



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA

**Diseño e implementación de un electrocardiógrafo
materno-fetal como base para el desarrollo de un
monitor de variables fisiológicas materno-fetales.**

Idónea Comunicación de Resultados para obtener el grado de

MAESTRO EN CIENCIAS

por

Ing. Ronald Arias Ortega

Asesores:

M. en I. Mercedes Jatziri Gaitán González

M. en I. Oscar Yáñez Suárez

Octubre de 2010

Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Iztapalapa
División de Ciencias Básicas e Ingeniería
Posgrado en Ingeniería Biomédica

Sinodales asignados por la comisión de posgrado:

Dr. Juan Carlos Echeverría Arjonilla
Presidente

M. en I. M. Jatziri Gaitán González
Secretaria

Dr. Carlos Vargas García
Vocal

México D.F. Octubre de 2010

La ciencia más útil es aquella cuyo fruto es el más comunicable.

Leonardo Da Vinci (1452-1519)

El tiempo es el mejor autor: siempre encuentra un final perfecto.

Charles Chaplin (1889-1977)

... Esta tesis está especialmente dedicada a:

La memoria de mi padre, quien me educó con el ejemplo de la constancia y el trabajo duro.

Alicia, mi mamá, porque con la ayuda de sus sabios consejos e incansable apoyo he logrado culminar con éxito cada uno de los retos que he emprendido a lo largo de mi vida, y se me hace importante agradecer también a Luis quien ha sido a su vez, un soporte para ella.

José Luis y Carlina, mis otros padres. Quienes en compañía de José Carlos y Adriana me han hecho sentir como un miembro más de la familia, compartiendo inolvidables momentos y apoyándome constantemente en todos los aspectos de mi vida.

Patricia mi changui, por su amor incondicional y por convertirme día con día en una mejor persona.

AGRADECIMIENTOS

A la Universidad Autónoma Metropolitana campus Iztapalapa por permitirme adelantar mis estudios de posgrado y por su apoyo en los diferentes eventos a los que tuve la oportunidad de asistir.

A la maestra Jatziri Gaitán por transmitirme tantos conocimientos y por toda la motivación brindada durante el desarrollo de los trabajos derivados de esta investigación. Al Dr. Ramón González y al M. en I. Oscar Yáñez por su valiosa participación y consejos durante la ejecución y posterior revisión del proyecto.

Al Dr. Juan Carlos Echeverría y al Dr. Carlos Vargas por sus importantes aportes y opiniones durante el proceso de revisión y corrección de este trabajo.

A mis compañeros de laboratorio: Luis, Willy, Jaime, Fausto, Nazir, O'fla, Alejandro, Mayra, Chente, Auri, Fernanda, Laura, Claudia y Janeth por los momentos tan gratos y por el "inmejorable ambiente". También a los amigos del 330: Aldo, Paco, Hawa, Gis y Santos por todo el tiempo compartido. Y cómo no incluir al glorioso equipo de fútbol: Fabian, Oscar, Rodrigo, Checo, Albino, Juan, Luis, David y Edgar; por darnos buenas excusas para celebrar.

A mis tías Genoveva , Mérice, María y mi tío Lucho quienes en la distancia siempre han mantenido una comunicación especial y me brindan muestras de apoyo y cariño. A David Arias y familia por los buenos momentos compartidos y a Carlos y Sandra por su amistad sincera. Finalmente me resta agradecer a todos los familiares y amigos que dejo de nombrar, pero que también han formado parte esencial de mi vida.

RESUMEN

INTRODUCCIÓN: El monitoreo materno y fetal es una herramienta muy importante durante el periodo de gestación y en la etapa del nacimiento, ya que a través del análisis de algunas variables, se pueden obtener índices que permiten establecer condiciones anormales en la gestante o en el feto. La frecuencia cardiaca (FC) y la señal de ECG son las principales variables que se pueden monitorear de forma no invasiva en el feto durante el embarazo, y suministran mucha información a través del análisis de la variabilidad de la frecuencia cardiaca y de la morfología de la señal. Las técnicas más destacadas que permiten el monitoreo de la FC y del ECG son el ultrasonido de efecto Doppler y la magnetocardiografía fetal; sin embargo, estas técnicas no son apropiadas para un monitoreo ambulatorio continuo. La medición del ECG transabdominal ha demostrado ser una técnica viable para el monitoreo de larga duración, con la desventaja que las señales obtenidas presentan muchas fuentes de interferencia y se necesita un alto nivel de procesamiento para su extracción.

Se han desarrollado numerosos algoritmos con el fin de obtener el ECG fetal a partir del ECG abdominal, sin embargo, su evaluación no se encuentra estandarizada, por lo que se dificulta realizar una medida objetiva del desempeño. Más aún, si se analiza desde la perspectiva de implementación, cada algoritmo tiene sus restricciones en cuanto al tipo de procesamiento que realiza y el número de canales que requiere. De esta manera se presenta como un campo de investigación abierto, donde el desarrollo de técnicas de procesamiento y tecnología pueden ayudar a disminuir la morbilidad materna-fetal a través del monitoreo continuo, sobre todo en embarazos de alto riesgo.

OBJETIVO: Diseñar e implementar un electrocardiograma materno-fetal como base para el desarrollo de un monitor de variables fisiológicas materno-fetales, que permita a partir de un canal de ECG abdominal separar el ECG fetal y materno en tiempo real y obtener la frecuencia cardiaca latido a latido.

METODOLOGÍA: Se desarrolló una primera etapa de investigación que consistió en el diseño y evaluación de un algoritmo que permitiera la extracción de la frecuencia cardiaca materna y fetal en tiempo real a partir de un canal abdominal. El algoritmo ejecuta bloques de procesamiento secuenciales y se implementó en Matlab®; como método de comparación se utilizó un algoritmo de referencia diseñado anteriormente en el Laboratorio de Fisiología Humana de la Universidad Autónoma Metropolitana y el conjunto de datos de evaluación estuvo formado por una base de registros obtenidos en el Centro de Investigación Materno Infantil del Grupo de Estudios al Nacimiento. Para realizar la evaluación del desempeño se compararon las detecciones realizadas por el algoritmo propuesto y el de referencia contra las de un experto, y cómo medida del desempeño se utilizó la sensibilidad.

La segunda etapa del trabajo se enfocó en la implementación y evaluación del algoritmo diseñado previamente en una plataforma de hardware independiente. De igual forma se diseñaron e implementaron etapas de acondicionamiento, alimentación y almacenamiento para complementar el desarrollo de la plataforma. Se evaluó el desempeño del algoritmo directamente en la plataforma y con el mismo conjunto de datos, tomando como medida del desempeño la sensibilidad. Para esto se diseñó un sistema de generación de señales que permitió utilizar 25 señales del banco de datos de evaluación de manera analógica, y por este medio se determinó el rendimiento de la plataforma en términos de consumo de potencia, tiempos de procesamiento y recursos de memoria.

RESULTADOS: El desempeño del algoritmo propuesto en su implementación en Matlab fue muy similar con el desempeño del método de referencia; presentando el algoritmo propuesto una sensibilidad de 0.98 frente a 0.99 del método de referen-

cia en el caso materno, y de 0.88 frente a 0.87 del método de referencia en el caso fetal. El análisis estadístico no arrojó diferencias significativas debidas a los métodos para las tasas de detecciones de los dos algoritmos.

El algoritmo implementado en la plataforma de hardware presentó una sensibilidad de 0.95 en el caso materno y de 0.87 en el caso fetal, con un consumo de recursos que no sobrepasó en promedio el 50 % de la memoria disponible y con tiempos de procesamientos inferiores al 25 % del tiempo total disponible para realizar las tareas en tiempo real. En términos de consumo de corriente las etapas de acondicionamiento, alimentación y procesamiento arrojaron buenos resultados en conjunto, promediando 105 mA en modo de bajo consumo.

CONCLUSIONES: Se cumplió el objetivo de desarrollar un algoritmo de detección con un desempeño similar al método de referencia, pero usando técnicas de procesamiento que permiten su implementación en plataformas independientes de forma eficiente. El algoritmo desarrollado presentó en general un desempeño alto y comparable con el método de referencia, cumpliendo con los criterios y objetivos que se plantearon para su desarrollo.

La plataforma desarrollada permitió la evaluación de todos los procesos involucrados en la adquisición y procesamiento de ECG abdominal. Los resultados mostraron que la arquitectura escogida ejecuta de forma eficiente todos los procesos del algoritmo, con tiempos de procesamiento muy bajos, obteniendo altas tasas de detección en señales con SNR fetal entre 8 y 15 dB.

