual toma en cuenta la media de la señal (componente de DC) y el offset (valor constante que se añade a la señal con fines de almacenamiento), ecuación 13.

$$PRD(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N [x(n) - \tilde{x}(n)]^2}{\sum_{n=1}^N [x(n)]^2}} \times 100 \quad (13)$$

Es evidente que tanto $NRMSE$ y PRD difieren solo en términos de un factor multiplicativo de 100. El PRD será pequeño en caso de obtener una desviación estándar alta. Esta métrica tiene varias versiones normalizadas, dependiendo si tiene componente de DC diferente de cero, ecuación 14 u offset, ecuación 15.

$$PRDN_1(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N [x(n) - \tilde{x}(n)]^2}{\sum_{n=1}^N [x(n) - \bar{x}]^2}} \times 100 \quad (14)$$

$$PRDN_2(\%) = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N [x(n) - \tilde{x}(n)]^2}{\sum_{n=1}^N [x(n) - P]^2}} \times 100 \quad (15)$$

Donde \bar{x} es la media de la señal original (la componente de DC) y P es el offset. Si dichos componentes de la señal son obtenidos correctamente, PRD y $PRDN_1$ son iguales. Es muy importante distinguir entre estas dos expresiones, ya que muchos autores no definen la versión de PRD que emplean, inclusive si se removió la componente de DC y el offset. Es por ello que no es posible comparar el rendimiento de tales algoritmos propiamente; pero, los $PRDN_{1,2}$ tienen un valor más alto que el PRD , si la señal contiene este par de características. El $PRDN_1$ es interesante, ya que elimina tanto el offset como la componente de DC en un solo paso, los cuales no tienen mayor relevancia en el diagnóstico.

De acuerdo con [Zigel, 2000] y [Manikandan, 2008], señales de buena calidad tienen un $PRDN$ menor a 9%. También se define la relación señal a ruido de reconstrucción (SNR_1) como la diferencia entre la señal original y la reconstruida, es decir, el error de la ecuación 16.

$$SNR_1(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=1}^N [x(n) - \bar{x}]^2}{\sum_{n=1}^N [x(n) - \tilde{x}(n)]^2} \right) \quad (16)$$

La SNR_1 puede ser calculada conociendo el PRD y viceversa, ecuaciones 17 y 18.

$$SNR_2(dB) = 40 - 20 \log_{10}(PRD) \quad (17)$$

$$PRD = 100 \times 10^{\left(-\frac{SNR}{20}\right)} \quad (18)$$

Algo importante a destacar es que la SNR_1 es más precisa que el PRD si se toma como parámetro. El error máximo de amplitud ($MAXe$) es una medida que indica la distorsión local de la señal y usualmente se calcula para cada ciclo, ecuación 19.

$$MAXe(V) = \max_n \{|x(n) - \tilde{x}(n)|\} \quad (19)$$

Es posible calcular MAX para toda la señal como la media del valor MAX en cada ciclo. Su versión normalizada ($NMAXe$) está dada por la ecuación 20.

$$NMAXe(\%) = \frac{\max_n \{|x(n) - \tilde{x}(n)|\}}{\max_n \{x(n)\} - \min_n \{x(n)\}} \times 100 \quad (20)$$

La desviación estándar de errores ($STDerr$) suele tener términos similares a el valor RMS de acuerdo con algunos autores, ecuación 21.

$$STDerr(V) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^N [e(n) - \bar{e}]^2} \quad (21)$$

Donde e es la diferencia entre la señal original y la reconstruida y \bar{e} es su valor promedio. La Correlación Cruzada (CC) determina la cantidad de similitud entre la señal original y la reconstruida, y se define como en la ecuación 22. Su Coeficiente de Calidad (k) se describe matemáticamente en la ecuación 23.

$$CC = \frac{\sum_{n=1}^N [x(n) - \bar{x}] \cdot [\tilde{x}(n) - \bar{\tilde{x}}]}{\sqrt{\sum_{n=1}^N [x(n) - \bar{x}]^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^N [\tilde{x}(n) - \bar{\tilde{x}}]^2}} \quad (22)$$

$$k = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N \left(\frac{x(n) - \tilde{x}(n)}{\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |x(n)|} \right)^2 \quad (23)$$

Algo similar sucede para medir el Nivel de Calidad (QS), el cual es el resultado de un cociente, en el que se da una combinación de dos métodos, CF como medida de eficiencia y PRD como medida de calidad, ecuación 24.

$$QS = \frac{CF}{PRD} \quad (24)$$

QS es adecuado para comparar señales con diferentes CF y PRD . Mientras más grande sea QS mejor será la compresión de la señal.

