



BENEMÉRITA UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE PUEBLA

FACULTAD DE CIENCIAS DE LA ELECTRÓNICA

Maestría en Ingeniería Electrónica,
opción Instrumentación Electrónica

Tesis para obtener el grado de
MAESTRO EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

**MODULADOR DELTA-SIGMA PARA
BÚSQUEDA DE PATRONES
EN SEÑALES ECG**

Presentado por:

Luis Alberto Esperanza Hernández*

Directores:

Dr. Víctor Rodolfo González Díaz

Dra. Gisela de la Fuente Cortes

Agradecimientos

A CONACYT por la beca otorgada por el programa de posgrados de calidad para el desarrollo de mi tesis de maestría.

A la Facultad de Ciencias de la Electrónica (FCE) por el apoyo económico brindado para la publicación de los artículos de investigación.

A mi padre y a mi madre por estar siempre a mi lado en todo momento, su incondicional apoyo y palabras de aliento, y ejemplo de vida fueron mi principal motivación durante este trabajo. Este logro es también de ellos.

Al Dr. Víctor Rodolfo González Díaz por su dirección en el desarrollo de esta tesis. Por su apoyo durante los momentos más difíciles de la maestría, y por los consejos que me permitieron crecer como persona.

A la Dra. Gisela de la Fuente Cortes por el conocimiento que me compartió durante el desarrollo de este proyecto, y por siempre estar atenta para resolver mis dudas.

Índice general

| | |
|---|------------|
| Agradecimientos | II |
| Contenido | III |
| Índice de figuras | VII |
| Capítulo 1 Introducción | 1 |
| 1.1 Propuestas de mejora en el procesamiento..... | 2 |
| 1.2 Límites en el circuito de procesamiento del Frente Analógico..... | 4 |
| 1.3 Objetivo general..... | 4 |
| 1.4 Objetivos específicos..... | 4 |
| 1.5 Justificación..... | 5 |
| 1.6 Descripción..... | 7 |
| Capítulo 2 Modulación Delta-Sigma | 11 |
| 2.1 Modulador Delta-Sigma..... | 11 |
| 2.1.1 Ruido de cuantificación..... | 12 |
| 2.1.1.1 Número efectivo de bits..... | 14 |
| 2.1.2 Sobre-muestreo..... | 14 |
| 2.1.2.1 Decimación..... | 16 |
| 2.1.3 Moldeo espectral del ruido..... | 16 |
| 2.1.4 Modulación Delta-Sigma..... | 18 |
| 2.1.5 Modulador Delta-Sigma de primer orden..... | 19 |
| 2.1.6 Modulador Delta-Sigma de segundo orden..... | 21 |
| 2.1.7 Sobrecarga del modulador..... | 23 |
| 2.1.7.1 Nivel de sobrecarga máximo..... | 23 |
| 2.1.7.2 Estabilidad del modulador..... | 24 |

| | | |
|-------------------|---|-----------|
| 2.1.8 | Topologías para implementación | 24 |
| 2.1.8.1 | Cascada de integradores con retroalimentación distribuida..... | 24 |
| 2.1.8.2 | Cascada de integradores con suma de <i>feed-forward</i> ponderada..... | 25 |
| 2.1.8.3 | Cascada de integradores con retroalimentación y <i>feed-forward</i> distribuidos | 26 |
| 2.1.9 | Transformación de impulso invariante | 27 |
| Capítulo 3 | El Electrocardiograma | 29 |
| 3.1 | Electrocardiograma (<i>ECG</i>) | 29 |
| 3.1.1 | Forma de onda del electrocardiograma | 30 |
| 3.1.2 | Intervalo y segmento PR..... | 31 |
| 3.1.3 | Intervalo QT | 31 |
| 3.1.3.1 | La onda P | 32 |
| 3.1.3.2 | El complejo QRS | 32 |
| 3.1.3.3 | El segmento ST..... | 32 |
| 3.1.3.4 | La onda T | 33 |
| 3.1.4 | Ruido en el ECG | 33 |
| 3.1.4.1 | Desplazamiento de la línea base | 33 |
| 3.1.4.2 | Interferencia de la red eléctrica | 33 |
| 3.1.4.3 | Ruido electromiográfico | 34 |
| 3.1.5 | Extracción de características | 35 |
| 3.1.5.1 | Características primitivas | 35 |
| 3.1.5.2 | Características derivadas..... | 35 |
| 3.1.6 | Enfermedad de corazón isquémico | 36 |
| 3.1.6.1 | Patrón electrocardiógrafo de la isquemia | 36 |
| 3.1.6.2 | Onda T..... | 37 |
| 3.1.6.3 | Segmento ST | 37 |
| 3.1.7 | Algoritmos de delineación | 39 |
| 3.1.8 | Pan & Tompkins..... | 39 |
| 3.1.9 | Delineación adaptativa de ondas P y T | 41 |
| 3.1.10 | Algoritmo de delineación por densidad de pulsos | 44 |

| | | |
|---|---|-----------|
| 3.1.11 | Bases de datos | 47 |
| 3.1.11.1 | MIT - BIH - Arritmia..... | 47 |
| 3.1.11.2 | Asociación americana del corazón | 48 |
| 3.1.11.3 | Sociedad de cardiología europea..... | 48 |
| Capítulo 4 Desarrollo de un algoritmo para la identificación de patrones ECG | | 49 |
| 4.1 | Descripción del Sistema Propuesto | 49 |
| 4.2 | Preprocesamiento del ECG | 49 |
| 4.3 | Simulaciones Comportamentales | 54 |
| 4.3.1 | Simulación de Modulador Delta-Sigma | 54 |
| 4.3.2 | Simulación del Modulador Delta para Delineación de Pulsos | 56 |
| 4.3.2.1 | Extracción de la pendiente por Modulador Delta | 57 |
| 4.3.2.2 | Extracción de los puntos de inflexión por Modulador Delta..... | 59 |
| 4.4 | Delineación de ECG por Modulación Delta-Sigma | 61 |
| 4.4.1 | Filtro Derivativo..... | 62 |
| 4.5 | Moduladores Delta-Sigma | 64 |
| 4.5.1 | Diseño del Modulador Delta-Sigma | 66 |
| 4.5.2 | Diseño de la función de transferencia de ruido NTF | 66 |
| 4.5.2.1 | Predicción de la respuesta en frecuencia | 69 |
| 4.5.2.2 | Predicción de la relación señal a ruido | 71 |
| 4.5.3 | Implementación del modelo comportamental | 73 |
| 4.5.3.1 | Modelo comportamental | 75 |
| 4.5.4 | Implementación del esquema eléctrico comportamental | 76 |
| 4.5.4.1 | Relojes no sobrepuestos | 77 |
| 4.5.4.2 | Primer integrador | 78 |
| 4.5.4.3 | Segundo integrador..... | 80 |
| 4.5.4.4 | Sumador <i>feed-forward</i> | 82 |
| 4.5.5 | Comparador | 83 |
| 4.5.6 | Algoritmo de procesamiento digital | 85 |
| 4.5.7 | Detección de los puntos R, PR y J..... | 85 |
| 4.5.8 | Detección de las ondas P y T | 89 |

| | | |
|---------------------|--|------------|
| 4.5.8.1 | Detección de desviaciones del segmento ST..... | 91 |
| Capítulo 5 | Resultados | 94 |
| 5.1 | Modulador Delta-Sigma..... | 94 |
| 5.1.1 | Esquema eléctrico..... | 95 |
| 5.2 | Evaluación del algoritmo..... | 96 |
| 5.2.1 | Panorama en el estado del arte..... | 102 |
| Capítulo 6 | Conclusiones y trabajo futuro | 104 |
| 6.1 | Trabajo a futuro..... | 105 |
| Bibliografía | | 106 |

Índice de figuras

| | | |
|-------|---|----|
| 1.1. | Dispositivo de Monitoreo ECG, Kardia Mobile [13] | 1 |
| 1.2. | Estructura de una señal ECG | 8 |
| 1.3. | Diagrama de bloques de circuito de adquisición de ECG | 9 |
| 2.1. | Estructura estándar de un circuito modulador $\Delta\Sigma$ | 11 |
| 2.2. | Señal sinusoidal cuantificada en amplitud con 2 bits | 13 |
| 2.3. | Error e_Q correspondiente a la figura 2.2 | 13 |
| 2.4. | (a) Espectro de la señal muestreada a tasa Nyquist (b) Espectro de la señal con sobremuestreo | 15 |
| 2.5. | Diagrama de bloques de un Modulador $\Delta\Sigma$ | 17 |
| 2.6. | Moldeo Espectral del Ruido | 17 |
| 2.7. | Diagrama de bloques de un Modulador $\Delta\Sigma$ de 1-bit [20] | 18 |
| 2.8. | Modelo Lineal de un Modulador $\Delta\Sigma$ | 18 |
| 2.9. | Distribución del ruido de cuantificación en el Espectro de un modulador $\Delta\Sigma$ de 1 ^{er} Orden | 20 |
| 2.10. | Diagrama de un modulador $\Delta\Sigma$ de 2 ^{do} Orden en tiempo continuo | 21 |
| 2.11. | Representación en bloques discretos del modulador $\Delta\Sigma$ de 2 ^{do} orden | 22 |
| 2.12. | Sobrecarga de un modulador $\Delta\Sigma$ por una señal sinusoidal con amplitud fuera del rango | 23 |
| 2.13. | Topología Cascada de Integradores con Retroalimentación Distribuida | 24 |
| 2.14. | Topología del Modulador $\Delta\Sigma$ con alimentación <i>feed-forward</i> distribuida (CIDFF) | 26 |
| 2.15. | Diagrama de un modulador $\Delta\Sigma$ con topología CIDFFB | 27 |
| 3.1. | Segmentos e Intervalos de una forma de onda de Electrocardiograma | 30 |
| 3.2. | Simulación del ruido de desplazamiento de línea base | 34 |
| 3.3. | Señal ECG con interferencia de la red eléctrica | 34 |
| 3.4. | Señal ECG con ruido electromiográfico. Recuperado de [24] | 35 |

| | |
|---|----|
| 3.5. Evolución de la isquemia cardiaca. A) ECG Normal, B) Isquemia subendocárdica, C) Isquemia Transmural, D) Necrosis Transmural. Recurso recuperado de [23] | 37 |
| 3.6. ECG con elevación del segmento ST. 1)Final del intervalo PR. 2)Inicio del segmento ST (Punto J). Recurso recuperado de [28] | 39 |
| 3.7. Diagrama de Bloques del Algoritmo de Pan y Tompkins | 40 |
| 3.8. Ventanas de Búsqueda del Algoritmo Adaptativo [14] | 42 |
| 3.9. Diagrama de bloques general de un algoritmo de delineación adaptativo[14] | 43 |
| 3.10. Diagrama de Bloques del Modulador Delta de Orden 1 y 2. | 44 |
| 3.11. Señal de salida de los moduladores Delta ante distintas pendientes [6] | 45 |
| 3.12. Sistema propuesto en [6] para la aplicación del algoritmo de delineación de ECG por densidad de pulsos | 46 |
| 4.1. Diagrama a bloques del sistema propuesto | 50 |
| 4.2. Extracto de la grabación e0105/V4 de la base de datos europea ST-T | 51 |
| 4.3. Espectro de la grabación e0105/V4 de la base de datos europea ST-T | 51 |
| 4.4. Espectro original y espectro filtrado a 45 Hz. Grabación Sel100-MIT/BIH | 52 |
| 4.5. Comparativa de señal ECG filtrada LP a 45 Hz y 15 Hz | 53 |
| 4.6. Modulador Delta-Sigma de 2do Orden. Recuperado de [39] | 54 |
| 4.7. Diagrama de Bloques para Simulación de Modulador Delta-Sigma de Tiempo Continuo | 55 |
| 4.8. Respuesta del modulador Delta-Sigma reportado en [39] ante una señal ECG | 56 |
| 4.9. Diagrama de Bloques del Modulador Delta de Primer Orden | 57 |
| 4.10. Respuesta del Modulador Delta de primer orden | 58 |
| 4.11. Comparación de la salida del modulador Delta de primer orden y la pendiente del ECG. | 58 |
| 4.12. Diagrama de Bloques de Simulink de un Modulador Delta de Orden 2 | 59 |
| 4.13. Respuesta del modulador Delta de segundo orden | 60 |
| 4.14. Comparación de la respuesta del modulador delta de segundo orden con la segunda derivada del ECG | 60 |
| 4.15. Acercamiento al diagrama del sistema para delinear las ondas P,R y T | 61 |
| 4.16. Respuesta del filtro derivativo propuesto | 63 |

| | |
|--|----|
| 4.17. Pendiente de una señal ECG, grabación EDB-e0105-V4 | 63 |
| 4.18. Intervalos de cuantificación del modulado DS-CE, 1.5-bits | 64 |
| 4.19. Modulador Delta-Sigma con cuantificador ternario no uniforme [5] | 65 |
| 4.20. Salidas del modulador DS-CE | 65 |
| 4.21. Código - Síntesis de NTF | 67 |
| 4.22. Gráfica de polos y ceros, y respuesta en frecuencia de NTF | 69 |
| 4.23. Código - Simulación de modulador DS a partir de NTF | 70 |
| 4.24. Simulación del modulador DS con la función NTF de la ecuación 4.4 | 70 |
| 4.25. Código - Simulación de modulador DS a partir de NTF | 71 |
| 4.26. Comparativa del espectro esperado y el espectro de la salida simulada | 72 |
| 4.27. Código - Predicción de relación señal a ruido (SNR) | 72 |
| 4.28. Comparación de curva ideal y simulada, SNR vs Entrada | 73 |
| 4.29. Código - Coeficientes del Modulador DS CIFB | 73 |
| 4.30. Dinámica de los integradores con coeficientes no escalados | 74 |
| 4.31. Código - Escalamiento de los coeficientes del modulador) | 75 |
| 4.32. Dinámica de los integradores posterior al escalamiento de coeficientes | 75 |
| 4.33. Diagrama a bloques del modulador Delta-Sigma en Simulink | 76 |
| 4.34. Código - Comparador ternario no uniforme | 76 |
| 4.35. Integrador SC resistente a las capacitancias parásitas | 77 |
| 4.36. Relojes Q_1 y Q_2 | 78 |
| 4.37. Diagrama esquemático del primer integrador | 79 |
| 4.38. Diagrama esquemático del segundo integrador. | 80 |
| 4.39. Diagrama esquemático del sumador pasivo | 82 |
| 4.40. Cuantificador ternario no uniforme con arreglo de comparadores | 83 |
| 4.41. Código - Cuantificador ternario en verilog A | 84 |
| 4.42. Diagrama de la detección de una ráfaga del patrón | 86 |
| 4.43. Diagrama de ráfagas del complejo QRS | 88 |
| 4.44. Diagrama de flujo simplificado para detección del pico R y puntos PR y J | 89 |
| 4.45. Diagrama de ráfagas para ondas P y T | 91 |
| 4.46. Diagrama de flujo simplificado para detección de las ondas P y T | 92 |

| | |
|---|-----|
| 4.47. Delineación de las Ondas P,R y T. Grabación EDB-e0105 | 93 |
| 5.1. Comparativa de operación con cuantificador de 1-bit y ternario no uniforme (1.5-bit) | 94 |
| 5.2. Comparación de simulación comportamental e ideal | 95 |
| 5.3. Espectro del esquema eléctrico propuesto | 96 |
| 5.4. Dinámica de los integradores del circuito propuesto | 97 |
| 5.5. Salida modulada del circuito propuesto | 97 |
| 5.6. Esquema eléctrico completo | 98 |
| 5.7. Error de detección en onda P por pico de ruido | 100 |
| 5.8. Puntos clave detectados en las ráfagas del modulador DS_CE | 101 |
| 5.9. Comparativa de Anotaciones de la base de datos QT con ubicaciones detectadas | 101 |

CAPÍTULO 1

Introducción

En la actualidad, el estudio de las señales de electrocardiograma (ECG) es frecuentemente utilizado en el campo médico para detectar anomalías en el corazón e incluso prevenir un paro cardíaco repentino. El monitoreo del corazón, sin embargo, no se lleva a cabo exclusivamente en una clínica u hospital, sino que recientemente con la introducción de las tecnologías *IoT* y *wearable* se ha hecho viable la implementación de este proceso en sistemas portátiles. En años recientes, se han presentado algunas alternativas de dispositivos portátiles que cumplen con este propósito [1]-[4]. Sin embargo, la mayoría de estas alternativas utilizan computadoras de bolsillo como Raspberry, lo que resulta en un dispositivo con portabilidad limitada debido a sus dimensiones y consumo de energía. En [4], el autor se hace mención a los dispositivos comerciales Kardia Mobile y MyDiagnostick que pueden monitorear el comportamiento del corazón únicamente cuando el usuario lo sostiene en su mano. Por estas razones, las tendencias de desarrollo actuales se enfocan en reducir el tamaño del dispositivo y mejorar su portabilidad mediante el desarrollo de circuitos integrados de aplicación específica (ASIC) que optimicen el proceso [5]-[12].

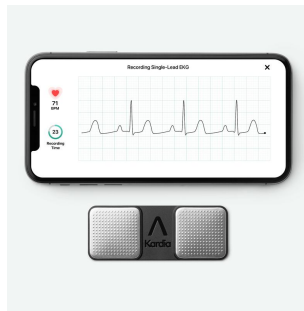


FIGURA 1.1: Dispositivo de Monitoreo ECG, Kardia Mobile [13]

El desarrollo de sistemas de detección de ECG portables se concentra mayoritariamente en el análisis y monitoreo constante de las señales de electrocardiograma para detectar y/o prevenir padecimientos o episodios de alto riesgo. La relevancia de estas características se ha incrementado en las últimas décadas al considerar que, según la organización mundial de la salud, la causa número uno de muertes son las enfermedades cardiovasculares que debido a que no siempre presentan síntomas visibles pueden complicar cualquier otro padecimiento de forma inesperada. El monitoreo constante de la señal ECG y la identificación de los distintos padecimientos cardiovasculares con alta precisión son elementos clave en la operación de estos sistemas, sin embargo, estos elementos requieren llevar a cabo una gran cantidad de cálculos y procesos sobre la señal que al implementarse en un circuito ASIC resultan en un mayor gasto de potencia. Para sistemas ECG portátiles el gasto de energía y el alto procesamiento son las mayores limitantes, pues de acuerdo al padecimiento puede ser necesario colocar un sensor invasivo en el corazón por lo que se requiere un tiempo prolongado de operación continua e independiente. Para reducir el consumo de energía en el sistema, los sistemas convencionales reducen la cantidad de procesamiento que se realiza en el circuito y dependen de la telemetría para realizar el procesamiento restante en una computadora externa, esto reduce la potencia disipada por el sistema, pero añade otros factores como la latencia.

1.1. Propuestas de mejora en el procesamiento

La tendencia actual en el monitoreo y análisis de la señal ECG busca disminuir el consumo total de energía a través de la reducción en la cantidad de procesamiento necesario para recuperar la información de la señal, la optimización de los algoritmos de delineación y la topología del circuito. En el estado del arte existen publicaciones recientes donde se ha propuesto la utilización del algoritmo de Pan y Tompkins (PAT), la transformada de onda discreta (DWT), la transformada de longitud de onda (CLT) y la transformada discreta de Fourier (DFT) para el análisis y extracción de características de la señal ECG. En [11] se presenta un sistema de extracción de características basado en el algoritmo PAT para detectar el complejo QRS y un algoritmo adaptativo para la delineación de las ondas T y P [14]. Este sistema está implementado en un circuito integrado con una tecnología en 65 *nm* y tiene un consumo

de $614 \mu W$ con una sensibilidad (S_e) de 99.83 % y predictividad positiva (S_p) de 98.5 %. En [14] se presenta un motor de extracción de características para ECG de baja potencia basado en la CLT y la DWT, y enfocado a cosechadores de energía térmica con un consumo de $642 nW$ operando a $7.5 kHz$ y construido en $65 nm$. En [7] se describe un sistema de clasificación de latidos isquémicos para la administración autónoma de medicamentos con una sensibilidad de 99.03 % y sensibilidad de 99.08 % , y basado en lógica difusa con un consumo de $274 nW$. Finalmente, en [6] se presenta un convertidor analógico a características digitales (ADFC) para ECG basado en un algoritmo de detección y delineación por densidad de pulsos e implementado con moduladores Delta-Sigma en un proceso de $65 nm$ con un consumo de $1.8 \mu W$.

| Ref. | Método | CMOS (nm) | Area (mm^2) | Potencia | S_e (%) | S_p (%) | Res. | ECG. |
|------|----------------|-----------|-----------------|------------|-----------|-----------|--------|---------|
| [6] | ADFC | 65 | N/A | $1.8\mu W$ | N/A | N/A | N/A | P-QRS-T |
| [7] | Lógica difusa | 180 | 0.137 | 274nW | 99.03 | 99.08 | 14-bit | N/A |
| [11] | PAT,Adaptativo | 65 | 0.03416 | $614\mu W$ | 99.83 | 98.65 | 11-bit | P-QRS-T |
| [12] | CLT,DWT | 65 | 0.243 | 642nW | N/A | N/A | 8-bit | N/A |

TABLA 1.1: Tabla comparativa de trabajos relacionados

En el frente analógico, se ha observado en los últimos años la aplicación de moduladores Delta-Sigma en el desarrollo de convertidores Analógico-a-Digital para el procesamiento de señales fisiológicas como ECG y EEG. Por ejemplo, en [9] el autor presentó un circuito de adquisición para ECG basado en un modulador Delta-Sigma con ganancia de integrador programable que logra una relación señal a ruido ($SNDR$) de $84.2 dB$ equivalente a una resolución efectiva de 8-bits y con un consumo de potencia de $20.8\mu W$. Por otro lado, en [15] se presentó un convertidor ADC Delta-Sigma de tercer orden que utiliza cadenas de integradores, amplificadores de transconductancia y otras técnicas para conseguir un $SNDR$ de $104.2dB$ y 17 bits de resolución efectiva. Otra propuesta [16] presenta el desarrollo de un dispositivo integrado de Frente Analógico (AFE) para aplicaciones de grabación de ECG y EEG. La propuesta está construida alrededor de un modulador $\Sigma\Delta$ y alcanza una $SNDR$ de $66.7dB$ o 10.8-bits de resolución con un consumo de $8.4\mu W$.

1.2. Límites en el circuito de procesamiento del Frente Analógico.

Otro factor limitante para la mejora de los sistemas de monitoreo del ECG es el circuito que procesa la señal analógica proveniente de los microelectrodos hacia la sección digital. Este bloque se conoce como frente analógico. El diseño de este bloque comprende en la inclusión de un circuito que discrimine las componentes adyacentes en frecuencia y convierta la señal al dominio digital. Es importante hacer énfasis en que muy pocos trabajos existentes incorporan el frente analógico y el procesamiento que identifica los padecimientos cardiovasculares, en particular a la isquemia cardiaca.

En este trabajo se considera el diseño de un sistema integrado que comprende ambos elementos: i) la adquisición y delineación de la señal ECG por medio de un algoritmo para la extracción de las características (Ondas T, P y Complejo QRS) basado en la implementación por moduladores Delta-Sigma y ii) la aplicación en la detección de patrones de padecimientos cardiovasculares con sistemas de detección ECG portátiles.

1.3. Objetivo general

Diseñar un circuito electrónico para el procesamiento de señales ECG con base en el modulador Delta-Sigma con el propósito de identificar patrones indicando un padecimiento cardiovascular.

1.4. Objetivos específicos

1. Determinar los puntos base de referencia para delinear las ondas QRS, P y T de la señal ECG.
2. Determinar los algoritmos para la detección del complejo QRS, las ondas P y T, así como la identificación de patrones de ECG característicos de enfermedades cardiovasculares.

3. Analizar las topologías y técnicas con moduladores Delta-Sigma para la conversión de datos del dominio analógico al dominio digital.
4. Diseñar un prototipo de sistema para la adquisición y delineación de la señal electrocardiográfica con moduladores Delta-Sigma.
5. Diseñar el esquema eléctrico del modulador Delta-Sigma para extracción de características de la señal electrocardiográfica

1.5. Justificación

En la actualidad, las enfermedades cardiovasculares se han convertido en la causa de muerte número uno a nivel mundial ocasionando alrededor de 17.9 millones de muertes cada año [17]. Una cantidad considerable de estas muertes se debe a la complicación de otras enfermedades ocasionado por la presencia de un padecimiento en el corazón. En algunos casos, los padecimientos pueden comportarse de forma asintomática, de modo que, personas aparentemente sanas pueden encontrarse en un escenario de salud grave sin su conocimiento.

Existen diversos métodos para determinar la presencia de una enfermedad cardiovascular como los análisis sanguíneos, pruebas de estrés, ecocardiografía y rayos X. Sin embargo, en el diagnóstico médico el método más utilizado consiste en la toma de un electrocardiograma, a través del cual, el médico puede determinar el comportamiento de las válvulas del corazón. Este método tiene preferencia sobre los demás debido a la relativa facilidad para llevarlo a cabo sin la necesidad de un procedimiento invasivo o riesgo innecesario. De lo anterior, es posible decir que no existe una falta de métodos para la detección de problemas del corazón, sin embargo, estos métodos requieren de la toma de muestras de distinta naturaleza y, lo que, es más, estos análisis solo pueden llevarse a cabo si el individuo decide acudir a un médico. En un caso asintomático la probabilidad de este escenario es esencialmente nula. Adicionalmente, para la detección exitosa de la enfermedad, la toma de la muestra debe coincidir con un evento errático del corazón, de otra forma existe la posibilidad de obtener resultados falsos negativos.

La probabilidad de la detección exitosa del padecimiento cardiovascular se ve entonces afectada por el instante capturado en la muestra, por tanto, es posible suponer que, si se

tomará una cantidad mayor de muestras en distintos instantes, la confiabilidad del resultado se incrementará. Esta suposición se muestra incompatible con métodos como el análisis sanguíneo y de X-Ray cuyas muestras no pueden tomarse con frecuencia. Por otro lado, la toma de un electrocardiograma únicamente se ve limitada por el tiempo en que el paciente puede estar conectado a la máquina. Es decir, un problema de tiempo y disponibilidad de equipo técnico.

Recientemente, con la introducción de las tecnologías IoT y wearable, se presenta la posibilidad implementar la capacidad de adquisición de ECG de un electrocardiógrafo en un dispositivo portátil no invasivo de modo que dicho dispositivo solucione el problema de tiempo en que el usuario pueda estar conectado al electrocardiógrafo e incremente la confiabilidad del análisis a través de una toma de muestras continua. Sin embargo, el diseño de tal dispositivo se encuentra con otros obstáculos que dificultan su implementación. El mayor de estos obstáculos reside en el consumo de energía, al ser un dispositivo portátil la fuente de alimentación eléctrica tiende a implementarse con una batería, o en algunos casos, con técnicas de recolección de energía. Ambas fuentes de alimentación cuentan con una capacidad limitada que en consecuencia limita el tiempo de operación del dispositivo, por tanto, para garantizar un periodo de operación prolongado es necesario reducir el consumo de energía. El segundo mayor obstáculo se encuentra en el manejo del resultado pues, aunque es posible visualizar el electrocardiograma, la identificación de comportamientos erráticos posa un problema, pues requiere de una enorme cantidad de operaciones sobre la señal ECG. En consecuencia, se genera un incremento considerable en el consumo de energía complicando el problema de una alimentación limitada.

La investigación y el desarrollo de dispositivos de electrocardiograma portátiles se ha enfocado en la mitigación de ambos obstáculos a través de la optimización y propuesta de circuitos de adquisición de la señal ECG, y la creación de nuevos algoritmos de delineación y detección que permitan reducir la carga sobre el procesador en el dispositivo. Ambos enfoques atienden a la reducción de consumo de energía del dispositivo. Sin embargo, a la fecha, la mayoría de propuestas se enfocan únicamente en circuitos de adquisición que dependen de un procesador externo para realizar la interpretación de la señal. Por ejemplo, las investigaciones en [1], [2],

[5], [6] proponen nuevos algoritmos y circuitos de adquisición para optimizar la delineación de la señal ECG con consumos del orden de nano watts, sin embargo, no incorporan en el circuito algún método de detección de pulsos erráticos, sino que se propone aplicar técnicas como el aprendizaje máquina en un computador remoto a través de telemetría. Por otro lado, en [7] se propone un circuito de procesamiento con la capacidad de identificar pulsos isquémicos de forma local con técnicas de lógica difusa y un consumo de 274nW. De los circuitos de adquisición reportados, en [6] se presenta una topología de circuito de adquisición capaz de extraer características completas y con un consumo de 1.8uW.

De lo anterior, podemos observar que no existe un circuito que integre el circuito de adquisición y la identificación de eventos atípicos del corazón en un solo chip. Por esta razón, en este trabajo se propone diseñar un circuito con moduladores Delta-Sigma para la caracterización de señales ECG y la identificación de patrones correspondientes a eventos atípicos del corazón haciendo uso de estos moduladores por su bajo consumo energético y su afinidad en la extracción de características a diferencia de otros convertidores.

1.6. Descripción

Durante el comienzo del trabajo se llevó a cabo una amplia investigación sobre la naturaleza y la estructura de las señales ECG con el objetivo de determinar la localización óptima de los puntos de referencia para la extracción de información esencial de la señal, así como su comportamiento bajo distintos escenarios. A partir de esta investigación se realizó un análisis del estado del arte en el tema de algoritmos para la delineación de las partes de la señal. Tras esta investigación, se inició una investigación sobre la topología de circuitos de adquisición actualmente utilizados para la adquisición de la señal con un enfoque en moduladores Delta-Sigma, así como sobre circuitos de procesamiento local de señales ECG para la detección de patrones de comportamiento atípico.

Después de la etapa de investigación inicial, se encuentra la etapa de diseño del trabajo propuesto. En esta etapa se procedió a determinar los algoritmos y métodos matemáticos (PAT, DFT, DWT, etc.). para la detección y delineación de los puntos que definen el complejo QRS

y las ondas T y P de la señal. Así también se determinaron las técnicas para la identificación de pulsos isquémicos a partir de las características extraídas por el modulador Delta-Sigma. Después de determinar los algoritmos y técnicas se continuó con el diseño de la topología de un circuito de adquisición y extracción de características con moduladores Delta-Sigma para implementar la detección y delineación de la señal ECG completa enfocado en optimizar el consumo de energía y el procesamiento de la señal. La operación general del circuito y algoritmo consiste en identificar la localización de los puntos fiduciales a partir de los patrones de bits reflejados en la salida del modulador. La figura 4.1 muestra los puntos de referencia y segmentos de la señal típica ECG.

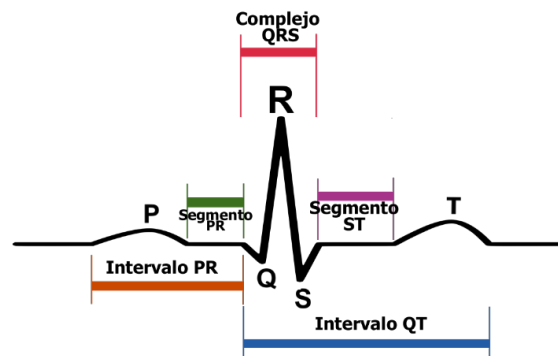


FIGURA 1.2: Estructura de una señal ECG

La delineación de estos segmentos permite definir características como las amplitudes máximas del complejo QRS y las ondas P y T, así como los puntos de *onset* y *offset* a partir de los cuales se puede determinar la duración de los segmentos e intervalos PR y ST. Para realizar este proceso existen distintos algoritmos, sin embargo, el principio general se describe en el diagrama de la figura 4.2. De acuerdo a este diagrama, el circuito de frente analógico puede dividirse en dos etapas principales: Delineación del complejo QRS y Delineación de las ondas P y T.

Al recibir la señal, el proceso se inicia con la detección del pico R, esto permite diferenciar entre varios latidos y tomar una medida inicial de la duración del pulso. A partir de la localización del punto R se realiza una búsqueda en la proximidad para determinar la localización de los puntos Q y S, esta búsqueda se realiza observando los cambios de signo de la pendiente alrededor de R. Conociendo los puntos Q, R y S se puede delinear el complejo completo y

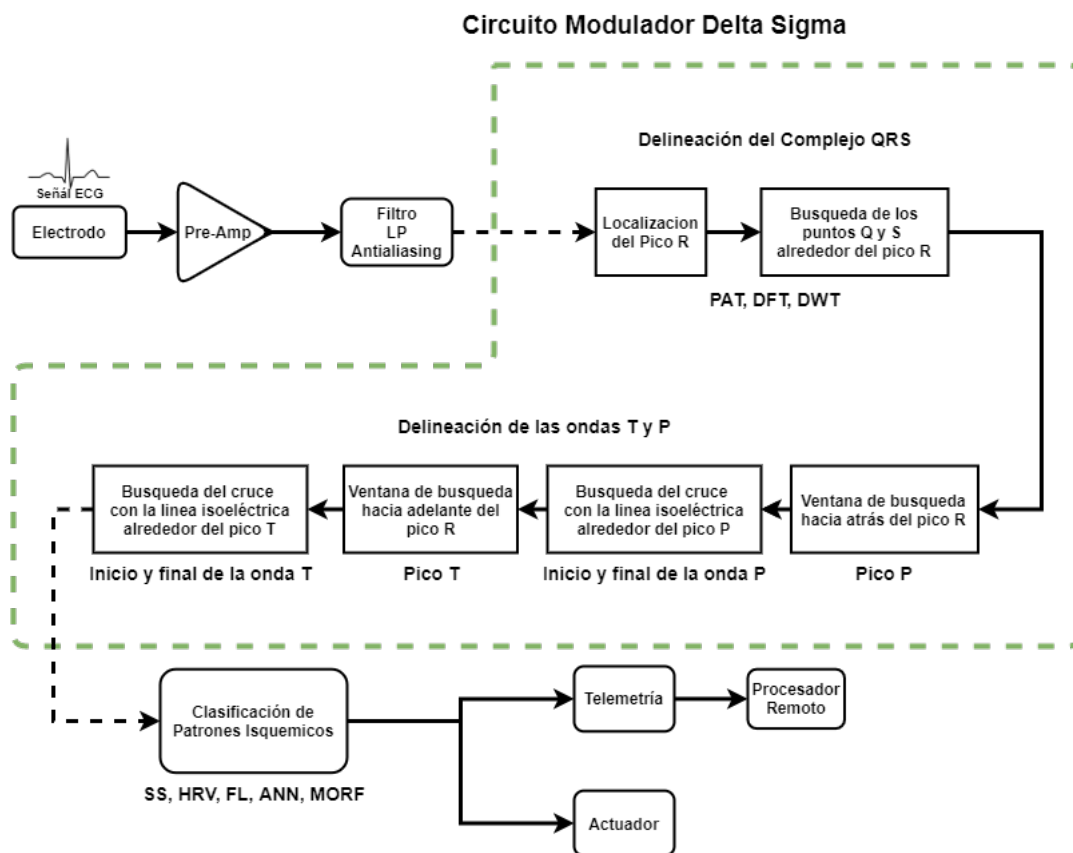


FIGURA 1.3: Diagrama de bloques de circuito de adquisición de ECG

determinar su duración.

Después de delinear el complejo QRS, se procede a la delineación de las ondas P y T. Para este fin, se genera una ventana tiempo y se busca en este espacio hacia atrás y adelante del punto R. Los puntos máximos detectados en la ventana determinan los puntos de referencia P y T, una vez detectados se determinan los puntos de *levantamiento* y *asentamiento* de cada onda, para esto se observa el punto en que la pendiente se vuelve cero o cruza la línea isoeletrica. Una vez detectados todos los puntos se es posible medir los tiempos de duración de todos los segmentos y reconstruir fielmente la señal, sin embargo, para el procesamiento local la reconstrucción de la señal es innecesaria. El circuito modulador Delta-Sigma coloca en su salida las características moduladas de forma digital par el procesamiento por el circuito identificador de patrones cardiovasculares.

La identificación de enfermedades del corazón como la isquemia cardiaca (IHD) se basa en la detección de patrones de señal ECG a través de algoritmos de detección como o el análisis de

la morfología de la señal. Los patrones que se busca detectar son aquellos correspondientes a los distintos tipos de arritmia cardíaca como las contracciones ventriculares prematuras (PVC), fibrilación ventricular (VF), taquicardia ventricular, bradicardia, fibrilación auricular y hasta bloqueos cardíacos [1], [3], [4]. La identificación de enfermedades cardiovasculares es un proceso que puede variar de acuerdo a la enfermedad particular que se busca identificar, esto es ya que algunas enfermedades tienden a compartir algunos patrones en la señal ECG por lo que se requieren de algoritmos de identificación que empleen técnicas para diferenciar un padecimiento de otro similar, entre ellos se encuentran los métodos de pendiente pronunciada [4], variabilidad de la frecuencia cardíaca [3], [4], lógica difusa [7], y el aprendizaje máquina por redes neuronales artificiales [2].

Posterior a diseñar el circuito, se procederá a simular los algoritmos y el circuito con elementos discretos en herramientas CAD para verificar el funcionamiento y realizar las optimizaciones posibles. Una vez se determine que el sistema presenta una operación satisfactoria y cumple con las especificaciones de diseño, se procederá a la implementación del circuito a través de herramientas de síntesis de circuitos ASIC.