ÍNDICE GENERAL

Agradecimientos	III
Resumen	IV
1. Introducción	1
1.1. Importancia clínica del monitoreo materno-fetal	2
1.2. Técnicas de monitoreo	3
1.2.1. Auscultación	3
1.2.2. Monitoreo electrónico	3
1.3. Antecedentes	4
1.3.1. Técnicas electrónicas de monitoreo fetal	4
1.3.2. Nociones fisiológicas y anatómicas	6
1.3.3. Detección y procesamiento de señales de ECGA	8
1.3.4. Dispositivos desarrollados	10
1.4. Justificación	11
1.5. Objetivos	12
2. Metodología	13

2.1. Algoritmo para el monitoreo de la frecuencia cardiaca	13
2.1.1. Diseño del algoritmo	13
2.1.2. Método de comparación	23
2.1.3. Conjunto de datos de prueba	24
2.1.4. Criterios de evaluación	25
2.2. Plataforma de hardware	27
2.2.1. Diseño de la plataforma	28
2.2.2. Implementación del algoritmo	39
2.2.3. Conjunto de datos de prueba	49
2.2.4. Métodos de evaluación	49
3. Resultados y discusión	52
3.1. Algoritmo para el monitoreo de la frecuencia cardiaca	52
3.1.1. Comparación del desempeño de los métodos	52
3.1.2. Análisis estadístico	54
3.1.3. Influencia de la SNR y de la coincidencia temporal de los complejos	54
3.2. Plataforma de hardware	56
3.2.1. Fuente de alimentación	56
3.2.2. Acondicionamiento	57
3.2.3. Procesamiento	58
4. Conclusiones y perspectivas	67

4.1. Algoritmo de detección	67
4.1.1. Desempeño	67
4.1.2. Inicialización	67
4.1.3. Actualización y estabilidad	68
4.1.4. Diseño	68
4.1.5. Deficiencias	68
4.2. Plataforma independiente	68
4.3. Perspectivas	70
A. Controlador digital de señales dsPIC30F6014A	72
A.1. Características generales de la familia dsPIC30F	72
A.2. El Camino de datos	73
A.2.1. Banco de registros	73
A.2.2. Unidad aritmético lógica (ALU) de 16 bits	74
A.2.3. Motor DSP	74
A.3. Memoria de datos	75
A.4. Temporizadores	76
A.5. Convertidor analógico digital de 12 bits	77
A.5.1. Secuencia de conversión	78
A.6. Módulo SPI	79
B. Código fuente	81
B.1. Variables comunes	81

B.2. Configuración y control del CAD	81
B.3. Filtro FIR	84
B.4. Filtro FIR LMS	85
B.5. Detección materna	89
B.6. Cancelación	91
B.6.1. Substracción	92
B.6.2. Actualización de templates	93
B.7. Detección de complejos fetales	96
B.8. Inicialización	99
C. Artículos publicados	104

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1. Sistema de conducción eléctrica del corazón	7
2.1. Diagrama de bloques del algoritmo propuesto.	14
2.2. Etapa de filtrado de la señal de ECG abdominal	15
2.3. Etapa de detección de la onda R materna	17
2.4. Template materno utilizado en la cancelación	18
2.5. Error de cancelación	20
2.6. Progreso de la cancelación	20
2.7. Ejemplo de señales en la etapa de detección fetal	21
2.8. Fallas en la detección materna por alto SNR fetal	22
2.9. Consulta al usuario para las detecciones maternas	22
2.10. Diagrama general del método de comparación	23
2.11. Parámetros para la evaluación del desempeño	25
2.12. Diagrama de bloques general de la plataforma	28
2.13. Etapa de acondicionamiento	29
2.14. Front end analógico	30

2.15. Respuesta de la etapa de pre-amplificación	31
2.16. Respuesta de la etapa de amplificación	32
2.17. Diagrama general de la etapa de procesamiento	33
2.18. Diagrama de tiempos del proceso de conversión usando el Timer3 . . .	34
2.19. Diagrama de flujo del proceso de conversión analógica-digital	34
2.20. Diagrama de flujo del control general del dispositivo	35
2.21. Diagrama de conexiones del dsPIC y la memoria micro SD	36
2.22. Diagrama del sistema de archivos de la memoria micro SD	37
2.23. Diagrama del sistema de alimentación	38
2.24. Diagrama de flujo general del algoritmo de detección	40
2.25. Respuesta del filtro FIR pasa banda (10-70)Hz	42
2.26. Simulación del filtro pasa banda con lógica de 16 bits	43
2.27. Diagrama de flujo de la etapa de detección de onda R materna en el dsPIC	44
2.28. Diagrama de flujo de la etapa cancelación en el dsPIC	46
2.29. Diagrama de flujo de la etapa de detección de complejos fetales en el dsPIC	47
2.30. Ejemplo típico del buffer circular en la etapa de inicialización	48
2.31. Configuración para la evaluación con señales analógicas	50
2.32. Modelo del sistema en tiempo real	51
3.1. Sensibilidad contra semanas de gestación para los dos métodos	54

3.2. Tasas de detección materna y fetal para el método propuesto y el de referencia	55
3.3. Respuesta de la fuente de alimentación	57
3.4. Montaje para las pruebas de la etapa de almacenamiento	58
3.5. Medida de la ganancia de la etapa de acondicionamiento	59
3.6. Voltaje de salida sin señal de la etapa de acondicionamiento.	59
3.7. Resultado de la etapa de filtrado en el monitor de datos DCMI	60
3.8. Ejemplo del buffer en la etapa de inicialización	60
3.9. Vector de detecciones maternas	61
3.10. Señal de salida de la etapa de detección materna	61
3.11. Ejemplo de cancelación de complejos maternos	62
3.12. Detección de complejos fetales	62
3.13. Procesamiento de una señal de ECGA analógica	64
3.14. Recursos de memoria utilizados	66
4.1. Ejecución del software de visualización en una PDA	71
A.1. Interconexión del multiplicador de 17 x 17 bits.	75
A.2. Diagrama de bloques del convertidor analógico digital de 12 bits	78
A.3. Secuencia de muestreo y conversión AD	79
A.4. Diagrama de bloques del módulo SPI	80

ÍNDICE DE TABLAS

1.1. Ventajas y desventajas de las técnicas electrónicas para monitoreo fetal	6
2.1. Error promedio en los diferentes tipos de cancelación	19
2.2. Escala de valoración del acuerdo con el índice kappa	26
3.1. Sensibilidad para los dos métodos y para los casos materno y fetal . .	53
3.2. Índice kappa de Cohen para el método propuesto y el de referencia . .	53
3.3. Tiempo de procesamiento a 30 MIPS	63
3.4. Tasas de detección	65
3.5. Distribución de la memoria	66

LISTA DE ABREVIATURAS

CAD	Convertidor analógico digital
CMRR	Relación de rechazo en modo común
CU	Contracciones uterinas
DSC	Controlador digital de señales
DSP	Procesador digital de señales
ECG	Electrocardiograma
ECGA	Electrocardiograma abdominal
ECGDF	Electrocardiografía fetal directa
ECGM	Electrocardiograma materno
EMG	Electromiograma
FAT	Tabla de asignación de archivos
FCF	Frecuencia cardiaca fetal
FCGF	Fonocardiografía fetal
ICA	Análisis de componentes independientes
IIR	Respuesta infinita al impulso
MBR	Registro maestro de arranque
MCG	Magnetocardiografía
MCGF	Magnetocardiografía fetal
MIPS	millones de instrucciones por segundo
SFC	Sufrimiento fetal crónico
SNR	Relación señal a ruido

SPI	Interfaz de puerto serial síncrono
USF	Ultrasonido fetal
VFC	Variabilidad de la frecuencia cardiaca
WT	Transformada wavelet

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

Durante el periodo de gestación es de vital importancia garantizar el bienestar materno y fetal, por esto el monitoreo de variables fisiológicas materno-fetales se ha convertido en una herramienta de gran relevancia al permitir la detección de anomalías durante el periodo de gestación y en la etapa del nacimiento. El monitoreo de la frecuencia cardiaca fetal (FCF) se utiliza como una de las técnicas que permiten obtener información sobre la condición fetal, ya que a través de la frecuencia cardiaca se pueden obtener índices que permiten establecer dicha condición valiéndose de herramientas de estudio como la variabilidad de la frecuencia cardíaca (VFC) [1]. De igual forma, características del electrocardiograma fetal como su morfología y comportamiento dinámico, se utilizan para determinar el desarrollo fetal, la madurez y la existencia de estrés o enfermedades congénitas en el corazón del feto [2].