3. Resultados

Análisis cuando el $\Sigma\Delta$ es excitado con una señal sinusoidal

Para probar el comportamiento del modulador se inyectó una señal sinusoidal a 31.25 Hz, aproximadamente la cuarta parte del BW de una señal ECG. La señal de salida del $\Sigma\Delta$ se capturó por medio de una sonda Digital. Estos datos digitales fueron guardados en archivos con formato .CSV, para posteriormente ser analizados en Matlab, mediante la FFT . Apartir del espectro, se calculó la SNR de cada trama de datos digitales. Con los datos se obtuvo la gráfica Amplitud de Entrada contra SNR , representada en la figura 9.

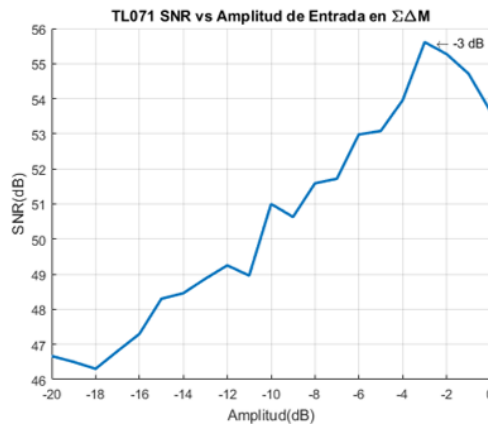


Figura 9 Grafico obtenido de la tabulación correspondiente de SNR vs. Amplitud de entrada.

La figura 10 muestra la gráfica de la densidad espectral de potencia obtenida mediante la función $fft(x)$ en Matlab. Este resultado es para el conjunto de datos de la salida del modulador, cuando en la entrada se alimenta una señal sinusoidal de amplitud a -3 dB debajo de los niveles de salida del comparador. Es posible ver de la figura 9, que la máxima SNR se da para dicho nivel de amplitud de entrada. Para obtener este espectro, se usó una función de ventana de *Blackman*.

De la figura 10, el primer armónico correspondiente a la frecuencia fundamental de Fourier está situado aproximadamente a 32 Hz. Posteriormente se observa el conformado de ruido que permanece plano (entre -80 dB y -100 dB) hasta aproximadamente 1 kHz para después subir.

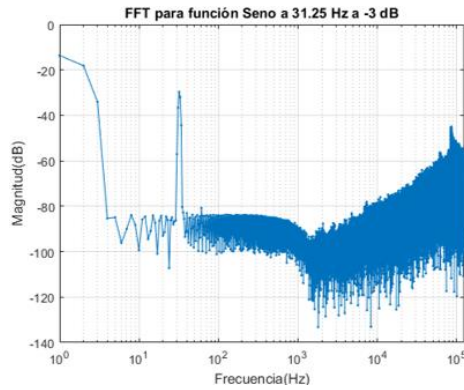


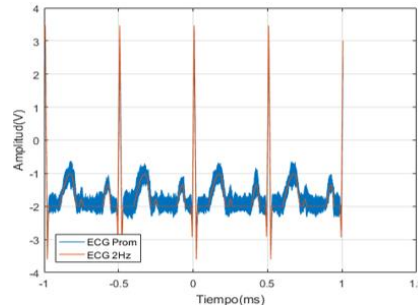
Figura 10 Gráfica de la densidad espectral de potencia de los datos obtenidos para una entrada sinusoidal de 31.25 Hz.

Análisis de datos a la salida del modulador cuando se aplica una señal ECG a la entrada

Para estas pruebas se introdujo al Modulador una señal ECG estandarizada y amplificada desde un generador de funciones a 2 Hz, dicha señal simula aproximadamente al ritmo cardiaco de una persona caminando en promedio, es decir, aproximadamente 90 latidos por minuto. En la figura 11 se observa, la señal ECG que es recuperada casi perfectamente a la salida del modulador (CH2 en verde), tras realizar el promediado de la señal de salida del $\Sigma\Delta$ con un osciloscopio digital. Con estas muestras, se obtuvo un archivo (CSV) para analizar el comportamiento y obtener las métricas de calidad para una señal ECG recuperada.



a) ECG recuperada en Osciloscopio



b) ECG graficada con los datos .csv

Figura 11 Señal ECG reconstruida a la salida del DSM.