Modulación Delta-Sigma

En este capítulo se presenta los fundamentos de operación de un circuito modulador Delta-Sigma y su aplicación a la conversión de datos de señales analógicas al dominio digital. En este capítulo se presentan los conceptos fundamentales de la conversión analógico-digital como el ruido de cuantificación y el sobremuestreo. Así mismo, sobre el modulador Delta-Sigma se describen el moldeo de ruido de cuantificación, sobrecarga del modulador y las topologías más relevantes en el estado del arte.

2.1. Modulador Delta-Sigma

Un modulador Delta-Sigma es un tipo de circuito convertidor de datos que utiliza el principio de sobremuestreo de una señal para generar una representación digital en forma de una secuencia de bits. Este modulador tiene aplicaciones en la conversión de datos del dominio analógico a digital (*ADC*), digital a analógico (*DAC*) y digital a digital. La figura 2.1 muestra la estructura base del circuito modulador $\Delta\Sigma$.

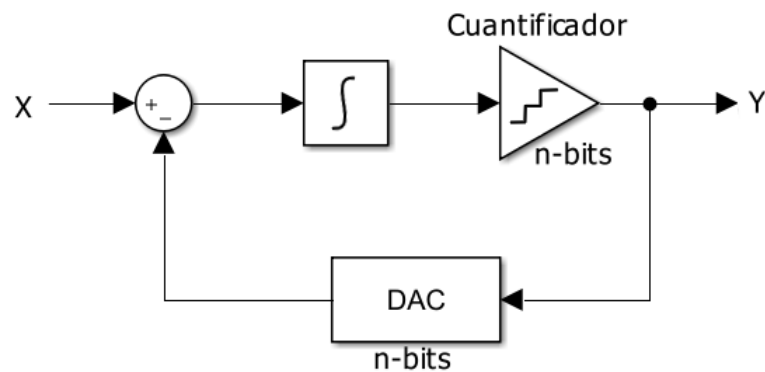


FIGURA 2.1: Estructura estándar de un circuito modulador $\Delta\Sigma$

Para obtener una mejor comprensión del modulador de la figura 2.1 es necesario analizar los efectos importantes inherentes a la operación de los convertidores de datos. Los conceptos de ruido de cuantificación, sobremuestreo y moldeo de ruido se describen en los siguientes apartados.

2.1.1. Ruido de cuantificación

La característica principal de los convertidores de datos es el número de bits N que forma la palabra digital con la que pueden representar una señal. Así mismo, el número de bits determina la cantidad de niveles de cuantificación M del convertidor en cuestión, generalmente, M está dado por el número dos elevado a la potencia indicada por el número de bits. Por otro lado, el número de bits también define la magnitud de cada nivel o paso de cuantificación Δ . Estos parámetros están dados por las siguientes expresiones.

$$M = 2^N = \text{Intervalos de cuantificación} \quad (2.1)$$

$$\Delta = \frac{V_{FS}}{2^N - 1} = V_{LSB}$$

Note que en la literatura el paso de cuantificación también se define como el voltaje mínimo que puede ser representado por el convertidor, es decir, el voltaje correspondiente al bit menos significativo V_{LSB} .

El proceso de cuantificación en amplitud implementado por los convertidores de datos analógicos consiste en la aproximación del valor presente en la entrada del convertidor hacia un nivel de amplitud preestablecido que corresponda a una palabra digital de N bits. De esta forma, la señal cuantificada en niveles de amplitud representa una aproximación a la señal original y como tal existe una diferencia entre ambas señales, esta diferencia se conoce como error de cuantificación e_Q .

La figura 2.2 muestra una comparación de una señal sinusoidal y su correspondiente representación cuantificada en 2 bits. En la figura se observa que existen cuatro intervalos de cuantificación y el tamaño de paso es de un tercio de la amplitud de la señal como indicado por la ecuación 2.1. Note que los valores en la cercanía de $\pm\Delta/2$ de un intervalo son directamente

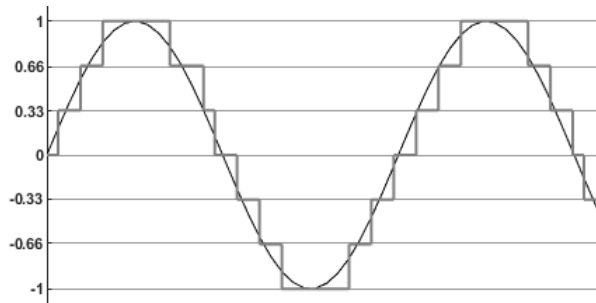
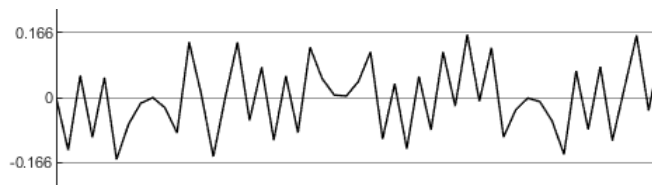


FIGURA 2.2: Señal sinusoidal cuantificada en amplitud con 2 bits

aproximados al valor de amplitud correspondiente generando el error de cuantificación que se muestra en la figura 2.3.

FIGURA 2.3: Error e_Q correspondiente a la figura 2.2

De lo anterior, se puede concluir que el modelo de un cuantificador puede describirse como la adición de un elemento lineal de error a la señal de entrada [18]. La salida del proceso de cuantificación está descrita por

$$Y = X_{in} + e_Q \quad (2.2)$$

Cuando la señal de entrada es relativamente constante entonces el espectro del error de cuantificación se concentra en una pequeña banda de la banda de muestreo, por otro lado, si la señal de entrada presenta abundantes variaciones entonces se puede asumir que el espectro del error de cuantificación se distribuye a través de todo el espectro útil como un ruido blanco N_Q . Para que esta última suposición sea correcta se deben utilizar varios intervalos de cuantificación uniformes y se debe garantizar que el error no presente correlación con la señal de entrada [18]. Considerando una distribución uniforme del ruido de cuantificación N_Q , la potencia promedio de e_Q en el intervalo de la banda de Nyquist (0 a $fs/2$) está dada por

$$P_Q = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \frac{e_Q^2}{\Delta} de_Q = \frac{\Delta^2}{12} \quad (2.3)$$

La expresión anterior demuestra que existe una relación entre el número de bits convertidor y la potencia del ruido de cuantificación.

2.1.1.1. Número efectivo de bits

La relación señal a ruido (SNR) de convertidor demuestra que la potencia del ruido de cuantificación tiene un efecto considerable sobre la resolución efectiva del convertidor. La resolución efectiva o número efectivo de bits ($ENoB$) es una de las figuras de mérito más utilizadas en la literatura para caracterizar el desempeño del convertidor, la forma estándar se deriva de la relación SNR del convertidor entre la potencia de una señal sinusoidal y la potencia del ruido de cuantificación descrita en la ecuación 2.3 [18], [19]. La resolución efectiva está dada por

$$ENoB = \frac{SNR_{dB} - 1.76}{6.02} \quad (2.4)$$

2.1.2. Sobre-muestreo

El sobremuestreo, o *oversampling* en inglés, es un método utilizado en convertidores de datos analógicos a digitales que consiste en muestrear la señal de interés a una frecuencia mayor a la frecuencia de la banda de Nyquist ($2f_B$) con el objetivo de reducir el ruido en la banda de interés. El principio del sobre muestreo es mucho más entendible si se considera que la potencia total del ruido de cuantificación descrita en la ecuación 2.3 es constante y está distribuida uniformemente en todo el espectro de la banda de muestreo (f_s). De esta forma, incrementar la frecuencia de muestreo ocasiona que la potencia del ruido de cuantificación se distribuya a través de un espectro más amplio, lo que en consecuencia ocasiona que la densidad de potencia del ruido disminuya en función de la frecuencia de muestreo. Este efecto se puede observar a través la siguiente ecuación

$$PD_Q = \frac{2\Delta^2}{12f_s} \quad (2.5)$$

La ecuación 2.5 describe la densidad de potencia del ruido de cuantificación considerando todo el espectro hasta la frecuencia $f_s/2$. Por otro lado, para la conversión de datos solamente es de interés el intervalo del espectro que contiene a la señal de interés, por lo tanto, la potencia del ruido de cuantificación en la banda de interés está dado por la expresión de la ecuación 2.3 multiplicada por el factor de proporción entre la frecuencia de la banda de interés (f_B) y la primera mitad de la banda de Nyquist ($f_s/2$).

$$P_{Q_{OS}} = \frac{\Delta^2 2f_B}{12 f_s} = \frac{\Delta^2 f_N}{12 f_s} = \frac{\Delta^2}{12} \frac{1}{OSR} \quad (2.6)$$

La expresión 2.6 demuestra que el sobre muestreo reduce el ruido en la banda de interés por un factor de f_s/f_N . Esta cantidad define un parámetro muy importante en el diseño de convertidores por sobremuestreo conocido como la tasa de sobremuestreo (OSR). La figura 2.4 muestra el efecto del sobremuestreo en el espectro de la señal.

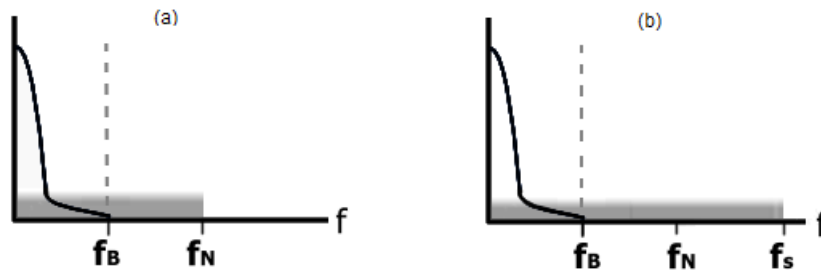


FIGURA 2.4: (a) Espectro de la señal muestreada a tasa Nyquist
(b) Espectro de la señal con sobremuestreo

La reducción del ruido es equivalente a una mejora en la relación señal a ruido del convertidor por el factor OSR [19], el incremento del SNR está dado por:

$$\Delta SNR_{dB} = 10 \log(OSR) \quad (2.7)$$

La ecuación 2.7 demuestra que cada incremento del OSR por un factor de cuatro genera una mejora del SNR de 6.02 dB , y por lo tanto, de acuerdo a la ecuación de resolución efectiva, se obtiene una ganancia de 1-bit. Es importante mencionar que la ganancia de resolución es un beneficio secundario del sobre muestreo ya que obtener mayores resoluciones requiere de tasas de muestreo muy grandes que no siempre son la mejor opción.

2.1.2.1. Decimación

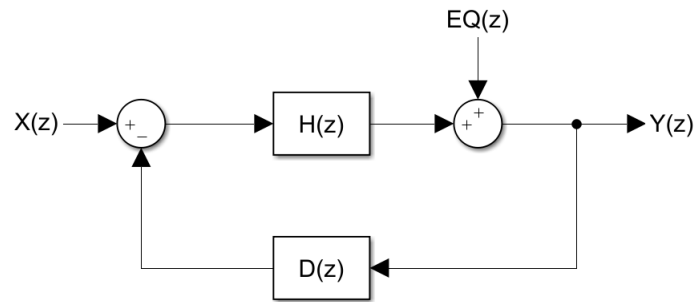
El sobremuestreo de la señal tiende a generar tasas de muestreo muy altas que en la mayoría de situaciones no son la mejor opción para los dispositivos digitales. El procesamiento de muestras a altas velocidades se refleja directamente en la velocidad de reloj del procesador digital el cual a su vez está relacionado al consumo de energía del procesador. Para solucionar este problema, la tasa de muestreo generada por el sobremuestreo tiene que someterse a un filtro de decimación, el cual descarta algunas muestras para reducir la frecuencia de muestreo por un factor entero k . El filtro de decimación se ubica después del filtro utilizado para eliminar el ruido fuera de la banda de interés y suele ser el último paso antes de ingresar los datos a un procesador digital, de esta forma se garantiza que la reducción del ruido por el sobremuestreo se mantenga al momento de la decimación.

2.1.3. Moldeo espectral del ruido

En el diseño de convertidores de datos del dominio analógico (*ADC*) al digital es deseado que la presencia del ruido de cuantificación en la banda de interés sea reducida en la mayor medida con el objetivo de mejorar la relación SNR y en consecuencia la resolución efectiva del convertidor. La capacidad de moldeo de ruido, del inglés *noise shaping*, se refiere a la capacidad de desplazar la potencia del ruido hacia afuera de la banda de interés. Esta es una característica inherente de los convertidores $\Delta\Sigma$.

El diagrama de bloques de la figura 2.5 muestra la operación general de un modulador $\Delta\Sigma$. La función de transferencia del diagrama se obtiene por inspección como[18]:

$$Y(z) = [X(z) - Y(z)D(z)]H(z) + N_Q(z) \quad (2.8)$$

FIGURA 2.5: Diagrama de bloques de un Modulador $\Delta\Sigma$

Se puede reescribir la expresión de la función de transferencia en términos de ambas entradas del sistema. La ecuación resultante consiste de la suma de dos funciones de transferencia correspondientes a la señal de entrada y al ruido de cuantificación. La función de transferencia de la señal está denotada por $STF(z)$ y la función de transferencia del ruido está denotada por $NTF(z)$. La salida del convertidor es la superposición de ambas funciones individuales[18].

$$STF(z) = \frac{H(z)}{1 + H(z)D(z)} X(z) \quad (2.9)$$

$$NTF(z) = \frac{1}{1 + H(z)D(z)} N_Q(z)$$

Esta característica permite al convertidor procesar el ruido y la señal de forma distinta. Para desplazar el ruido fuera de la banda de interés la respuesta del $NTF(z)$ debe ser de tipo pasa altas y la respuesta de $STF(z)$ pasa bajas. La figura 2.6 muestra el efecto de el moldeo de ruido en el espectro de frecuencias.

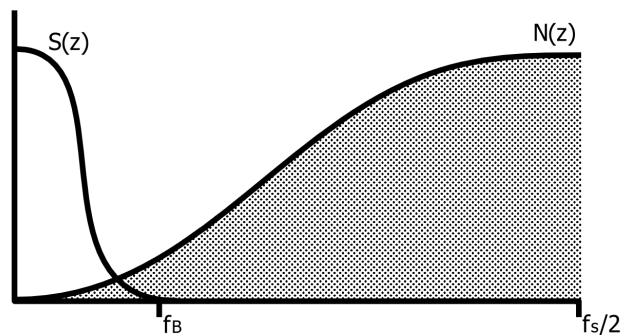


FIGURA 2.6: Moldeo Espectral del Ruido

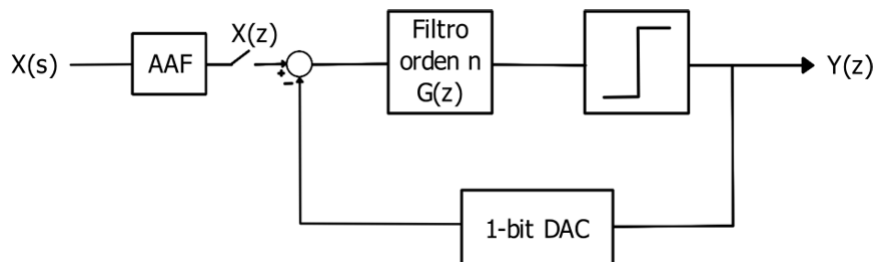


FIGURA 2.7: Diagrama de bloques de un Modulador $\Delta\Sigma$ de 1-bit [20]

2.1.4. Modulación Delta-Sigma

Durante el estudio de un fenómeno físico, es común que las señales analógicas que describen el fenómeno deban trasladarse a sistemas digitales para realizar su análisis, en estos casos la conversión de señales analógicas al dominio digital es un proceso necesario. La modulación Delta-Sigma es una técnica de conversión de datos que genera una cadena de bits que varía a una frecuencia cercana a la frecuencia de muestreo y cuyo ancho de pulso corresponde al valor de la señal en su entrada.

El circuito de un modulador $\Delta\Sigma$ incorpora un filtro de orden n en cascada con un cuantificador de 1 o más bits. La señal cuantificada es retro-alimentada y sustraída de la señal de entrada, de esta forma, el modulador opera sobre la diferencia entre ambas señales y la pasa a través del filtro $G(z)$ cuya función de transferencia debe ser la de un integrador de orden n . La señal en la entrada del modulador puede ser de tiempo discreto o continuo de acuerdo al tipo de convertidor. La figura 2.7 muestra el esquema de un modulador $\Delta\Sigma$ de 1-bit.

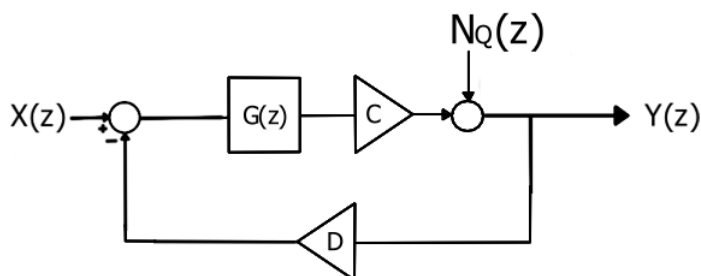


FIGURA 2.8: Modelo Lineal de un Modulador $\Delta\Sigma$

Si se sustituyen el cuantificador y el convertidor DAC por su equivalente modelo lineal, el diagrama de bloques puede construirse como se muestra en la figura 2.8[20]. Note que

el diagrama es similar al mostrado en la figura 2.5 pero incluye el factor de ganancia del cuantificador y del convertidor DAC . Por otro lado, el bloque $H(z)$ es ahora el filtro integrador y el bloque $D(z)$ se asumió de ganancia unitaria. La función de transferencia dada por:

$$Y(z) = \frac{cG(z)}{1 + cDG(z)}X(z) + \frac{1}{1 + cDG(z)}N_Q \quad (2.10)$$

Si el filtro integrador $G(z)$ se selecciona para que muestre una respuesta en frecuencia con magnitud mínima de 0 dB en la banda de interés (f_B), entonces la señal pasa a través del filtro sin sufrir alteración alguna, por el contrario, la función de transferencia del ruido para frecuencias bajas presenta una respuesta opuesta que atenúa el ruido dentro de la banda de interés su magnitud se incrementa respecto al decrecimiento en la ganancia de la STF .

2.1.5. Modulador Delta-Sigma de primer orden

El orden de un modulador $\Delta\Sigma$ está determinada por el orden del filtro integrador incorporado en el lazo principal y el orden del filtro incorporado en el lazo de retroalimentación. Usualmente, el filtro en el lazo de retroalimentación se omite y el orden depende únicamente de $G(z)$. Si se selecciona $G(z)$ como un integrador ideal de orden 1 y las ganancias del cuantificador y DAC unitarias, la función de transferencia del convertidor (eq. 2.10) puede escribirse de la forma:

$$G(z) = \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (2.11)$$

$$Y(z) = z^{-1}X(z) + (1 - z^{-1})N_Q(z) \quad (2.12)$$

La ecuación 2.12 comprueba que la señal solamente es retrasada un ciclo mientras que el ruido es procesado de forma diferente. El comportamiento en la frecuencia de $NTF(z)$ se puede observar interpretar mejor si se realiza el mapeo de la función al plano s , $z = e^{j\omega T_s}$. La figura 2.9 muestra la distribución del ruido en la banda de muestreo.

$$NTF(\omega) = 1 - e^{-j\omega T_s} = 2je^{-j\omega T_s/2} \frac{e^{j\omega T_s/2} - e^{-j\omega T_s/2}}{2j} \quad (2.13)$$

$$NTF(\omega) = 2je^{-j\omega T_s/2} \sin(\omega T_s/2)$$

La ecuación 2.13 permite observar que la respuesta de la función de transferencia $NTF(z)$ moldea el espectro de potencia ruido a la forma de una onda sinusoidal con potencia máxima de $6dB$. Derivado de esta expresión, la potencia del N_Q en la banda de interés se encuentra integrando la densidad de potencia del ruido de cuantificación multiplicada por la potencia de $NTF(z)$ en este intervalo [18].

$$|NTF(\omega)|^2 = 4\sin^2\left(\frac{\pi f}{f_s}\right)$$

$$P_{Q_{DS}} = \frac{\Delta^2}{6f_s} \int_0^{f_B} 4\sin^2\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) df = \frac{\Delta^2}{12} \frac{\pi^2}{3OSR^3} \quad (2.14)$$

El modulador Delta-Sigma permite alcanzar mejores relaciones de señal a ruido que solamente la aplicación del sobremuestreo [20]. La mejora en reducción del ruido con respecto al método de sobremuestreo se obtiene del cociente del ruido en la banda de interés de ambos métodos.

$$\Delta N_{Q_{DS/Os}} = \frac{P_{Q_{DS}}}{P_{Q_{Os}}} = \frac{\pi^2}{3OSR^2} \quad (2.15)$$

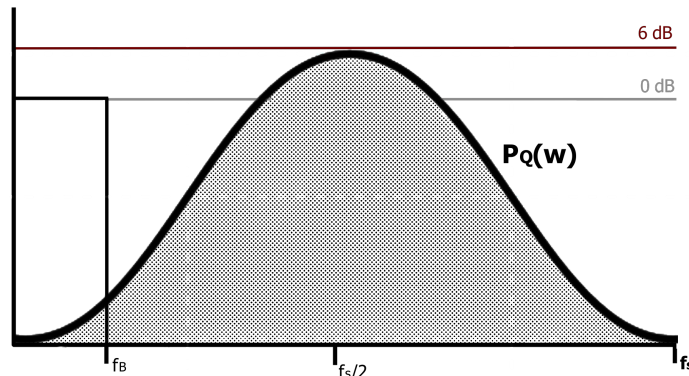


FIGURA 2.9: Distribución del ruido de cuantificación en el Espectro de un modulador $\Delta\Sigma$ de 1^{er} Orden

La relación señal a ruido del modulador $\Delta\Sigma$ de primer orden está dada por [18]:

$$\begin{aligned} SRN_{dB} &= 6.02n + 1.78 - 5.17 + 30\log(OSR) \\ SRN_{dB} &= 6.02n + 1.78 - 5.17 + 9.03\log_2(OSR) \end{aligned} \quad (2.16)$$

La relación SNR del modulador mejora 9.03 dB por cada incremento del factor de sobremuestreo por un factor de 2, la resolución efectiva incrementa en 1.5-bits.

2.1.6. Modulador Delta-Sigma de segundo orden

Un modulador Delta-Sigma de segundo orden muestra una reducción mayor del ruido en la banda de interés y a la vez permite alcanzar resoluciones efectivas más altas con factores de sobremuestreo menores. A diferencia de un modulador de primer orden, el filtro $G(z)$ debe incorporar dos integradores para elevar el orden del modulador. La adición del segundo integrador añade un polo al sistema, el cual sumado como la retroalimentación negativa y el primer integrador introduce inestabilidad en el modulador. El esquema de la figura 2.10 introduce un lazo de retroalimentación hacia el segundo hacia la entrada del segundo integrador para evitar la inestabilidad en el modulador.

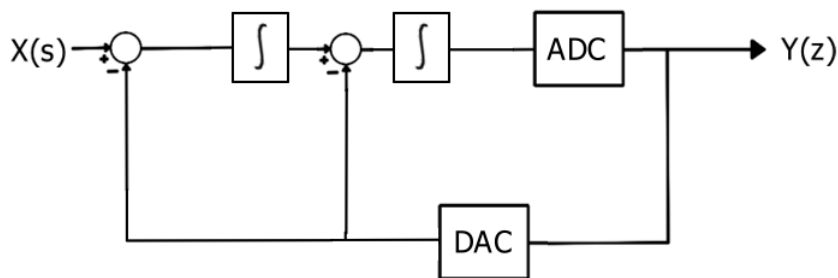


FIGURA 2.10: Diagrama de un modulador $\Delta\Sigma$ de 2^{do} Orden en tiempo continuo

El modulador de la figura 2.10 puede representarse en forma discreta como se muestra en la figura 2.11 [18], [20]. La función de transferencia de este esquema está dada como:

$$Y(z) = z^{-1}X(z) + (1 - z^{-1})^2 N_Q(z) \quad (2.17)$$

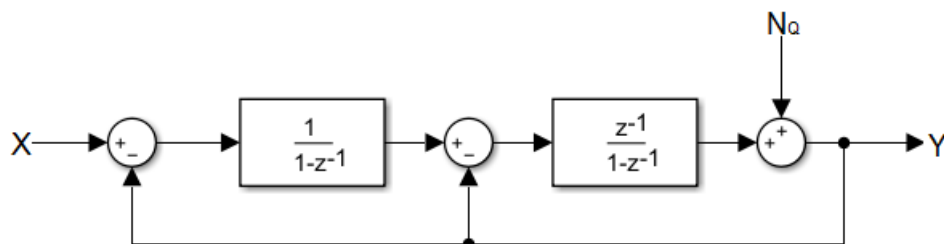


FIGURA 2.11: Representación en bloques discretos del modulador $\Delta\Sigma$ de 2^{do} orden

Note que la función de transferencia de la señal se comporta de igual forma que en el modulador de primer orden solamente retrasando la señal un ciclo. Por otro lado, la función de transferencia del ruido ahora muestra una función pasa altas de segundo orden con pendiente de -40 dB/dec [20]. La representación de la NTF en el plano de la frecuencia compleja está dada por[18]:

$$NTF(\omega) = -4e^{-j\omega T_s} \sin^2\left(\frac{\omega}{2f_s}\right) \quad (2.18)$$

Observe que ahora la NTF alcanza una amplitud máxima de 12 dB a la mitad de la banda de muestreo $f_s/2$. La potencia del ruido en la banda de interés f_B , se encuentra como:

$$P_{Q_{DS_2}} = \frac{\Delta^2}{6f_s} \int_0^{f_B} 16 \sin^4\left(\frac{\pi f}{f_s}\right) df = \frac{\Delta^2}{12} \frac{\pi^4}{5OSR^5} \quad (2.19)$$

El modulador de segundo orden ofrece una mejora respecto al modulador de primer orden en la reducción del ruido dentro de la banda de interés. El factor de reducción se obtiene del cociente de la potencia del ruido de ambos moduladores, está dado por:

$$\Delta N_{Q_{DS_2}/DS} = \frac{P_{Q_{DS_2}}}{P_{Q_{DS}}} = \frac{3\pi^2}{5} OSR^{-2} \quad (2.20)$$

La relación señal a ruido para el modulador $\Delta\Sigma$ de segundo orden demuestra que la ganancia de resolución efectiva obtenida al duplicar el factor OSR es de 15 dB equivalentes a 2.5-bits. El modulador $\Delta\Sigma$ de segundo orden obtiene una mejor de 1-bit más que el modulador $\Delta\Sigma$ de primer orden[18].

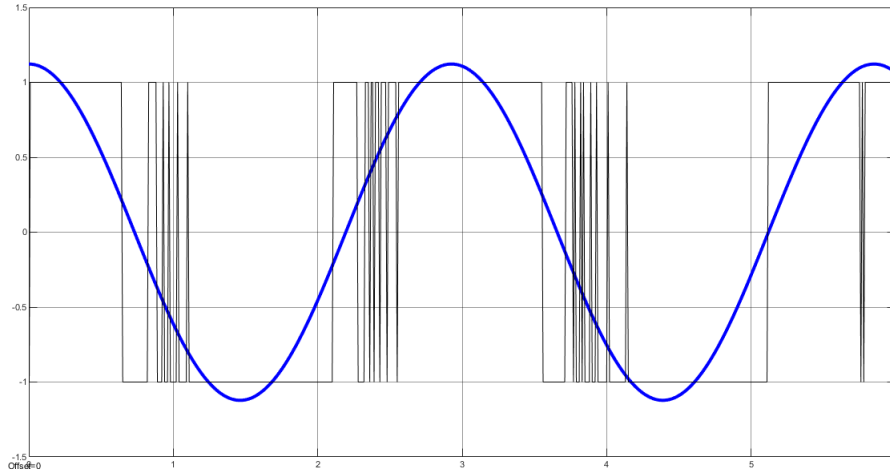


FIGURA 2.12: Sobrecarga de un modulador $\Delta\Sigma$ por una señal sinusoidal con amplitud fuera del rango

$$SNR_{dB} = 6.02n + 1.78 - 12.9 + 15.05\log_2(OSR) \quad (2.21)$$

2.1.7. Sobrecarga del modulador

La amplitud máxima de la señal de entrada que puede ser representada correctamente a la salida del modulador $\Delta\Sigma$ está limitada por el voltaje de escala completa del convertidor *DAC* en el lazo de retroalimentación, cuando la amplitud de la señal de entrada supera este límite, el modulador $\Delta\Sigma$ entra en un estado de sobrecarga.

Que el modulador se sobrecargue quiere decir que la salida del convertidor *DAC* se ha saturado y, en consecuencia, la retroalimentación lleva a los integradores a saturarse causando que el convertidor no pueda representar la señal de entrada hasta que se recupere la estabilidad. La figura 2.12 muestra la salida del modulador durante la sobrecarga.

2.1.7.1. Nivel de sobrecarga máximo

El nivel de sobrecarga máximo α_{OL} es un parámetro que describe la amplitud máxima pico a pico que puede convertir correctamente el modulador $\Delta\Sigma$ con respecto al rango del convertidor *DAC*. Este parámetro se expresa en decibelios y usualmente se encuentra entre -2 dB a -4 dB , sin embargo, el nivel alcanzable depende de la implementación del modulador [20].

2.1.7.2. Estabilidad del modulador

El modulador $\Delta\Sigma$ es estable cuando en su salida existe una oscilación que corresponde a la entrada del convertidor y con una frecuencia aproximada a la mitad de la frecuencia de muestreo. La condición de estabilidad para del modulador existe cuando las señales internas de los integradores están acotadas dentro del limite del convertidor DAC para todo instante [20]. La estabilidad se denota de forma matemática como:

$$-V_{DAC,max} < V_i(nT_s) < V_{DAC,max}, \forall n, \forall i \quad (2.22)$$

2.1.8. Topologías para implementación

La investigación y el desarrollo de trabajos basados en la modulación Delta-Sigma ha presentado diversas topologías para la implementación del modulador. Son muchas las topologías derivadas que se han desarrollado para distintos enfoques, las más populares de estas se describen a continuación.

2.1.8.1. Cascada de integradores con retroalimentación distribuida

Esta topología está diseñada para incrementar el orden del filtro del lazo del modulador a través de la colocación de varias etapas de integración independientes conectadas en cascada. Adicionalmente, cada integrador del filtro recibe la retroalimentación de la salida del DAC procesada por una coeficiente de escalamiento (a_i) diferente de acuerdo a la etapa de integración.

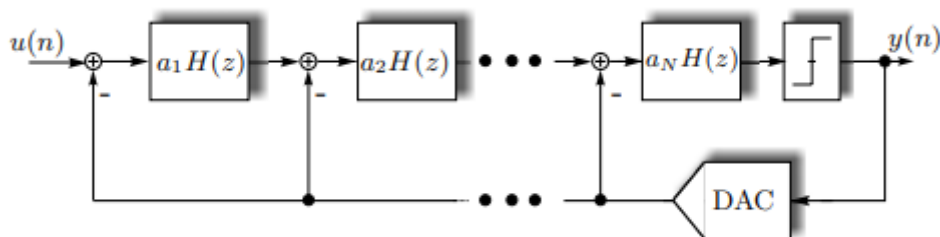


FIGURA 2.13: Topología Cascada de Integradores con Retroalimentación Distribuida

Las funciones de transferencia de la señal y el ruido de cuantificación en esta topología se denotan por la ecuaciones 2.23 y 2.24 como presentadas en [21].

$$STF = \frac{k_q \prod_{i=1}^N a_i H(z)}{1 + k_q \sum_{i=1}^N \prod_{k=i}^N a_k H^{N-i+1}(z)} \quad (2.23)$$

$$NTF = \frac{1}{1 + k_q \sum_{i=1}^N \prod_{k=i}^N a_k H^{N-i+1}(z)} \quad (2.24)$$

Esta topología presenta un incremento en el orden del factor OSR de la ecuación para el ruido en la banda de interés lo que reduce el nivel de ruido. Por otro lado, también se registra un incremento causado por el coeficiente de escalamiento de la primera de etapa de integración. La ecuación 2.25 describe el ruido en la banda de interés para esta topología.

$$P_Q = \frac{\delta^2}{12} \frac{\pi^{2N}}{2N+1} \frac{1}{k_q^2 \prod_{i=1}^N a_i^2} \frac{1}{OSR^{2N+1}} \quad (2.25)$$

Otro factor de importancia a considerar es que los la señal de retroalimentación de los integradores contiene gran parte de la señal de entrada rastreada a través del DAC, y por lo tanto, las etapas integradoras requieren de un amplio rango para la oscilación de la señal causando en consecuencia un incremento en el consumo de energía.

2.1.8.2. Cascada de integradores con suma de *feed-forward* ponderada

Esta topología del modulador permite implementar un filtro de lazo de orden mayor a través de una cascada de etapas de integración individuales y un lazo de retroalimentación negativa de la salida a la entrada de la primera etapa de integración. En contraste a la topología de retroalimentación distribuida (CIDF), esta estructura utiliza un único lazo de retroalimentación y N lazos de alimentación *feed-forward*. La señal de salida de cada integrador es escalada por una ganancia o peso y es enviada a la entrada del cuantificador donde se suma con las salidas de los demás lazos de cada etapa antes de entrar al cuantificador. La figura 2.14 muestra el diagrama de bloques discreto de esta topología.

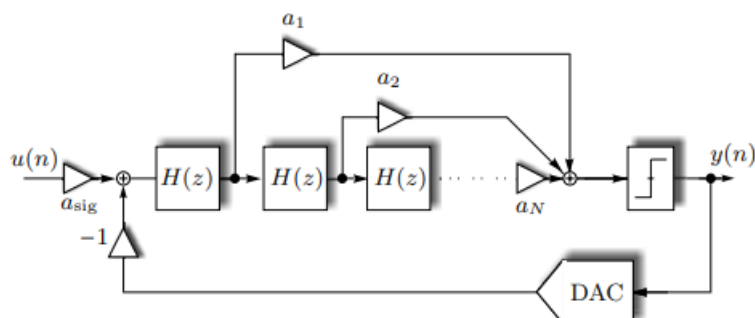


FIGURA 2.14: Topología del Modulador $\Delta\Sigma$ con alimentación *feed-forward* distribuida (CIDFF)

Las funciones de transferencia de señal y ruido de cuantificación se presentaron en [21] utilizando un modelo de cuantificador con ganancia k_q . Las ecuaciones 2.26 y 2.27 representan estas funciones, respectivamente.

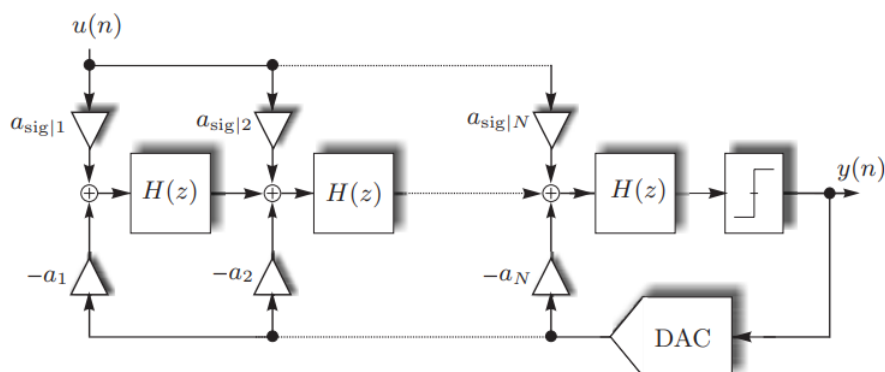
$$STF = \frac{a_{sig} k_q \sum_{i=1}^N a_{N-i+1} H^i(z)}{1 + k_1 \sum_{i=1}^N a_{N-i+1} H^i(z)} \quad (2.26)$$

$$NTF = \frac{1}{1 + k_1 \sum_{i=1}^N a_{N-i+1} H^i(z)} \quad (2.27)$$

Esta topología ofrece la misma función de transferencia para el ruido que la topología CIDF por lo que el ruido de cuantificación en la banda de interés se encuentra como en la ecuación 2.25. La ventaja de la topología de modulador con *feedforward* distribuido es que al no utilizar los múltiples lazos de retroalimentación, las entradas de los integradores no contienen una parte considerable de la señal de entrada, por tanto, los coeficientes de escalamiento pueden seleccionarse con mayor libertad.

2.1.8.3. Cascada de integradores con retroalimentación y *feed-forward* distribuidos

En las topologías con retroalimentación o *feedforward* la selección del filtro de lazo para la función de transferencia del ruido de cuantificación determina directamente la respuesta de la función de transferencia de la señal. Por el contrario, esta topología logra un grado de

FIGURA 2.15: Diagrama de un modulador $\Delta\Sigma$ con topología CIDFFB

independencia para el diseño de la función de transferencia de la señal a través de la combinación de lazos de retroalimentación y *feedforward*, cada uno con su respectivo coeficiente de escalamiento [21], [22]. La figura 2.15 muestra el diagrama a bloques de esta topología.

Las funciones de transferencia de la señal y del ruido de cuantificación se desarrollaron en [22] y se denotan en las ecuaciones 2.28 y 2.29.

$$STF = \frac{\sum_{i=1}^N a_{sig} \prod_{j=i}^N H_j(z)}{1 + \sum_{i=1}^N a_i \prod_{j=1}^N H_j(z)} \quad (2.28)$$

$$NTF = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^N a_i \prod_{j=1}^N H_j(z)} \quad (2.29)$$

2.1.9. Transformación de impulso invariante

Aunque el concepto de la modulación Delta-Sigma se originó como un proceso en tiempo continuo, el desarrollo se adaptó rápidamente al dominio del tiempo discreto debido a ventajas como la implementación de filtros de orden mayor y menor sensibilidad a las variaciones del reloj. Sin embargo, en los últimos años la investigación se ha acercado nuevamente al dominio del tiempo continuo por ventajas como el filtro anti-alias inherente y la atenuación de ruido de muestreo.