Las investigaciones en este campo datan ya del siglo anterior y sus progresos están asociados a los progresos que se tienen de forma paralela en ramas de la computación y de desarrollo de circuitos integrados. La cantidad de información que se deriva de un análisis detallado del electrocardiograma (ECG) requiere de una tecnología de procesamiento computacional robusta y eficiente si se desea presentar esta información en tiempo real. De igual forma, los métodos de análisis que se requieren para interpretar el significado de los patrones en las formas de onda son variados y complejos [2]; numerosas técnicas y métodos han surgido alrededor de este campo, todas orientadas a obtener la mayor cantidad de información posible acerca del estado del feto y de la madre. Entre las más destacadas se encuentran el ultrasonido de efecto *Doppler* por su utilización generalizada y la magnetocardiografía fetal por su efectividad para obtener el ECG fetal. Sin embargo estas técnicas no son apropiadas para un monitoreo ambulatorio continuo, y se ha demostrado que el monitoreo domiciliario combinado con los cuidados apropiados por parte de la gestante reducen la incidencia de partos prematuros y abortos [3]. Es por esto que diversos estudios se han orientado al monitoreo ambulatorio de larga-duración, demostrando que las técnicas más viables se basan en la extracción del ECG abdominal (ECGA) [4].

En este capítulo se ahondará en la relevancia fisiológica y clínica del monitoreo materno-fetal, se describirán las técnicas más utilizadas con este fin y se evaluarán los beneficios que aporta el desarrollo de estudios en esta línea de investigación.

1.1 IMPORTANCIA CLÍNICA DEL MONITOREO MATERNO-FETAL

La práctica médica gineco-obstétrica debe velar por la salud y el bienestar de la madre y el feto, y se debe vigilar con mayor atención a los pacientes al tratarse de embarazos de alto riesgo. Un embarazo de alto riesgo es la gestación con probabilidad elevada de morbilidad perinatal y mortalidad fetal o materna. Un embarazo de alto riesgo materno puede ocasionar entre otras cosas la muerte de la gestante de manera inmediata o tardía, morbilidad leve o grave sin secuelas o morbilidad con secuelas físicas, sociales e intelectuales. En este mismo ámbito, un embarazo de alto riesgo fetal puede derivar en la muerte fetal o neonatal, o en morbilidad neonatal leve y grave [5].

Un embarazo de alto riesgo también puede desencadenar una disfunción fetoplacentaria cuya expresión clínica es el sufrimiento fetal crónico (SFC). El sufrimiento o estrés fetal fue identificado y asociado con observaciones que preceden la muerte fetal y que incluyen el incremento o disminución extremo de los movimientos fetales, el paso de meconio y la desaceleración de la actividad cardíaca. Junto con la comprensión de las consecuencias fisiológicas y metabólicas de la hipoxia, se asoció el estrés fetal a la presencia de acidosis fetal y cambios en los patrones de la frecuencia cardíaca [6].

Estudios realizados en este campo en países como Estados Unidos, Inglaterra y Cuba, indican que las regiones con altas tasas de mortalidad perinatal corresponden a los sectores con los niveles socioeconómicos más deprimidos del país [7]. México contaba por ejemplo en 1988 con tasas de defunciones bajas en los estados con menor nivel socioeconómico, esto se presentaba como resultado de las altas tasas de subregistro asociadas también a dichos estados [8]. La tasa de *mortalidad perinatal 1*, considerada como la ocurrida entre las 28 semanas de gestación y los 7 días después del nacimiento, fue en 1996, de 14.7 por cada 1000 gestantes de la población derecho habiente usuaria del Instituto Mexicano del Seguro Social (IMSS). Presentando las tasas más altas la delegación 2 del Distrito Federal Noreste, la delegación 4 del Distrito Federal Suroeste, Quintana Roo y Colima [9]. En general en México la mortalidad neonatal se ha reducido en una tasa promedio del 1.6% anual entre los años de 1980 a 2005 [10]. Sin embargo, al 2005 se reportaban de 130 millones de nacimientos anuales cerca de 4 millones de fallecimientos en los primeros 28 días de vida, representando las muertes neonatales el 37% de la mortalidad global en niños menores de cinco años de edad [11].

Como respuesta a las complicaciones que se pueden presentar durante las etapas de gestación y nacimiento, el monitoreo materno-fetal se ha sugerido como una herramienta necesaria en la práctica médica. En particular a través de la evaluación del ECG materno y fetal se pueden ver reflejadas la oxigenación y el metabolismo celular del miocardio, propiciando a su vez la detección de anomalías ligadas a cambios en los parámetros de la frecuencia cardíaca (FC) y de la morfología específica

de las señales de ECG [2]. Sin embargo, algunos autores consideran que a pesar de los beneficios que se obtienen del monitoreo fetal, existen riesgos implícitos como los falsos positivos que pueden derivar en intervenciones innecesarias [12].

1.2 TÉCNICAS DE MONITOREO

Existen dos métodos para realizar el monitoreo de la FCF durante la gestación y el parto: la auscultación y el monitoreo electrónico fetal. La auscultación permite escuchar el latido del corazón del feto a través del abdomen de la madre, mientras que el monitoreo electrónico fetal involucra instrumentos que son utilizados para almacenar datos asociados a los latidos del corazón y también las contracciones durante el parto. En algunas ocasiones la auscultación y el monitoreo electrónico fetal se utilizan conjuntamente para garantizar la salud del feto.

1.2.1 AUSCULTACIÓN

Como se mencionó, la auscultación básicamente involucra escuchar cada latido del corazón del bebé y existen dos dispositivos para este fin específico. El primero es el ultrasonido de efecto *Doppler* (USF), el cual es un pequeño dispositivo con el que se presiona el abdomen de la madre y utiliza una forma de ultrasonido para convertir las ondas de sonido en señales de latidos fetales. El segundo dispositivo es muy parecido a un estetoscopio y se denomina fetoscopio, este se coloca en los oídos del médico y se presiona el abdomen de la madre para escuchar los latidos del feto claramente, su uso es menos generalizado[13][14].

1.2.2 MONITOREO ELECTRÓNICO

El monitoreo fetal electrónico utiliza equipos especiales para medir la respuesta de la FCF en etapas previas al parto y durante las contracciones en el transcurso del mismo. Provee un registro que puede ser interpretado por el médico y puede ser interno (invasivo) o externo (no invasivo).

MONITOREO INTERNO Para realizar el monitoreo interno se coloca un electrodo espiral en el pericraneio del feto; éste es instalado por medio de un pequeño dispositivo plástico del tamaño de un lápiz a través del cuello uterino. A este tipo de monitoreo se le denomina electrocardiografía fetal directa (ECGFD). El electrodo permite la transmisión directa de información de la FCF a un monitor fetal que tiene la función de procesarla y mostrarla, y normalmente las señales de ECG y por consiguiente FCF obtenidas por este medio son mas claras y consistentes que las obtenidas por métodos externos. Sin embargo, su uso está condicionado a la rotura de las membranas amnióticas y al momento inmediato anterior al parto, ya que en la segunda etapa del trabajo de parto se presentan como fuentes de interferencia

las contracciones y el esfuerzo muscular materno desmejorando la calidad de los registros. También se ha reportado que el electrodo puede generar marcas o pequeños cortes en la cabeza del bebé que llegan a derivar en ligeras infecciones, las cuales usualmente sanan muy rápido [15].

MONITOREO EXTERNO: El monitoreo externo se realiza a través de la piel de la madre y por lo tanto se le considera no invasivo. Se pueden registrar la información tanto de la FCF como de las contracciones uterinas. Adicionalmente se pueden realizar las denominadas prueba sin estrés (PSS) y prueba de estrés por contracción (PTO). La PSS se puede realizar a partir de la semana 27 de gestación y permite medir las aceleraciones de la FCF con movimientos normales. La PTO mide la habilidad de la placenta para proveer oxígeno al feto durante la presión ejercida por las contracciones. Estas técnicas pueden ser complementadas con la medición del perfil biofísico fetal, que involucra la evaluación de otras variables fisiológicas fetales además de la VFC, y puede ayudar a disminuir la tasa de falsos positivos, entendidos como la determinación de sufrimiento fetal sin que exista realmente esta condición [5].

1.3 ANTECEDENTES

La primera parte de esta sección pretende realizar un análisis detallado de las diferentes técnicas existentes para el monitoreo fetal, mostrando sus principales virtudes y desventajas, con el objetivo de determinar la técnica apropiada para el desarrollo del trabajo de investigación. Posteriormente se exploran las técnicas de detección y procesamiento de señales de ECG fetal a partir de ECG abdominal y finalmente se realiza una revisión de los modelos en hardware utilizados para la implementación de los algoritmos de detección y procesamiento.