Como se puede notar, el intervalo *QRS* es reconstruido perfectamente, mientras que, en las secciones de Ondas *P*, *T* y *U* (de menor amplitud) se genera una distorsión y

ruido ocasionado por diversos factores inherentes. Sin embargo, la forma más eficiente de cuantificar la calidad de la señal ECG recuperada es por medio de los métodos de calidad mencionados en la sección anterior.

La tabla 1 muestra los datos procesados en Matlab correspondientes a las métricas de calidad ECG. 1T se refiere a 1 Periodo capturado de la señal ECG, 3T a 3 periodos, NR al promediado normal del instrumento y HR a él promediado de alta resolución. La *FFT* característica para una señal ECG, genera al principio una especie de “campana” que va decayendo al aumentar la frecuencia, como se puede ver en la figura 12.

Tabla 1 Métricas de calidad obtenidas para 1 periodo (*T*) y 3 periodos respectivamente.

Métricas	ECG 1T 1024 NR	ECG 3T 1024 NR	ECG 1T 1024 HR
MSE (V^2)	318.41	285.0813	264.5567
NMSE	0.0011	0.0009746	0.00090475
RMSE (V)	17.8441	16.8843	16.2652
NRMSE	9.5990	9.0931	8.7409
PRD (%)	10.7197	10.2879	7.1097
PRDN₁	27.1775	26.0608	18.0263
PRDN₂	27.1775	26.0608	18.0263
SNR₁ (dB)	11.3158	11.6803	14.8818
SNR₂ (dB)	11.3158	11.6803	14.8818
MAXE (V)	1.0984	1.1437	0.7328
NMAXE (%)	15.5294	16.1646	10.3639
STDERR (V)	6.9767e-14	1.2368e-13	1.3262e-13
CC	0.9654	0.9682	0.9873
k	97.0502	87.0951	80.4632

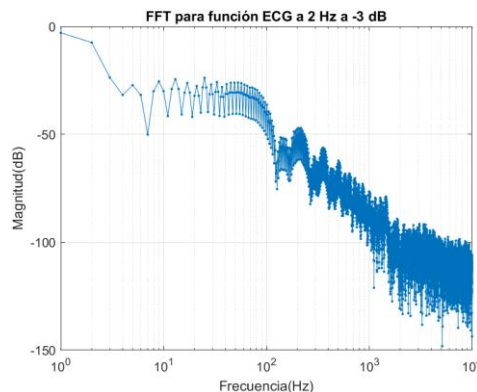


Figura 12 Gráfica de la densidad espectral de potencia para la señal ECG.

En estas condiciones de prueba se comparó 1 periodo de la ECG, recuperada experimentalmente, con dos trabajos previos relacionados. La tabla 2 muestra esta comparación.

4. Discusión

En relación con las métricas que evaluaron la compresión de la ECG recuperada, se obtuvieron resultados como un *PRD* bajo ($\approx 10.71\%$) lo cual indica que se tiene una buena desviación estándar, es decir existe una cantidad finita no homogénea de valores que reconstruyen a la señal ECG de entrada. Los porcentajes de diferencia cuadrática media normalizada ($PRDN_1$ y $PRDN_2$), son similares debido a que tanto la componente de DC y el offset oscilan en el mismo valor.

De acuerdo con la tabla 2, la relación señal a ruido (SNR_1 y SNR_2) nos indican que el margen entre la señal y el ruido es la mitad que el resultado obtenido por [Jha, 2015], mientras que el error máximo de amplitud (MAX_e) nos dice que la señal reconstruida pierde la fidelidad de la señal original, comparado con el resultado del mismo autor, pero esto es justificable debido a las características propias de los amplificadores operacionales empleados en este trabajo.

Tabla 2 Comparativa entre métricas obtenidas en este trabajo y otros estudios similares.