Debido al largo periodo de desarrollo en TD, se han creado múltiples metodologías eficientes

para el diseño de la función de transferencia del modulado. La transformación de impulso invariante es una técnica para la conversión de un modulador en TD a TC a través de la equivalencia encontrada en la salida del cuantificador, es decir, en los instantes nT_s la salida del modulador TC deberá ser igual a la salida del modulador en TD [21]. La ecuación 2.30 describe esta equivalencia.

$$y(n) \stackrel{!}{=} y(t)|_{t=nT_s} \quad (2.30)$$

$$\mathcal{Z}^{-1}[H(z)] = \mathcal{L}^{-1}[RDAC(s)H(s)]|_{t=nT_s}$$

La ecuación 2.30 desarrollada en el dominio del tiempo describe la condición como:

$$h(n) = [r_{DAC}(t) * h(t)]|_{t=nT_s} = \int_{-\infty}^{+\infty} r_{DAC}(\tau)h(t - \tau)d\tau|_{t=nT_s} \quad (2.31)$$

La ecuación 2.31 permite diseñar una función de transferencia del filtro de lazo abierto $H(s)$ cuya respuesta logra igualar las características de desempeño de un modulador en tiempo discreto diseñado previamente. Es importante considerar la respuesta del convertidor DAC de retroalimentación en el diseño del filtro de lazo abierto.

CAPÍTULO 3

El Electrocardiograma

Este capítulo presenta los conceptos fundamentales sobre electrocardiograma y su utilidad para detectar la presencia de enfermedades cardiovasculares con énfasis en la isquemia miocárdica. El capítulo está estructurado de la siguiente forma. La sección 3.1.1 detalla los componentes de la onda ECG típica. La sección 3.1.4 define la contaminación por ruido. Por otro lado, la sección 3.1.5 define el concepto de extracción de características. La sección 3.1.6 describe la isquemia cardiaca. Finalmente, las secciones 3.1.7 y 3.1.11 presentan los algoritmos de detección relevantes en el estado del arte y las bases de datos utilizadas para la evaluación de prototipos.

3.1. Electrocardiograma (*ECG*)

El estudio del electrocardiograma (*ECG*) consiste en capturar los impulsos eléctricos generados por la contracción y relajación de los músculos cardiacos, y mostrarlos en la computadora o imprimirlos en una hoja graduada para su posterior análisis. La hoja de un electrocardiograma estándar está graduada en intervalos milimétricos. Un incremento de 1 mm en el eje vertical representa una amplitud de 0.1 mV, mientras que un incremento de 1 mm en el eje horizontal equivale a 0.04 milisegundos. La hoja de electrocardiograma tiene graduaciones auxiliares en incrementos de 5mm equivalentes a 0.5mV y 0.2 segundos. [23]

La señal de ECG tiene importantes aplicaciones en el campo de la medicina ya que puede describir comportamientos indicativos de varios tipos de arritmias, isquemia e infarto miocárdicos, síndrome coronario agudo, entre otras anomalías en la operación del corazón.

3.1.1. Forma de onda del electrocardiograma

La forma de onda típica de un electrocardiograma contiene información sobre las contracciones de varias partes del corazón como el nódulo sino-auricular y el nodo aurícula-ventricular, entre otros. Toda la información relevante se encuentra mezclada en una misma señal.

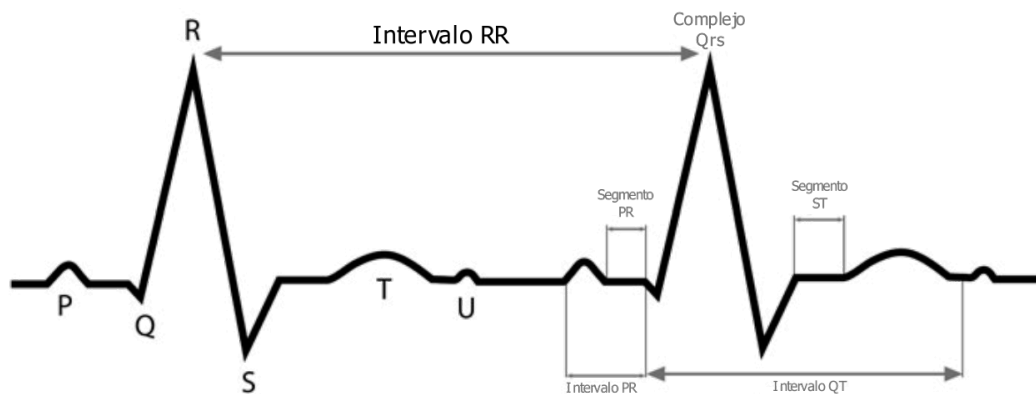


FIGURA 3.1: Segmentos e Intervalos de una forma de onda de Electrocardiograma

La interpretación del electrocardiograma se realiza a partir de las características de los segmentos, ondas e intervalos que forman la señal. Cada onda, intervalo y segmento describe una etapa de la contracción del corazón. La figura 3.1 muestra la forma de onda típica del electrocardiograma en una situación normal, los elementos que forman la onda están indicados por su nombre.

El electrocardiograma está compuesto por seis ondas básicas, estas son la onda P, Q, R, S y T. Adicionalmente, en algunos individuos es posible observar una onda adicional después de la onda T al final del latido, esta es la onda U [24]. Generalmente, las ondas de mayor relevancia para un diagnóstico son las ondas P, T y el complejo formado por las ondas Q, R y S.

La mitad izquierda del ECG indica la secuencia de excitación del corazón caracterizada por la activación ventricular indicada por el complejo QRS. El ECG después del complejo, el segmento ST y onda T abarcan la secuencia de recuperación. [23]. Las secciones siguientes describen las características normales de los elementos con mayor relevancia clínica y la tabla 3.1 presenta un resumen de sus características.

| Parámetro | Amplitud típica | Duración típica | Diagnosticos |
|---------------|-----------------|-----------------|--|
| Onda P | 0.15 a 0.25 mV | <120 ms | Hipertrofia, despolarización auricular, etc. |
| Complejo QRS | 1.5 a 2.9 mV | < 100 ms | Bloqueo, preexcitación, repolarización prematura, etc. |
| Onda Q | 0.25 R | < 40ms | Infarto al miocardio, necrosis. |
| Onda T | < 1 mV | 160 ms | Infarto al miocardio, etc. |
| Segmento ST | + - 50 uV | 120 ms | Isquemia miocárdica, hiperpotasemia, etc. |
| Intervalo QT | N/A | 440 ms | Taquicardia, etc. |
| Intervalo R-R | N/A | 540 ms + TP | Detección de pulso cardiaco |
| Intervalo PR | N/A | 120 a 200 ms | |
| Segmento PR | Isoeléctrico | | |

TABLA 3.1: Características típicas del ECG.

3.1.2. Intervalo y segmento PR

El intervalo PR abarca la zona desde el levantamiento de la onda P al inicio del complejo QRS. En contraste el segmento PR se encuentra entre el final de la onda P y el inicio del complejo QRS y su comportamiento normal es isoeletrico, es decir, su amplitud es cero en todo momento. El segmento ST incluye parte de la repolarización auricular por lo que puede presentar elevaciones o depresiones con relevación para el diagnóstico. La duración normal del intervalo PR es de 120 a 200 ms. [23]

3.1.3. Intervalo QT

El intervalo QT abarca la zona desde el inicio del complejo QRS hasta el final de la onda T y representa la suma de la despolarización y repolarización ventricular. La duración de este intervalo depende de la duración total del pulso aunque la duración normal es de 430 a 450 ms. Un intervalo QT demasiado prolongado puede indicar riesgo de taquicardia y/o muerte cardiaca repentina. [24]

3.1.3.1. La onda P

La onda P se encuentra al inicio del latido y tiene una duración típica menor a 120 ms y una amplitud de 0.15 mV o 0.25 mV para el método de electrodos en miembros o el método precordial, respectivamente. La desviación de los valores típicos puede indicar hipertrofia, despolarización auricular o agrandamiento de las aurículas [24].

3.1.3.2. El complejo QRS

Es la sección más prominente del electrocardiograma y abarca desde el inicio de la onda Q hasta el final de la onda S. La morfología de este complejo tiene a variar según la ubicación del electrodo. Esta onda representa la despolarización ventricular. La duración típica del complejo QRS completo es menor a 100 ms. La amplitud típica de la onda R debe ser menor a 2.5 mV en los electrodos V5-V6, menor a 2.9 mV en el electrodo I y menor a 1.5 mV para VL. El voltaje de la onda Q no debe exceder el 25 % de la onda R y su duración no debe exceder 40 ms ya que está demostrado que duraciones mayores al valor normal pueden deberse a un bloque de rama, síndrome de pre-excitación o contracciones asíncronas y/o prematuras. [24]

3.1.3.3. El segmento ST

El segmento ST abarca la zona desde el punto J, o final del complejo QRS, hasta el inicio de la onda T y tiene una duración típica de 102 ms. En condiciones normales este segmento puede presentar una pequeña inclinación ascendente y elevaciones o depresiones de 0.5mm (50 μ V) alrededor de la línea base. Distintas enfermedades pueden detectarse a partir de las deformaciones del segmento ST, por ejemplo, una elevación puede indicar infarto en el miocardio o embolia pulmonar. Este segmento forma parte importante de la detección de múltiples enfermedades, incluyendo síndrome de Brugada, hiperpotasemia y síndrome de repolarización prematura. También se ha demostrado que la pendiente del segmento ST forma parte importante en la detección de isquemia miocárdica [24].

3.1.3.4. La onda T

La onda T se encuentra al final de latido después del segmento ST. Una onda T normal es positiva y tiene una forma asimétrica donde asciende lentamente y decae con prontitud. La amplitud de la onda T típica no supera los 0.6mV en el plano frontal y 1 mV en el plano horizontal. La reversión de la polaridad o un forma simétrica puede indicar un infarto al miocardio, mio cardiopatía hipertrófica o hemorragia subaracnoidea. Esta onda tiene una duración típica de 160 ms.

3.1.4. Ruido en el ECG

La señal de ECG es susceptible a la contaminación por fuentes de ruido inherentes en el cuerpo humano o por factores externos como la inducción electromagnética. El filtrado del ruido es una parte indispensable en el procesamiento del ECG. Las principales tipos de ruido que afectan al ECG son causadas por el movimiento del paciente y a la inducción electromagnética.

3.1.4.1. Desplazamiento de la línea base

Este tipo de ruido se manifiesta como componentes de baja frecuencia cuyas amplitudes pueden alcanzar valores más altos que el pico R del ECG. Estos componentes se superponen a la señal adquirida y dificultan la interpretación del electrocardiograma, por ejemplo, el desplazamiento de las amplitudes causado por el ruido puede hacer parecer la onda T como el pico R. Usualmente, este ruido se origina de los cambios en la impedancia entre el electrodo y el corazón causados por los movimientos del paciente, respiración, sudor, problemas en la línea de transmisión etc. En el espectro este tipo de ruido se encuentra entre 0.1 Hz y 0.5 Hz [24], [25]

3.1.4.2. Interferencia de la red eléctrica

Este ruido es la distorsión del ECG causada por la inducción electromagnética de la corriente alterna que fluye en la red eléctrica. La frecuencia de este ruido está centrada alrededor del

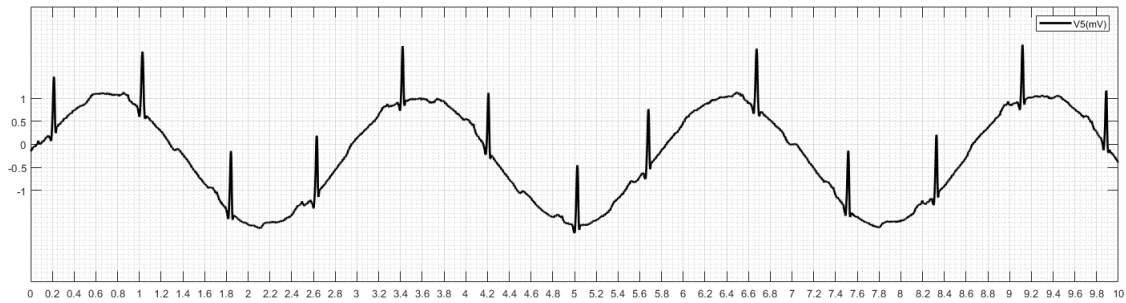


FIGURA 3.2: Simulación del ruido de desplazamiento de línea base

la frecuencia de AC que puede ser 50 Hz o 60 Hz según la ubicación en donde se realice el estudio. El ruido causado por la red eléctrica tiene un ancho de banda muy pequeño de aproximadamente 1Hz [25]. También existen otros factores de ruido causados por la inducción de señales electromagnéticas sobre el dispositivo de medición, sin embargo, estos factores suelen ser muy pequeños en amplitud y se suelen eliminar aterrizando correctamente del dispositivo [24].

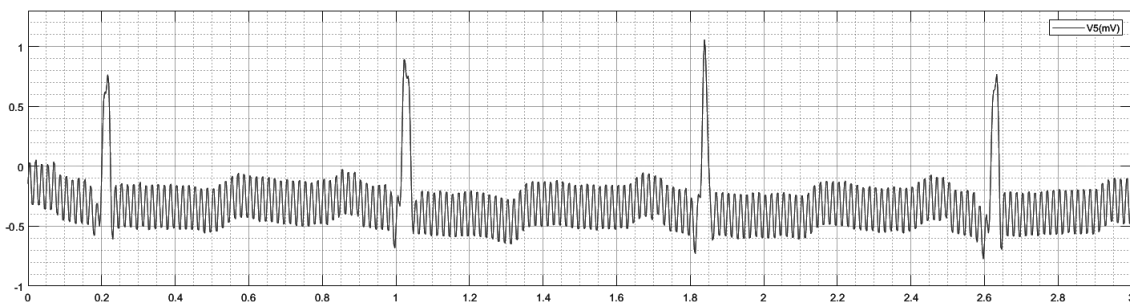


FIGURA 3.3: Señal ECG con interferencia de la red eléctrica

3.1.4.3. Ruido electromiográfico

El ruido electromiográfico *EMG*, también conocido como ruido muscular, se origina de las contracciones de los músculos esqueléticos y otros músculos que se encuentran en contacto con los electrodos. Los potenciales generados por la despolarización y repolarización de los músculos se suman a la señal del ECG como un ruido con frecuencias en el rango de 100 a 500Hz[25] La naturaleza de este ruido varía significativamente dependiendo de la situación en la que se realice al adquisición del ECG, factores como la temperatura y ,la cantidad de movimiento y estrés muscular alteran la frecuencia y amplitud del ruido [24].

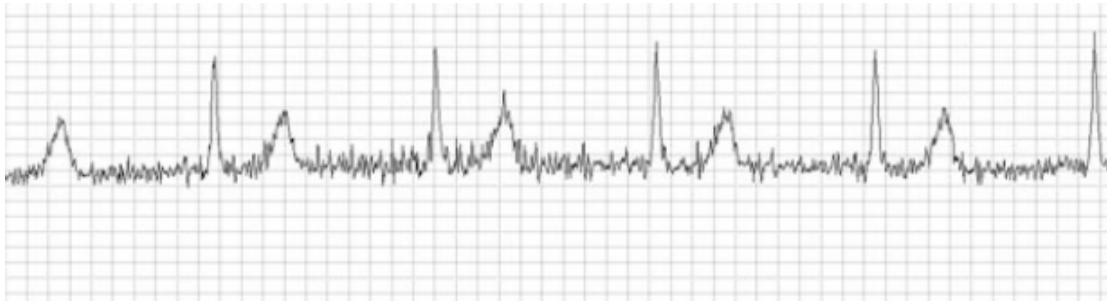


FIGURA 3.4: Señal ECG con ruido electromiográfico. Recuperado de [24]

3.1.5. Extracción de características

El análisis de una señal ECG se puede realizar a partir de un conjunto limitado de características que capturan la información esencial de la señal, este método reduce la complejidad del cálculo computacional. Las características indispensables para realizar un diagnóstico se extraen del dominio del tiempo y se clasifican en primitivas y derivadas.

3.1.5.1. Características primitivas

Son aquellas características indispensables para el diagnóstico y que solo se pueden extraer directamente de la señal ECG. Este grupo incluye la duración del intervalo RR0, la duración de los segmentos PQ, PR y QT, las amplitudes de los puntos máximos P,Q,R,S y T, la duración de las ondas P, QRS y T, la localización del punto central y la pendiente del intervalo ST [24].

3.1.5.2. Características derivadas

Estas características se pueden extraer directamente de la señal ECG, sin embargo, es posible derivarlas a partir de las características primitivas para reducir la complejidad del circuito de extracción de características. Este grupo incluye el voltaje de offset del complejo QRS respecto a la línea base, el área de las ondas P,QRS y T, la posición del eje eléctrico del corazón y la distancia real del segmento QT.

3.1.6. Enfermedad de corazón isquémico

La isquemia en el corazón es una condición derivada de un desequilibrio entre la demanda de oxígeno de los tejidos del corazón y la cantidad de flujo sanguíneo que ingresa por las arterias coronarias[26]. La falta de oxígeno y substratos metabólicos disminuyen rápidamente la energía disponible para las células del tejido cardíaco causando que estas mueran. Adicionalmente, durante la hipoxia el mecanismo de defensa del corazón intenta remediar el desequilibrio de recursos a través de la reducción de la función contráctil y la inducción de autofagia de las células cardíacas [26], [27].

La magnitud de la lesión depende de la gravedad, duración, secuencia temporal y las condiciones del entorno del episodio isquémico. De acuerdo a la asociación americana del corazón (AHA), la isquemia prolongada ocasiona la necrosis del tejido cardíaco y es el primer paso antes de un infarto al miocardio [28].

La principal causa de la isquemia cardíaca es la aterosclerosis que se caracteriza por la oclusión de las arterias coronarias a causa de la acumulación de placa de colesterol. Por otro lado, hipertrofia ventricular o el síndrome coronario agudo también pueden ser causas de isquemia[29].

3.1.6.1. Patrón electrocardiográfico de la isquemia

La isquemia cardíaca se presenta en dos fases. La primera fase de la isquemia se presenta en zonas que no han tenido isquemia previa y afecta al subendocardio por lo que se denomina como isquemia subendocárdica. En el electrocardiograma esta isquemia se manifiesta como una onda T alta y picuda de naturaleza transitoria, y la depresión del segmento ST [30].

Posteriormente, la isquemia subendocárdica evoluciona a transmural incrementando la gravedad del episodio y afectando al epicárdio. En el ECG se caracteriza por la elevación del segmento ST y la aparición de ondas T aplanadas o negativas[30], [31].

Finalmente, cuando la isquemia se prolonga por periodos prolongados genera necrosis y se presenta en el ECG con características de infarto al miocardio. Estas características incluyen la presencia de ondas Q patológicas y desviaciones del segmento ST [31]. La figura 3.5 muestra la evolución de la isquemia cardíaca y su correspondiente patrón ECG.

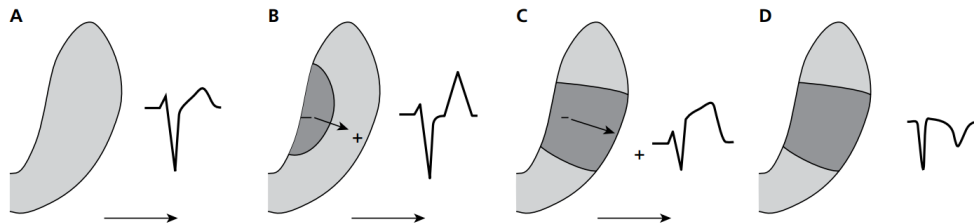


FIGURA 3.5: Evolución de la isquemia cardíaca. A) ECG Normal, B) Isquemia subendocárdica, C) Isquemia Transmural, D) Necrosis Transmural. Recurso recuperado de [23]

3.1.6.2. Onda T

El patrón de la onda T en la isquemia subendocárdica es temporal y puede detectarse durante un corto tiempo durante la presencia de síndrome o espasmo coronario. La forma de la onda T es simétrica y de mayor amplitud, además el segmento ST previo puede sufrir depresión o mostrar un comportamiento isoléctrico. Algunas otras condiciones como la hipercalemia, pericarditis aguda y alcoholismo pueden ocasionar ondas T altas que pueden confundirse con isquemia [31].

Para la isquemia transmural la onda T se presenta con amplitudes menores a 2-3mm (0.2 a 0.3 mV) en el plano horizontal (electrodos V2-V6) o 1-2mm (0.1 a 0.2 mV) en electrodos del plano frontal (I,II,aVL). Adicionalmente, la onda T se puede presentar como simétrica de amplitud negativa.

3.1.6.3. Segmento ST

En la isquemia transmural (o subepicárdica) el segmento ST tiende a elevarse sobre la línea base, en electrodos opuestos, esta elevación puede observarse como una depresión. En algunas situaciones la elevación o depresión del ECG puede considerarse dentro de los límites normales ($\pm 0.5mm$) [31]. De acuerdo a la *cuarta definición universal de infarto al miocardio* (UDMI), para considerar la elevación del segmento ST en el punto J como indicador de isquemia, esta debe presentarse en al menos 2 electrodos contiguos con una amplitud mayor a

1 mm y superior a 2 mm en los electrodos V2-V3 para hombres mayores a 40 años, mayor a 2.5mm para hombres menores de 40 años y mayor a 1.5 mm para mujeres de cualquier edad. Por otro lado, para considerar la depresión del segmento ST y los cambios en la onda T como relevantes se debe presentar una depresión de pendiente descendente mayor a 0.5mm en dos electrodos contiguos, la inversión de la onda T puede presentarse con amplitudes mayores a 1mm y ondas R amplias [28]. La tabla 3.2 describe el criterio para la detección de isquemia por la desviación del Segmento ST.

| |
|---|
| Elevación ST |
| Elevación en el punto J en dos electrodos contiguos. Desviación ≥ 1 mm (excepto V2-V3) Desviación V2-V3: 1. ≥ 2 mm, Hombres ≥ 40 años 2. ≥ 2.5 mm, Hombres < 40 años 3. ≥ 1.5 mm, Mujeres |
| Depresión ST y Cambios Onda T |
| Depresión horizontal o descendente ≥ 0.5 mm Depresión en dos electrodos contiguos o inversión de onda T ≥ 1 mm. Onda R prominente o coeficiente R/S > 1 . |

TABLA 3.2: Criterio de la UDMI para detección de isquemia.[28]

La definición de la UDMI para la medición de la desviación del segmento ST consiste en la medición de la diferencia de amplitud del punto J tomando como referencia la amplitud en el punto de unión del intervalo PR y el complejo QRS. Adicionalmente a la definición, la medición de la amplitud del segmento ST también se puede realizarse en los intervalos de 20,40 y 60 milisegundos después del punto J [23]. La figura 3.6 muestra el ECG de un latido con elevación del segmento ST y los puntos de medición.

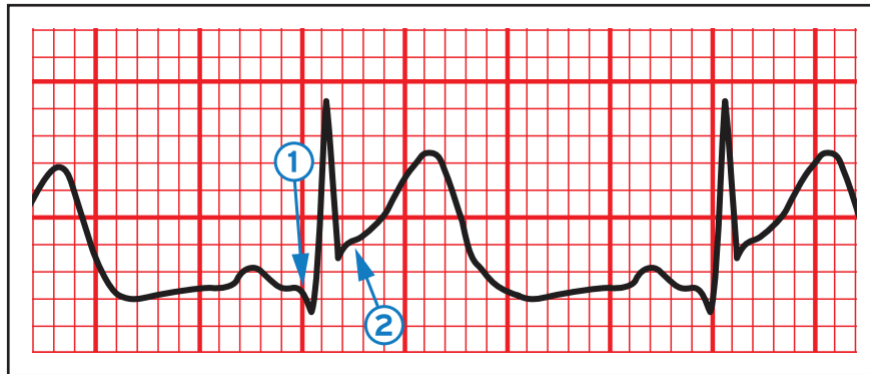


FIGURA 3.6: ECG con elevación del segmento ST. 1)Final del intervalo PR. 2)Inicio del segmento ST (Punto J). Recurso recuperado de [28]

3.1.7. Algoritmos de delineación

La delineación del electrocardiograma es parte esencial en el para el diagnóstico médico de enfermedades o padecimientos cardiovasculares. Esta tarea consiste en determinar los segmentos, amplitudes y duraciones que determinan la forma general de la onda ECG. La delineación de la señal es la parte del proceso de extracción de características ubicado después de la conversión se la señal al dominio digital y la localización de los puntos de referencia de cada onda. La investigación en este tema ha generado una gran cantidad de algoritmos para la delineación del ECG, la siguientes sub-secciones describen los mas destacados entre ellos.

3.1.8. Pan & Tompkins

El algoritmo de Pan y Tompkins (P&T) ofrece un método para la detección y/o delineación del complejo QRS en una señal de electrocardiograma a través del procesamiento digital de señales. El algoritmo mencionado fue propuesto por primera vez en 1985 en [32], a pesar de su antigüedad, este algoritmo sigue siendo utilizado en trabajos modernos como [1], [3], [11] debido a su alto índice de precisión. El algoritmo P&T alcanza un 99.3 % de detección correcta del complejo QRS cuando se evalúa con las grabaciones de la base de datos de arritmia MIT/BIH.

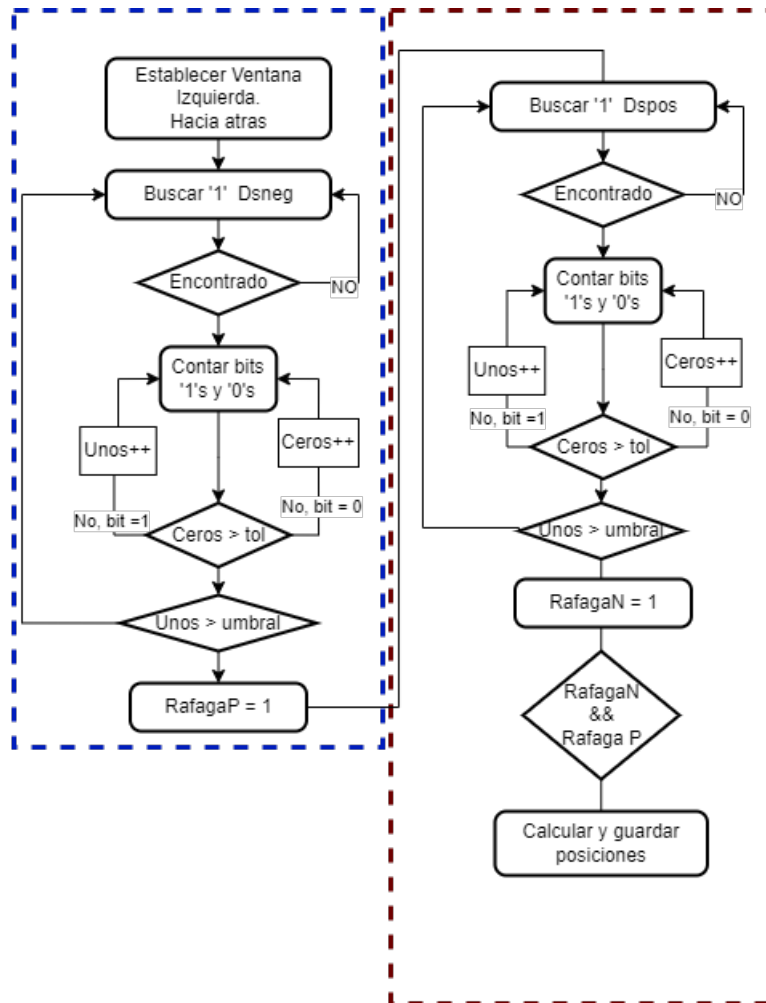


FIGURA 3.7: Diagrama de Bloques del Algoritmo de Pan y Tompkins

La operación del algoritmo consiste en el análisis de un canal de ECG. AL ingresar la señal, la primera etapa implementa un filtro pasa-banda digital para atenuar el ruido en la señal. Posteriormente, la señal filtrada es procesada por un filtro derivativo en la segunda etapa, esta operación permite obtener la información de la pendiente del complejo QRS. La tercera etapa realiza la operación de elevar al cuadrado la señal derivada, este proceso intensifica la pendiente de la derivada con el objetivo de mejorar la capacidad de discernir el complejo QRS de las ondas T para evitar resultados falsos positivos. La ultima etapa realiza la integración con ventana-móvil de la señal elevada al cuadrado, la señal resultante de esta etapa contiene la información de la forma de onda del complejo QRS y la pendiente de la onda R [32]. La figura 3.7.

En la señal resultante de la integración, la duración del complejo QRS es equivalente a la duración flanco de subida, y la pendiente está determinada por la amplitud.

El algoritmo también utiliza un conjunto de niveles límite para identificar la presencia del complejo QRS y diferenciarla de otros picos en el ECG. El primer par de límites se aplica al análisis de la señal filtrada en la salida de la primer etapa y el segundo par en la salida de la etapa de integración. Durante el primer análisis, el límite más alto en cada conjunto se aplica a la señal correspondiente, si durante un periodo establecido, ej. la duración del intervalo R-R, no se encontró ningún pico que sobrepase el límite, entonces se realiza una búsqueda en reversa utilizando el límite menor. Los límites propuestos en [32] están dados por las ecuaciones 3.1.

$$\begin{aligned}
 SPK1 &= 0.125PEAKI + 0.875SPKI \\
 NPK1 &= 0.125PEAKI + 0.875NPKI \\
 THRESHOLDI1 &= NPKI + 0.25(SPKI - NPKI) \\
 THRESHOLDI2 &= 0.5THRESHOLDI1
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

De las ecuaciones anteriores se observa que los límites no son fijos sino que se adaptan en la siguiente iteración del análisis de acuerdo a la amplitud del pico más alto detectado en la iteración previa. El segundo límite de cada conjunto siempre es igual a la mitad del primer límite. Adicionalmente, el algoritmo contempla la existencia de un pico de ruido que está definido como la mayor amplitud en el latido y que no es el pico R, es decir, una onda T o P con características anormales o cualquier pico fuera del periodo correspondiente al complejo QRS.

3.1.9. Delineación adaptativa de ondas P y T

La delineación de las ondas T y P es una parte importante en el análisis de la señal ECG ya que refleja la repolarización de los ventrículos y aurículas. Se han desarrollado algoritmos con técnicas como la Transformada Discreta de Fourier o la Transformada de Ondícula Discreta

para su delineación. Sin embargo, un método que se ha presentado en varios trabajos con gran éxito es la aplicación de un algoritmo de procesamiento digital con ventanas de búsqueda adaptativas.

En [14] se presentó un algoritmo de procesamiento digital de señales para la delineación de las señales T y P en tiempo real utilizando ventanas de búsqueda y niveles límite adaptables. El algoritmo contempla la delineación del complejo QRS como una etapa previa y utiliza como entradas la ubicación del complejo QRS y la duración del intervalo R-R.

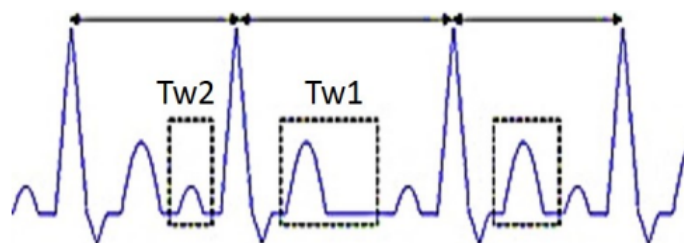


FIGURA 3.8: Ventanas de Búsqueda del Algoritmo Adaptativo [14]

Para detectar la onda T el algoritmo propone utilizar una ventana de búsqueda ubicada hacia delante (derecha) del complejo QRS, la ventana comienza poco después de la ubicación del asentamiento de la onda S y termina hasta dos tercios de la duración del intervalo R-R. La detección del pico T se realiza encontrando el valor máximo y mínimo dentro de la ventana, posteriormente, se realiza la comparación de los valores absolutos con un nivel límite. Cuando el valor máximo supera el límite y el mínimo no lo hace, entonces se determina que la onda T es positiva, en caso contrario, la onda T se determina como negativa. Si ambos valores absolutos superan el nivel límite la onda se considera de morfología bifásica.

La detección de la onda P se realiza a través de una ventana de búsqueda que se extiende hacia atrás del complejo QRS, la ventana se extiende desde el inicio del complejo hasta dos terceras partes de la duración del intervalo R-R. La figura 3.8 muestra la distribución de ventanas en el ECG.

La localización del pico P se realiza utilizando una metodología similar a la onda T. La localización de los puntos de levantamiento y asentamiento de ambas ondas se realiza buscando la

ultima muestra antes y después del pico P o T cuya pendiente sea cero. Los límites para los picos de cada señal están determinados por las ecuaciones 3.2.

$$T_{wave_{th}} = \frac{T_{peak}}{R_{peak}} t_{thresh_{in}} \quad (3.2)$$

$$P_{wave_{th}} = \frac{P_{peak}}{R_{peak}} p_{thresh_{in}}$$

Una característica importante de este tipo de algoritmos adaptativos es la iteración de los análisis, es decir, si durante el primer análisis no se encontró ningún pico que supere el límite, entonces, el análisis se repite después de adaptar los valores de nivel límite y/o tamaño de ventana. El algoritmo de [14] reduce los niveles límite a la mitad si no se encontró un valor aceptable, y la ventana se actualiza de acuerdo a la duración del intervalo R-R actual. La figura 3.9 muestra el diagrama de bloques general de este algoritmo.

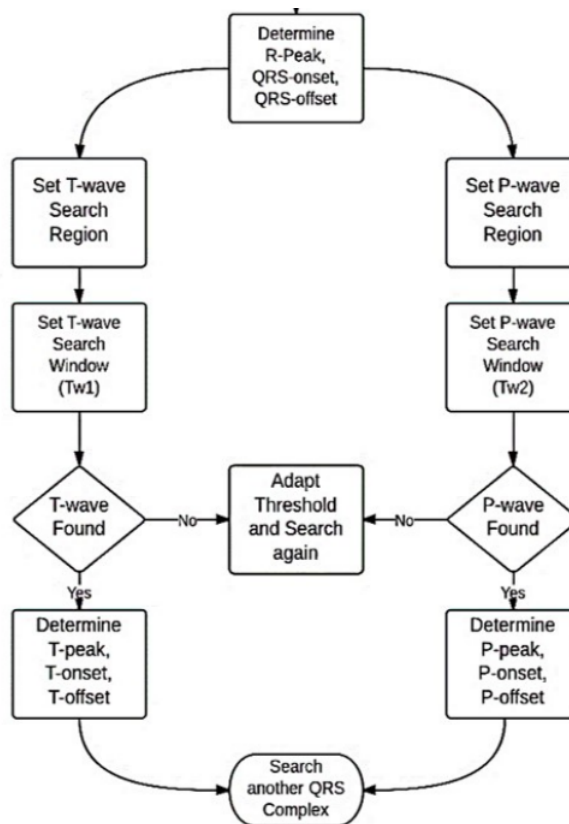


FIGURA 3.9: Diagrama de bloques general de un algoritmo de delineación adaptativo[14]

3.1.10. Algoritmo de delineación por densidad de pulsos

Este algoritmo fue reportado en [6] y está diseñado para la delineación de todos los puntos clave del electrocardiograma, incluyendo los puntos de levantamiento y asentamiento de las ondas. El principio de funcionamiento del algoritmo está directamente relacionado a la interpretación de la cadena de bits resultante del proceso de conversión de la señal ECG al dominio digital por medio de un convertidor de sobremuestreo con salidas de 1 bit. En [6], se evaluó este algoritmo analizando las cadenas de bits de un modulador Delta-Sigma, dos moduladores Delta de primer orden y un modulador Delta de segundo orden demostrando resultados prometedores.

La delineación de la señal ECG depende directamente de la primera y segunda derivada del ECG. Para generar una cadena de pulsos representativa de estas señales en [6] se propuso utilizar la conversión de datos por modulación delta. El diagrama de bloques de un modulador delta de primer y segundo orden de tiempo discreto se muestra en la figura 3.10. La salida del modulador delta de primer orden con un cuantificador de 1-bit refleja directamente la primer derivada de la señal de entrada, para un modulador de segundo orden la cadena de bits representa la segunda derivada. La ecuación 3.3 describe la salida de un modulador delta de primer orden donde el filtro es un integrador ideal.

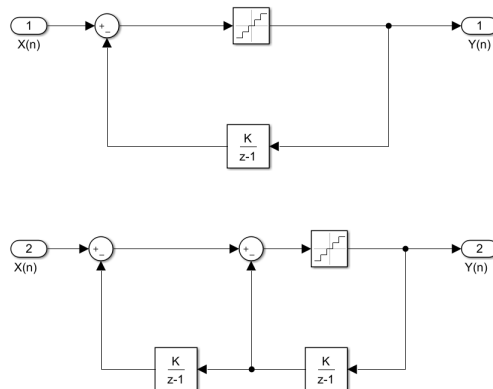


FIGURA 3.10: Diagrama de Bloques del Modulador Delta de Orden 1 y 2.