1.3.1 TÉCNICAS ELECTRÓNICAS DE MONITOREO FETAL

El análisis de la FCF se ha convertido en una técnica estandarizada para el monitoreo del bienestar fetal [16]. La forma más común de obtener la FCF es a través del ultrasonido de efecto *Doppler*, también existe la técnica de la magnetocardiografía fetal (MCGF) y otro de los métodos no invasivos para la medición del ciclo cardíaco es la fonocardiografía fetal (FCGF). No se considera en este apartado la ECGFD ya que no puede ser utilizada en etapas anteriores al parto.

MAGNETOCARDIOGRAFÍA FETAL (MCGF): La magnetocardiografía (MCG) permite la medición de las variaciones del campo magnético producidas por las corrientes iónicas transmembranales del miocardio utilizando sensores superconductores (dc-SQUID). Los magnetocardiogramas fetales son entonces los registros de MCG tomados del abdomen de la madre en un recinto aislado [17]. Se ha demostrado que por

medio de la MCGF se pueden obtener señales de ECGF con una mejor relación señal a ruido (SNR) que con otros métodos no invasivos, permitiendo el estudio de parámetros morfológicos que brindan información adicional a la FCF [18]. Sin embargo, para realizar la medición de señales biomagnéticas tan débiles se hace necesaria la utilización de habitaciones aisladas magnéticamente, por lo que en la actualidad la instrumentación requerida para la adquisición es demasiado grande para sistemas ambulatorios y estaría sujeta al desarrollo de SQUIDS más apropiados para esta aplicación clínica particular [19].

FONOCARDIOGRAFÍA FETAL (FCGF): Es el registro de los sonidos generados por los eventos mecánicos de la actividad cardíaca. Estas ondas sonoras son capturadas y medidas con el fin de documentar componentes del sonido cardíaco como la frecuencia, intensidad relativa, tono y timbre. Se ha encontrado al utilizar este sistema para la construcción de intervalos R-R que tiene una alta correlación ($r=0.98$) con los intervalos RR del ECGFD. Sin embargo, ya que la FCGF comúnmente presenta ruidos ajenos al latido cardíaco, requiere un procesamiento digital de la señal de gran complejidad, además de que su uso resulta más adecuado durante el tercer trimestre del embarazo, en reposo y previo al inicio del trabajo de parto [20].

ULTRASONIDO DE EFECTO DOPPLER (USF): El USF calcula los intervalos de tiempo entre la reflexión de señales acústicas producida por el movimiento cardíaco fetal definiendo con esto el intervalo entre latidos fetales [21]. Esta técnica presenta la ventaja de su alta confiabilidad ya que puede ser utilizada antes y durante el trabajo de parto. Como desventajas, estos sistemas requieren ser utilizados por personal entrenado y se debe reposicionar el transductor intermitentemente lo cual puede constituir un problema para un sistema portable de monitoreo de larga duración. Finalmente no se recomienda para periodos largos de monitoreo de la FCF [22] porque los pacientes deben estar en reposo, ya que movimientos de la madre pueden derivar en reflejos de ondas *Doppler* desplazadas que son más fuertes que la señal cardíaca. Adicional a esto el USF depende de un movimiento mecánico para detectar el latido cardíaco, lo que no lo hace viable para análisis latido a latido como el complejo QRS [12] y por ende para estudios de VFC.

ELECTROCARDIOGRAFÍA ABDOMINAL (ECGA) En la ECGA los electrodos son colocados en el abdomen de la madre sobre gel conductor para obtener un registro de la actividad eléctrica del área. La señal de ECGA es utilizada para la determinación de la FCF de forma no invasiva y en periodos previos al parto detectando pequeños potenciales cardíacos fetales a través de la superficie del abdomen materno [23]. Del ECGA se pueden obtener intervalos RR confiables para el estudio de la VFC tanto materna como fetal; comparativamente, tiene requerimientos de energía bajos para su adquisición y puede ser utilizado para monitoreos de larga duración que proveen más información sobre la condición fetal [24]. Su principal desventaja es que no se puede garantizar la adquisición del ECGF, debido a la baja relación señal a ruido que normalmente posee esta señal y a la cantidad de señales de interferencia entre

Técnicas electrónicas de monitoreo fetal

Técnica	Tipo	Ventajas	Desventajas
ECGFD	Invasivo	-Señales de ECGF con mayor relación señal a ruido	-Solo se puede utilizar durante el parto. -Puede generar lesiones.
MCGF	No invasivo	-Señales de ECGF con buena SNR. -Permite estudios morfológicos.	-Instrumentación inadecuada para sistemas portables. -Sujeta al desarrollo de SQUIDS.
FCGF	No invasivo	-Detección de FCF.	-No obtiene ECGF. -Solo se utiliza antes del parto y en reposo.
USF	No invasivo	-Alta confiabilidad. -Uso antes y después del parto.	-Afectada por movimientos. -Requiere reposicionamiento. -No se obtiene ECGF ni FCF latido a latido.
ECGA	No invasivo	-Uso antes y después del parto. -Viable para monitoreo de larga duración. -Intervalos RR precisos.	-No garantiza la adquisición del ECGF - Muchas señales de interferencia

Tabla 1.1: Ventajas y desventajas de las técnicas electrónicas para monitoreo fetal

las que se encuentra inmersa [2]. A continuación se muestra una tabla resumen de las diferentes técnicas de monitoreo (Tabla 1.1).

1.3.2 NOCIONES FISIOLÓGICAS Y ANATÓMICAS

Las señales biomédicas representan variables fisiológicas de interés, estas señales son adquiridas en función del tiempo y se caracterizan principalmente en términos de su amplitud, frecuencia y fase. La señal de ECGF es una señal biomédica que representa la actividad eléctrica del corazón del feto. El ECGF contiene componentes en común con el ECG de un adulto que son fácilmente detectables (y son en su orden la onda P, el complejo QRS y la onda T, tal como lo definió originalmente Einthoven). En condiciones normales el inicio de la actividad eléctrica del corazón está gobernado por el nodo sino-auricular; éste nodo actúa como el marcapasos natural del corazón y cuando se activa provoca la propagación de la despolarización a través del miocardio auricular registrándose la onda P en el electrocardiograma. El nodo auriculoventricular situado en la parte baja de la aurícula derecha recibe la actividad eléctrica en el miocardio auricular y la transmite al miocardio ventricular a través del *haz de His* que consta de dos ramas formadas por las *fibras de Purkinje* encargadas de la contracción de los ventrículos y generando en el ECG la aparición

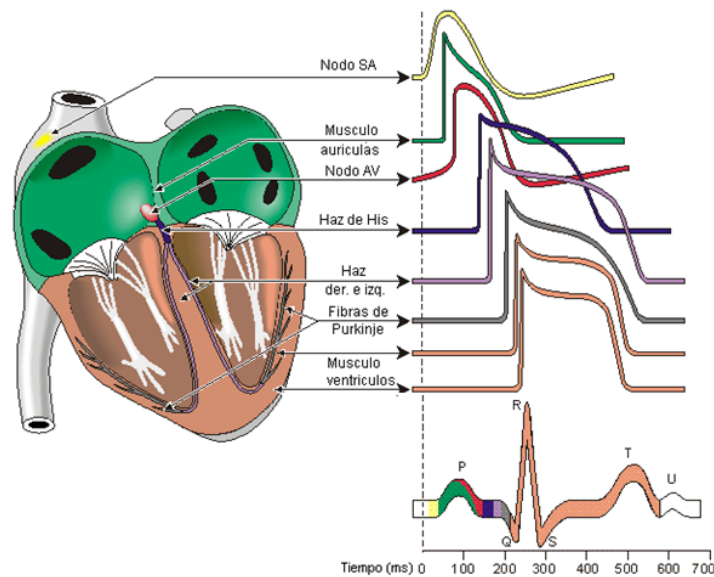


Figura 1.1: Sistema de conducción eléctrica del corazón (© 1969 CIBA Pharmaceutical Company, Division of CIBA-GEIGY Corp.)

del complejo QRS. Finalmente la onda T corresponde a la fase de repolarización que sigue a cada contracción del corazón [2]. Figura 1.1

SEÑAL DE ECGA

La detección del ECGF a partir de la señal de ECGA implica la detección de una señal con una amplitud muy pequeña (Ver siguiente sección) que se obtiene en conjunto con otras señales de interferencia y en presencia de ruido. Las señales de interferencia que se involucran son el electrocardiograma materno (ECGM), corrimiento de la línea de base, modulación de la amplitud debido a la respiración y electromiografía (EMG), en tanto que se suman a estas señales el ruido producido por movimiento, por contacto e interferencias eléctricas. Adicionalmente, la forma y la estructura del ECGF dependen de la ubicación de los electrodos, ya que no existe una posición estandarizada para realizar la adquisición, del periodo de gestación y de la posición del feto [25]. A continuación analizaremos las señales más importantes que se encuentran en el ECGA:

ELECTROCARDIOGRAMAS MATERNO (ECGM) Y FETAL (ECGF): Es la señal más predominante del ECGA, en un registro el complejo QRS materno oscila entre $100 \mu\text{V}$ y $150 \mu\text{V}$ y llega a un máximo de $30 \mu\text{V}$ para el fetal [26], aunque en publicaciones más recientes se han reportado amplitudes maternas de hasta $300 \mu\text{V}$ y fetales entre $10 \mu\text{V}$ y $20 \mu\text{V}$ [27]. En el dominio del tiempo las señales de ECGM y ECGF se traslapan, reportándose una coincidencia de los complejos QRS materno y fetal que varía entre el 27 % y el 46.5 % del total de los complejos fetales, tomando

como zona de coincidencia un intervalo de 190ms antes y 75ms después de la onda R materna [23]. En el dominio de la frecuencia también se traslapan los complejos QRS de ambas señales, los complejos maternos se encuentran entre los 10 Hz y los 40 Hz mientras los fetales comienzan a partir de los 20 Hz [27].