Métricas	ESTE TRABAJO	JAH ET. AL.	AL-FAHOUM
MSE (V^2)	318.41	NC	NC
NMSE	0.0011	0.0015	NC
RMSE (V)	17.8441	NC	NC
MRMSE	9.5990	NC	6.31
PRD (%)	10.7197	NC	0.7401
PRDN₁	27.1775	19.4	NC
PRDN₂	27.1775	19.4	NC
SNR₁ (dB)	11.3158	14.24	23.4239
SNR₂ (dB)	11.3158	14.24	23.4239
MAXE (V)	1.0984	2.93e-5	NC
NMAXE (%)	15.5294	NC	NC
STDERR (V)	6.9767e-14	NC	NC
CC	0.9654	0.99	0.9975
k	97.0502	NC	NC

Cabe mencionar que la comparación realizada no es del todo justa, ya que los trabajos citados realizaron el $\Sigma\Delta M$ de manera integrada en tecnologías CMOS de

avanzada y no en PCB con elementos comerciales. Ya que no se encontraron en la literatura otros trabajos similares, (implementación en PCB), se usaron éstos para tener alguna forma de comparación.

5. Conclusiones

De los experimentos y estudios teóricos realizados se concluye lo siguiente:

- El modulador $\Sigma\Delta$ tiene la característica de alta ganancia en la banda de interés, la cual se aprovecha para el conformado de ruido.
- La respuesta del modulador ante la excitación de una señal ECG tuvo una reconstrucción buena, misma que es visible al momento de promediar la señal digital obtenida a la salida del $\Sigma\Delta$. Además, al evaluar los datos obtenidos con los métodos que determinan la calidad de la señal reconstruida, el desempeño del modulador se mantuvo en los valores marcados para cada métrica.
- Como se pudo observar en la figura 8, para entradas de pequeña amplitud, la *SNR* se ve limitada por el ruido en banda, mientras que, para entradas de amplitud cercana a los límites de la alimentación, la *SNR* empezó a verse afectada por los armónicos de la señal sinusoidal alimentada.
- Para una señal de amplitud de -3 dB con respecto a los niveles de salida del comparador, se dio la máxima *SNR*, que es una de las pruebas para verificar el correcto funcionamiento del modulador, como se observa en la figura 8 (*SNR* - Amplitud). La grafica característica ideal debe tener pendiente a 45°, es decir, debe mantenerse linealmente creciente mientras se incrementa la amplitud de entrada y viceversa, pero se presentaron fluctuaciones en los múltiplos impares de la amplitud de entrada expresada en dB.

6. Bibliografía y Referencias

- [1] Al-Fahoum, A. S., Quality assessment of ECG compression techniques using a wavelet-based diagnostic measure, *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 10, no. 1, pp. 182-191, 2006.

- [2] Jha P., et al., (2015). A 2 μ W biomedical frontend with $\Sigma\Delta$ ADC for self-powered U-healthcare devices in 0.18 μ m CMOS technology, 2015 IEEE 13th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS), pp. 1-4, doi: 10.1109/NEWCAS.2015.7182054.
- [3] Manikandan S, & Dandapat S., Wavelet threshold based TDL and TDR algorithms for real-time ECG signal compression. *Biomedical Signal Processing and Control*, vol. 1, no. 3, pp. 44-66, 2008.
- [4] Pavan, S., Scheirer, R., & Themes, G., (2017). *Understanding Delta-Sigma data converters* (Second ed.). New Jersey: John Wiley & Sons.
- [5] Nemcova, A., Smisek, R., Marsanova, L., Smital, L., & Vitek, M., (2018). National Center for Biotechnology Information. Obtenido de Pubmed Central: <https://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC6077674/>.
- [6] Pooja, K., & Rajesh, M., (2013). Comparative Analysis of FFT Algorithm for Different Window Techniques. *International Journal of Science, Engineering and Technology Research (IJSETR)*, pp. 1-4.
- [7] Shingare P. P. and Shinde, R. V., (2014). Analog to Digital Converter using Delta Sigma loop for the application portable ECG Device, *International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE-2014)*, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICRAIE.2014.6909161.
- [8] Zigel, Y., Cohen, A. and Katz, A., (2000). The weighted diagnostic distortion (WDD) measure for ECG signal compression, *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 47, no. 11, pp. 1422-1430, nov. 2000, doi: 10.1109/TBME.2000.880093.