Note que la primer diferencia con un modulador Delta-Sigma es que en el modulador Delta, tanto el ruido de cuantificación como la señal pasan por la misma función de transferencia y por tanto se limita el filtrado de ruido en la banda de interés.

$$Y(z) = (e_Q(z) + X(z))(1 - z^{-1}) \quad (3.3)$$

El sistema propuesto en [6] para delineación utiliza dos moduladores Delta de primer orden y uno de segundo orden de estructura ternaria. El cuantificador tiene tres intervalos de cuantificación donde el más alto identifica los valores positivos de la pendiente y el nivel bajos los valores negativos. El intervalo intermedio se encuentra ubicado alrededor del nivel de referencia y su rango es muy pequeño, su función es aquella de filtrar los cambios pequeños de la pendiente causados por factores no deseados.

Del cuantificador se extraen tres salidas digitales que muestran la activación de cada uno de los intervalos y muestran la cadena de bits correspondiente. El ancho de pulso de la salida del modulador determina la magnitud de la pendiente, inclinaciones positivas acortan el ancho del pulso mientras que inclinaciones positivas incrementan la duración del pulso. La interpretación de las cadenas de bits se realiza al contar la cantidad de bits altos que ocurren durante una ventana de tiempo definido, la densidad de bits entonces refleja directamente la magnitud de la pendiente. La figura 3.11 muestra la salida del modulador delta para distintas pendientes.

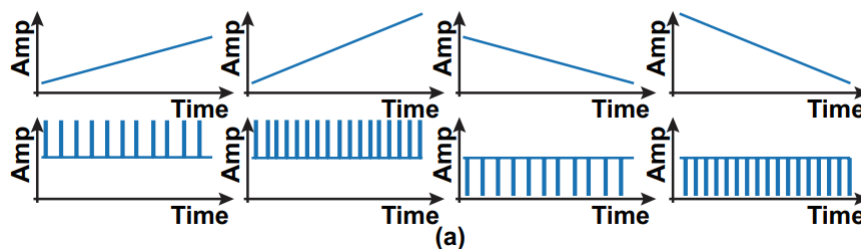


FIGURA 3.11: Señal de salida de los moduladores Delta ante distintas pendientes [6]

El sistema propuesto en [6] consiste de dos moduladores delta de primer orden, un modulador delta de segundo orden y un modulador Delta Sigma. El primer modulador delta de orden 1 se utiliza para delinear el complejo QRS a partir de su cambios de pendiente. Por otro lado, el segundo modulador de segundo orden se utiliza para extraer la pendiente de las ondas P y T para su delineación. Es importante considerar que los cambios en la pendiente de las ondas P y T son menos pronunciados que aquellos del complejo QRS por lo que se utilizan dos moduladores delta con distintas ganancias.

El modulador Delta de segundo orden se utiliza para analizar la segunda derivada del ECG y determinar a partir de ella los puntos de cambio de la pendiente. Las salidas lógicas del cuantificador generan una cadena de bits correspondiente a la tasa de cambio de la pendiente y debido al intervalo intermedio del cuantificador solo se generan en los puntos de inflexión del ECG. La densidad de pulsos determina el ángulo de incidencia y el primer bit de la cadena identifica el punto de inflexión. Los puntos de inflexión establecen el levantamiento y asentamiento de cada onda.

El modulador Delta-Sigma genera una cadena de bits de un nivel donde su salida rastrea la amplitud del ECG. En el sistema propuesto propuesto en [6] su cadena de bits se utiliza para evaluar la correcta delineación del complejo QRS y determinar la amplitud a partir de una ventana de promedio móvil. La figura 3.12 muestra una diagrama de bloques de este sistema.

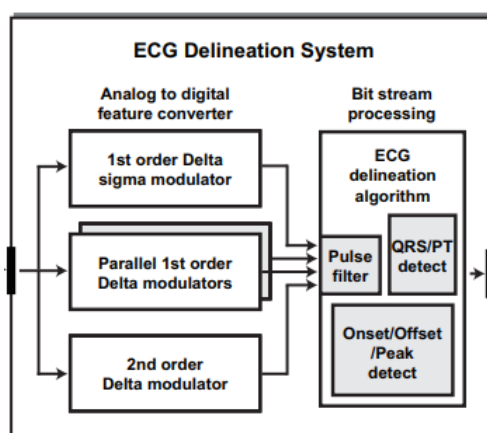


FIGURA 3.12: Sistema propuesto en [6] para la aplicación del algoritmo de delineación de ECG por densidad de pulsos

El algoritmo de detección del complejo QRS a partir de la salida del modulador Delta fue reportado en [33]. Para detectar el complejo QRS con este método se requiere de un modulador Delta de tres niveles o de estructura ternaria, de esta forma se logra formar una cadena de bits que responde a ambas polaridades de la pendiente y puede detectar las caídas y subidas del ECG. Para adaptar la señal al entorno digital se requieren de dos salidas derivadas cuya polaridad es positiva en todo momento. Cuando la pendiente es positiva, la primer salida presenta la cadena de bits correspondiente, por otro lado, cuando la pendiente es negativa, la segunda salida presenta la cadena de bits. Si la pendiente es cero entonces ambas salidas son cero.

Para determinar la presencia de un complejo QRS en tiempo real, el algoritmo se activa cuando observa la presencia de un bit en la entrada de pendiente positiva y comienza contar la cantidad de pulsos presentes, cuando la cantidad de bits supera un límite establecido, entonces se determina que hay una subida en la señal ECG, posteriormente se verifica la duración de la subida. Si en un intervalo determinado de tiempo la señal de pendiente negativa presenta bits, entonces el sistema determina que es la caída del complejo QRS e indica que se ha encontrado el complejo al terminar el análisis del pulso presente. Si una señal de pendiente positiva o negativa no supera el límite o se presenta en un intervalo inesperado, el algoritmo se reinicia.

3.1.11. Bases de datos

Existen múltiples organizaciones que ofrecen bases de datos de grabaciones de señales fisiológicas de acceso libre al público para uso en temas educativos, investigación y caracterización de nuevos desarrollos.

3.1.11.1. MIT - BIH - Arritmia

Esta base de datos fue construida y publicada en 1980 por el Instituto de Tecnología de Massachusetts (*MIT*) en cooperación con el Hospital Beth Israel (*BIH*). La base de datos ha sido el diseño de artículos para la caracterización de detectores de arritmias cardíaca y en la actualidad es utilizada para la evaluación de nuevos algoritmos y analizadores de ECG [1],

[4], [11]. Contiene grabaciones ambulatorias del ECG de 24 horas de 47 pacientes, entre ellas se incluyen grabaciones de arritmias específicas. Las señales están muestreadas a 360 Hz y de 11-bits en un rango de 10mV[34].

3.1.11.2. Asociación americana del corazón

La base de datos de la asociación americana del corazón (*AHA*) contiene 154 grabaciones de electrocardiogramas normales y de arritmia específicas, cada una con duración de 3 horas. Las señales están muestreadas a 250 Hz y 12-bits en un rango de 10mV [35]. Esta base de datos es usada en la caracterización de analizadores de ECG [12].

3.1.11.3. Sociedad de cardiología europea

La base de datos Europea de ST-T contiene 90 grabaciones ambulatorias de señales ECG, está enfocada a la evaluación de algoritmos para el análisis de cambios en el segmento ST y la onda T del ECG, la base de datos contiene registros diagnosticados con isquemia miocárdica, 367 episodios de cambio del segmentos ST y 401 de cambios en la onda T. Las grabaciones tiene una duración de 2 horas cada una y están muestreadas a 250Hz y 12-bits en un rango de 20mV [36].

CAPÍTULO 4

Desarrollo de un algoritmo para la identificación de patrones ECG

En este capítulo se describen los métodos utilizados para desarrollar el método propuesto y alcanzar el resultado planeado. Se describen los análisis, situaciones y resultados parciales que llevaron a la toma de decisiones.

4.1. Descripción del Sistema Propuesto

El sistema propuesto para la extracción de los puntos fiduciales y detección de desviación ST está construido por tres etapas: Acondicionamiento y preprocesamiento, modulación Delta-Sigma, y el algoritmo para la detección de patrones y extracción de características. Durante la primera sección se realiza el filtrado y acondicionamiento de la señal ECG cruda para eliminar componentes no deseados de ruido. Por otro lado, la sección dos utiliza un modulador de sobre muestreo para resaltar los patrones característicos de las ondas de la señal. Finalmente, un algoritmo de procesamiento digital analiza el resultado del modulador y encuentra los puntos característicos del ECG, así como la desviación del punto J. Las siguientes secciones elaboran el diseño de cada sección.

4.2. Preprocesamiento del ECG

La evaluación de algoritmos y dispositivos de detección de electrocardiogramas se logra a través de la comparación con señales ECG pregrabadas y compiladas en un banco o base de datos. Para este trabajo, las bases de datos públicas con mayor relevancia son la base de datos de arritmias MIT/BIH [34], la base de datos QT [37], y la europea ST-T [36]. Estas

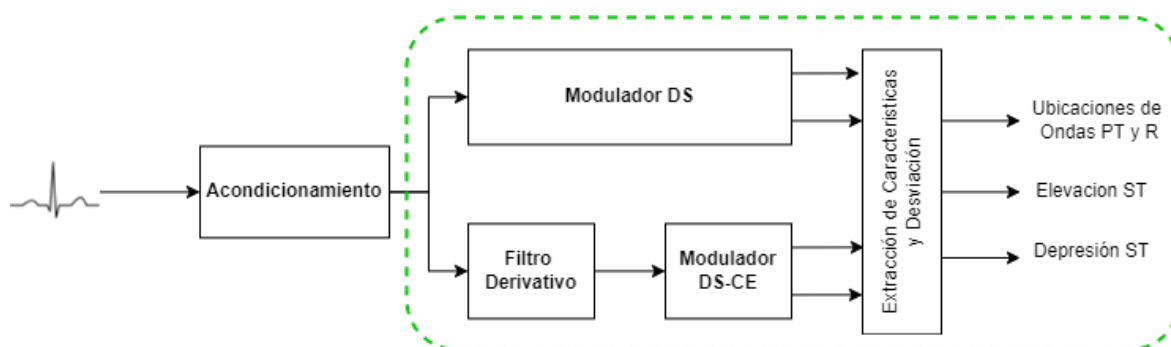


FIGURA 4.1: Diagrama a bloques del sistema propuesto

bases de datos son recomendadas para evaluar dispositivos que clasifican arritmias y aquellos enfocados a enfermedades con síntomas referentes al segmento ST y la onda T del ECG, respectivamente. Esta última es de principal importancia para evaluar la isquemia cardiaca.

Las señales provistas en la base de datos son equivalentes a aquellas grabadas directamente del electrodo y usualmente están contaminadas por ruido de línea base, Electromiográfico o electromagnético. Para determinar el estado de la señal se utilizó la herramienta *WFDB toolbox* para leer los archivos de datos de una grabación y llevarlos a un espacio de trabajo en MATLAB.

La señal en cuestión es la grabación *e0105* de la base de datos europea ST-T. Todas las señales de este conjunto están muestreadas a una tasa de 250 Hz y una resolución de 12-bit, la duración de esta grabación es de 2 horas. La figura 4.2 muestra un fragmento de la señal ECG correspondiente al electrodo V4 de la grabación *e0105*.

Por observación, se nota la presencia de una cantidad considerable de ruido de alta frecuencia. Por otro lado, la señal presenta un voltaje de *offset* que desplaza la línea base hacia -1.3 mV. Estos elementos son indicación de que la señal no ha sido filtrada estrictamente. Generalmente, para el análisis del ECG se desea un ancho de banda de 0.5 a 150 Hz. La contaminación del ECG se observar con mayor claridad en el dominio de la frecuencia, la aplicación de la transformada rápida de Fourier para el extracto de la figura 4.2 resulta en el espectro que se muestra en la figura 4.3.

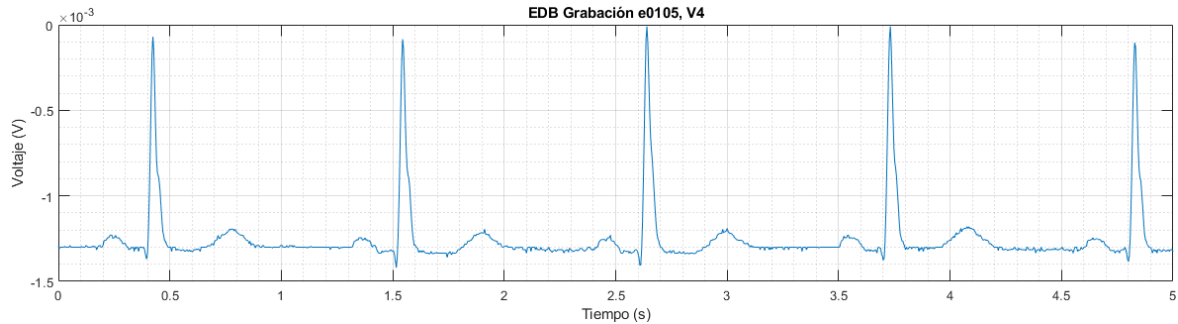


FIGURA 4.2: Extracto de la grabación e0105/V4 de la base de datos europea ST-T

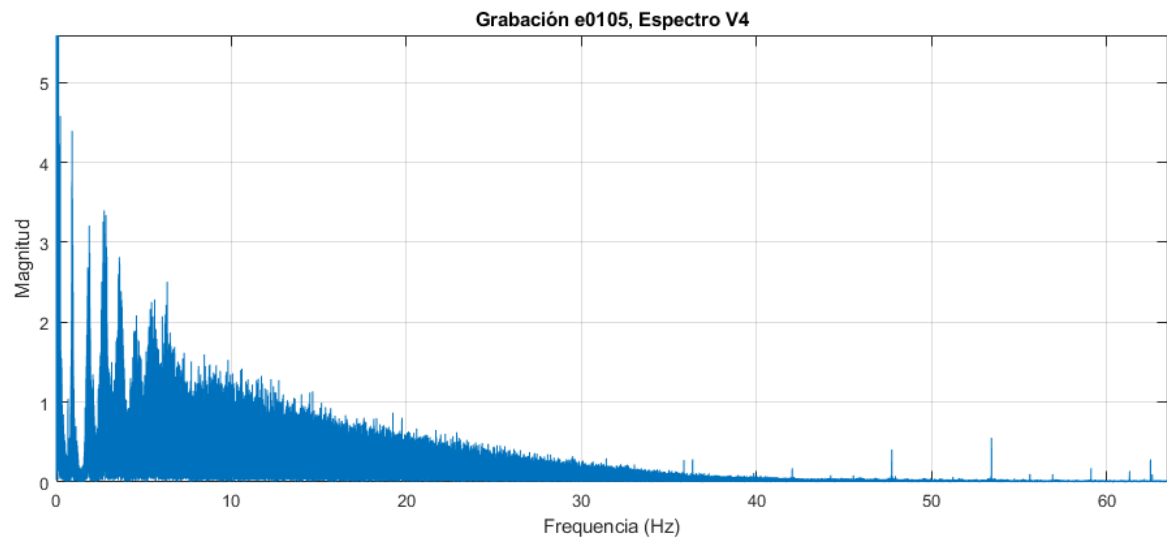


FIGURA 4.3: Espectro de la grabación e0105/V4 de la base de datos europea ST-T

En el espectro de la señal se confirma que existe un componente de gran magnitud en la frecuencia de DC, es decir, el voltaje de *offset* o ruido de línea base. Adicionalmente, se observa que existe un componente cercano a 40 Hz cuya magnitud resalta por sobre los demás. La presencia de este último no se puede atribuir a la interferencia de la red eléctrica pues usualmente esta se presenta como componentes de 50 o 60 Hz, por lo que se entiende como ruido electromiográfico causado por el movimiento muscular durante la grabación.

En el espectro de frecuencias se observa que la mayor cantidad de energía de la señal se encuentra antes de la marca de los 40 Hz. En contraste, más allá de este punto se presentan escasos componentes de frecuencia con magnitudes menores y que pueden considerarse

como ruido. Para la detección automática de características como las la delineación de las ondas principales (P,R y T) se recomienda aplicar un filtro pasa bajas (LP) con frecuencia de corte en 35 Hz [32]. En este trabajo se decidió implementar un filtro LP de 45 Hz [38]. Adicionalmente, se implementó un filtro pasa-altas (HP) con frecuencia de corte en 0.5 Hz para eliminar el ruido de línea base. La figura 4.4 muestra la comparación del espectro de la señal Sel100-MIT/BIH original y filtrada de 0.5 a 45 Hz, se observa que los componentes de DC ya no se muestran, y la magnitud del ruido fuera de la banda se ha reducido.

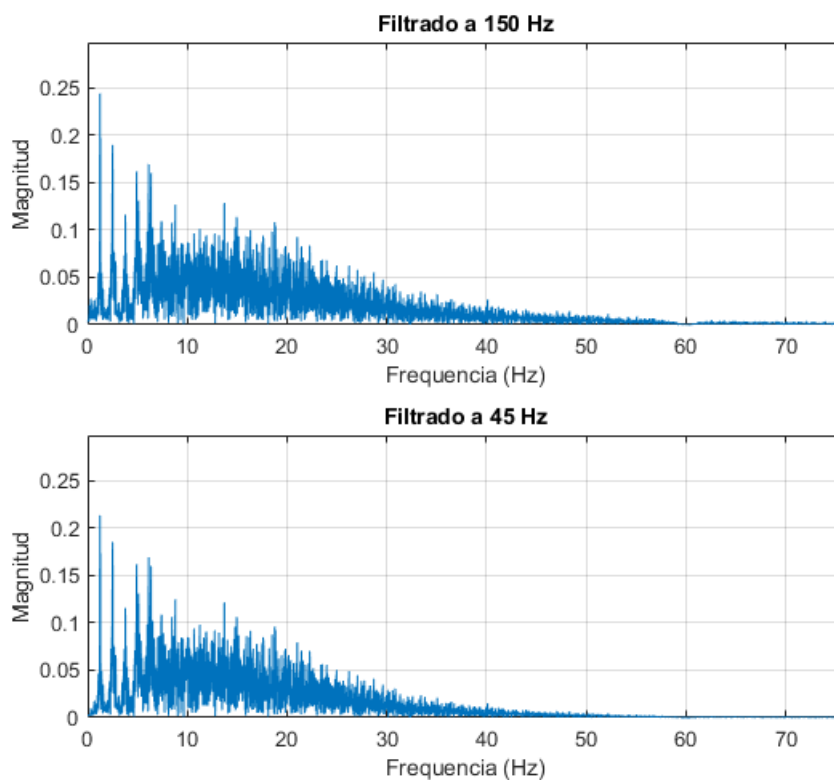


FIGURA 4.4: Espectro original y espectro filtrado a 45 Hz. Grabación Sel100-MIT/BIH

El análisis de múltiples señales obtenidas de las bases de datos demostró que las frecuencias inferiores a 40 Hz contienen la mayor parte de la energía en la señal, y por tanto, presentan mayor influencia en la morfología. Las frecuencias mayores a 40 Hz presentan una menor cantidad de energía e influencia sobre la señal. A partir de esta observación se realizaron simulaciones con distintas frecuencias de corte para el filtro pasa-bajas, y se observó que es

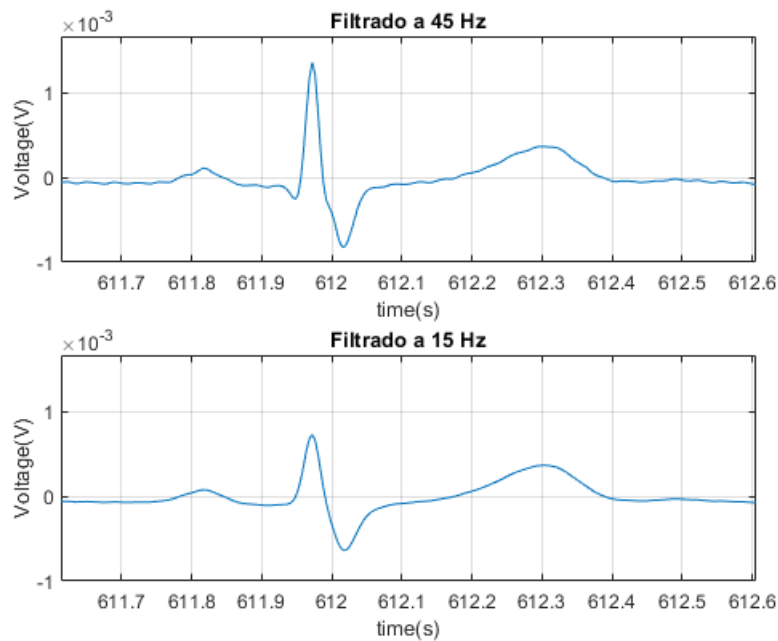


FIGURA 4.5: Comparativa de señal ECG filtrada LP a 45 Hz y 15 Hz

posible limitar la señal por debajo de los 45 Hz sin afectar considerablemente la morfología. En el caso de un sistema que opera bajo el principio de la pendiente, los cambios sobre la morfología ocasionados por el filtrado, se reflejan únicamente como atenuación tenue de la señal sin afectar los puntos de inflexión y por tanto la forma de onda de la pendiente.

Adicionalmente, los experimentos mostraron que filtrar la señal por debajo de esta frecuencia comienza a generar cambios en la morfología que alteran considerablemente la pendiente. Por ejemplo, la figura 4.5 muestra la misma señal ECG en el dominio del tiempo bajo filtros de 45 Hz y 15 Hz. En la gráfica inferior se observa que el filtrado a 15 Hz logra reducir considerablemente el ruido en la señal, sin embargo, se observa la desaparición de la onda Q. Por otro lado, la señal filtrada a 45 Hz, no observa cambios sustanciales a su morfología y mantiene el beneficio de reducir el ruido de inducción electromagnética.

En acuerdo con las observaciones realizadas, se observa la necesidad de procesar previamente las señales de las bases de datos a través de un filtro pasa bajas (*LP*) con frecuencia de corte de 45 Hz y un filtro pasa altas (*HP*) con frecuencia de corte de 0.5 Hz, para eliminar el

componente DC y el ruido de línea base. Adicionalmente, se considera un filtro rechaza bandas para eliminar el ruido de inducción electromagnética.

4.3. Simulaciones Comportamentales

El contenido de esta sección describe las simulaciones de circuitos Delta y Delta-Sigma que se llevaron a cabo con el propósito de tener un mejor entendimiento de la operación de ambos circuitos, y las ventajas y desventajas de su aplicación en la delineación de una señal ECG. Los resultados de las simulaciones son un dato clave para determinar la propuesta del circuito.

4.3.1. Simulación de Modulador Delta-Sigma

Los circuitos moduladores Delta-Sigma son utilizados para la conversión de señales fisiológicas al dominio digital. La salida de estos circuitos rastrea directamente la amplitud de la señal fisiológica colocada en su entrada por lo que son excelentes para utilizarse con algoritmos que delimitan la señal a partir de límites de amplitud como Pan & Tompkins.

La simulación de modulador utiliza el circuito discreto propuesto en [39] para la conversión de señales Neurológicas. Este modulador discreto es de segundo orden implementado con una topología de retroalimentación distribuida (CIDF) y tiene un ancho de banda de 5 kHz, el diagrama de bloques se muestra en la figura 4.6 y su función de filtro en lazo abierto está descrita por la ecuación 4.1.

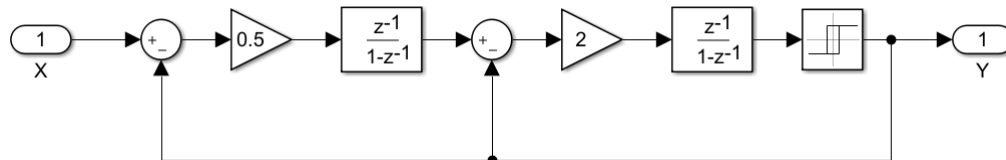


FIGURA 4.6: Modulador Delta-Sigma de 2do Orden. Recuperado de [39]

$$LF(z) = -\frac{0.5}{z-1} - \frac{(0.5)(2)}{(z-1)^2} \quad (4.1)$$

El modulador de la figura 4.6 es de tiempo de discreto, si se aplica la transformación de impulso invariante se puede obtener un circuito equivalente de tiempo continuo. La función resultante de tiempo continuo se obtiene como:

$$LF(s) = -\left(2 - \frac{0.5 * 2}{2}\right) \frac{f_s}{s} - a_1 a_2 \frac{f_s^2}{s^2} \quad (4.2)$$

El circuito de la figura 4.7 implementa un modulador Delta-Sigma de tiempo continuo cuyo filtro de lazo abierto está descrito por la ecuación 4.2. El modulador está implementado con una topología de retroalimentación distribuida y la frecuencia de muestreo se seleccionó como 1 kHz.

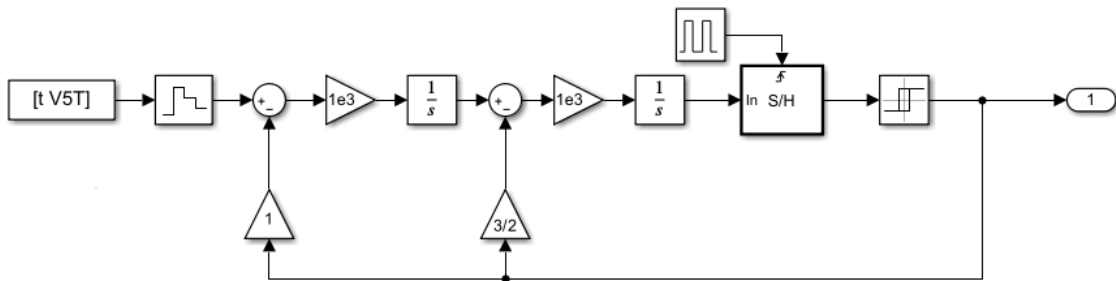


FIGURA 4.7: Diagrama de Bloques para Simulación de Modulador Delta-Sigma de Tiempo Continuo

Para la simulación se utilizó una muestra de señal de 10 segundos adquirida de la grabación #100 de la base de datos de arritmias del MIT/BIH. Las señales de salida de las dos versiones del modulador se muestran en la figura 4.8

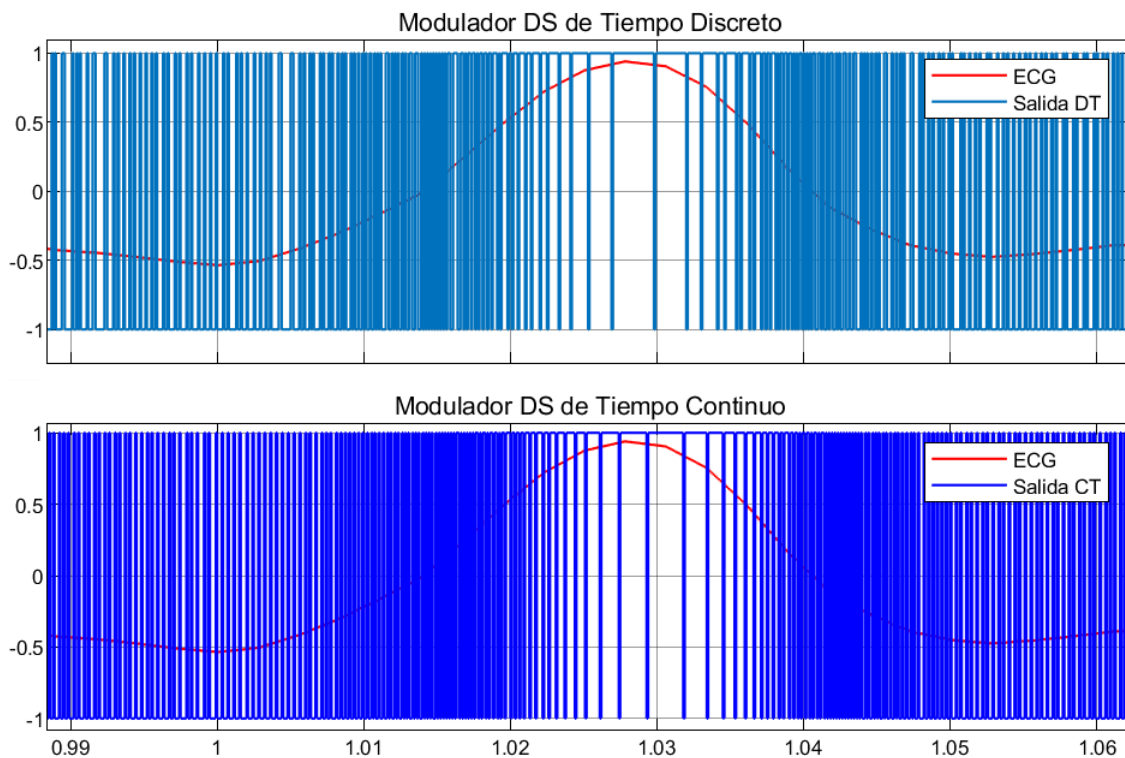


FIGURA 4.8: Respuesta del modulador Delta-Sigma reportado en [39] ante una señal ECG

Observe que el ancho de los pulsos se incrementa para amplitudes positivas dentro del rango dinámico del convertidor y para señales negativas el tamaño de pulso se reduce. Alrededor de la referencia eléctrica los tiempos en alto y bajo del ciclo se vuelven iguales.

4.3.2. Simulación del Modulador Delta para Delineación de Pulsos

Un circuito modulador Delta compara las muestras sucesivas de la señal de entrada y genera en su salida una cadena de bits de un solo nivel. La salida del modulador Delta se caracteriza por reflejar la derivada de la señal de entrada donde el orden del modulador determina el orden de la derivada. Esta propiedad de los moduladores Delta permite la posibilidad de implementarlos para la delineación de una señal ECG por algoritmos que operan a partir de la pendiente de la señal.

La implementación de este tipo de modulador se demostró en [6], [33] donde se implementó el algoritmo de delineación por densidad de pulsos. Las simulaciones se realizaron en MATLAB Simulink y se evaluó la grabación#100 de señales ECG de la base de arritmias del MIT/BIH.

4.3.2.1. Extracción de la pendiente por Modulador Delta

La extracción de la primera derivada de la señal se logra a través de un modulador Delta de primer orden. Para la simulación, se utilizó un modulador Delta de tiempo discreto como el reportado en [33]. El diagrama de bloques se muestra en la figura 4.9.

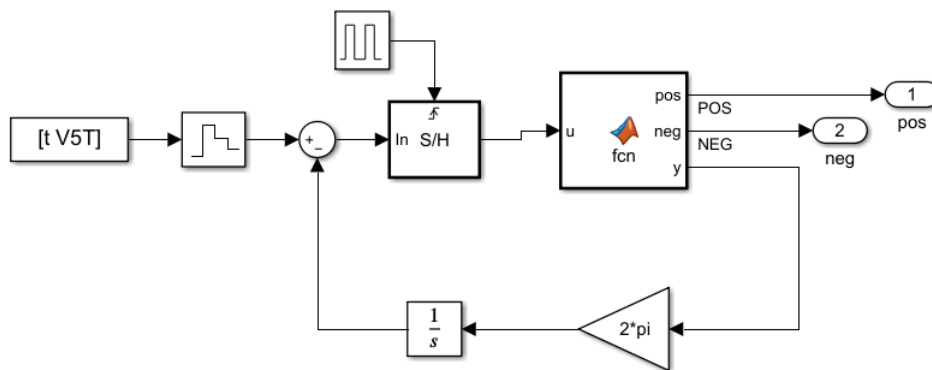


FIGURA 4.9: Diagrama de Bloques del Modulador Delta de Primer Orden

Este modulador implementa una topología ternaria donde el cuantificador tiene tres intervalos. La amplitud de los intervalos no es uniforme y el rango del cuantificador se encuentra centrado alrededor de la referencia eléctrica. El nivel intermedio del cuantificador está centrado en cero y su amplitud es muy pequeña, su función es operar como un tipo de filtro que limite la respuesta del cuantificador ante cambios despreciables de la pendiente causados por el ruido. Los intervalos superior e inferior se activan cuando la señal ECG se incrementa y decrementa, es decir, cuando ocurre una subida o bajada que supere el umbral del intervalo intermedio.

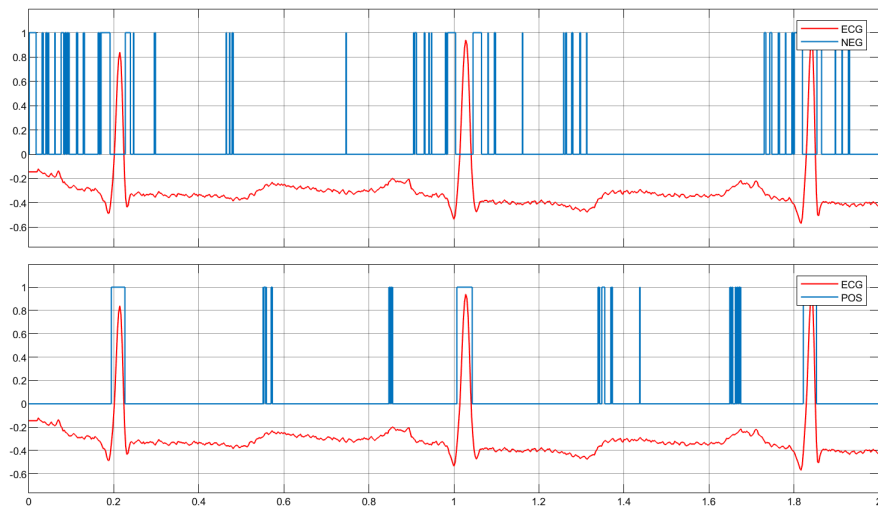


FIGURA 4.10: Respuesta del Modulador Delta de primer orden

La figura 4.10 muestra la respuesta del modulador ante un señal ECG de la base de datos de arritmias del MIT/BIH. Se observa que la cadena de bits se genera únicamente en las subidas significativas de la señal permitiendo identificar la pendiente de la señal y filtrando parcialmente el ruido de la línea isoeletrica. La figura 4.11 muestra la comparación de la señal de salida con la primer derivada de la muestra ECG.

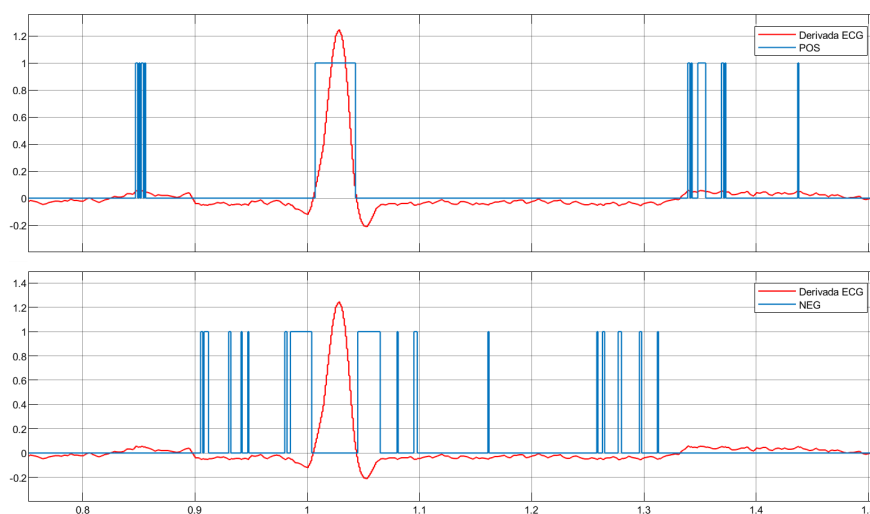


FIGURA 4.11: Comparación de la salida del modulador Delta de primer orden y la pendiente del ECG.

4.3.2.2. Extracción de los puntos de inflexión por Modulador Delta

La detección de los puntos de inflexión de la señal ECG permite determinar los inicios y finales de cada una de sus ondas, esta característica es indispensable para la delineación de la señal. La simulación del modulador Delta de segundo orden se realizó para evaluar el método propuesto en [6] para detectar los puntos de inflexión de la señal de electrocardiograma por medio del procesamiento de su segunda derivada. El diagrama de bloques del modulador Delta utilizado en la simulación de muestra en la figura 4.12 y está construido en base al circuito reportado en [33].

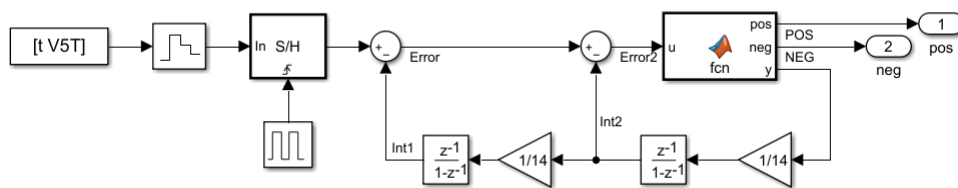


FIGURA 4.12: Diagrama de Bloques de Simulink de un Modulador Delta de Orden 2

El modulador de segundo orden está implementado con una topología ternaria similar al modulador de primer orden de la sección previa. El cuantificador evalúa la segunda derivada del ECG y genera a su salida una cadena de bits que se presenta en sus puntos de inflexión, la densidad de pulsos en la cadena determina el ángulo de inclinación de la curva y el primer bit determina la ubicación del punto de inflexión. Los niveles superior e inferior corresponden a las salidas POS y NEG del diagrama de la figura 4.12. La respuesta del modulador ante la misma muestra de ECG se muestra en la figura 4.13.