LÍNEA DE BASE: Es un fenómeno común en registros biomédicos y se produce por la respiración del paciente o movimientos [28]. La componente de la línea de base debida a la respiración se asemeja a una sinusoidal con amplitud y frecuencia variable menor a 1 Hz en reposo.

ELECTROMIOGRAMA (EMG): El ruido muscular se debe a movimientos maternos, específicamente en los músculos del abdomen y el útero que son la fuente principal de ruido electromiográfico. Los movimientos del paciente se pueden reflejar como cambios en la línea de base (parecidos a un ciclo de una onda sinusoidal) con una duración de 100 ms a 500 ms [29].

INTERFERENCIA DE LÍNEA: Puede corromper significativamente un registro y está formado por una onda seno con una frecuencia central de 60 Hz y armónicos a múltiplos de esta frecuencia.

OTRAS FUENTES DE RUIDO: Finalmente existen otras fuentes de interferencia externas que contaminan la señal de ECGA. Se genera ruido por la pérdida de contacto entre el electrodo y la piel produciendo una desconexión momentánea del sistema de medición. Adicionalmente se debe considerar en el diseño el ruido inherente a todos los equipos electrónicos y el “ruido ambiental” inducido por los efectos de la radiación electromagnética en la superficie del cuerpo humano [12].

1.3.3 DETECCIÓN Y PROCESAMIENTO DE SEÑALES DE ECGA

Se han propuesto numerosos métodos para procesar y detectar el ECGF a partir del ECGA, teniendo como objetivo principal la obtención de la FCF. Para contar con más información útil al realizar un diagnóstico se esperaría obtener también la amplitud y duración de las diferentes ondas, pero debido a la naturaleza no invasiva del ECGA y a la dificultad en proponer derivaciones de referencia, la mayoría de los algoritmos de detección y procesamiento solo detectan las ondas R. Para enfrentar el reto de la detección del ECGF originalmente se intenta eliminar el ECGM a través de técnicas de filtrado clásico [30], donde se trata de aprovechar el comportamiento cuasiperiódico de la señal de ECG, pero este método presenta el inconveniente de las bandas de frecuencia compartidas. Posteriormente en 1985 Widrow y cols. abordaron técnicas de estimación como el filtrado adaptativo [31], que tenía como desventajas la necesidad de utilizar más electrodos para las señales de referencia y que la calidad del ECGF extraído era bastante deficiente. En 1989 Abboud y Sadeh plantean un

método donde promedian varias formas de onda maternas para posteriormente sustraer la señal promediada de la señal abdominal usando una función de correlación cruzada [32]. Sin embargo ninguno de estos métodos fue validado con una base de datos amplia de ECGA reales.

Recientemente algunos autores han hecho frente el problema de la detección del ECGF utilizando métodos algebraicos para la estimación de componentes ocultas a partir de arreglos multidimensionales. En el año 2000 De Lathauwer y cols. propusieron un método de análisis de componentes independientes (ICA) como la solución para obtener el ECGF a partir de ECGA multicanal, su objetivo era la reconstrucción directa de las fuentes de las señales bioeléctricas estadísticamente independientes [33]. En 2005 Taylor y cols. demuestran el desempeño de ICA para la detección del ECGF utilizando un número amplio de registros reales. Registraron a las pacientes por medio de 12 electrodos abdominales y realizaron un análisis fuera de línea de los datos, reportando que obtuvieron el ECGF correctamente en el 80 % de los casos [34]. Sin embargo la aplicabilidad de los métodos de separación ciega de fuentes (BSS) para la detección de ECGF podría ser controversial; los métodos BSS no toman en cuenta la información a priori de las señales de interés ni de las de interferencia lo que implica un comportamiento impredecible, más aun la relación entre las fuentes fisiológicas de la actividad cardíaca y las fuentes estadísticamente independientes estimadas por ICA no es clara [35]. Independientemente de la controversia del método o de los buenos resultados en la detección del ECGF, las técnicas de BSS implican registros multicanales los cuales no serían la opción ideal para el diseño de un monitor portable para registros de larga duración.

Otros métodos relevantes en este campo se basan en el uso la transformada wavelet (WT). En 1996 Echeverria y cols. desarrollaron un procedimiento basado en análisis wavelet y cotejo de patrones para el procesamiento fuera de línea del ECGA, en este se asume que la señal de ECGA puede ser descrita por la ecuación $s(t) = r(t) \cdot [f(t) + m(t) + n(t)]$ donde los términos $f(t)$, $m(t)$ y $n(t)$ denotan la componente fetal, materna y el ruido gaussiano respectivamente, y están modulados por un factor $r(t)$ que genera la línea de base. Tiene una etapa de pre-procesamiento donde se suprimen las componentes de ruido de baja y alta frecuencia por medio de una descomposición multiresolución wavelet y posteriormente se realiza la cancelación de los complejos QRS maternos cotejando patrones y restando un templete. Como resultado obtuvieron señales de ECGF donde se podían identificar fácilmente los complejos QRS fetales [36]. En 2007 Karvounis y cols. plantean un método basado en un análisis de tres etapas sobre tres canales de ECGA, en la primera etapa se cancelan los complejos QRS maternos usando un análisis tiempo-frecuencia, posteriormente se localizan las ondas R fetales a través de wavelets complejas y cotejo de patrones, y finalmente se detectan las ondas R fetales inmersas en los complejos QRS maternos utilizando una técnica basada en histogramas. Reportan un resultado de 97.35 % en registros largos, sin embargo el método presenta problemas en presencia de señales ruidosas o con complejos que no se pueden distinguir fácilmente [37].

Finalmente se citan las técnicas denominadas secuenciales, donde se busca eli-

minar las señales de interferencia del ECGA y obtener las señales de ECG materno y fetal, a través de pasos secuenciales que explotan toda la información que se conoce de las señales. En 1998 Rodriguez y cols. en una investigación conjunta del Centro de Investigación Materno Infantil del Grupo de Estudios al Nacimiento (CIMIGEN) y la Universidad Autónoma Metropolitana campus Iztapalapa (UAM-I), desarrollan el método (SIVARMI - VARMIPLUS), que permite separar de manera confiable las señales del ECG materno y fetal para la construcción, visualización y análisis de ambos cardiotacogramas [38]. Este método requiere de la intervención de un usuario entrenado que determine en la señal que se quiere analizar, la ocurrencia de dos complejos maternos y dos fetales que sean consecutivos y que no se traslapen entre ellos. A partir de éstos se determinan complejos patrones caracterizados por medio de parámetros morfológicos como la amplitud, duración y pendientes de los complejos, que van a permitir la detección de las ondas R fetales y materna y la posterior obtención del ECGM y ECGF. Este método solo requiere un canal abdominal y se ejecuta fuera de línea, pero presenta la deficiencia de una forma de inicialización dependiente de un usuario y problemas de detección asociados a coincidencias de complejos maternos y fetales [21]. En 2007 Martens y cols. proponen un método donde se van identificando y removiendo las señales de interferencia paso a paso: La primera etapa de procesamiento de las señales abdominales remueve la línea de base y posteriormente se cancela la interferencia producida por la línea eléctrica. Posteriormente se remuestrea la señal de 400 Hz a 2000 Hz con el fin de optimizar la cancelación de la señal de ECGM, los complejos QRS maternos son detectados encontrando el máximo de la correlación cruzada de la señal con un templete y utilizando la información se realiza la cancelación del complejo QRS materno por medio de un método de promediación y escalamiento. Este método obtiene un estimado \hat{m} de cada complejo QRS materno \underline{m} , para esto se obtiene primero un complejo promedio $\underline{\mu}$ a partir de N complejos anteriores, $\underline{\mu}$ es escalado con una constante a y el complejo estimado $\hat{m} = \underline{\mu}a$ se sustrae del complejo actual \underline{m} . El método de escalamiento se basa en la búsqueda del mínimo error cuadrático medio (MSE) entre \underline{m} y $\underline{\mu}$: $e^2 = \min \|\underline{\mu}a - \underline{m}\|^2$. Finalmente se aplica esta misma técnica sobre la señal previamente cancelada para realizar la detección de los complejos QRS fetales. El método se evaluó en registros abdominales de 13 derivaciones unipolares en 20 mujeres embarazadas, obteniendo un resultado de 85% de detección de la FCF y destacando la robustez del método para casos de registros con baja relación señal a ruido [39].