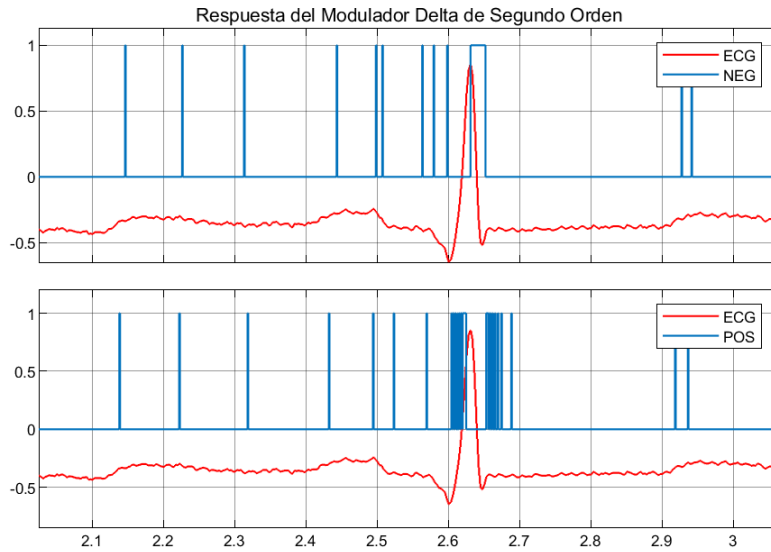


FIGURA 4.13: Respuesta del modulador Delta de segundo orden

En la gráfica de la figura 4.13 se observa que la salida positiva genera una cadena cuando comienza una onda y cuya densidad depende del ángulo de subida, la salida negativa genera una cadena de bits cuando el punto de inflexión ocurre con un ángulo negativo. La figura 4.14 muestra la comparación de la respuesta del modulador y la segunda derivada de la muestra ECG.

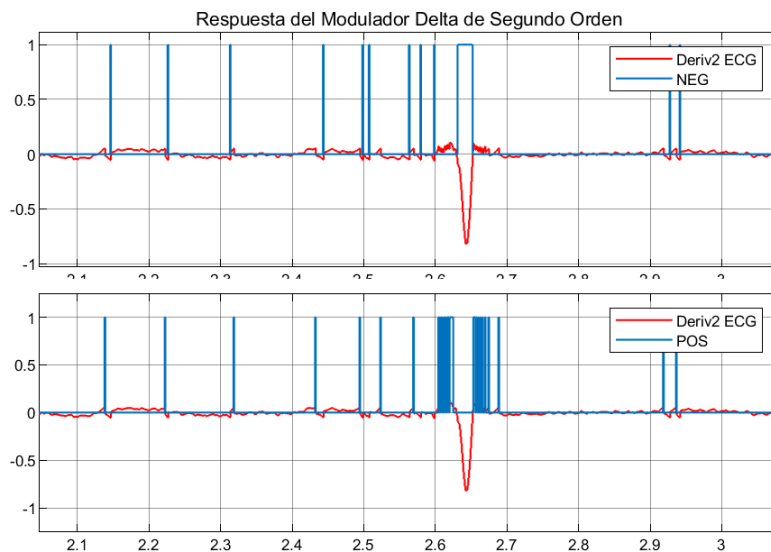


FIGURA 4.14: Comparación de la respuesta del modulador delta de segundo orden con la segunda derivada del ECG

Una de las principales desventajas de este tipo de moduladores que se puede observar es que para variaciones de la señal que tienen cambios de pendiente relevantes de magnitudes muy separadas entonces es difícil determinar precisamente la ubicación y magnitud de las variaciones más pequeñas a partir de la cadena de pulsos, en [6] este problema se evita utilizando moduladores separados para delinear las ondas P y T, y el complejo QRS. Por otro lado, es importante considerar que el modulador Delta es propenso a sufrir el efecto no deseado de la sobrecarga de su pendiente debido al paso de cuantificación fijo.

4.4. Delineación de ECG por Modulación Delta-Sigma

Como resultado de las simulaciones comportamentales y comparación de las técnicas que utilizan modulación Delta y Delta-Sigma para delinear la señal ECG, se decidió utilizar moduladores Delta-Sigma debido a sus mejores características en cuando a relación señal a ruido, resolución y velocidad de operación. además de la posibilidad de implementar la detección de los puntos fiduciales con un único modulador, en contraste de un arreglo de moduladores delta. Esta decisión se tomó considerando la mayor precisión reflejada en simulaciones para resaltar las características de la señal ECG.

En esta sección se muestra una metodología para la detección de las ondas P, R, y T del ECG incluyendo la estimación de los puntos de levantamiento (*onset*) y asentamiento (*offset*). El sistema propuesto realiza la detección de las ondas a través del análisis de los patrones formados por ráfagas de bits a la salida del modulador DS de cuantificador ternario [6], [38].

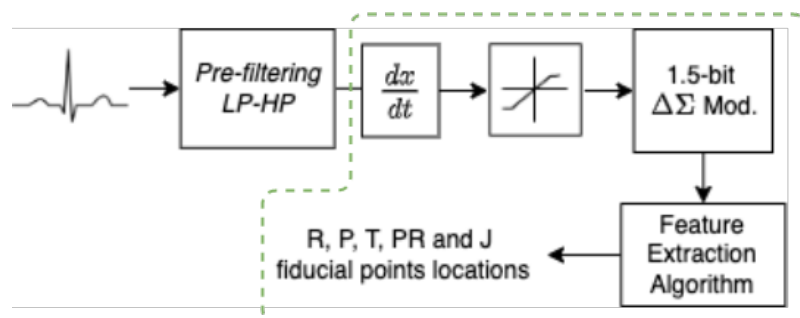


FIGURA 4.15: Acercamiento al diagrama del sistema para delinear las ondas P,R y T

La figura 4.15 representa únicamente los bloques del sistema propuesto referentes a la detección de los puntos fiduciales. El primer bloque consiste del filtrado y acondicionamiento en amplitud de la señal ECG cruda, su operación se encuentra descrita en las secciones previas. El segundo bloque es un filtro de diferenciación que extrae la pendiente de la señal ECG para enviarla a un modulador Delta-Sigma. El modulador DS-CE de 1.5-bit recibe la pendiente del electrocardiograma con una ganancia que satura el complejo QRS y, resalta las ondas P y T. La salida de este modulador es una cadena de bits de tres niveles caracterizada por patrones de ráfaga correspondientes a los cambios de la señal de entrada.

El segundo modulador Delta-Sigma representado en la figura 4.1 implementa un convertidor ADC de 1-bit que realiza el procesamiento de la señal de ECG en amplitud y a su salida refleja un tren de bits donde la densidad de pulsos corresponde a la entrada del modulador. El cuarto bloque es una etapa de procesamiento digital que toma los datos de ambos moduladores e identifica los patrones de ráfaga para encontrar las ubicaciones de los puntos clave de la señal y posteriormente, los compara a la conversión de amplitud para determinar la desviación del segmento ST.

4.4.1. Filtro Derivativo

La pendiente del ECG es utilizada frecuentemente para encontrar los picos o puntos de inflexión del ECG. Considerando que la señal ECG ya ha sido preprocesada a 45 Hz se determinó establecer la frecuencia de polo del filtro derivativo en 450 Hz. Esta frecuencia asegura que todos los componentes de la señal deseada se ubiquen en la parte ideal de la respuesta en frecuencia derivativa y su fase sea constante en 90 grados. La ecuación 4.3 describe la función de transferencia considerando un filtro derivativo ideal.

$$TF = \frac{(353.7 \times 10^{-6})s}{(353.7 \times 10^{-6})s + 1} \quad (4.3)$$

La respuesta del filtro en el dominio de la frecuencia se muestra en la figura 4.16.

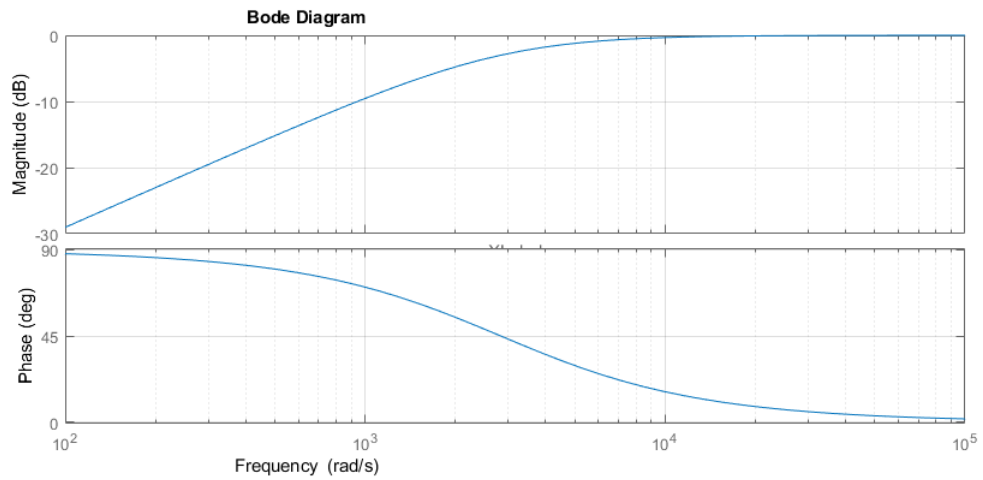


FIGURA 4.16: Respuesta del filtro derivativo propuesto

La derivada de la señal ECG representa la velocidad de los cambios en la señal, los puntos donde esta cruza el cero indican la presencia de un pico en la señal original. Una pendiente negativa indica un descenso en el ECG y una pendiente positiva indica un ascenso. Es importante notar que al delinear la señal a través de su pendiente se logra eliminar el ruido de desplazamiento de línea base en una sola etapa. La figura 4.17 muestra la derivada de la señal ECG de la grabación e0105 correspondiente a la base de datos europea ST-T ya que el filtro derivativo atenúa los componentes dentro de la región derivativa la amplitud ha sido reducida.

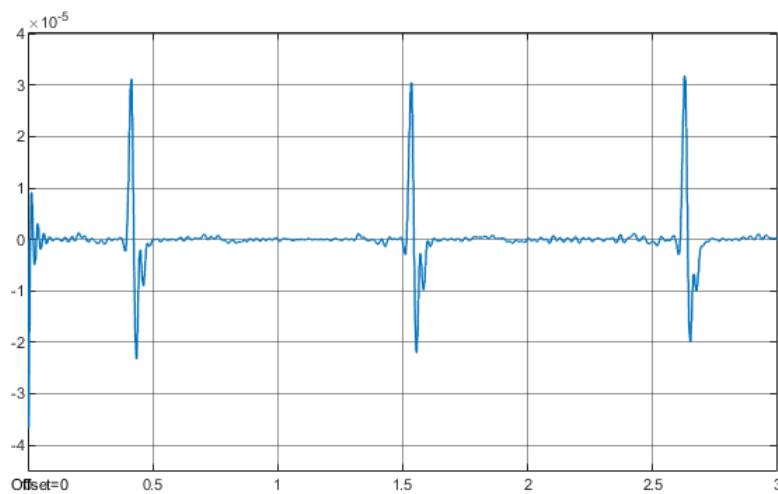


FIGURA 4.17: Pendiente de una señal ECG, grabación EDB-e0105-V4

4.5. Moduladores Delta-Sigma

Los moduladores Delta-Sigma tienen la función de convertir la derivada del ECG a una cadena de bits de 1-bit cuyo ancho de pulso varía respecto a la amplitud de la misma. Para poder delinear las ondas del ECG es necesario resaltar únicamente las partes de la cadena de bits que corresponden a variaciones grandes de la pendiente y que indican la presencia de una onda.

El cuantificador de los moduladores es de tres niveles donde la amplitud de sus intervalos está distribuida de forma no uniforme. Es el cuantificador el que realiza la función de filtrar las partes de la cadena de bits que no corresponden a una onda. El nivel intermedio del cuantificador funciona como un filtro de amplitud que elimina las pequeñas variaciones de la pendiente. Los intervalos superior e inferior se activan cuando la variación de la pendiente pasa los límites del filtro de amplitud, la activación de estos intervalos indica una variación correspondiente a una onda del ECG. El cuantificador clasifica el error de la salida con respecto a la señal de entrada, ya que el modulador intenta igualar ambas salidas la magnitud del error tiene a ser muy pequeña y se encuentra en el orden de milivoltios. La figura 4.18 muestra un diagrama de la distribución de los intervalos de cuantificación, las variaciones menores que ocurren dentro de la sección entre las líneas rojas son descartadas como contaminación por ruido.

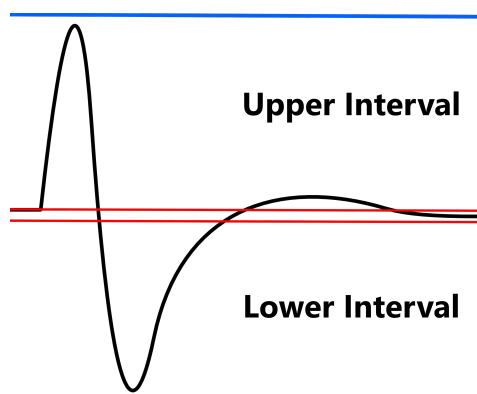


FIGURA 4.18: Intervalos de cuantificación del modulador DS-CE, 1.5-bits

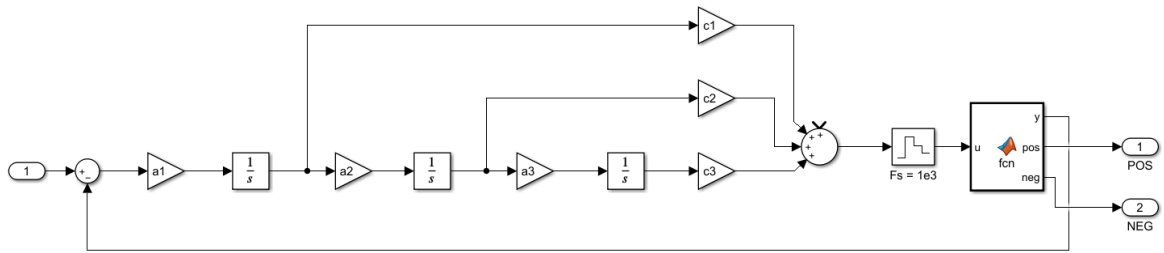


FIGURA 4.19: Modulador Delta-Sigma con cuantificador ternario no uniforme [5]

La naturaleza del electrocardiograma constituye una mezcla de ondas de amplitud muy distinta, para la correcta detección de las características la ganancia de la señal a la entrada del modulador debe garantizar que el complejo QRS sature brevemente la salida de los integradores, mientras que las ondas P y T no generen saturación. Los intervalos de cuantificación superior e inferior para el modulador DS-CE de extracción de características son ± 0.9 V [38] y los límites de la banda de ruido o intervalo intermedio se fijan en ± 1 mV. La figura 4.19 muestra un ejemplo de la implementación del cuantificador de 1.5-bit en simulink utilizando el modulador Delta-Sigma CIFF presentado en [5]. Similarmente, la figura 4.20 muestra la salida correspondiente.

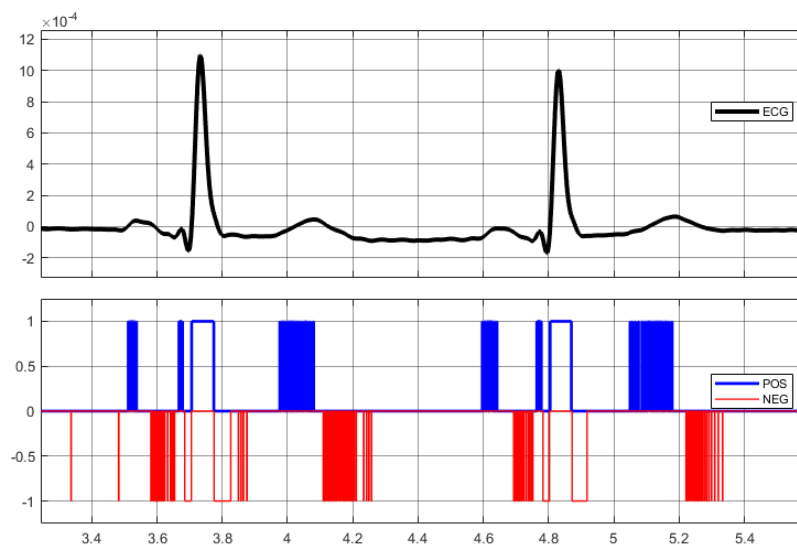


FIGURA 4.20: Salidas del modulador DS-CE

4.5.1. Diseño del Modulador Delta-Sigma

El modulador Delta-Sigma tiene la función de generar un tren de bits que representen directamente los cambios en la pendiente del electrocardiograma, y que, por tanto, resalten los patrones únicos de cada onda como ráfagas de bits. El diseño del modulador Delta-Sigma comienza al definir las especificaciones fundamentales necesarias para mantener la calidad de la señal a la salida del modulador, a partir de los análisis previos se determinaron las características del modulador como:

- Orden: 2
- Topología: Cascada de integradores con Retroalimentación Distribuida (CIFB)
- Resolución: mínimo 10-bit
- Niveles de cuantización: 1-bit / 1.5-bit
- Ancho de banda: 150 Hz
- Tasa de sobre muestreo (OSR): 128

El modulador se determinó de segundo orden en base a las estimaciones de SNR para una función de transferencia de ruido de orden dos. Por otro lado, los moduladores de segundo orden demuestran una mayor estabilidad que los moduladores de ordenes mayores, así mismo, la topología CIFB establece la estructura necesaria para implementar el filtro de segundo orden y, en contraste con la topología CIFF, esta presenta estabilidad y la posibilidad de simplificar rutas eléctricas para reducir la cantidad de componentes requeridos durante el diseño del esquema eléctrico correspondiente. Esto último, se traduce en un menor consumo de energía y una menor área de chip.

4.5.2. Diseño de la función de transferencia de ruido NTF

El diseño del modulador Delta-Sigma se consiste en encontrar la función de transferencia que cumpla con las especificaciones requeridas. Si bien generalmente se desea encontrar la función de transferencia de la señal, en el caso de la modulación DS, la función de transferencia

del ruido *NTF* controla la estabilidad del modulador y la característica de moldeo del ruido, similarmente, la función *STF* depende directamente de la función *NTF*.

Para el diseño de la función *NTF*, existen dos métodos, el primero corresponde al diseño manual del filtro de lazo abierto y su respectiva estabilización en lazo cerrado. Por otro lado, el segundo método implica utilizar las herramientas de software para generar un candidato de *NTF* con las características indicadas. De entre ambos métodos, el segundo optimiza el tiempo necesario para la iteración de diseño cuando la función obtenida es inestable o no cumple con las especificaciones, además de haber demostrado gran éxito en múltiples diseños reportados. Por lo anterior, en este trabajo, el diseño de la función de transferencia de ruido *NTF* se realiza utilizando el software de *MATLAB* en conjunto con el *toolbox* Delta-Sigma diseñado por el Dr. Schreier [40].

La función *synthesizeNTF()* del *toolbox* sintetiza una función de transferencia discreta (*Z*) acorde a los argumentos transferidos. El extracto de código de la figura 4.21 muestra cómo se realizó la síntesis de la función de transferencia.

```
1      %% Definición de especificaciones
2      order = 2;
3      OSR = 128;
4      opt = 3;
5      fs = 1;
6      fbw = fs*0.5/OSR;
7      H_inf = 1.5;
8
9      %% Sintetizar la función de transferencia
10     H = synthesizeNTF(order, OSR, opt);
```

FIGURA 4.21: Código - Síntesis de *NTF*

La primera sección del código define las especificaciones previamente determinadas para el modulador: el orden de la función (*order*) y la tasa de sobre muestreo (*OSR*). El argumento *opt* determina la optimización de los ceros de la función, en caso de que así sea, el *toolbox* sintetiza una función cuyos ceros se encuentren posicionados en las ubicaciones óptimas de la banda de interés de modo que se mejore la relación *SNR* final. La línea 4 indica que se desea

optimizar la ubicación de los ceros con el *toolbox* de optimización incluido. El parámetro H_{inf} determina la ganancia máxima de la función NTF fuera de la banda de interés, este valor ha sido demostrada su relación con la estabilidad del modulador. El valor se estableció en 1.5 dB de acuerdo a la regla de Lee que propone que el modulador será estable cuando la ganancia de la función de transferencia de ruido sea menor a 2.

La función de transferencia obtenida de este procedimiento se muestra en la ecuación 4.4. Esta función NTF se encuentra normalizada a una frecuencia de muestreo igual a la unidad.

$$NTF = \frac{z^2 - 2z + 1}{z^2 - 1.225z + 0.4415} \quad (4.4)$$

Las gráficas de la figura 4.22 representan la ubicación de los polos y ceros de la función de transferencia de ruido, así como su respuesta en frecuencia. Se puede observar que los polos se encuentran dentro del lado derecho del círculo unitario, indicando que el sistema es estable. Por otro lado, los ceros han sido ubicados en los puntos de la banda de interés donde atenúan el ruido para mejorar la relación SNR . Esta atenuación se observa en la gráfica inferior como un declive alrededor de la frecuencia $f = 0.002$.

En este punto, se realizaron simulaciones transitorias de la función descrita en la ecuación 4.4 para verificar que la modulación ocurriese correctamente. El *toolbox* contiene funciones que permiten emular en código la salida del modulador Delta-Sigma a partir de una función de transferencia dada, para este caso se utilizó la función *simulateDSM*. Es importante notar que la simulación por código no es tan precisa como la comportamental, por lo que solamente se utiliza como un medio para aproximar la operación antes de proceder a la siguiente etapa del diseño. La figura 4.23 muestra el extracto de código correspondiente a la simulación del modulador con la NTF diseñada.

La función de simulación *simulateDSM()* utiliza como argumentos una señal de entrada u , la función de transferencia NTF , y el número de intervalos del cuantificador $nLev$, para 1-bit este valor es igual a dos. La primer parte del código sintetiza una señal de entrada de la frecuencia

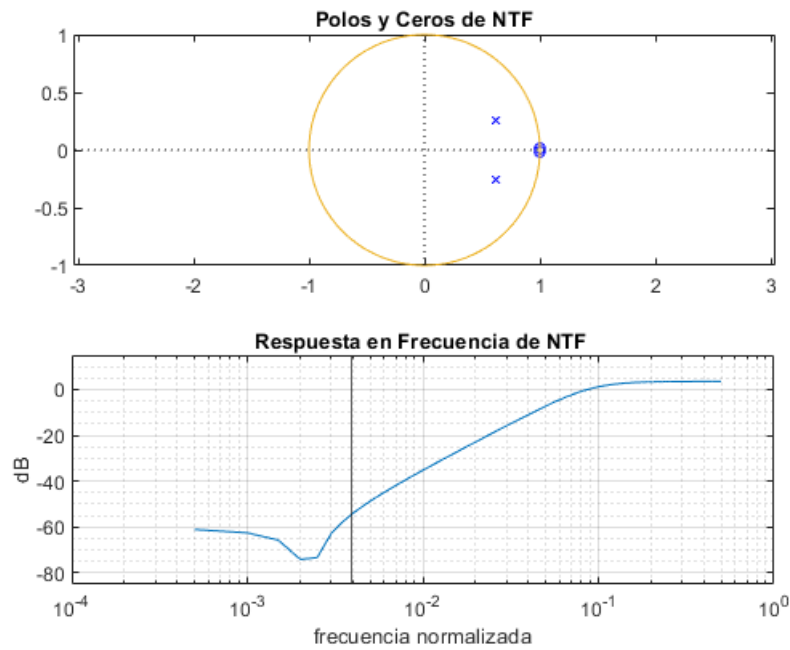


FIGURA 4.22: Gráfica de polos y ceros, y respuesta en frecuencia de *NTF*

deseada utilizando un vector de muestras mucho mayor a la tasa de sobre muestreo, esta decisión garantiza la fidelidad del análisis espectral posterior. La frecuencia deseada se indicó como 75 Hz ó la mitad del ancho de banda deseado con la intención de obtener una predicción de SNR cercana al valor real. La figura 4.24 muestra la respuesta en tiempo esperada del modulador.

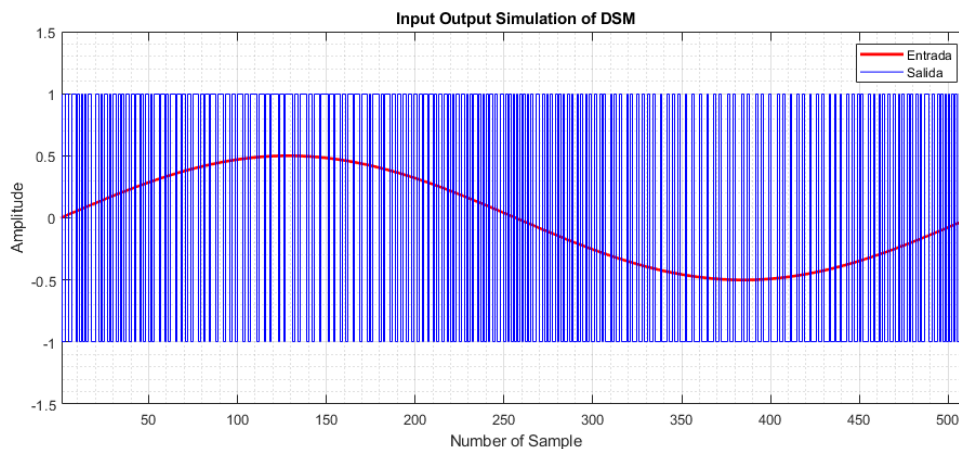
4.5.2.1. Predicción del la respuesta en frecuencia

Posterior a la simulación en tiempo de la función de transferencia, se realizó el análisis espectral de la señal de salida simulada y su respectiva comparación con la forma del espectro esperado de la función de transferencia de segundo orden.

```

1  % Intervalos de cuantificacion
2  nLev = 2;
3
4  % Numero de muestras y vector de tiempo
5  Nfft = 4096*OSR;
6  t = 0:Nfft-1;
7
8  % Tamano de bin Fs normalizada
9  bin = 1/Nfft;
10
11 % Tamano de bin para Fs = 150 Hz
12 bin_ac = Fs_ac/Nfft;
13
14 % Frecuencia deseada para senal de entrada
15 desiredFreq = 75;
16
17 % Calculo del numero de bin mas cercano
18 tone_bin = round(desiredFreq/bin_ac);
19
20 % Frecuencia de la senal entrada
21 fin = tone_bin*bin;
22
23 % Sintesis de la senal de entrada "u"
24 u = 0.5*sin(2*pi*fin*t)+rand(1,Nfft)*1e-6;
25
26 % Simulacion de salida del modulador delta sigma
27 v = simulateDSM(u,NTF,nLev);

```

FIGURA 4.23: Código - Simulación de modulador DS a partir de NTF FIGURA 4.24: Simulación del modulador DS con la función NTF de la ecuación 4.4

```

1   % Ventana hanning
2   w = hann(Nfft)';
3   % Factor de escalamiento por ganancia del proceso y
   ventana
4   fftscf = (Nfft/4);
5   % Calculo del espectro de la salida simulada
6   spec = fft(v.*w)/fftscf;
7   % Definicion de bins de interes
8   inBndBins = 1:ceil(fbw/bin);
9   % Calculo de ENOB y SNR simulados
10  SNR = calculateSNR(spec(inBndBins),tone_bin,1);
11  ENOB = (SNR-1.76)/6.02;
12  % Calculo del espectro esperado
13  NBW = 1.5/Nfft;
14  fspec = linspace(0,0.5,(Nfft/2)+1);
15  Sqq = 4*(evalTF(H,exp(2i*pi*fspec))/(nLev-1)).^2/3;

```

FIGURA 4.25: Código - Simulación de modulador DS a partir de *NTF*

En el código de la figura 4.25, el espectro de la salida simulada se calcula utilizando la transformada de rápida de Fourier en conjunto con la ventana de Hanning para reducir la derrama espectral. En consecuencia, de la ganancia del proceso y la aplicación de la ventana, el espectro calculado fue escalado por un factor *fftscf* de modo que su magnitud represente los valores correctos sin escala.

En la figura 4.26 se muestra la comparación entre la forma del espectro esperada y el espectro obtenido a partir de la simulación ideal del modulador. Se puede observar que el espectro de la señal presenta un comportamiento muy similar al predicho por la forma del espectro. Adicionalmente, el cálculo de la relación señal a ruido (*SNR*) resulto en 84.5 dB correspondientes a un número de bits efectivo (*ENOB*) de 13.74 bits, cuando se ingresa una señal de amplitud 0.5. Esta predicción muestra que la función de transferencia cumple con las especificaciones y se puede proceder a la siguiente etapa del diseño.

4.5.2.2. Predicción de la relación señal a ruido

Una de las principales métricas sobre el rendimiento de un modulador delta sigma es la curva de relación señal a ruido con respecto a la amplitud de la señal de entrada. Esta curva

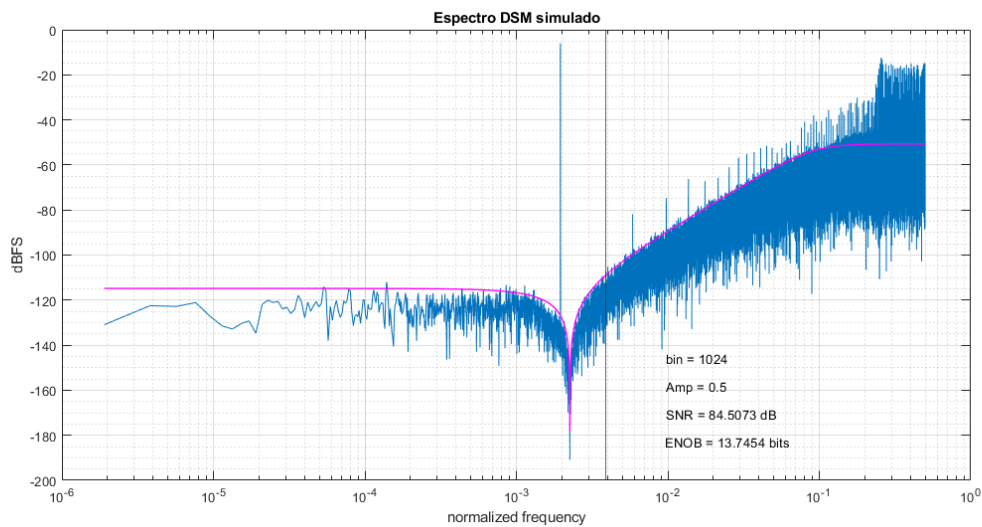


FIGURA 4.26: Comparativa del espectro esperado y el espectro de la salida simulada

permite observar la resolución que el modulador alcanza para distintas amplitudes, así como la linealidad de su comportamiento. De esta curva se define la máxima *SNR* y máxima amplitud que son especificaciones fundamentales de desempeño.

```

1  % Vector de amplitudes
2  amp = -130:1e-1:0;
3
4  % Simulación del SNR del modulador
5  snr = simulateSNR(H,OSR,amp,[],nLev,fin);
6
7  % Predicción de la curva SNR ideal
8  snr_pred = predictSNR(H,OSR,amp);
9
10 % Localización de las mayores magnitudes
11 [pk_snr,pk_amp] = peakSNR(snr,amp);
12 pk_ENOB = (pk_snr-1.76)/6.02;

```

FIGURA 4.27: Código - Predicción de relación señal a ruido (*SNR*)

Utilizando en conjunto las funciones *simulateSNR* y *predictSNR* incluidas en el *toolbox Delta-Sigma* fue posible obtener una estimación de esta curva a base de múltiples simulaciones del modulador para distintas amplitudes de la señal de entrada. La gráfica de la figura 4.28 refleja la comparación de la curva ideal con la curva obtenida de la simulación del modulador.

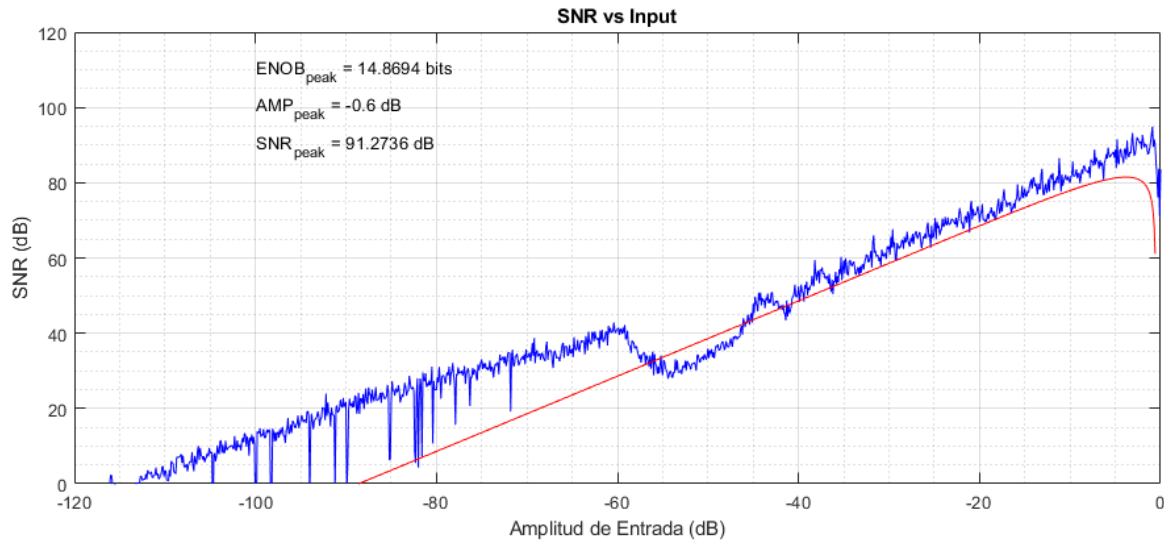


FIGURA 4.28: Comparación de curva ideal y simulada, SNR vs Entrada

4.5.3. Implementación del modelo comportamental

Previo a la implementación del modelo comportamental, es necesario definir los coeficientes de la topología seleccionada que en conjunto conforman la función de transferencia de lazo cerrado del modulador. Para este procedimiento, la función *realizeNTF()* encuentra los coeficientes para varias topologías a partir de la función de transferencia de ruido. El código relacionado se muestra en la figura 4.29

```

1   % Topologia del modulador
2   form = 'CIFB';
3   % Calculo de los coeficientes
4   [a,g,b,c] = realizeNTF(H, form);

```

FIGURA 4.29: Código - Coeficientes del Modulador DS CIFB

Para la topología *CIFB* seleccionada y con la función *NTF* del modulador, se obtienen los coeficientes de la tabla 4.1

Una observación importante es que al implementar el modulador con los coeficientes de la tabla 4.1 aunque se obtienen la función de transferencia y respuesta deseadas la dinámica de los integradores es muy grande. Esto es, en la entrada de los integradores la señal de

| i | a_i | b_i | c_i | g_i |
|-----|---------|--------|-------|-----------|
| 1 | 0.2162 | 0.2162 | 1 | 2.0078e-4 |
| 2 | 0.07749 | 0.7749 | 1 | |
| 3 | | 1 | | |

TABLA 4.1: Coeficientes no escalados del modulador Delta-Sigma

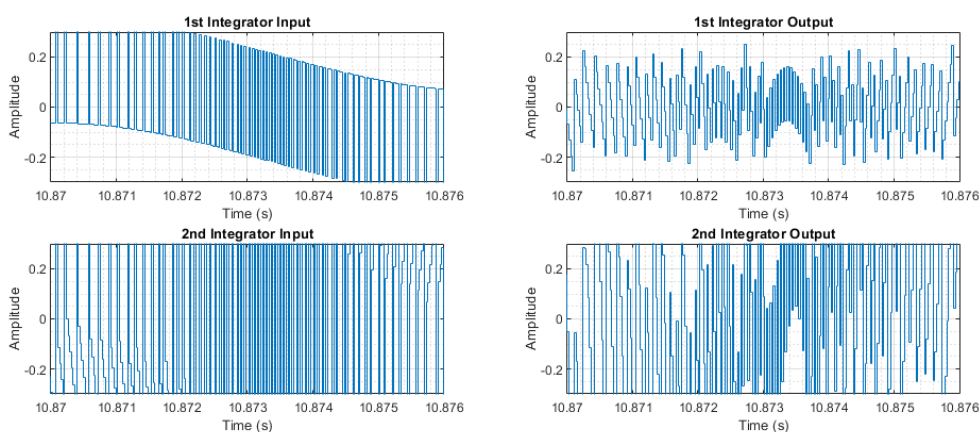


FIGURA 4.30: Dinámica de los integradores con coeficientes no escalados

error presenta amplitudes muy altas que tienden a saturar los amplificadores y llevar a la inestabilidad el modulador. La figura 4.30 muestra la dinámica de los integradores utilizando los coeficientes de la tabla 4.1.

En consecuencia, es necesario reducir la amplitud a la entrada de los integradores para garantizar la estabilidad del modulador en un mayor rango dinámico. Esto se puede realizar con el escalamiento de los coeficientes que consiste en atenuar un estado previo al integrador y amplificarlo a su salida, de modo que la función de transferencia y modulación permanezcan sin cambio. El escalamiento puede realizarse de forma manual o utilizando la función $scaleABCD()$ como se muestra en la figura 4.31.

| i | a_i | b_i | c_i | g_i |
|-----|--------|--------|--------|--------|
| 1 | 0.1335 | 0.1335 | 0.1857 | 0.0011 |
| 2 | 0.0889 | 0.0889 | 8.7193 | |
| 3 | | 1 | | |

TABLA 4.2: Coeficientes escalados del modulador Delta-Sigma

```

1  %limite de los estados del modulador
2  xlimit = [0.3 0.5];
3  % Escalamiento de los estados
4  [ABCDs, umax] = scaleABCD(ABCD, nLev, fin, xlimit);
5  % Calculo de los coeficientes
6  [a, g, b, c] = mapABCD(ABCDs, form);

```

FIGURA 4.31: Código - Escalamiento de los coeficientes del modulador)

La tabla 4.2 contiene los coeficientes del modulador después del escalamiento para mejorar la dinámica de los integradores. La figura 4.32 muestra la dinámica después del escalamiento.

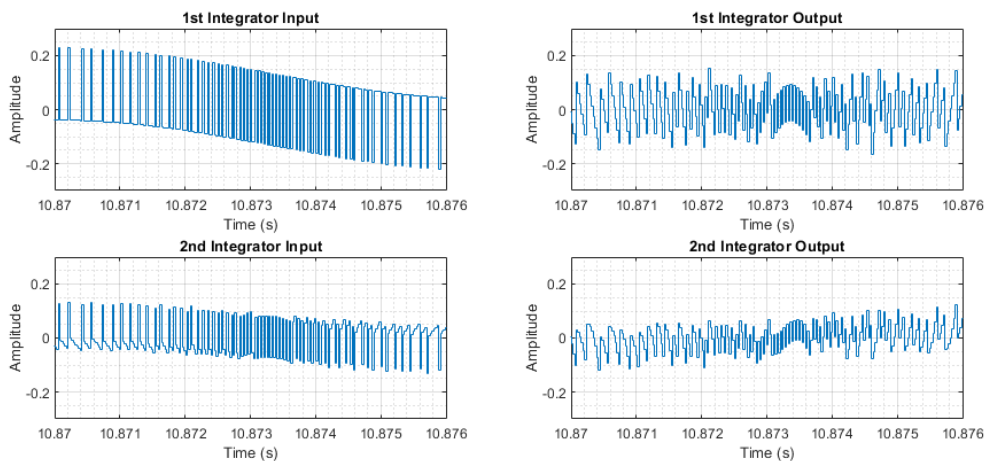


FIGURA 4.32: Dinámica de los integradores posterior al escalamiento de coeficientes

4.5.3.1. Modelo comportamental

El modelo comportamental del modulador se implementó en el entorno de *Simulink MATLAB* con bloques de operación de acuerdo a la topología CIFB. El diagrama de bloques se muestra en la figura 4.33. El cuantificador de 1-bit se implementó con un bloque comparador, mientras que para el cuantificador ternario no uniforme se generó una función especial que se muestra en la figura 4.34.

En el caso del comparador ternario, las salidas del modulador son DS_{POS} y DS_{NEG} , las cuales reflejan directamente la activación de los intervalos superior e inferior del cuantificador

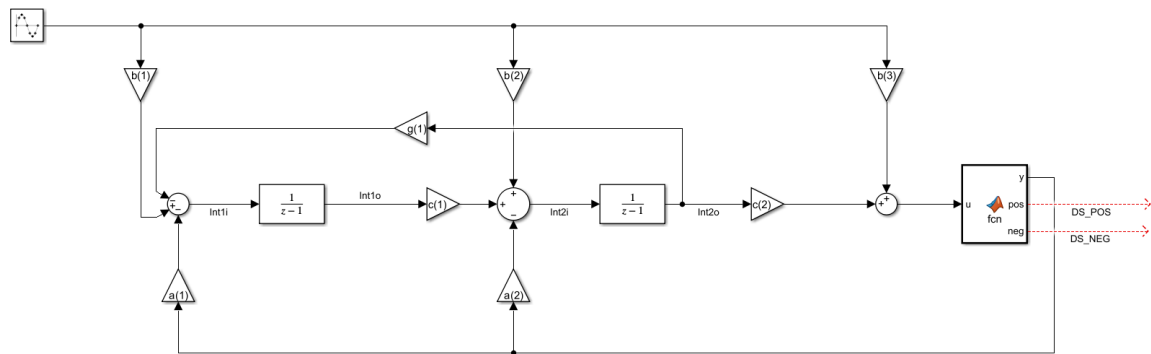


FIGURA 4.33: Diagrama a bloques del modulador Delta-Sigma en Simulink

```

1  function [y,pos,neg] = fcn(u)
2  Q = 0.9;
3
4  if u >= 0.001
5      y = Q;
6      pos = 1;
7      neg = 0;
8  elseif u <= -0.001
9      y = -Q;
10     neg = 1;
11     pos = 0;
12  else
13     y = 0;
14     neg = 0;
15     pos = 0;
16  end

```

FIGURA 4.34: Código - Comparador ternario no uniforme

con un cambio de nivel lógico. Son las señales en estas terminales las que en la etapa de procesamiento digital representan los patrones de la señal ECG.

4.5.4. Implementación del esquema eléctrico comportamental

El esquema eléctrico correspondiente al diagrama a bloques de la figura 4.33 se construyó utilizando la herramienta CAD de *Virtuoso* de *Cadence* y fue implementado con procesamiento

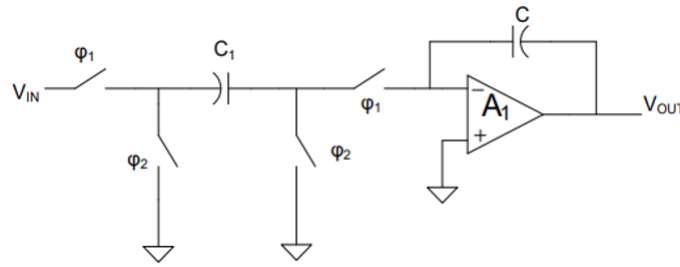


FIGURA 4.35: Integrador SC resistente a las capacitancias parásitas

completamente diferencial para mejorar su resiliencia al ruido de modo común. Los integradores se utilizan la topología del integrador SC (*switched-capacitor*) resistente a capacitancias parásitas que se muestra en la figura 4.35.

La función de transferencia de este tipo integrador implementa el acumulador con retraso del esquema comportamental a bloques y está dada por la ecuación 4.5 donde el coeficiente K corresponde a uno de los coeficientes del modulador.

$$H(z) = K * \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.5)$$

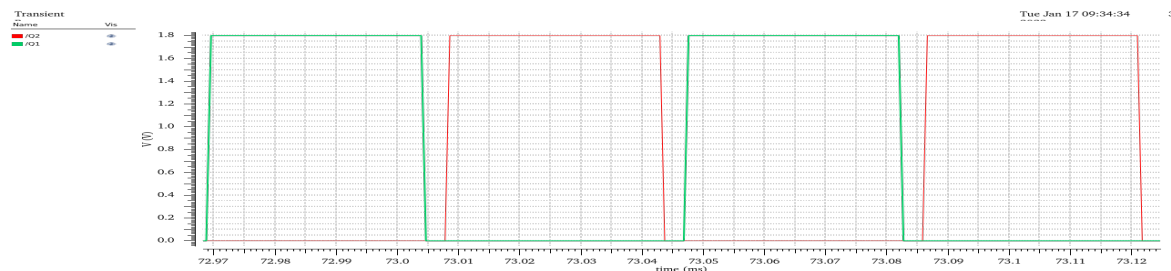
El coeficiente K del integrador está definido por la ecuación 4.6. Este valor presenta una mayor consistencia durante la fabricación del circuito integrado ya que es la razón de dos valores que no varían con la frecuencia, por otro lado, la fabricación de capacitores es más precisa que la de los resistores.

$$K = \frac{C_1}{C} \quad (4.6)$$

Note que la inversión de la posición de las fases Q_1 y Q_2 cambian la polaridad del integrador.

4.5.4.1. Relojes no sobrepuestos

Los relojes del modulador son del tipo no sobrepuesto que utiliza señales complementarias idénticas con un cambio de fase de 90 deg para activar y desactivar los interruptores del integrador cuyo estado determina las etapas de muestreo e integración. La fuente de los relojes

FIGURA 4.36: Relojes Q_1 y Q_2

es externa y están denominados como Q_1 y Q_2 . La figura 4.36 muestra la operación de ambos relojes a la frecuencia de muestreo del modulador.

4.5.4.2. Primer integrador

El circuito del primer integrador se demuestra en la figura 4.37. Para implementar la topología CIFB con los coeficientes indicados, el integrador recibe señales de tres ubicaciones que deben sumarse al ingresar en la entrada del modulador. Estas señales son: el lazo de retroalimentación de la salida escalado por a_1 y el del segundo integrador escalado por g_1 , y la señal de entrada escalada por b_1 .

El coeficiente b_1 está implementado por la ganancia del integrador SC que existe entre los el capacitor de entrada C_1 y el de retroalimentación C_0 , su valor está dado por la ecuación 4.7

$$b_1 = \frac{C_1}{C_0} = -a_1 \quad (4.7)$$

De forma similar, el coeficiente de retroalimentación desde el segundo integrador g_1 se conforma por la ganancia formada por el circuito de capacitor conmutado, formado por los interruptores w_{10} y w_{11} y reutilizando los interruptores w_1 y w_2 , con el capacitor de retroalimentación del integrador. Su valor está dado por la ecuación 4.8.

$$g_1 = -\frac{C_5}{C_0} \quad (4.8)$$

del coeficiente sin necesidad de agregar más componentes. La función de transferencia del primer integrador, está dada por la ecuación 4.9.

$$H = (b_1VIN_p - a_1Y_p - g_1Vop_2) \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.9)$$

4.5.4.3. Segundo integrador

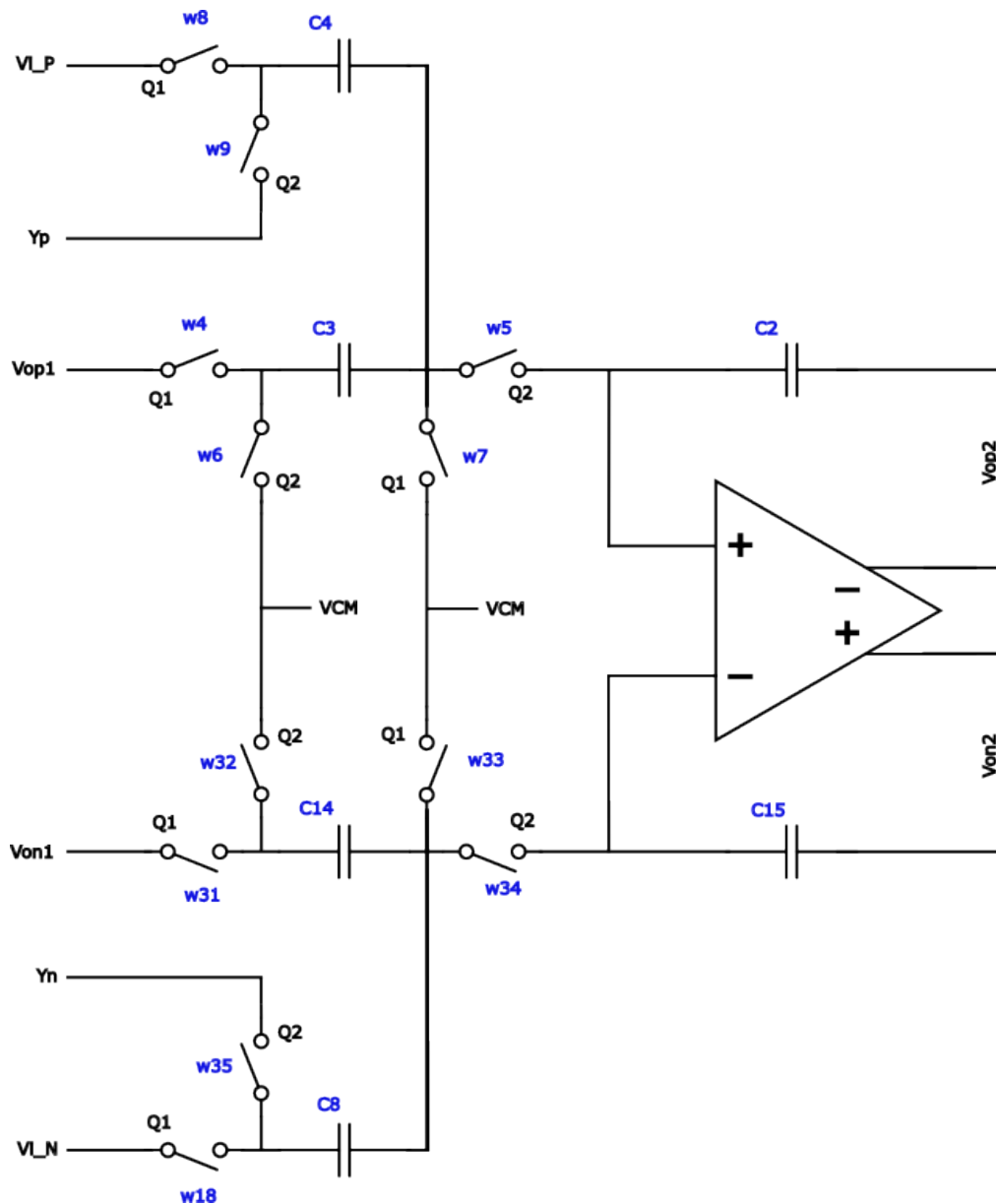


FIGURA 4.38: Diagrama esquemático del segundo integrador.

El segundo integrador del modulador también recibe señales de tres ubicaciones, la retroalimentación de la salida Y_p escalada por el coeficiente a_2 , el lazo *feedforward* de la entrada del sistema VIN escalado por b_2 , y la salida del primer integrador Vop_1 escalada por c_1 . De forma similar al primer integrador, los coeficientes a_2 y b_2 tienen magnitudes iguales con polaridad opuesta, por lo tanto, es posible reutilizar un mismo circuito de capacitor conmutado ingresando ambas señales en distintos nodos. El capacitor conmutado formado por los interruptores w_5 , w_6 , w_8 , y w_9 y el capacitor C_4 implementa en conjunto con el capacitor de retroalimentación del integrador C_2 a los coeficientes a_2 y b_2 . Estos coeficientes están dados por la ecuación 4.10.

$$b_2 = \frac{C_4}{C_2} = -a_2 \quad (4.10)$$

Así mismo, el circuito integrador formado por el capacitor conmutado con los interruptores w_4 , w_5 , w_6 , y w_7 , y el capacitor C_3 implementa el coeficiente c_1 . El valor de este coeficiente se encuentra entonces por la ecuación 4.11.

$$c_1 = \frac{C_3}{C_2} \quad (4.11)$$

La ecuación de transferencia para todo el integrador está dada por la ecuación 4.12.

$$H = (b_2VIN_p - a_2Y_p + c_1Vop_1) \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (4.12)$$

4.5.4.4. Sumador *feed-forward*

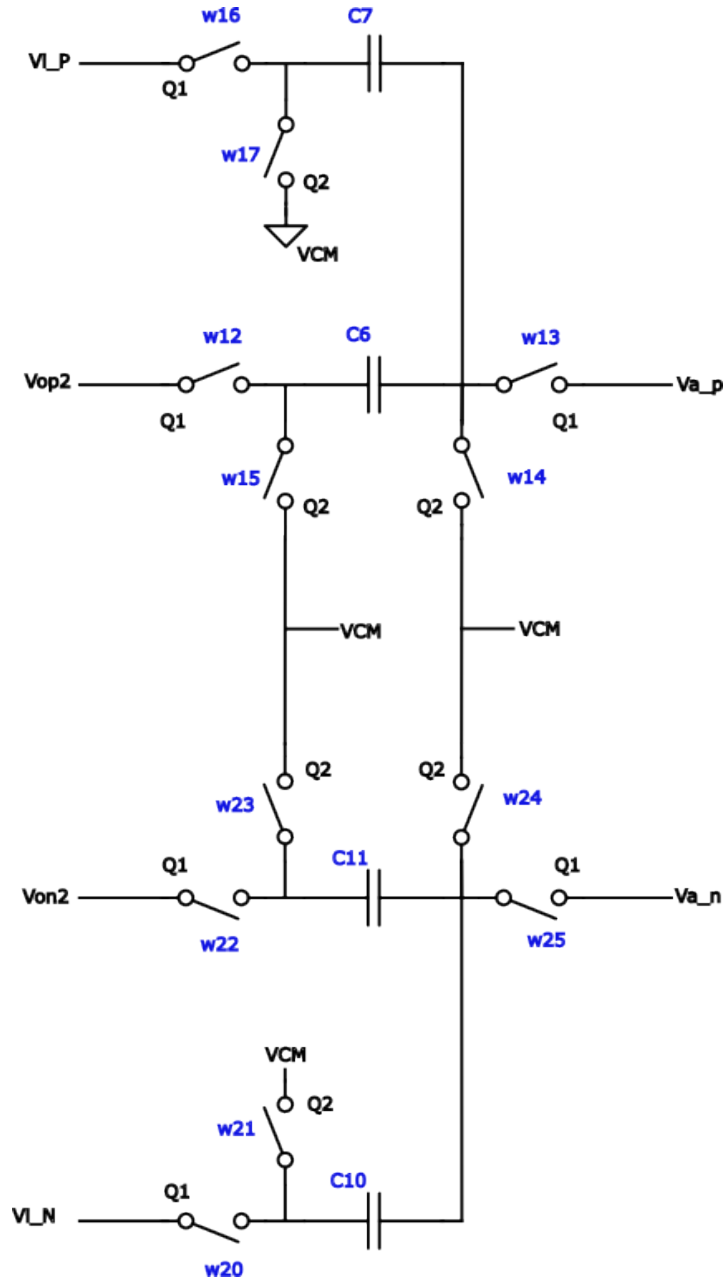


FIGURA 4.39: Diagrama esquemático del sumador pasivo

Los lazos de alimentación feedforward de la topología convergen en suma en el nodo de entrada del cuantificador. La suma se lleva a cabo utilizando el sumador pasivo de la figura 4.39 donde la suma se realiza por la proporción entre los coeficientes c_2 y b_3 . Este tipo de


```

1  module ADC1_5bit_SC_DIFF(vinp, vinn, voutp, voutn, vref,
   Q);
2  input vinp, vinn, vref, Q;
3  output voutp, voutn;
4  electrical vinp, vinn, voutp, voutn, vref, Q;
5
6  parameter real vth = 0.9 ;
7  parameter real deltime = 0.0 ;
8  parameter real trise = 50p ;
9  parameter real tfall = 50p ;
10 parameter real vdda = 1 ;
11 parameter real vssa = -1 ;
12 parameter real up_th = 0.1;
13 parameter real lo_th = 0.1;
14 parameter real ref = 0;
15 real outp, outn;
16
17 analog begin
18 @ ( cross ( V(Q) - vth , 1 ) )
19 begin
20     if ( V(vinp) > V(vref) )
21     begin
22         outp = vdda;
23     end
24     else if ( V(vinp) > V(vref) )
25     begin
26         outp = vssa;
27     end
28     else outp = ref;
29
30     if ( V(vinn) > V(vref) )
31     begin
32         outn = vdda;
33     end
34     else if ( V(vinn) > V(vref) )
35     begin
36         outn = vssa;
37     end
38     else outn = ref;
39 end
40 V(voutp) <+ transition (outp, deltime, trise, tfall);
41 V(voutn) <+ transition (outn, deltime, trise, tfall);
42 end
43 endmodule

```

FIGURA 4.41: Código - Cuantificador ternario en verilog A

4.5.6. Algoritmo de procesamiento digital

Las salidas del modulador Delta-Sigma para la extracción de características DS_{CE} y el modulador Delta-Sigma ADC se ingresan a un bloque de procesamiento digital que implementa los algoritmos para la detección y ubicación de los puntos clave del ECG. En este mismo bloque se realiza la estimación de los puntos PR y J, a partir de la cual se determina con una lógica de concentración de bits si el latido presenta una desviación ST.

El algoritmo propuesto realiza delineación de la señal ECG utilizando la información provista de un único modulador Delta-Sigma ternario (DS_{CE}) para detectar la ubicación relativa de los puntos de levantamiento (*onset*) y descenso (*offset*) de las ondas P y T, así como, el pico R, y los puntos PR y J que delimitan el complejo QRS, a diferencia de esquemas como los publicados previamente en [6], [33] donde se utiliza una combinación de varios moduladores Delta y Delta-Sigma. La detección utiliza un conjunto de contadores para identificar la presencia de un patrón de bits que corresponde a una onda específica. En la figura 4.20 se denota que los patrones están compuestos por una combinación de ráfagas de bits en ambas salidas del modulador donde el orden de aparición determina la polaridad de la onda. Debido a la naturaleza de la modulación Delta-Sigma, la densidad de pulsos de cada ráfaga varía con la magnitud de la pendiente de la señal, por lo tanto, el algoritmo utiliza dos contadores dedicados para monitorear la cantidad de unos y ceros lógicos en cada salida, a la vez, se establecen umbrales de detección y tolerancias para determinar si la ráfaga constituye una detección válida. La operación de localización de los puntos fiduciales está dividida en dos etapas de detección: Puntos PR-R-J del complejo QRS y, puntos de las ondas P y T.

4.5.7. Detección de los puntos R, PR y J

Para comenzar la delineación, la localización del pico R es la más importante ya que provee la referencia para la detección de los puntos restantes. Como la pendiente de las ondas del complejo QRS es usualmente muy alta, las ondas Q, R, y S se representan por ráfagas ininterrumpidas de bits a la salida del modulador. Para determinar la ubicación del pico R,

primero, el número de bits '1' y '0' en la salida $DSpos$ se almacena en los contadores $Ones_qrs$ y $Zeros_qrs$. Cuando el valor del contador de '1's alcanza un *umbral de detección* de 15 o más bits, la ráfaga se marca como la probable cuesta arriba de la onda R y las ubicaciones de los bits que conforman su inicio y final se almacenan en variables temporales. Por otro lado, si el valor del contador $Zeros_qrs$ llega a superar un valor de *tolerancia* de ningún bit cero intermedio, la ráfaga se considera interrumpida y ambos contadores se reinician en cero. La figura 4.42 muestra un diagrama de los puntos claves en la detección de una ráfaga.

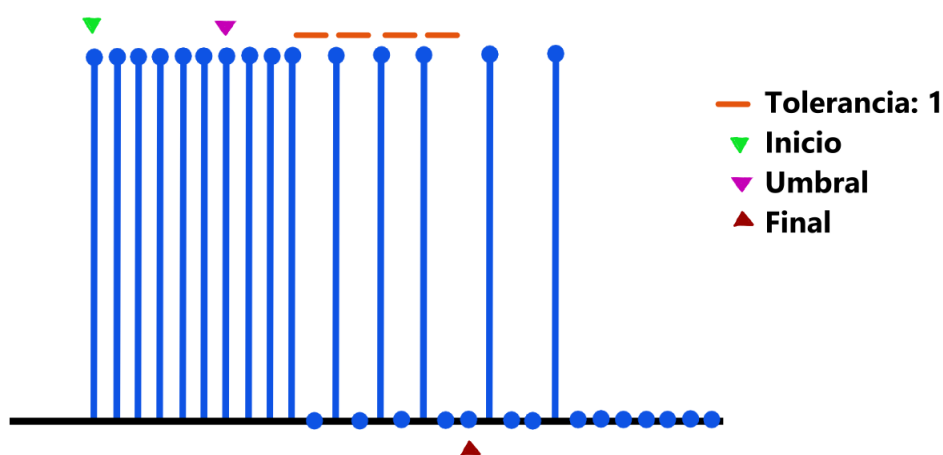


FIGURA 4.42: Diagrama de la detección de una ráfaga del patrón

Posteriormente, para verificar que la ráfaga corresponde al patrón del complejo QRS, ventanas de búsqueda se establecen alrededor de la ráfaga para buscar en la salida $DSneg$ la presencia de las ráfagas correspondientes a la cuestas abajo de las ondas Q y R. El tamaño de las ventanas se fijó en 20 ms y 80 ms para las ventanas izquierda y derecha, respectivamente, tomando en cuenta la duración típica de las ondas. Entonces, una búsqueda bit por bit hacia atrás se realiza en la ventana izquierda para buscar la ráfaga de cuesta abajo de la onda Q. Nuevamente, el número de bits '1' y '0' se almacena en los contadores $Ones_qrs$ y $Zeros_qrs$, sin embargo, como su duración y magnitud son más pequeñas que aquellas de la onda R el límite de detección se fijó como 3 bits con una tolerancia de un cero intermedio. Se selecciono un umbral de detección menor para esta ráfaga deliberadamente para mejorar la detección de ondas Q tenues pues se observa en múltiples grabaciones de la base de datos QT [41] que su amplitud puede verse reducida ampliamente para algunos latidos llegando

a complicar su detección si se selecciona un umbral mayor. Si la ráfaga de la onda Q es detectada correctamente, la bandera *isLNBurst* se coloca en estado alto.

Un procedimiento similar se realiza en la ventana derecha para la detección de la ráfaga de cuesta abajo de la onda R utilizando una búsqueda bit por bit hacia adelante en la salida *DSneg*. El límite de detección se fijó como a 12 bits '1' con una tolerancia de un bit cero intermedios. La bandera *isRNBurst* se coloca en '1' cuando una ráfaga válida es detectada. Por último, después de que la ráfaga derecha del patrón es detectada, una tercera ventana se establece después de esta para buscar la ráfaga de la cuesta arriba de la onda S. Si esta ráfaga está presente, la bandera *isRPBurst* se coloca en estado alto.

Tras completarse todas las operaciones de búsqueda, el algoritmo checa el estado de las banderas correspondientes a cada ráfaga del patrón para verificar que al menos tres ráfagas, la cuesta arriba y abajo de la onda R y alguna de las ráfagas circundantes hayan sido detectadas. Esta discriminación permite al algoritmo discernir el patrón del complejo QRS de aquellos patrones de doble ráfaga característicos de una única onda a la vez que habilitan la detección del complejo QRS aun en la ausencia de alguna de las ondas Q o S. Entonces, la ubicación del pico R se estima como el final de la ráfaga de cuesta arriba de la onda R. Los puntos PR y J del ECG están definidos como el inicio y el final del complejo QRS [23], por lo tanto, el inicio de la ráfaga de cuesta abajo de la onda Q y el final de la ráfaga de cuesta arriba de la onda S definen la ubicación de ambos puntos, respectivamente. Para el caso donde la onda Q o la onda S no estén presentes, los puntos PR y J se determinan por la ubicación del inicio y final de la onda R. La figura 4.43 muestra un diagrama del patrón del complejo QRS enfatizando las ráfagas relevantes y sus ventanas de búsqueda.

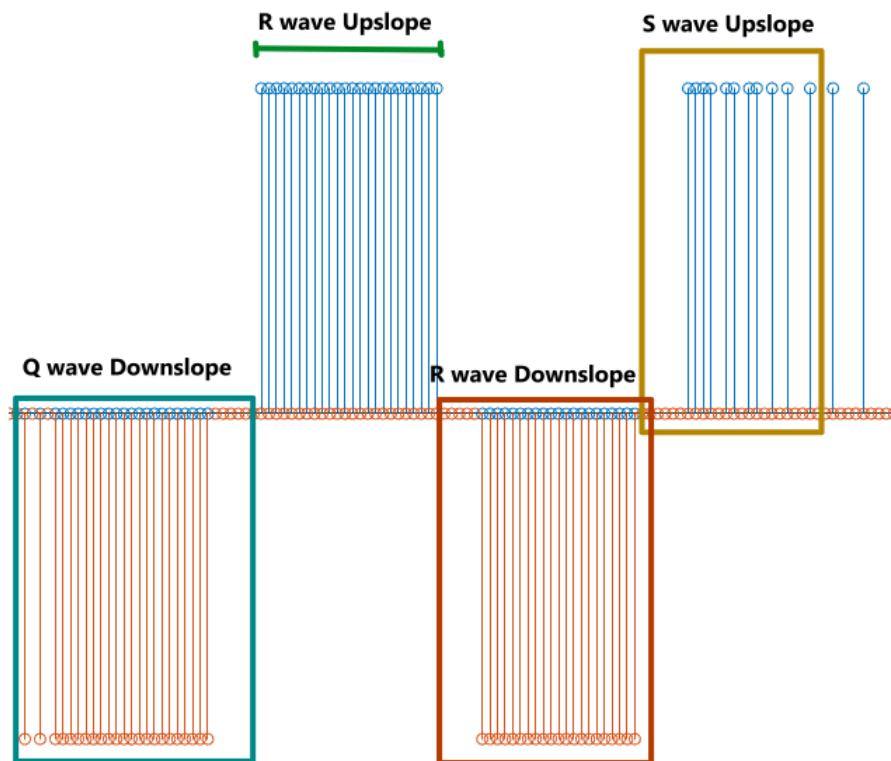


FIGURA 4.43: Diagrama de ráfagas del complejo QRS

Adicionalmente, un conjunto de restricciones de detección se diseñó para evitar la detección de falsos positivos debido a la presencia de ruido causados por ruido u ondas P y T de amplitud alta anormal. Primero, el algoritmo obtiene una duración promedio del intervalo R-R de los últimos 8 latidos detectados e inmediatamente descarta la detección de la primera ráfaga de la onda R cuando esta se encuentra antes del 80 % del promedio del intervalo R-R. Sin embargo, como dos latidos detectados pueden estar separados por amplios intervalos de tiempo (ej. en caso de un latido perdido), que incrementan drásticamente el intervalo R-R y, por tanto, el valor promedio, el intervalo R-R utilizado para el cálculo se cambia a la medida previa válida para cualquier latido cuyo intervalo R-R sobrepase 1.5 s (1500 bits). Por otro lado, la detección de la primera ráfaga de la onda R se restringió a una duración máxima de 120 bits '1' consecutivos para evitar su confusión con una onda T larga y de amplitud alta anormal. También, una restricción adicional se definió para la cantidad máxima de ceros con el objetivo de evitar la detección de ráfaga distantes como parte del patrón, es decir, sin ningún pulso

es detectado tras pasar el valor $zeros_max$ en bits desde el inicio de la ventana, entonces la ráfaga no se considera presente.

La figura 4.44 muestra un diagrama de flujo simplificado para la detección del pico R y los puntos PR y J.

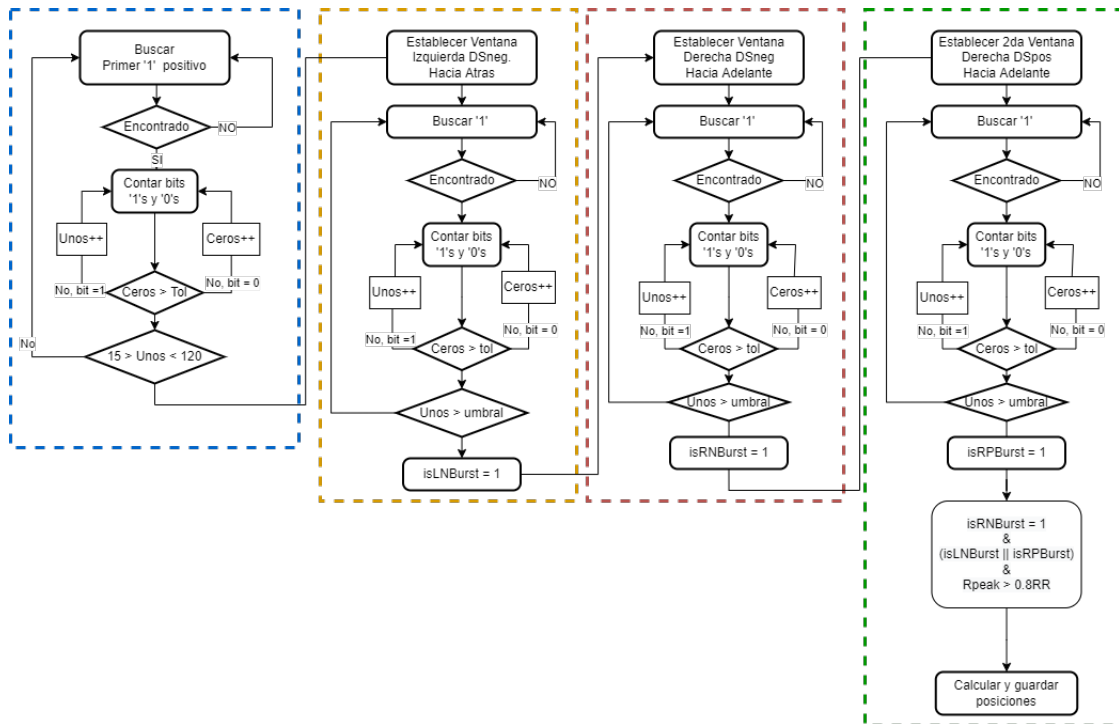


FIGURA 4.44: Diagrama de flujo simplificado para detección del pico R y puntos PR y J

4.5.8. Detección de las ondas P y T

Para la detección de las ondas T y P, se establecen dos ventanas de búsqueda antes y después del complejo QRS, respectivamente. Para la onda P, una búsqueda hacia atrás se realiza al inicio en la salida $DSneg$ del modulador para buscar una ráfaga de cuesta abajo. La cantidad de bits '1' y '0' se actualiza en los contadores separados $POnes_p$ y $PZeros_p$. Similarmente, un umbral de detección se establece en 4 unos consecutivos con una tolerancia de un cero intermedio. Después de que se ha detectado la primera ráfaga, la búsqueda se continúa en la salida $DSpos$ para detectar la ráfaga correspondiente a la cuesta arriba de la onda P. Para la segunda ráfaga el umbral de detección se fijó en cinco unos con una tolerancia de cinco ceros

intermedios. Para el caso donde ambas ráfagas del patrón hayan sido detectadas correctamente, las ubicaciones del final de la segunda ráfaga e inicio de la primera determinan la ubicación de los puntos de *onset* (P_{on}) y *offset* (P_{off}) mientras que la ubicación general del pico se estima por la ecuación 4.13.

$$\begin{aligned} P_{Loc} &= P_{on} + (P_{off} - P_{on})/2 \\ T_{Loc} &= T_{on} + (T_{off} - T_{on})/2 \end{aligned} \quad (4.13)$$

Para la detección de la onda T el procedimiento es similar al de la onda P, sin embargo, la búsqueda se realiza hacia adelante y el umbral de detección para cada ráfaga es mayor ya que la duración de la onda T es la más larga de entre todas las ondas. No obstante, como la onda T puede estar invertida bajo ciertas condiciones del corazón como la enfermedad de isquemia miocárdica, una búsqueda adicional del patrón invertido se lleva a cabo cuando no se detectó una onda positiva.

La detección del patrón de la onda T fue restringida con un máximo número de bits ceros *Zeros_max* para la búsqueda en polaridad positiva, con el objetivo de que en el caso donde no se detecte una onda antes de alcanzar el límite de ceros consecutivos desde el inicio de la ventana, la búsqueda es interrumpida y el algoritmo inmediatamente comienza la búsqueda de una onda T invertida. Esto permite al algoritmo evitar la detección errónea de ondas T como positivas que se encuentran demasiado alejadas del complejo QRS.

Por otro lado, para toda operación de detección donde una ráfaga válida continúe aun después del final de su ventana de búsqueda, su final se determina como el final de la ventana. Esta restricción provee una separación para la detección de los puntos de asentamiento y levantamiento de las ondas P y T cuando la transición con el complejo QRS es una pendiente continua y los puntos PR y J no están claramente definidos. La figura 4.45 muestra un diagrama del patrón de las ondas P y T. Adicionalmente, la longitud de las ventanas de búsqueda para las ondas P y T se ajusta dinámicamente para cada latido utilizando un método similar al reportado en [14]. La longitud para las ventanas de la onda P y T se define como 50 % y 60 % del intervalo R-R actual, la ecuación 4.14 denota este comportamiento.

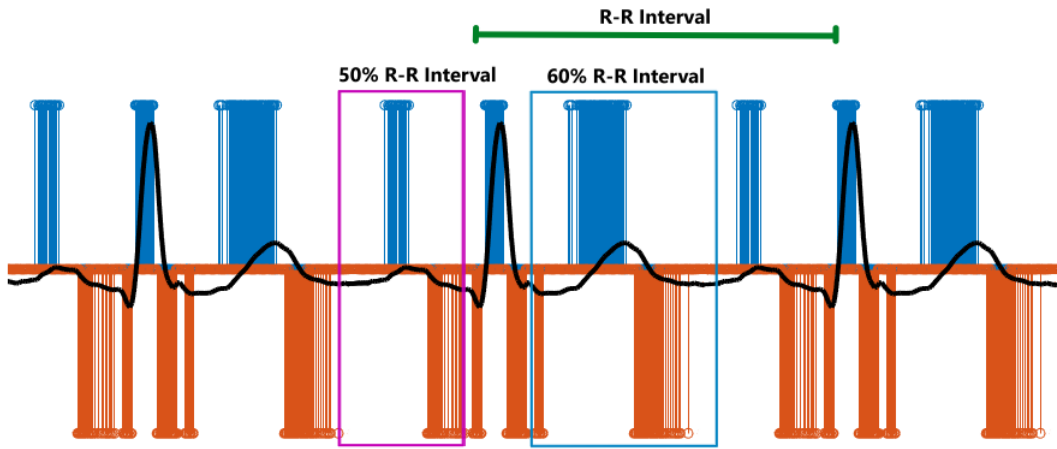


FIGURA 4.45: Diagrama de ráfagas para ondas P y T

$$Pwnd_{lqth} = aRRint * 0.5 \% \quad (4.14)$$

$$Twnd_{lqth} = aRRint * 0.6 \%$$

La figura 4.46 muestra el diagrama de flujo simplificado para la detección los puntos fiduciales de las ondas P y T.