1.3.4 DISPOSITIVOS DESARROLLADOS

Se han desarrollado varios dispositivos para el monitoreo de la FCF con el fin de evaluar el bienestar fetal durante el periodo de gestación. En 1997 Chih-Lung y cols. desarrollaron un instrumento para detectar anomalías mediante el monitoreo continuo de la frecuencia cardíaca fetal y de las contracciones uterinas (CU), este podía detectar la FCF y las CU anormales y alertar si se presentaba algún riesgo. Entre las generalidades utilizaba dos pares de electrodos en pecho y

abdomen conjunto con un sensor de CU. El procesamiento de la señal se realizaba con un microcontrolador de 8 bits y la interfaz entre el monitor y el paciente se establecía por medio de un display LCD y una alarma auditiva [40].

En 2001 Crowe y Cols. reportaron el diseño de un monitor que permitía el almacenamiento de la señal adquirida del electrocardiograma fetal. En su parte analógica utilizó tres canales de entrada simultáneos con anchos de banda y ganancias programables, y en su parte digital tuvo una resolución de 12 bits, capacidad de muestreo hasta 117kHz, visualización on-line por medio de palm o PC vía serial con aislamiento óptico y una tarjeta de almacenamiento flash PCMIA [4].

En 2003 Ibrahimy y cols. propusieron un método para la obtención de la FCF a partir de ECGA utilizando técnicas de filtrado y umbrales adaptables, explotando las propiedades estadísticas de la señal en el dominio del tiempo. Este algoritmo lo implementaron en un microcontrolador de 8 bits y utilizaron un solo canal abdominal. Compararon sus resultados obtenidos en el cálculo de la FCF con los de un monitor fetal de ultrasonido en 5 sujetos con una coincidencia de 84.1 % [41].

En 2004 se realizan estudios para la validación del equipo de monitoreo STAN®, que utiliza electrodos intrauterinos para obtener la señal de ECGF y posteriormente su algoritmo de búsqueda trata de detectar cambios en las pendientes de los segmentos ST de los complejos fetales y en la amplitud de la relación T/QRS, que implican una función del miocardio reducida e hipoxia fetal respectivamente [42]. Finalmente se cita el equipo comercial denominado Monica AN24™, basado en investigaciones realizadas por Crowe y Cols. [43]. Este equipo funciona como monitor materno y fetal utilizando tres canales de ECGA. Puede obtener la frecuencia cardiaca fetal y materna, así como monitorear la actividad uterina. Para esto requiere una interfaz de comunicación bluetooth® que le permite mantener un enlace continuo con el equipo que procesa los datos. Puede trabajar como Holter fetal por un periodo de 22 horas continuas [44].

1.4 JUSTIFICACIÓN

La electrocardiografía fetal abdominal es un método de diagnóstico que aún se encuentra en desarrollo y que podría tener un impacto verdaderamente significativo en un futuro cercano. Al analizar las estadísticas y las tasas de morbi-mortalidad se observa que se hacen necesarias la generación de técnicas de procesamiento y de equipos que puedan ayudar a obtener datos estadísticos de la población y a reducir los riesgos perinatales. Los sistemas de monitoreo portables basados en la electrocardiografía abdominal en conjunto con técnicas de telemetría parecen ser la solución más óptima para el monitoreo longitudinal en tiempo real de gestantes [27].

Los estudios que han demostrado que el monitoreo ambulatorio combinado con los cuidados necesarios por parte de la gestante reducen los riesgos [3], promueven el desarrollo de aplicaciones en este campo. La adquisición de datos en periodos largos

presenta ventajas al permitir la detección de eventos que no se pueden observar de otra forma. Adicionalmente, ya se demostró la factibilidad del monitoreo ambulatorio utilizando equipos portables [4].

Existen numerosas investigaciones en el campo del análisis de señales abdominales, sin embargo la evaluación de los algoritmos no está estandarizada y tampoco se cuenta con una base de datos universal para evaluación. Esto dificulta realizar una comparación directa entre los métodos; más aún, establecer el desempeño de forma objetiva para cada algoritmo no es viable si se tiene en cuenta que se utilizan diferentes variables para medirlo. En cuanto a la posibilidad de implementación, cada algoritmo presenta ciertas restricciones en función del número de señales que requiere. Con un mayor número de canales se incrementa la complejidad en la implementación y el procesamiento, dificultando su aplicación en tiempo real.

Por estas razones el Laboratorio de Fisiología Humana de la UAM-I, ha realizado investigaciones en este campo, desarrollando un método para la extracción del ECGF a partir del ECGA y para el análisis de la VFC [21]. Este método presenta buenos resultados en la extracción del ECGF pero no se puede implementar en una plataforma independiente. Por esto es importante trabajar en el desarrollo de algoritmos más eficientes y paralelamente, en plataformas independientes que permitan la adquisición de señales y la evaluación objetiva de los algoritmos. Como solución óptima se perfila el desarrollo de una plataforma adaptable que permita resolver las necesidades específicas en los campos de investigación del laboratorio. De igual forma a través del desarrollo de tecnología en este campo, se pueden lograr soluciones de bajo costo que permitan apoyar la vigilancia ambulatoria, sobre todo en embarazos de alto riesgo y en poblaciones con poco acceso a la tecnología.

1.5 OBJETIVOS

GENERAL: Diseñar e implementar un electrocardiógrafo materno-fetal como base para el desarrollo de un monitor de variables fisiológicas materno-fetal, que permita a partir de un canal de ECGA separar el ECGF y ECGM en tiempo real y obtener la frecuencia cardíaca latido a latido fetal y materna.

ESPECÍFICOS:

- Realizar un análisis de los algoritmos existentes y determinar su viabilidad desde el punto de vista de implementación en una plataforma independiente.
- Definir un algoritmo eficiente de generación de los tacogramas materno y fetal con bajo costo computacional.
- Desarrollar una plataforma independiente para la implementación.
- Realizar una evaluación de desempeño contra otros métodos existentes.

CAPÍTULO 2

METODOLOGÍA

El trabajo de investigación se desarrolló en dos etapas: La primera etapa consistió en el diseño y evaluación de un algoritmo que permitiera la extracción de la frecuencia cardiaca materna y fetal en tiempo real a partir de un canal abdominal. La segunda etapa del trabajo se enfocó en la implementación y evaluación del algoritmo diseñado previamente en una plataforma de hardware independiente. En las siguientes dos secciones se desarrolla la metodología de cada etapa por separado y para cada caso se analizarán los criterios de diseño que se deben utilizar, los métodos que se utilizan como referencia, el conjunto de datos y los criterios tomados en cuenta para la evaluación.

2.1 ALGORITMO PARA EL MONITOREO DE LA FRECUENCIA CARDIACA

El algoritmo propuesto se basó en los siguientes criterios de desarrollo:

- Utilizar un solo canal abdominal para la extracción de las señales de ECG.
- Garantizar su implementación en tiempo real en una plataforma independiente.
- Obtener un desempeño similar o mayor al método de comparación.

2.1.1 DISEÑO DEL ALGORITMO

El algoritmo propuesto obtiene la frecuencia cardiaca materna y fetal removiendo las señales de interferencia que se encuentran en la señal de ECGA. El método ejecuta bloques de procesamiento de manera secuencial como se ilustra en la Figura 2.1, y el esquema completo se implementa en Matlab® (The MathWorks).