4.5.8.1. Detección de desviaciones del segmento ST

Utilizando la ubicación de los puntos PR y J detectados por el algoritmo es posible referir una muestra del modulador DS ADC para comparar obtener la desviación del segmento ST, sin embargo, para garantizar la precisión de la medida, se decidió utilizar el punto J60 para la comparación, es decir 60 milisegundos después de ubicación original del punto J. La figura 4.47 muestra los puntos fiduciales detectados para las ondas del ECG y la estimación de los puntos PR y J. El punto PR está marcado por un cuadro verde y el punto J por una cruz magenta.

Conociendo la ubicación de estos puntos en el modulador DS-CE, es posible mapear la ubicación al modulador DS ADC para recuperar la amplitud de ambos puntos. Para evitar la decimación la comparación de amplitudes se realiza utilizando un conteo de bits en una ventana de 220 para un muestreo de 10kHz. La ventana está seleccionada de acuerdo al

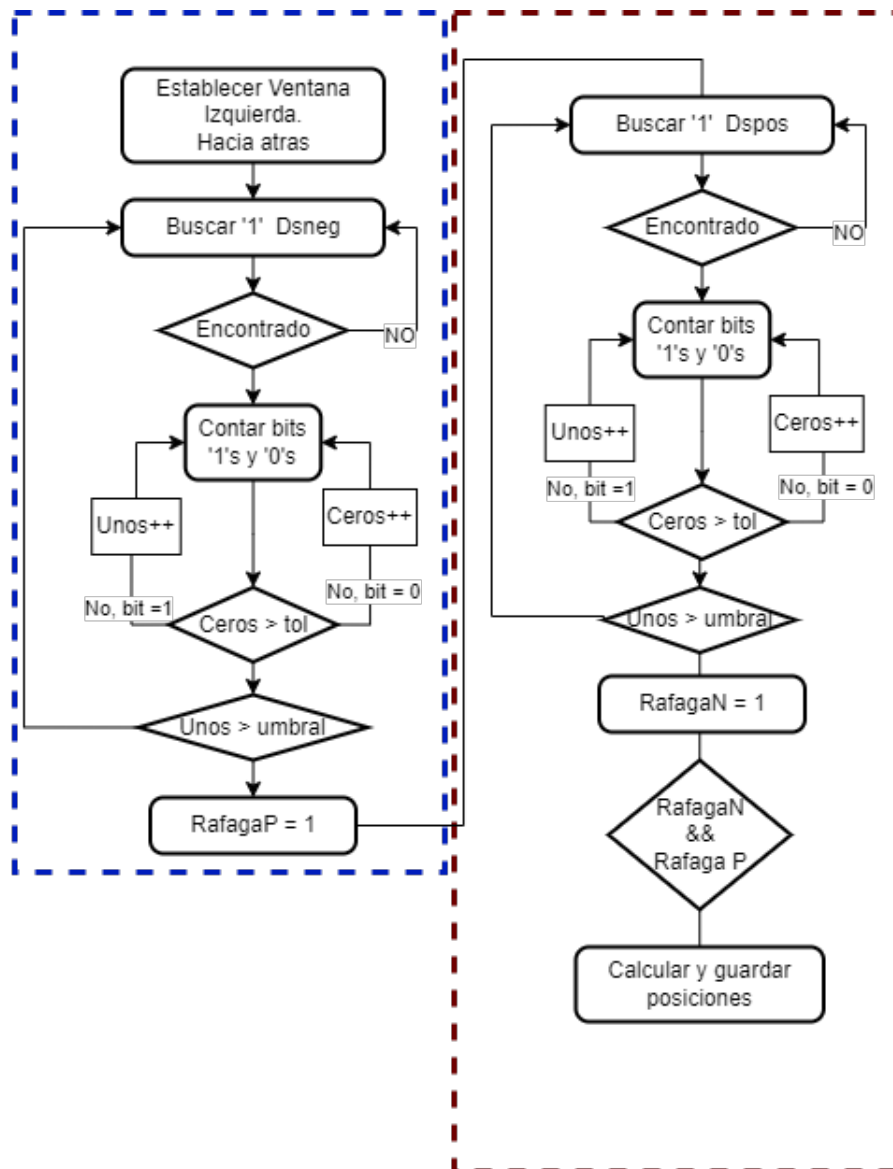


FIGURA 4.46: Diagrama de flujo simplificado para detección de las ondas P y T

principio de un filtro de promedio para frecuencias de 45 Hz. Los bits positivos suman una unidad a un contador mientras que los negativos restan una unidad, tras el análisis se ha encontrado que una diferencia mayor a 6 bits entre las cantidades medidas en ambos puntos es equivalente a una desviación de 0.1 mV en la señal original del ECG. De acuerdo a la definición universal de infarto al miocardio [28] esta cantidad define una desviación del segmento ST notable para el diagnóstico de isquemia o infarto al miocardio. En la figura 4.47,

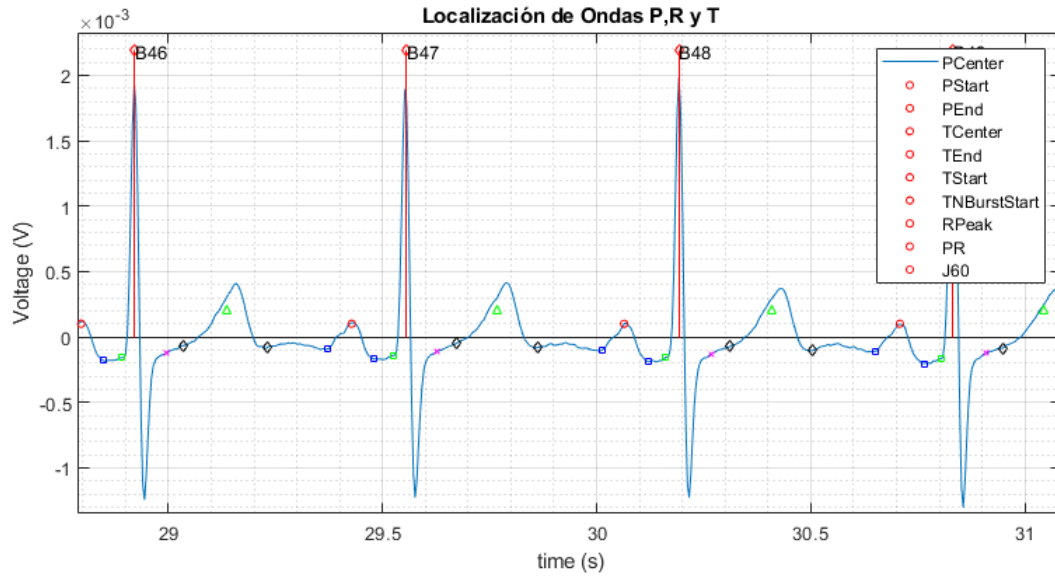


FIGURA 4.47: Delineación de las Ondas P,R y T. Grabación EDB-e0105

muestra la detección de isquemia en un latido cuya desviación supera el límite establecido, un diamante azul marca la ubicación del punto J.

Resultados

5.1. Modulador Delta-Sigma

El modulador Delta-Sigma con las funciones de transferencia diseñadas en este trabajo fue implementado en un modelo comportamental de bloques utilizando la topología de cascada de integradores con retroalimentación distribuida. El modelo comportamental se evaluó con la herramienta *Simulink* de MATLAB para los escenarios de su operación con un cuantificador de dos niveles y el cuantificador ternario no uniforme. La figura 5.1 muestra los espectros de la salida del modulador para ambos escenarios.

Para la operación con el cuantificador de 1-bit, el modulador obtuvo una relación de señal a ruido *SNR* de 87.97 dB y una resolución de 14.32 bits. Similarmente, durante la operación con el cuantificador de ternario el modulador alcanzó un valor de *SNR* igual a 89.19 dB y

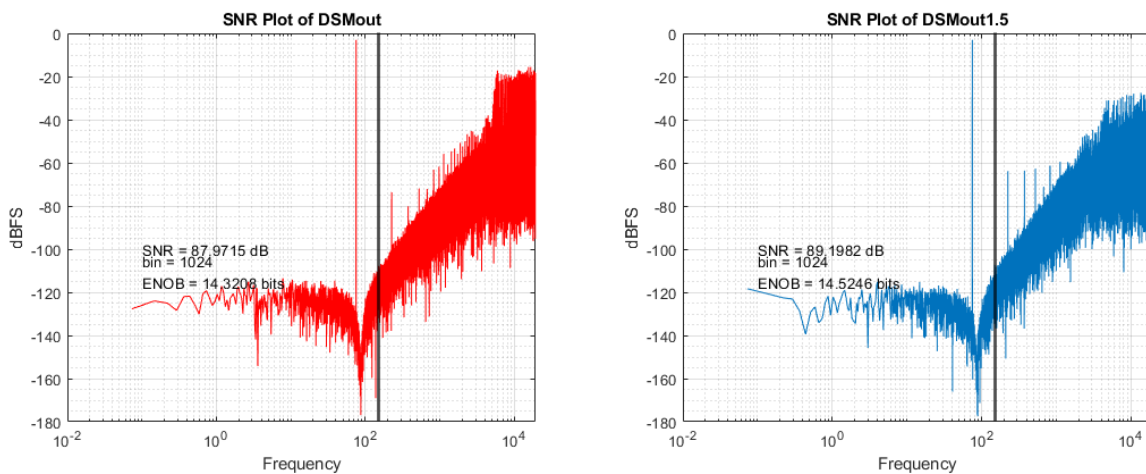


FIGURA 5.1: Comparativa de operación con cuantificador de 1-bit y ternario no uniforme (1.5-bit)

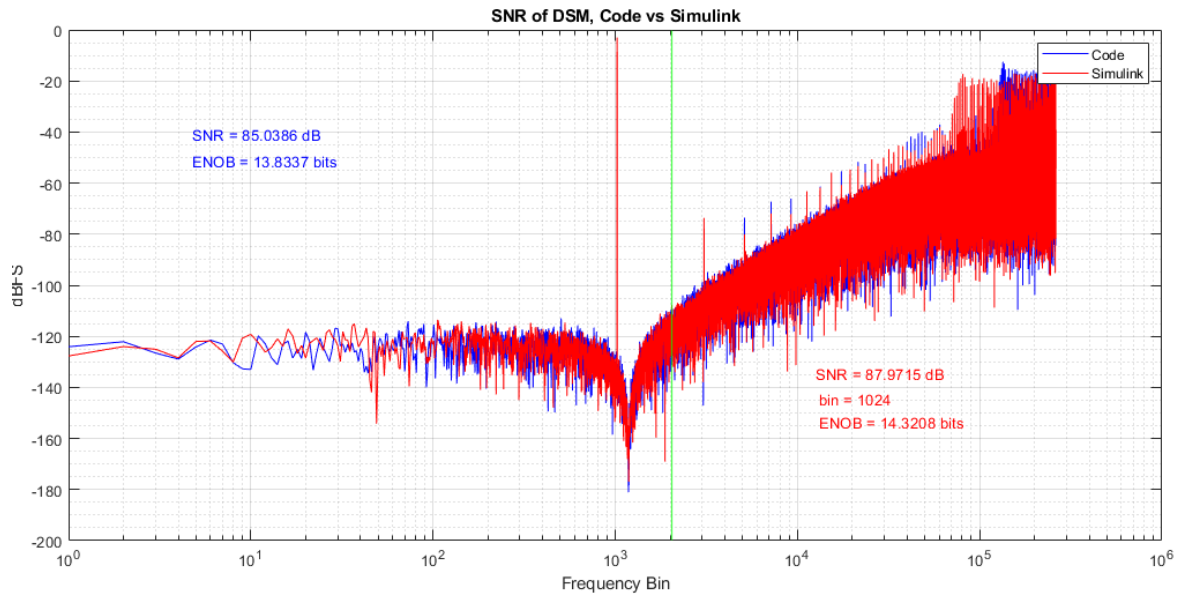


FIGURA 5.2: Comparación de simulación comportamental e ideal

de resolución igual a 14.52 bits. La operación de los moduladores se observó para una señal de entrada sinusoidal con amplitud de -3 dB y con frecuencia ubicada en el bin 1024 de 75Hz. Una característica importante que se demostró es que, a pesar de utilizar tres niveles de cuantificación no uniformes, el espectro del modulador no cambia significativamente de aquel implementado con un cuantificador de 1-bit. Aún más, se pudo observar una pequeña ganancia de resolución y *SNR*. Por lo anterior, note que el comportamiento del modulador ternario se puede aproximar con el mismo modulador cuyo cuantificador ha sido sustituido por uno de 1-bit. La figura 5.2 muestra la sobre posición de la simulación comportamental y la ideal presentada en la sección de metodología.

5.1.1. Esquema eléctrico

El esquema eléctrico correspondiente fue implementado de forma comportamental en el software de Cadence Virtuoso. El circuito está compuesto por dos integradores de tiempo discreto con topología resistente a capacitancias parásitas, un sumador pasivo de lazos feed-forward y un comparador de 1-bit. La evaluación del circuito se realiza con una señal de entrada sinusoidal de -3 dB y con frecuencia 75 Hz. La frecuencia de muestreo del circuito se

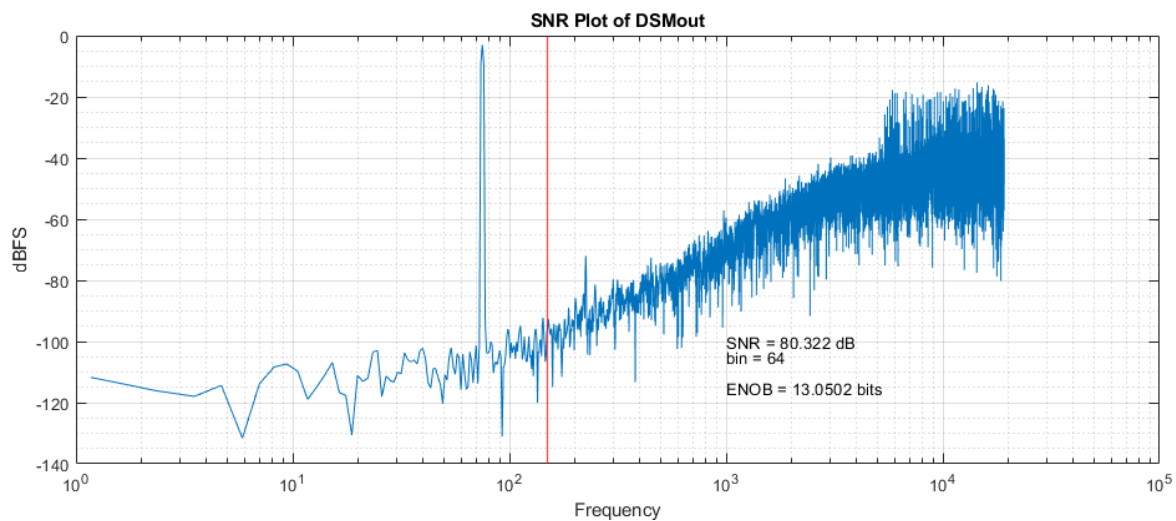


FIGURA 5.3: Espectro del esquema eléctrico propuesto

establece como 38.4 kHz para obtener el valor OSR de 128 con un ancho de banda de 150Hz. La figura 5.3 muestra el espectro de la salida del esquema eléctrico propuesto.

Del análisis de la señal de salida, se demuestra que el circuito propuesto se aproxima al diseño realizado en MATLAB al obtener una relación señal a ruido de 80.32 dB y una resolución de 13.05 bits. Similarmente, la forma de moldeo de ruido observado en el espectro corresponde con las simulaciones comportamentales. Las figuras 5.4 y 5.5 muestran la dinámica de los integradores y la salida del modulador, respectivamente. El esquema eléctrico completo en *Virtuoso* se muestra en la figura 5.6.

5.2. Evaluación del algoritmo

El algoritmo fue simulado en MATLAB y evaluado utilizando grabaciones de la base de datos QT, la cual ha sido usada ampliamente para la evaluación del rendimiento de algoritmos y dispositivos de delineación de ECG. Secciones de 7 grabaciones seleccionadas fueron extraídas para reflejar únicamente los latidos del corazón que tuviesen anotaciones manuales por los cardiólogos para cada una de sus ondas, así mismo, 30 segundos de la grabación fueron agregados al inicio para permitir al algoritmo iniciar propiamente. Adicionalmente, es importante mencionar que todos los extractos de las grabaciones fueron filtrados para

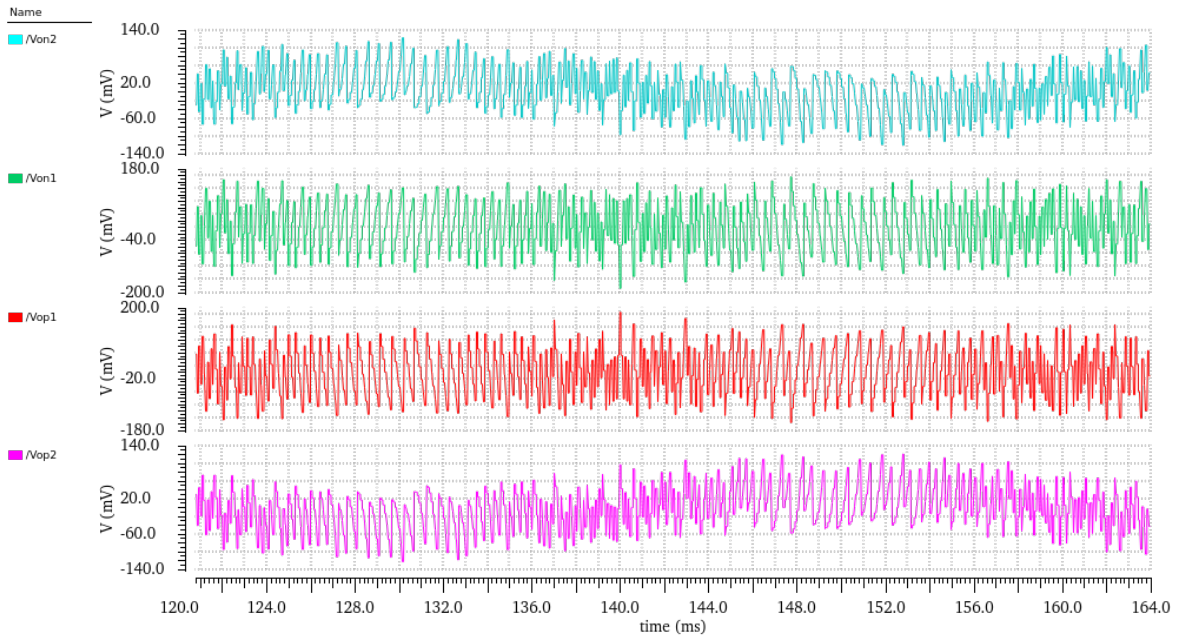


FIGURA 5.4: Dinámica de los integradores del circuito propuesto

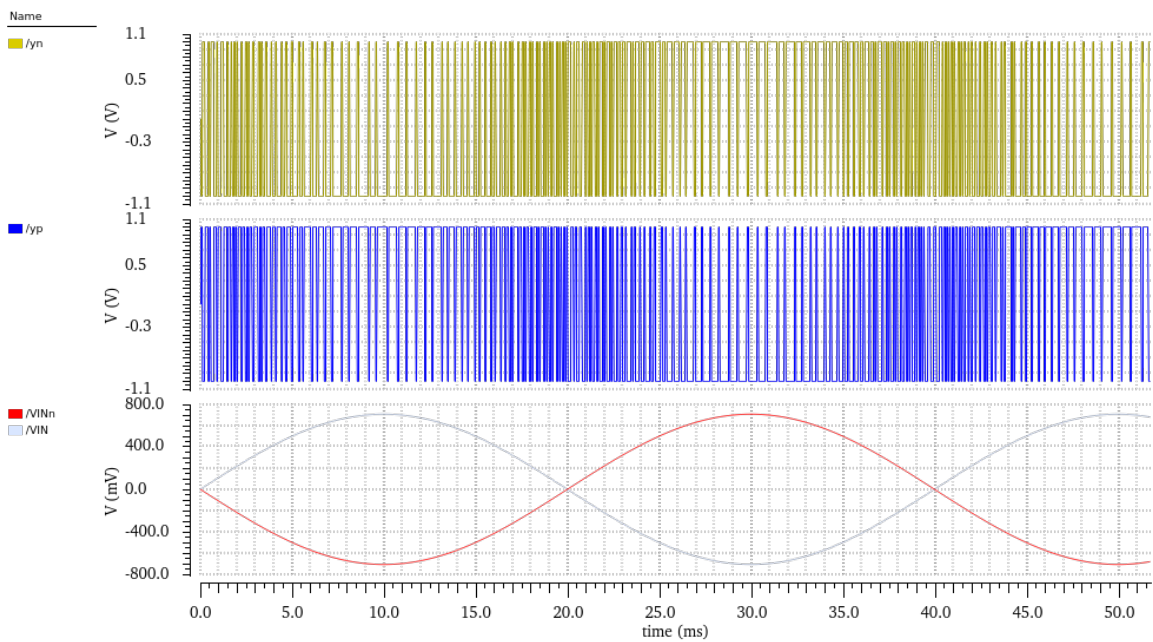


FIGURA 5.5: Salida modulada del circuito propuesto

eliminar cualquier ruido de desplazamiento de línea base y de interferencia de la red eléctrica utilizando filtros pasa bandas de 0.5 a 150 Hz y de 59 a 61 Hz.

5 RESULTADOS

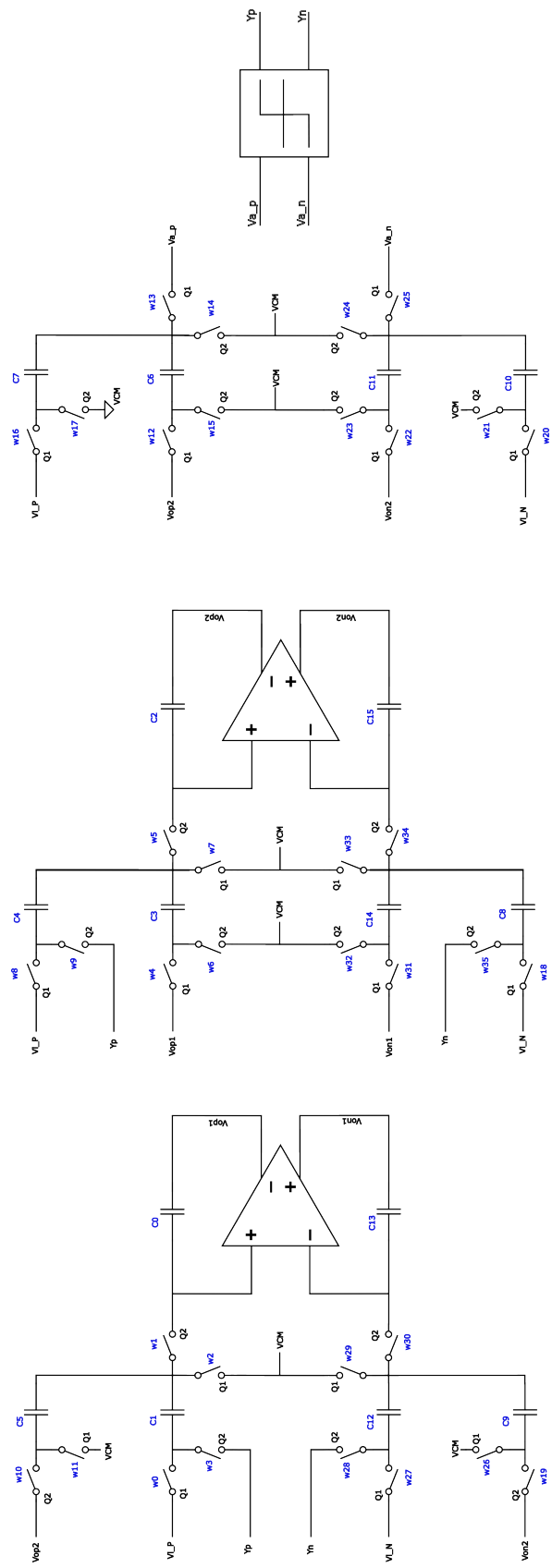


FIGURA 5.6: Esquema eléctrico completo

| Grabación | P_{wav} | T_{wav} | R_{peak} | J_{point} | PR_{point} | Latidos Anotados |
|-----------|-----------|-----------|------------|-------------|--------------|------------------|
| Sel231 | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % | 50 |
| Sel310 | 96.6 % | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % | 30 |
| Sele0107 | 100 % | 97.05 % | 100 % | 100 % | 100 % | 34 |
| Sele0122 | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % | 30 |
| Sele0211 | 100 % | 100 % | 100 % | 96.6 % | 100 % | 30 |
| Sel853 | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % | 30 |
| Sel16483 | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % | 30 |

TABLA 5.1: Tasa de detección correcta de puntos P,T,R,J y PR

| Grabación | P_{on} | P_{off} | T_{on} | T_{off} |
|-----------|----------|-----------|----------|-----------|
| Sel231 | 90 % | 76 % | 98 % | 92 % |
| Sel310 | 100 % | 63.3 % | 100 % | 93 % |
| Sele0107 | 91 % | 100 % | 100 % | 100 % |
| Sele0122 | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % |
| Sele0211 | 96.6 % | 90 % | 100 % | 100 % |
| Sel853 | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % |
| Sel16483 | 100 % | 100 % | 100 % | 100 % |

TABLA 5.2: Tasa de detección correcta de onset y offset de ondas P y T

Los extractos de las grabaciones sele0107, sele0122, sele0211, sel853, y sel16483, muestran una clara morfología con ruido mínimo. Por otro lado, los extractos de las grabaciones sel231 y sel310 muestran una morfología ligeramente deformada y con presencia notable de ruido en 30 Hz. Las grabaciones fueron seleccionadas entre aquellas de la base de datos que mostraban una morfología típica del ECG pues otras grabaciones muestran morfologías de electrodos invertidos o bajo otras condiciones. El algoritmo se utilizó para analizar cada una de los extractos bajo las mismas condiciones y con los mismo umbrales y tolerancias de detección. La tabla 5.1 muestra la tasa de detección correcta por del algoritmo por grabación para las ubicaciones generales de las ondas P y T, el pico R, y los puntos PR y J del total de latidos anotados. Similarmente, la tabla 5.2 muestra la tasa de detección de los puntos de onset y offset para las ondas P y T.

Se realizaron dos evaluaciones separadas para verificar el efecto de las grabaciones con ruido en la tasa de detección. Para la primera evaluación de resultados se calculó únicamente utilizando las cinco grabaciones que no tenían ruido. Por otro lado, la segunda evaluación incluye las señales contaminadas y los resultados se muestran en la tabla 5.3.

| | P_{wav} | P_{on} | P_{off} | R_{peak} | T_{wav} | T_{on} | T_{off} | PR | J |
|---------------|-----------|----------|-----------|------------|-----------|----------|-----------|-------|-----|
| Promedio Ev.1 | 100 | 97.52 | 98 | 99.41 | 100 | 100 | 100 | 99.32 | 100 |
| Promedio Ev.2 | 99.51 | 96.8 | 89.9 | 99.57 | 99.71 | 97.85 | 100 | 99.51 | 100 |

TABLA 5.3: Resultados de evaluaciones sin ruido y con ruido

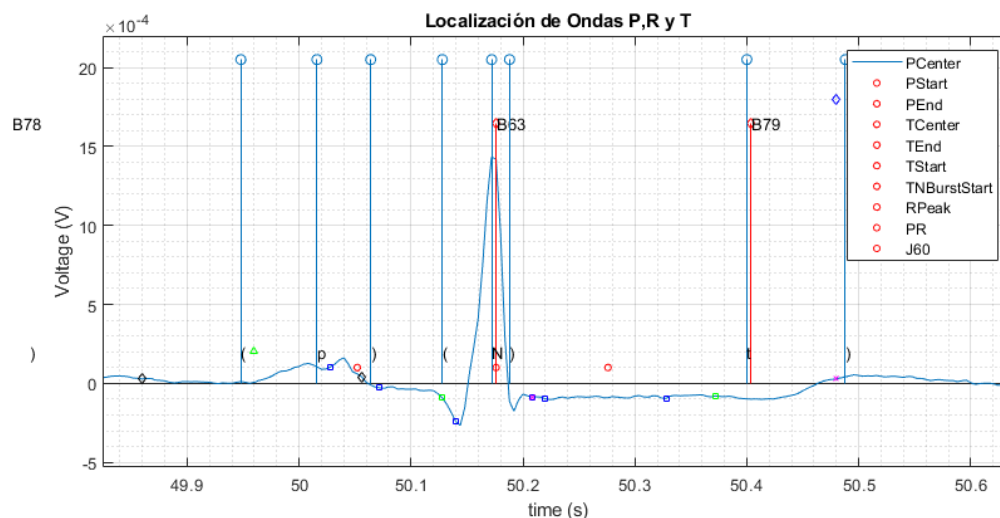


FIGURA 5.7: Error de detección en onda P por pico de ruido

De lo anterior, se demuestra que el algoritmo muestra una excelente capacidad para detectar correctamente los puntos fiduciales de la señal ECG utilizando la modulación Delta-Sigma. Así mismo, la tasa mínima de detección del 63.3 % ocurre en el offset de la onda P cuando existen picos de ruido que alteran la morfología de la señal como se muestra en la figura 5.7 para la onda P. En general, el desempeño del algoritmo demuestra la factibilidad del concepto de detección por modulación Delta-Sigma utilizando únicamente un modulador ternario para la delineación, siendo esto una ventaja sobre trabajos recientes como [6] que utilizan un arreglo de múltiples moduladores, y por tanto consumiendo mucha más energía. Las figuras 5.8 y 5.9 muestran la detección de las ráfagas con respecto a las salidas del modulador y la comparación de las ubicaciones encontradas con aquellas de la base de datos QT.

Es también importante notar que el algoritmo es capaz de estimar el inicio y/o final de las ondas P y T con suficiente precisión cuando incluso en casos donde la base de datos no cuenta con anotación debido a la falta de claridad entre la transición del complejo QRS.

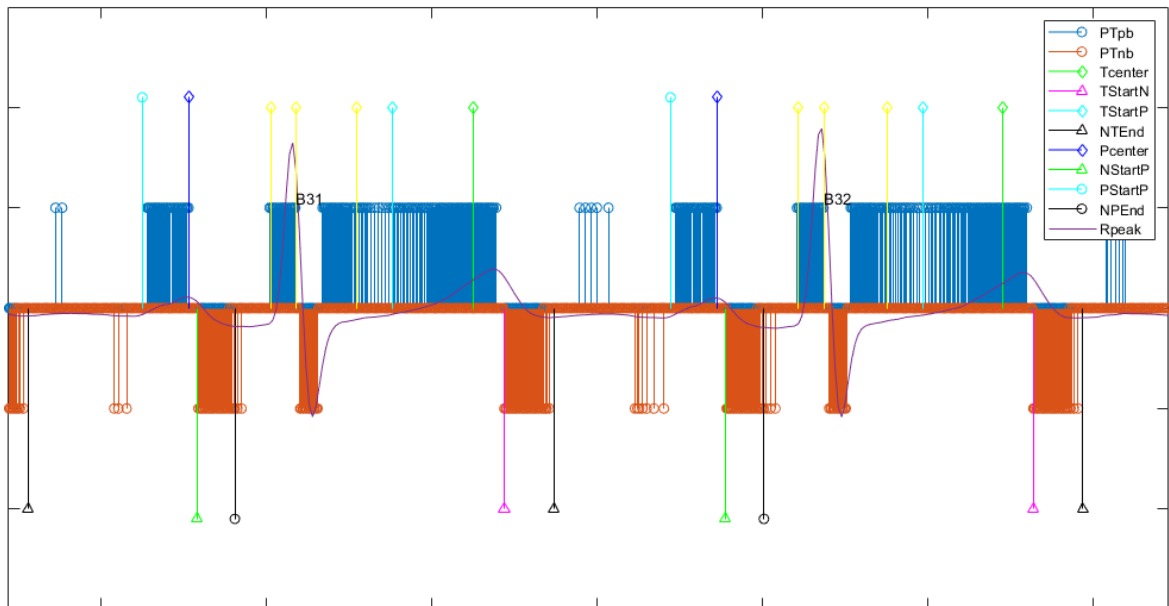


FIGURA 5.8: Puntos clave detectados en las ráfagas del modulador DS_CE

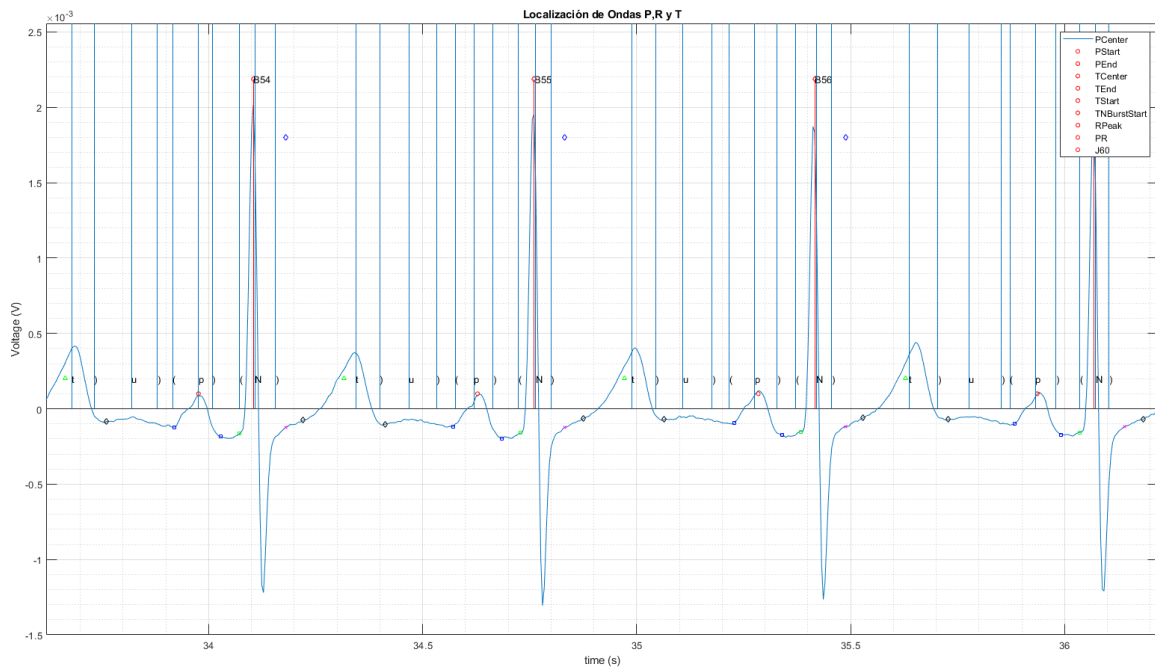


FIGURA 5.9: Comparativa de Anotaciones de la base de datos QT con ubicaciones detectadas

De la figura 5.9 es posible notar la similitud de los puntos fiduciales detectados con aquellos anotados en la base de datos por un cardiólogo. Sin embargo, es importante notar que se presenta una dificultad para la evaluación del algoritmo ya que en múltiples ocasiones existen

inconsistencias de la anotación con la señal de análisis. Por ejemplo, en la figura el cardiólogo anotó la presencia de una onda U cuando donde no se observa ninguna, estos problemas ya han sido reportados en algunos artículos publicados y se debe a la inconsistencia del método de anotación y a una única anotación para ambos electrodos de cada grabación siendo que algunas ondas están anotadas con otra señal a la presente en la figura.

5.2.1. Panorama en el estado del arte

La tabla 5.4 presenta un panorama de la posición de este trabajo con respecto a trabajos similares, recientes en el estado del arte. El algoritmo propuesto en esta Tesis logra la detección completa de las características correspondientes a las ondas P, T, y el complejo QRS, similarmente a los trabajos reportados en [6] y [11]. Sin embargo la propuesta de esta Tesis se destaca al proponer un esquema basado en un único modulador Delta-Sigma para lograr la detección de los mismos puntos con un menor procesamiento. La tabla comparativa muestra referencias que utilizan un arreglo de tres o más moduladores Delta o Delta-Sigma. Inclusive en el estado del arte se encuentran operaciones más costosas de procesamiento: como la CLT, DWT y la transformada de Fourier. Al momento de la redacción de este documento no existe una métrica estándar que indique la ubicación correcta en la detección de puntos, por lo tanto no se muestra la comparación de las tasas de detección de los puntos fiduciales. Se ha identificado que cada referencia bibliográfica evalúa el algoritmo de manera distinta. Por esta razón se reporta un método de evaluación comparando la detección del algoritmo con las anotaciones manuales del cardiólogo, que como se ha mencionado previamente, presentan inconsistencias desde las bases de datos.

Las métricas de sensibilidad (S_e) y predictivad positiva (S_p) reportadas en trabajos como [11], [12] tampoco son aplicables al este trabajo porque son comúnmente mal usadas para reportar la detección de los puntos fiduciales. Estas métricas determinan la probabilidad de un diagnóstico automatizado correcto, este trabajo no contiene una etapa de clasificación.