El algoritmo parte de la señal abdominal materna como entrada del sistema (A_0); ésta pasa por una etapa de filtrado digital que atenúa los componentes de frecuencia indeseados. La salida de esta etapa (A_1) representa la señal filtrada y sirve de entrada simultanea para los procesos de detección de onda R materna y de

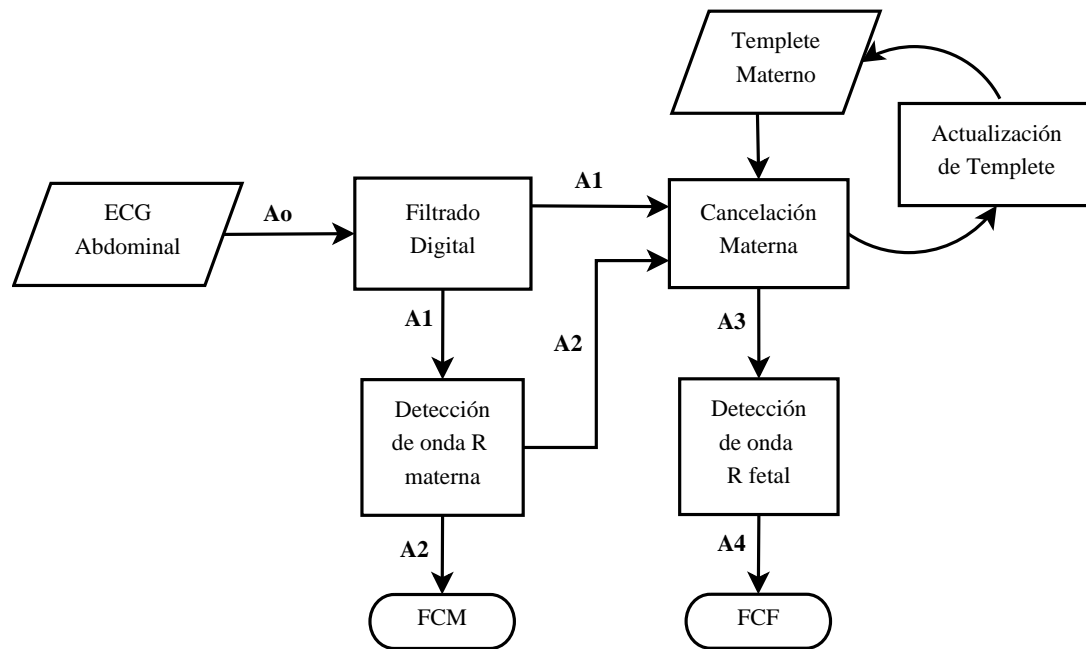


Figura 2.1: Diagrama de bloques del algoritmo propuesto.

cancelación. A_2 es la salida del proceso de detección de onda R materna. Permite determinar la frecuencia cardiaca materna y sirve como entrada a la etapa de cancelación en conjunto con A_1 . La etapa de cancelación suprime los complejos maternos presentes en la señal A_1 con base en las detecciones A_2 y utilizando un templete que se actualiza en cada detección. A_3 es la señal ya cancelada y sobre ésta se detectan las ondas R fetales, obteniendo en esta forma la frecuencia cardiaca fetal A_4 . En las siguientes secciones se describen cada uno de los procesos utilizados en este método.

FILTRADO DIGITAL

El objetivo de esta etapa es remover la mayor cantidad de información no deseada de la señal de ECGA. Principalmente se enfoca en la línea de base y el ruido de alta frecuencia. Como se explicó en la sección 1.3.2 la línea de base es un fenómeno común en registros biomédicos y es producto en su mayoría de la respiración del paciente. La componente debida a la respiración se asemeja a una sinusoidal con amplitud y frecuencia variable menor a 1 Hz en reposo y el ruido de alta frecuencia es producido principalmente por la señal de EMG abdominal.

Se diseñó en consecuencia un filtro pasa bandas de respuesta infinita al impulso (IIR) de orden 2, con frecuencias de corte entre 10 y 70 Hz. Un filtro diseñado con esta banda de paso preserva la información de las ondas R materna y fetal, y atenúa de forma eficiente el ruido de baja y alta frecuencia [32]. Se escogió un filtro IIR inicialmente por su bajo costo computacional, sin dejar de considerar aspectos que son relevantes como la respuesta no-lineal en fase y las inestabilidades que se pueden presentar en lógica de punto fijo al momento de su implementación en hardware. En

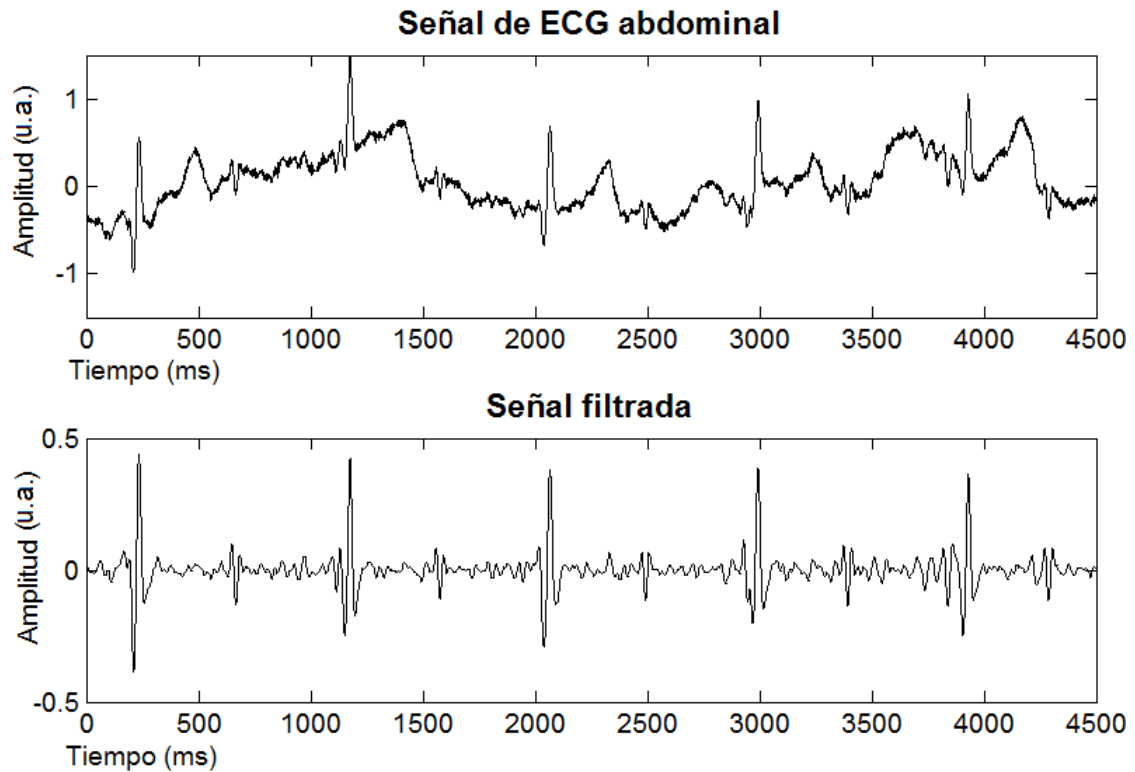


Figura 2.2: Etapa de filtrado de la señal de ECG abdominal

la Figura 2.2 se puede observar un ejemplo típico de una señal de ECGA, en la parte superior y la salida del filtro en la parte inferior.

DETECCIÓN DE ONDA R MATERNA

Esta etapa del algoritmo recibe la señal filtrada y utiliza técnicas de procesamiento de señales para diferenciar los complejos QRS e identificar el punto fiducial. Se compone de los siguientes procesos:

DETECCIÓN DEL COMPLEJO QRS: Para realizar la detección del complejo QRS se aprovechan las diferencias estadísticas entre este complejo y el resto de la señal de ECG. Gaitán y Cols. analizaron un número importante de latidos dividiéndolos en dos segmentos, un segmento correspondió al complejo QRS y el otro a la porción de la señal que va de la onda S a la onda Q siguiente (segmento SQ). Obtuvieron como resultado de su análisis que el segmento QRS tiene menor memoria ya que tiene una varianza más alta que el segmento SQ, de igual forma establecieron que los eigenvalores de ambos segmentos son diferentes [45].

Una forma de explotar estas diferencias es utilizar un filtro LMS en configuración de promediador. El objetivo es que el filtro produzca salidas estables en los segmentos SQ y se torne inestable para los segmentos QRS sirviendo como indicador

de la presencia del complejo. Para que esto se cumpla la tasa de aprendizaje μ debe ajustarse a la siguiente condición: $0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{max}}$, donde λ_{max} corresponde al mayor eigenvalor de la matriz de autocorrelación del vector de entrada.