De lo anterior, se observa que la principal contribución de este trabajo está centrada en el desarrollo de un nuevo algoritmo para la interpretación de los patrones generados por el

| Ref. | [6] | [7] | [11] | [12] | Este trabajo |
|-----------|---------|---------------|-----------------|---------|--------------|
| Método | ADFC | Lógica difusa | PAT, Adaptativo | CLT,DWT | DS-1.5bit |
| S_e (%) | N/A | 99.03 | 99.83 | N/A | N/A |
| S_p (%) | N/A | 99.08 | 98.65 | N/A | N/A |
| Res. | N/A | 14-bit | 11-bit | 8-bit | 14 bit |
| Car | P-QRS-T | N/A | P-QRS-T | QRS | P-QRS-T |

TABLA 5.4: Comparación con trabajos similares del estado del arte

modulador Delta Sigma con cuantificador ternario no uniforme y la detección de los puntos fiduciales a partir de los mismos. Además, también forma parte de la contribución de este trabajo la propuesta del sistema correspondiente a este algoritmo construido en base a un solo modulador Delta-Sigma ternario y descrito en la Figura 4.15. Finalmente, la función de transferencia del modulador Delta-Sigma, el diagrama comportamental con los coeficientes y el esquema eléctrico o macro modelo del modulador también son parte de la contribución de este trabajo.

CAPÍTULO 6

Conclusiones y trabajo futuro

El sistema de detección presentado en este trabajo prueba el concepto de la delineación de una señal electrocardiográfica a través de la modulación Delta-Sigma, y se propone el esquema eléctrico del modulador y el algoritmo de procesamiento para la aplicación de este concepto.

Para la implementación del modulador Delta-Sigma, el diseño de la función de transferencia de ruido se comprobó bajo simulaciones comportamentales donde el modulador obtuvo una relación señal a ruido equivalente a la resolución de 14 bits suficiente para la delineación de la señal ECG. El esquema eléctrico propuesto presenta una alternativa para la implementación del dispositivo y modulador ternario a nivel transistor en etapas posteriores de diseño.

Respecto al procesamiento, el algoritmo demostró un desempeño comparable a trabajos del estado del arte para la detección de puntos fiduciales del ECG a la vez que se reduce el consumo de energía del dispositivo al evitar el costo de procesamiento que conllevan otras alternativas más demandantes donde se implementan la transformada rápida de Fourier (FFT), la transformada de onda discreta (DWT), u operaciones como la integración y derivación. Por otro lado, es importante notar que gran parte de la capacidad de detección se ve afectada fuertemente por la calidad y limpieza de la señal ECG a analizar, ya que como se ha demostrado en la sección de resultados, las oscilaciones causadas por el ruido de frecuencias de longitud de onda corta se traducen directamente a fuertes cambios en la pendiente del ECG generando la aparición de patrones de bits que generan confusión en para la detección.

Adicionalmente, se ha denotado la importancia de generar una nueva base de datos para evaluación de dispositivos y algoritmos que contenga una mayor cantidad de latidos anotados consistentemente por cardiólogos bajo un mismo estándar. Esta necesidad se hizo patente

al comparar las detecciones del algoritmo donde en algunos casos la base de datos está ampliamente alejada de la forma visible del ECG o en algunos casos denota señales que solamente aparecen en uno de los electrodos de la grabación.

6.1. Trabajo a futuro

Este trabajo forma parte de un primer acercamiento a la delineación de señales electrocardiográficas y detección de padecimientos cardiovasculares, y por lo tanto, el desarrollo del dispositivo reportado en este trabajo puede desarrollarse aún más. Los puntos siguientes conforman algunas de las caminos que se podrían seguir si se deseara continuar la línea de investigación de este trabajo.

- El diseño de amplificadores operacionales a nivel transistor específicos para este modulador Delta-Sigma. Donde se busque la reducción de consumo energético y mejora de rango dinámico. Son los integradores los que consumen la mayor energía del circuito y por tanto el enfoque del desarrollo.
- Optimización del algoritmo propuesto y su expansión a un mayor número de padecimientos cardiovasculares, así como un estudio más profundo sobre el rendimiento en la detección.
- Implementación del algoritmo en un circuito dedicado de aplicación específica.
- Diseño de la disposición (*layout*) del modulador Delta-Sigma en tecnología CMOS.
- Implementación de detección e interpretación de patrones con inteligencia artificial.

Bibliografía

- [1] N. Clark, E. Sandor, C. Walden, I. S. Ahn e Y. Lu, «A wearable ECG monitoring system for real-time arrhythmia detection,» en *2018 IEEE 61st International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2018, págs. 787-790. DOI: [10.1109/MWSCAS.2018.8624097](https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2018.8624097).
- [2] Y. Afadar, A. Akram, A. Alkeebali y S. Majzoub, «Heart Arrhythmia Detection Monitoring Using Machine Learning ECG Wearable Device,» en *2020 Seventh International Conference on Information Technology Trends (ITT)*, 2020, págs. 107-112. DOI: [10.1109/ITT51279.2020.9320881](https://doi.org/10.1109/ITT51279.2020.9320881).
- [3] T. W. Ow, W. Y. Chia, R. Bakhteri e Y. W. Hau, «SoC-based design of arrhythmia detector,» en *2014 2nd International Conference on Electronic Design (ICED)*, 2014, págs. 42-46. DOI: [10.1109/ICED.2014.7015768](https://doi.org/10.1109/ICED.2014.7015768).
- [4] A. Lek-uthai, P. Somboon y A. Teeramongkonrasmee, «Development of a cost-effective ecg monitor for cardiac arrhythmia detection using heart rate variability,» en *2016 9th Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON)*, 2016, págs. 1-5. DOI: [10.1109/BMEiCON.2016.7859633](https://doi.org/10.1109/BMEiCON.2016.7859633).
- [5] H. Lai, C. Feng, L. Wang y Q. Chen, «Delta sigma modulator for a portable ECG acquisition device,» en *2017 IEEE International Conference on Consumer Electronics - Taiwan (ICCE-TW)*, 2017, págs. 155-156. DOI: [10.1109/ICCE-China.2017.7991042](https://doi.org/10.1109/ICCE-China.2017.7991042).
- [6] X. Tang, Q. Hu y W. Tang, «Analog to Digital Feature Converter based on Over-sampling Modulators for ECG Delineation,» en *2019 IEEE 62nd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2019, págs. 121-124. DOI: [10.1109/MWSCAS.2019.8885145](https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2019.8885145).

- [7] G. De La Fuente-Cortes, A. Diaz-Mendez, G. E. Flores-Verdad y V. R. Gonzalez-Diaz, «On-Chip Fuzzy Logic Synthesis of a New Ischemic and Non-Ischemic Heartbeat Classifier,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 68, n.º 1, págs. 476-480, 2021. DOI: [10.1109/TCSII.2020.3007464](https://doi.org/10.1109/TCSII.2020.3007464).
- [8] J. Chiou, C. Chang y S. Lee, «Low-power and wide-dynamic-range sigma-delta modulator for an ECG acquisition system,» en *2015 International Symposium on Bioelectronics and Bioinformatics (ISBB)*, 2015, págs. 95-98. DOI: [10.1109/ISBB.2015.7344932](https://doi.org/10.1109/ISBB.2015.7344932).
- [9] J. Liang, S. Sin, U. Seng-Pan, F. Maloberti, R. P. Martins y H. Jiang, «A High DR High-Input-Impedance Programmable-Gain ECG Acquisition Interface with Non-inverting Continuous Time Sigma-Delta Modulator,» en *2019 IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, 2019, págs. 309-312. DOI: [10.1109/A-SSCC47793.2019.9056891](https://doi.org/10.1109/A-SSCC47793.2019.9056891).
- [10] S. W. Leung e Y. T. Zhang, «Digitization of electrocardiogram (ECG) signals using delta-sigma modulation,» en *Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Vol.20 Biomedical Engineering Towards the Year 2000 and Beyond (Cat. No.98CH36286)*, vol. 4, 1998, 1964-1966 vol.4. DOI: [10.1109/IEMBS.1998.746986](https://doi.org/10.1109/IEMBS.1998.746986).
- [11] N. Bayasi, T. Tekeste, H. Saleh, B. Mohammad y M. Ismail, «A 65-nm low power ECG feature extraction system,» en *2015 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2015, págs. 746-749. DOI: [10.1109/ISCAS.2015.7168741](https://doi.org/10.1109/ISCAS.2015.7168741).
- [12] T. Tekeste, H. Saleh, B. Mohammad, A. Khandoker y M. Ismail, «A Nano-Watt ECG Feature Extraction Engine in 65-nm Technology,» *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, n.º 8, págs. 1099-1103, 2018. DOI: [10.1109/TCSII.2017.2658670](https://doi.org/10.1109/TCSII.2017.2658670).
- [13] A. Labs, *Kardia Mobile*, [Online]. Available: <https://www.alivacor.com/kardiamobile/>. [Accessed: 27-Feb-2021]., AliveCor, Inc, 2021.
- [14] N. Bayasi, T. Tekeste, H. Saleh, A. Khandoker, B. Mohammad y M. Ismail, «Adaptive technique for P and T wave delineation in electrocardiogram signals,» en *2014 36th*

- Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2014, págs. 90-93. DOI: [10.1109/EMBC.2014.6943536](https://doi.org/10.1109/EMBC.2014.6943536).
- [15] Y.-T. Yang, H.-J. Lai, L.-H. Wang y M.-H. Fan, «A Delta-Sigma ADC Design for a Wearable ECG Application,» en *2019 IEEE International Conference on Consumer Electronics - Taiwan (ICCE-TW)*, 2019, págs. 1-2. DOI: [10.1109/ICCE-TW46550.2019.8991781](https://doi.org/10.1109/ICCE-TW46550.2019.8991781).
- [16] C. Chen, L. Chen, X. Wang y F. Zhang, «A 66-dB SNDR, 8- μ W analog front-end for ECG/EEG recording application,» en *2018 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, 2018, págs. 1-4. DOI: [10.1109/ISCAS.2018.8351783](https://doi.org/10.1109/ISCAS.2018.8351783).
- [17] Q. Mattingly, *Cardiovascular Diseases*, [Online]. Available: <https://www.who.int/health-topics/cardiovascular-diseases>. [Accessed: 25-Jan-2021]., World Health Organization, mayo de 2017.
- [18] F. Maloberti, *Data Converters*, 1st. Springer Publishing Company, Incorporated, 2010, ISBN: 1441940871.
- [19] R. Lyons, *Understanding Digital Signal Processing*, 3rd. Pearson Education, Incorporated, 2011, ISBN: 9780137027415.
- [20] M. Pelgrom, *Analog-to-Digital Conversion*, 3rd. Pearson Education, Incorporated, 2017, ISBN: 978-3-319-44971-5. DOI: <https://doi-org.proxydgb.buap.mx/10.1007/978-3-319-44971-5>.
- [21] F. Gerfers y M. Ortmanns, *Continuous-Time Sigma-Delta A/D Conversion*, 1st. Springer, Berlin, Heidelberg, 2006, ISBN: 978-3-540-28473-4. DOI: <https://doi-org.proxydgb.buap.mx/10.1007/3-540-28473-7>.
- [22] P. Ferguson, A. Ganesan y R. Adams, «One bit higher order sigma-delta A/D converters,» en *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1990, 890-893 vol.2. DOI: [10.1109/ISCAS.1990.112231](https://doi.org/10.1109/ISCAS.1990.112231).
- [23] A. Bayés, *ECGs for Beginners*, 1st. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2014, ISBN: 978-1-118-82131-2.
- [24] A. Gacek y W. Pedrycz, *ECG Signal Processing, Classification and Interpretation*, 1st. Springer, London, 2012, ISBN: 978-0-85729-868-3. DOI: <https://doi.org/10.1007/978-0-85729-868-3>.

- [25] K. K. Patro y P. R. Kumar, «De-noising of ECG raw signal by cascaded window based digital filters configuration,» en *2015 IEEE Power, Communication and Information Technology Conference (PCITC)*, 2015, págs. 120-124. DOI: [10.1109/PCITC.2015.7438145](https://doi.org/10.1109/PCITC.2015.7438145).
- [26] P. Laizzo, *Handbook of Cardiac Anatomy, Physiology, and Devices*, 3rd. Springer, 2012, ISBN: 978-3-319-19464-6. DOI: [10.1007/978-3-319-19464-6](https://doi.org/10.1007/978-3-319-19464-6).
- [27] D. Cokkinos, C. Pantos, G. Heusch y H. Taegtmeyer, *Myocardial Ischemia, From mechanisms to therapeutic potentials*, 1st. Springer, 2006, ISBN: 0-387-28658-6.
- [28] Thygesen K, Alpert JS, Jaffe AS, Chaitman BR, Bax JJ, Morrow DA, White HD: *the Executive Group on behalf of the Joint European Society of Cardiology (ESC)/American College of Cardiology (ACC)/American Heart Association (AHA)/World Heart Federation (WHF) Task Force for the Universal Definition of Myocardial Infarction, Fourth universal definition of myocardial infarction (2018)*. 2018, 138:e618-e651. DOI: [10.1161/CIR.0000000000000617](https://doi.org/10.1161/CIR.0000000000000617).
- [29] C. Anagnostopoulos, J. Bax, P. Nihoyannopoulos y E. van der Wall, *Noninvasive Imaging of Myocardial Ischemia*, 1st. Springer Science+Business Media, 2006.
- [30] A. Bayés, *Bases de la electrocardiografía: De las variantes de la normalidad a los patrones diagnósticos(III): Isquemia, lesión y necrosis*, 3rd. Prous Science, 2007.
- [31] M. Fiol-Sala, Y. Birnbaum, K. Nikus y A. Bayés, *Electrocardiography in Ischemic Heart Disease*, 2nd. John Wiley & Sons Ltd, 2020, ISBN: 9781119422297.
- [32] J. Pan y W. J. Tompkins, «A Real-Time QRS Detection Algorithm,» *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-32, n.º 3, págs. 230-236, 1985. DOI: [10.1109/TBME.1985.325532](https://doi.org/10.1109/TBME.1985.325532).
- [33] X. Tang, Q. Hu y W. Tang, «A Real-Time QRS Detection System With PR/RT Interval and ST Segment Measurements for Wearable ECG Sensors Using Parallel Delta Modulators,» *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 12, n.º 4, págs. 751-761, 2018. DOI: [10.1109/TBCAS.2018.2823275](https://doi.org/10.1109/TBCAS.2018.2823275).
- [34] G. Moody y R. Mark, «The impact of the MIT-BIH Arrhythmia Database,» en *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, vol. 20, 2001, págs. 45-50. DOI: [10.1109/51.932724](https://doi.org/10.1109/51.932724).

- [35] A. Goldberger, L. Amaral, L. Glass et al., «PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: Components of a new research resource for complex physiologic signals,» en *Circulation*, vol. 101 (23), 2000, e215-e220. DOI: [10.13026/C27P4P](https://doi.org/10.13026/C27P4P).
- [36] A. Taddei, G. Distanti, M. Emdin et al., «The European ST-T database: standard for evaluating systems for the analysis of ST-T changes in ambulatory electrocardiography,» en *European Heart Journal*, vol. 13, 1992, págs. 1164-1172. DOI: [10.1093/oxfordjournals.eurheartj.a060332](https://doi.org/10.1093/oxfordjournals.eurheartj.a060332).
- [37] P. Laguna, R. Mark, A. Goldberg y G. Moody, «A database for evaluation of algorithms for measurement of QT and other waveform intervals in the ECG,» en *Computers in Cardiology 1997*, 1997, págs. 673-676. DOI: [10.1109/CIC.1997.648140](https://doi.org/10.1109/CIC.1997.648140).
- [38] B.-H. Kung, P.-Y. Hu, C.-C. Huang, C.-C. Lee, C.-Y. Yao y C.-H. Kuan, «An Efficient ECG Classification System Using Resource-Saving Architecture and Random Forest,» *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, vol. 25, n.º 6, págs. 1904-1914, 2021. DOI: [10.1109/JBHI.2020.3035191](https://doi.org/10.1109/JBHI.2020.3035191).
- [39] C. Qian, J. Shi, J. Parramon y E. Sánchez-Sinencio, «A Low-Power Configurable Neural Recording System for Epileptic Seizure Detection,» *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 7, n.º 4, págs. 499-512, 2013. DOI: [10.1109/TBCAS.2012.2228857](https://doi.org/10.1109/TBCAS.2012.2228857).
- [40] R. Schreier y G. Temes, *Understanding Delta-Sigma Data Converters*, 1st. John Wiley & Sons Ltd, 2005, ISBN: 9780471465850.
- [41] P. Laguna, R. Mark, A. Goldberg y G. Moody, «A database for evaluation of algorithms for measurement of QT and other waveform intervals in the ECG,» en *Computers in Cardiology 1997*, 1997, págs. 673-676. DOI: [10.1109/CIC.1997.648140](https://doi.org/10.1109/CIC.1997.648140).



LAEDC2022

LATIN AMERICAN ELECTRON
DEVICES CONFERENCE

PUEBLA, MEXICO
4-6 JULY, 2022

CERTIFICATE

The Organizing Committee of IEEE 2022
Latin American Electron Devices Conference LAEDC

Acknowledges that:

Luis Alberto Esperanza Hernández

Presented the Invited Talk

Algorithm for ECG Signal Delineation through Delta-Sigma
Modulation

Puebla, Mexico, 4 - 6 July, 2022



Edmundo A. Gutiérrez Domínguez PhD.
General Chair, IEEE 2022 LAEDC



Algorithm for ECG Signal Delineation through Delta-Sigma Modulation

Luis A. Esperanza-Hernandez and Victor R. Gonzalez-Diaz

Faculty of Electronics Sciences Benemérita Universidad Autónoma de Puebla Puebla, México

luis.esperanza@alumno.buap.mx, vicrodolfo.gonzalez@correo.buap.mx

Abstract—This manuscript reports the operation of a new algorithm for the fiducial points extraction from an electrocardiogram signal. The algorithm analyzes the Delta-sigma modulated slope of the ECG using a set of counters and thresholds to locate characteristic patterns of a specific wave. The algorithm successfully processes recordings from the QT database achieving a 99.57% detection accuracy for the R peak, 99.51% for the P wave, and 97.85% for the T wave.

Index Terms—ECG-Delineation, Delta-Sigma, Algorithm

I. INTRODUCTION

Cardiovascular diseases (CVDs) account for 32% of the global annual deaths [1]. The research & development of devices and techniques for detecting heart diseases is an essential topic in the scientific community and focuses on improving the detection accuracy while optimizing the processing load and reducing power consumption to improve the portability of detection devices. The electrocardiogram (ECG) is widely accepted in the medical area to diagnose the presence of multiple CVDs. Therefore, several techniques for analysis and feature extraction appeared in recent years. Nevertheless, most of the published algorithms use cumbersome mathematical operations to extract the signal features, and thus, its implementation on portable devices becomes unfeasible. For instance, the discrete wavelet transform (DWT) [2], [3], the curve length transform (CLT) [3], the difference operation method (DOM) [4], and derivative-based algorithms [5] exhibit methods for ECG signal delineation. The widely used Pan & Tompkins algorithm [6] for QRS complex delineation uses squaring, differentiation, and moving integration operations. Recently, the use of oversampling modulators application for the ECG delineation appears in [7], [8] as an efficient alternative to delineate the ECG signal. This work reports the development of a new algorithm for the ECG delineation using Delta-Sigma (DS) modulation. The proposed solution consists of a filtering stage, a derivative filter, a saturation stage, a continuous-time $\Delta\Sigma$ modulator, and the delineation algorithm. The 3rd order 1.5-bit $\Delta\Sigma$ modulator generates a tri-state bit-stream with respect to the ECG slope as indicated in [7]. The positive (DS_{pos}) and negative (DS_{neg}) digital outputs compose the ECG delineation. This paper is organized as follows: Section II details the algorithm operation. Section III describes the performance evaluation methodology and the

results. Section IV concludes the paper and lays out future work insights.

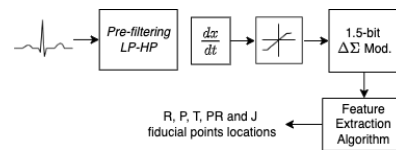


Fig. 1. Block-level scheme of the proposed detection system.

II. THE ALGORITHM OPERATION

The ECG curve delineation has well-known components [8]. The algorithm in this work performs the ECG delineation using the data from a ternary Analog-to-Digital-Feature Converter (ADFC) Delta-Sigma modulator [7] to identify the main ECG fiducial points, reducing computational effort. The detection uses a counters set to identify the bit pattern corresponding to a wave, which is a bursts' setting at the $\Delta\Sigma$ output where the order of appearance determines the wave polarity. Since the burst pulse density is a function of the slope signal magnitude, two dedicated counters track the one and zero bits quantity in each output to determine the correct burst detection. The algorithm operation divides into two stages: i) R/PR/J points and ii) P/T waves.

A. R, PR and J Points Detection

The R-peak location is imperative for the initial delineation as it provides the reference for detecting the remaining points. The QRS complex wave slope is the most significant in the ECG pattern because the Q, R, and S points arise continuous bit bursts when saturating the modulator's output. Firstly, to determine the R-peak location the number of incoming '1' and '0' bits in DS_{pos} stores in the $Ones_{qrs}$ and $Zeros_{qrs}$ counters. When the value of $ones_{QRS}$ reaches the detection threshold ≥ 15 , the burst marks a probable R-wave up-slope, and the location of its starting and finishing bits sets into temporary variables. On the other hand, if the value of $Zeros_{qrs}$ overpasses the *tolerance* value of 0, the burst is considered interrupted, and both counters reset.

The next step is to verify the QRS complex pattern burst correspondence between two search windows around the R-wave burst and locate DS_{neg} for the burst patterns corresponding to down-slopes of the Q and R waves. The windows last 20 ms

The authors thank CONACYT for funding the project #319601.

and 80 ms for the left and right windows, respectively. The left window performs a backward search for the Q wave down-slope. The number of '1's and '0's stores in *Ones_qrs* and *Zeros_qrs*. The windows lapse and wave amplitude are smaller than those of the R peak. Therefore, the detection threshold reduces to three consecutive '1's with a 1-bit *tolerance*. A smaller detection threshold for this burst improves the faint Q waves detection. Note the faint Q waves appear in other heart conditions, and observing recordings from the QT database [9], [10] corroborates this behavior. The amplitude may be reduced for some beats, thus complicating the detection for larger threshold values. The flag *isLNBurst* sets positive when detecting the Q-wave burst. A similar procedure in the right window for the R-wave down-slope burst detection uses a forward search on the *Dsneg* output. The detection threshold is 12 bits with 1-bit tolerance. The flag *isRNBurst* activates when detecting a valid burst. Finally, when the algorithm finds the right-hand burst, a third window will search for the S-wave up-slope burst. If the burst exists, the flag *isRPBurst* activates an state.

After completing searches, the algorithm checks the flags' state of each burst pattern to verify that the R-wave down-slope and one of the surrounding bursts are present. This discrimination allows distinguishing the QRS pattern from the two-bursts pattern of a single wave, while enabling the QRS complex detection even in the absence of either the S or Q waves. For the algorithm, the location of the R-peak is the end of the R-wave up-slope burst and the ECG PR and J points are the start and end of the QRS complex. Therefore, the start of the Q-wave down-slope burst and the end of the S-wave up-slope burst define both points location. In case of the Q or S waves bursts absence, the PR or J points will be the start or the end of the R wave, respectively. Figure 2 shows a diagram of the QRS pattern depicting the relevant bursts and search windows.

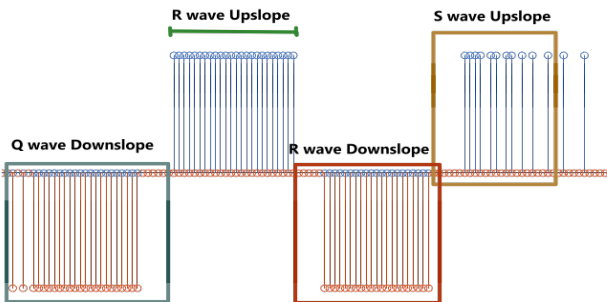


Fig. 2. Bit pattern for typical QRS complex morphology.

Additionally, the algorithm considers a new set of constraints avoiding false positives due to noisy or peaked P and T waves. First, the algorithm obtains an average extent of the R-R interval from the last 8-beats detected and immediately discards first R-wave burst detection when found before the 80% of the average R-R interval. Since two beats may distantiate by long-terms, increasing the R-R interval and thus

the average value. The R-R interval defaults to the previous valid measurement for any beat in the calculation whose R-R interval overpasses 1.5s (1500 bits). Moreover, the R-wave first burst detection limits to a maximum length of 120 consecutive ones to avoid mixing with a long peaked T-wave. Also, an additional constraint for the maximum number of zeros avoids the detection of distant bursts as part of the pattern. i. e., if no-pulse detection after *zeros_max* from the beginning of the window, then the burst is considered absent.

B. T and P Waves Detection

For the T and P waves detection two search windows appear before and after the QRS complex, respectively. For the P-wave, a backward search on the *Dsneg* modulator's output of the modulator searches for a pulse burst. The quantity of '1's and '0's allocates in separate counters *POnes_p* and *PZeros_p*. The detection threshold are 4 ones with a tolerance of a single zero in-between. After the first burst detection, the search continues in the *DSpos* output to detect the burst corresponding to the up-slope of the P-wave. For the up-slope detection, the threshold sets to 5 ones with a tolerance of 5 zeros in-between. For the case of both burst pattern detection, the location of the end of the second burst and the start of the first determine the onset and offset points locations, while the peak location is the end of the up-slope burst.

The T-wave detection process is similar to the P-wave with a forward direction. The detection threshold for each burst is higher since the T-wave extent is the longest among all waves. Nonetheless, as the T-wave inverts under certain heart conditions, such as myocardial ischemia, an additional search for the inverted pattern occurs when no positive wave appears.

The T-wave pattern detection constrains with a maximum number of zeros *Zeros_max* the positive polarity search. Therefore, with no wave after reaching the limit of consecutive zeros from the start of the window, the search interrupts, and the algorithm immediately starts the search for an inverted T-wave. The algorithm avoids false detection of inverted T-waves as positive ones that are further to the right of the QRS complex. If the detection operation finds a valid burst spanning out of the search window, its end is that of the window. This constraint provides a separation for the offset and onset points detection of P and T waves when the transition with the QRS complex is a continued slope and the PR or J points are not clearly defined. The figure 4 shows a diagram of the pattern for T and P waves. Additionally, the length of the search windows for P and T waves dynamically adjusts for each beat using a similar method [11]. The P and T wave windows extension is 50% and 60% of the current R-R interval.

III. RESULTS

This Section presents the MATLAB description and the algorithm evaluation using recordings from the QT-Database [9], [10]. Sections extracted from 7 recordings reflect heartbeats with manual annotations for each wave. The records include initial 30 seconds of the recording to allow the algorithm to start. Furthermore, the extracted sections are filtered to

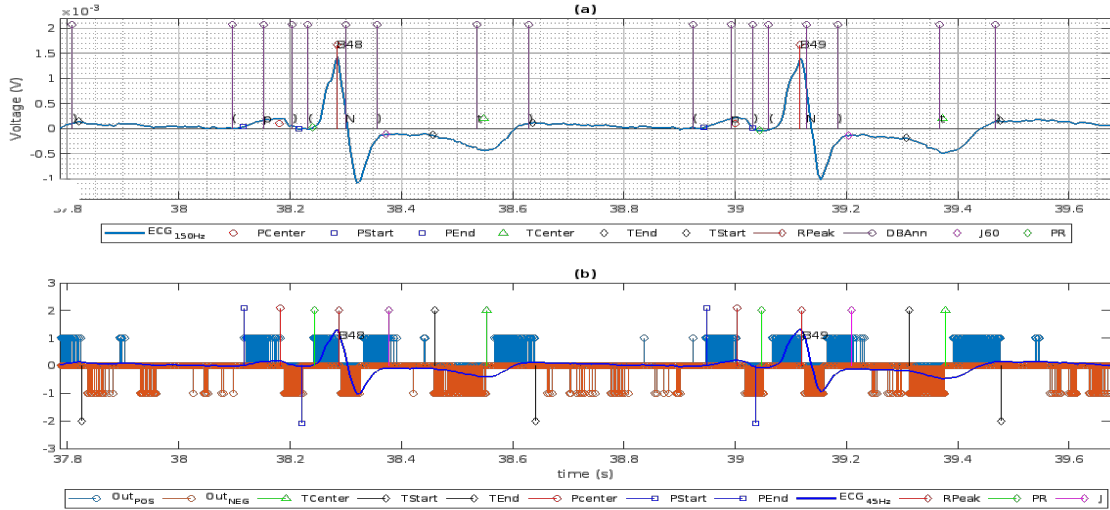


Fig. 3. (a) Fiducial points located by the algorithm and comparison with the database annotations by cardiologist. (b) Detected fiducial points location over imposed on the output signals of the DS modulator.

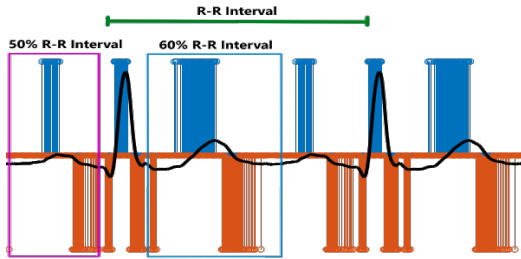


Fig. 4. Search window distribution for P and T waves

remove the baseline wander noise from 0.5 Hz to 150 Hz and electromagnetic interference at 60 Hz. The recordings sele0107, sele0122, sele0211, sel853, and sel16483, show a clear ECG morphology with little noise. On the other hand, recordings named sel231 and sel310 show a noisy morphology with noticeable peaks at 30 Hz.

The fiducial points located by the algorithm are manually verified against the cardiologist’s annotations in the database to determine the validated detection. Figure 3 overlays the detected points and annotations from the database over the analyzed ECG signal and the bit patterns from the modulator’s outputs, providing a visual comparison of the results. Table I shows the detection rate of correctly located P, T, and R waves, including the PR and J points from the total of annotated beats. Similarly, table II shows the detection rate for the P, t waves onset and offset. The onset and offset detection rates are estimated from the total of correctly detected P and T waves since these points can’t exist without a wave.

The average estimation with and without the noisy recordings observes the performance under different scenarios. The algorithm achieves a 99.57% accuracy in the R peak detection, 99.51% and 97.85% for P and T waves, respectively. Table III shows the results for each fiducial point in both scenarios.

| Record | P_{wav} | T_{wav} | R_{peak} | J_{point} | PR_{point} |
|----------|-----------|-----------|------------|-------------|--------------|
| Sel231 | 100% | 100% | 100% | 100% | 100% |
| Sel310 | 96.6% | 100% | 100% | 100% | 100% |
| Sele0107 | 100% | 97.05% | 100% | 100% | 100% |
| Sele0122 | 100% | 100% | 100% | 100% | 100% |
| Sele0211 | 100% | 100% | 100% | 96.6% | 100% |
| Sel853 | 100% | 100% | 100% | 100% | 100% |
| Sel16483 | 100% | 100% | 100% | 100% | 100% |

TABLE I
 RATE OF CORRECTLY DETECTED P,T,R,J & PR POINTS

| Record | P_{on} | P_{off} | T_{on} | T_{off} |
|----------|----------|-----------|----------|-----------|
| Sel231 | 90% | 76% | 98% | 92% |
| Sel310 | 100% | 63.3% | 100% | 93% |
| Sele0107 | 91% | 100% | 100% | 100% |
| Sele0122 | 100% | 100% | 100% | 100% |
| Sele0211 | 96.6% | 90% | 100% | 100% |
| Sel853 | 100% | 100% | 100% | 100% |
| Sel16483 | 100% | 100% | 100% | 100% |

TABLE II
 RATE OF CORRECT DETECTIONS FOR ONSET & OFFSET OF P,T WAVES.

Note that the QT database doesn’t contain consistent annotations of all beats and recordings. For instance, the P and T waves offset and onset points are sometimes not annotated, as shown in figure 3 for the T wave onset point. Moreover, since there is a single set of annotations for two-electrode signals, the database annotations are inconsistent [12] with the visible signal’s shape. The fiducial points are displaced or nonexistent waves are annotated. For these situations, the fiducial point detected was marked as correct if the detection matches the signal visually better than the database annotation. For the cases where the P and T waves transition with the QRS complex is unclear, the algorithm provides an estimation marked as correct detection after visual inspection.

According to the manual evaluation results, a considerable

| | P_{wav} | P_{on} | P_{off} | T_{wav} | T_{on} | T_{off} |
|-------|------------|----------|-----------|-----------|----------|-----------|
| Avg.1 | 100 | 97.52 | 98 | 100 | 100 | 100 |
| Avg.2 | 99.51 | 96.8 | 89.9 | 99.71 | 97.85 | 100 |
| | R_{peak} | PR | J | | | |
| Avg.1 | 99.41 | 99.32 | 100 | | | |
| Avg.2 | 99.57 | 99.51 | 100 | | | |

TABLE III
 AVERAGE DETECTION RATE FOR EACH FIDUCIAL POINT

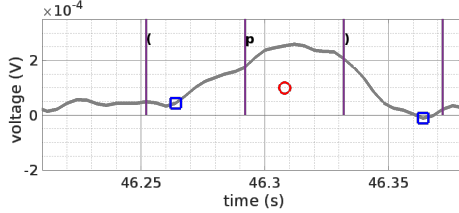


Fig. 5. Inconsistent database annotation for P-Wave

fiducial point location displacement occurs when noise causes steep and drastic variations in the signal slope. When these changes occur in the vicinity of the wave, the slope ascent tendency may extend, causing the onset and offset points displacement. And if the noise change occurs in the middle of a wave, it could be detected with a shorter duration or not meet the criteria for its detection. An example of this situation appears in Figure 6 for the case of a P wave extracted from recording sel231.

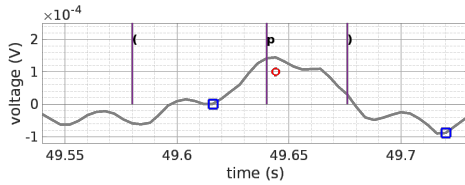


Fig. 6. Displaced P-wave fiducial points for contaminated signal.

IV. CONCLUSION

A new algorithm for the ECG signal delineation through Delta-Sigma modulation is presented in this paper. The algorithm locates the R peak, PR, and J points, as well as the onset, offset, and the P and T waves peaks. Furthermore, the detection accuracy achieved is comparable to the state-of-the-art works using mostly counters, thresholds, and less hardware to delineate the signal, thus, avoiding cumbersome operations. In addition, although the algorithm can delineate a contaminated ECG, a strict and robust conditioning previous stage is mandatory for systems using the slope approaches, as deviations due to noise will reflect bigger in the slope. The locating fiducial points are compatible with machine learning systems to automate the Cardiovascular Diseases diagnosis. However, the limitations of the testing performed in this work need extensive evaluations before its implementation in medical devices. Additionally, in future works, adaptive detection and tolerance thresholds implementation may provide

alternatives for improving the accuracy and reliability of the results.

REFERENCES

- [1] (2021) Cardiovascular diseases (cvds). World Health Organization (OMS). Accessed: 2022-05-30. [Online]. Available: [https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/cardiovascular-diseases-\(cvds\)](https://www.who.int/news-room/fact-sheets/detail/cardiovascular-diseases-(cvds))
- [2] F. Rincón, J. Recas, N. Khaled, and D. Atienza, "Development and evaluation of multilead wavelet-based ecg delineation algorithms for embedded wireless sensor nodes," *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 15, no. 6, pp. 854–863, 2011.
- [3] T. Tekeste, H. Saleh, B. Mohammad, A. Khandoker, and M. Ismail, "A nano-watt ecg feature extraction engine in 65-nm technology," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 65, no. 8, pp. 1099–1103, 2018.
- [4] P. Li, Y. Wang, J. He, L. Wang, Y. Tian, T.-s. Zhou, T. Li, and J.-s. Li, "High-performance personalized heartbeat classification model for long-term ecg signal," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 64, no. 1, pp. 78–86, 2017.
- [5] A. Lek-uthai, P. Somboon, and A. Teeramongkonrasme, "Development of a cost-effective ecg monitor for cardiac arrhythmia detection using heart rate variability," in *2016 9th Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON)*, 2016, pp. 1–5.
- [6] J. Pan and W. J. Tompkins, "A real-time qrs detection algorithm," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-32, no. 3, pp. 230–236, 1985.
- [7] X. Tang, Q. Hu, and W. Tang, "Analog to digital feature converter based on oversampling modulators for ecg delineation," in *2019 IEEE 62nd International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2019, pp. 121–124.
- [8] X. Tang, Q. Hu, and W. Tang, "A real-time qrs detection system with pr/rt interval and st segment measurements for wearable ecg sensors using parallel delta modulators," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 12, no. 4, pp. 751–761, 2018.
- [9] P. Laguna, R. Mark, A. Goldberg, and G. Moody, "A database for evaluation of algorithms for measurement of qt and other waveform intervals in the ecg," in *Computers in Cardiology 1997*, 1997, pp. 673–676.
- [10] A. L. Goldberger, L. A. Amaral, L. Glass, J. M. Hausdorff, P. C. Ivanov, R. G. Mark, J. E. Mietus, G. B. Moody, C.-K. Peng, and H. E. Stanley, "Physiobank, physiotoolkit, and physionet: components of a new research resource for complex physiologic signals," *circulation*, vol. 101, no. 23, pp. e215–e220, 2000.
- [11] N. Bayasi, T. Tekeste, H. Saleh, A. Khandoker, B. Mohammad, and M. Ismail, "Adaptive technique for p and t wave delineation in electrocardiogram signals," in *2014 36th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, 2014, pp. 90–93.
- [12] F. González, R. Alcaraz, and J. J. Rieta, "The physionet qt database: Study on the reliability of p-wave manual annotations under noisy recordings," in *2017 Computing in Cardiology (CinC)*, 2017, pp. 1–4.