Se diseñó un filtro con orden 21 y se estableció una tasa de aprendizaje con un valor de $\mu = 125 \times 10^{-6}$ [45]. El filtro LMS recibe como entrada el dato $u(n)$, que corresponde a la derivada de la señal previamente filtrada en el estado anterior. Se conforma un vector \mathbf{u}_n con las diez muestras previas $u(n-10)$ a $u(n-1)$, la muestra actual $u(n)$, y diez datos futuros $u(n+1)$ a $u(n+10)$. La salida del filtro $y[n]$ se define como el producto escalar entre el vector de datos \mathbf{u}_n y los coeficientes del filtro, \mathbf{W}_n (ecuación 2.1). El error $e[n]$ es igual a la diferencia entre la señal deseada $d[n]$, que en este caso es el dato actual $u(n)$, y la salida del filtro (ecuación 2.2). Finalmente en cada iteración los coeficientes son actualizados de acuerdo a la ecuación (2.3) y posteriormente normalizados de acuerdo a la ecuación (2.4).

Usando estos parámetros el filtro se desestabiliza sólo en la región del complejo QRS [45], y con el fin de utilizar este comportamiento para resaltar el complejo del resto de la señal, la salida del filtro es derivada $\dot{y}[n] = y[n] - y[n-1]$ y posteriormente se obtiene la potencia de la derivada $\dot{y}[n] = y[n]^2$.

$$y[n] = \mathbf{u}_n^T \mathbf{W}_n \quad (2.1)$$

$$e[n] = d[n] - y[n] \quad (2.2)$$

$$\mathbf{W}'_n = \mathbf{W}'_{n-1} + e_{n-1} \mathbf{u}_{n-1} \quad (2.3)$$

$$\mathbf{W}_n = \frac{\mathbf{W}'_n}{\|\mathbf{W}'_n\|} \quad (2.4)$$

DEFINICIÓN DE ZONA DE BÚSQUEDA: La segunda parte del algoritmo determina los límites de la región de búsqueda de la onda R a partir de un umbral predefinido. Cuando diez muestras consecutivas de la señal $\dot{y}[n]$ superan el umbral se ingresa a la zona de búsqueda; de manera análoga, al detectar diez muestras consecutivas por debajo del valor del umbral se determina el final de la zona.

DETECCIÓN DEL PUNTO FIDUCIAL: El punto fiducial se determina como el valor máximo absoluto de la zona de búsqueda. Al determinar el punto fiducial del primer complejo detectado se establece el “signo” de la señal, si es positivo se cataloga el registro como “señal positiva” y se busca el máximo para cada zona, en caso contrario se detecta el valor mínimo; esto con el fin de evitar que a lo largo del registro las detecciones del punto fiducial oscilen entre puntos positivos y negativos afectando de esta manera la efectividad del proceso de cancelación.

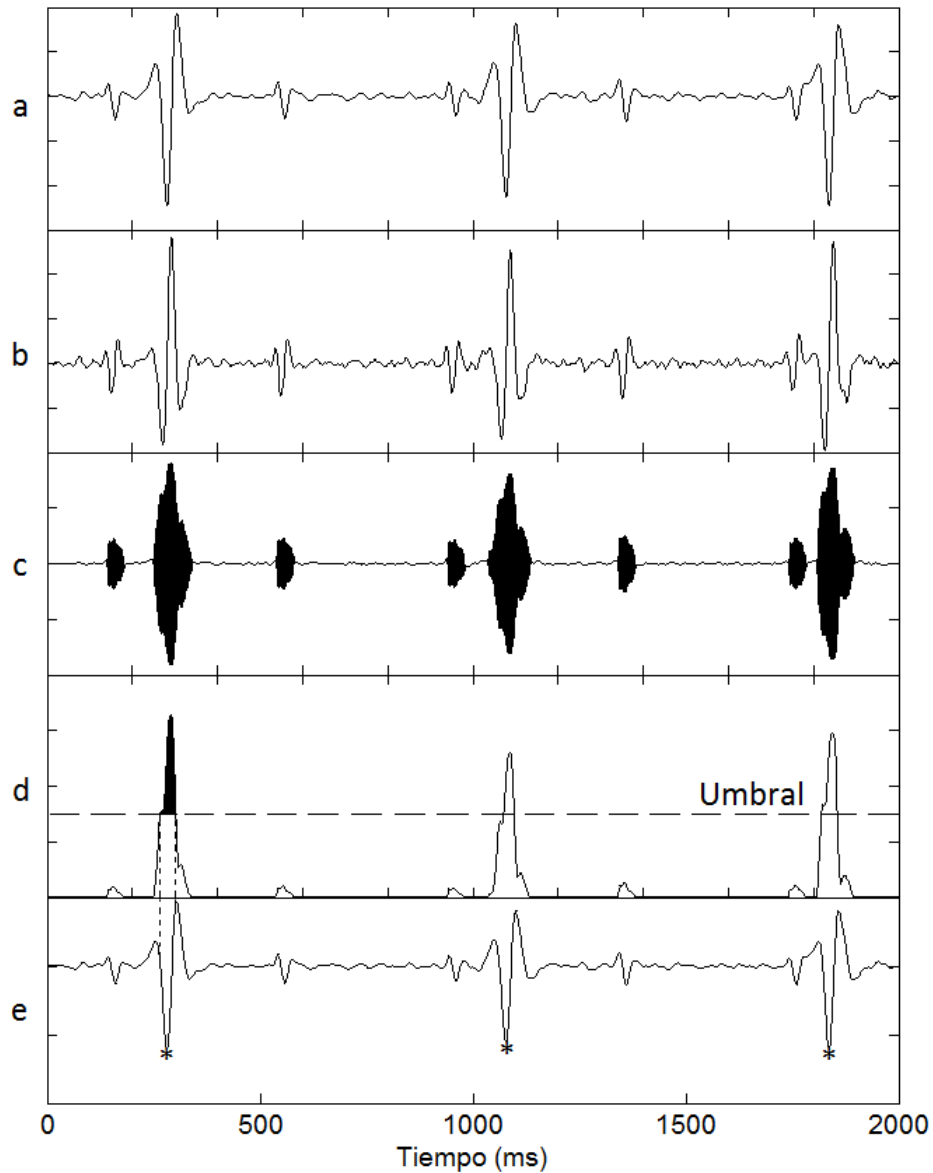


Figura 2.3: Etapa de detección de la onda R materna

En la Figura 2.3 se ilustran las señales resultantes de cada uno de los procesos de la etapa de detección de onda R materna. Partiendo de la señal filtrada (a), se obtiene su derivada (b), la derivada pasa a través del filtro LMS y se obtiene una señal (c) que es derivada nuevamente y elevada al cuadrado (d). Sobre esta última señal ya se distinguen claramente los complejos QRS maternos del resto de la señal, que prácticamente tiende a cero a excepción de las secciones donde se presentan complejos fetales. Cuando esta señal se encuentra por encima del umbral, se establece una zona de búsqueda de la onda R. En la parte (e) de la figura se muestran las detecciones resultantes sobre la señal filtrada.

TEMPLETE MATERNO

La onda P, el complejo QRS y la onda T, en condiciones normales, tienen una duración típica de 0.2 s, 0.1 s y 0.4 s respectivamente para el caso materno [46]. Se generó un templete promediando 1000 complejos maternos sin incidencia fetal centrados en el máximo de la onda R. Para esto sólo se consideraron los complejos maternos que no presentaban complejos fetales en una zona de 190 ms antes y 75 ms después de la onda R materna [23]. Inicialmente se tomó solo el complejo QRS del promedio obtenido como templete, pero tras un análisis empírico se determinó que la cancelación se realizaba de manera más eficiente al tomar como templete una sección de 0.1s antes y después del valor máximo de la onda R, como se aprecia en la Figura 2.4.

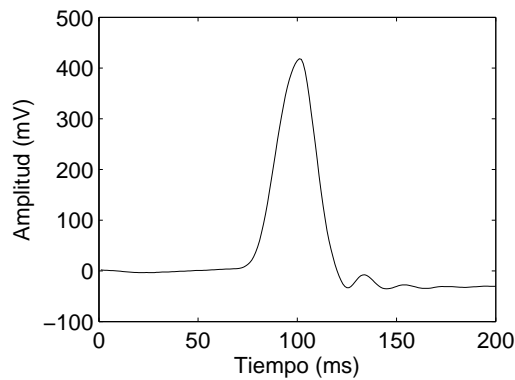


Figura 2.4: Templete materno utilizado en la cancelación

CANCELACIÓN MATERNA

Este proceso recibe tres entradas: las ubicaciones temporales de las ondas R maternas (A_2), la señal filtrada (A_1) y el templete materno previamente almacenado (Figura 2.1). Su objetivo es eliminar la mayor cantidad de información de la señal de ECG materno para obtener una señal donde se puedan procesar de forma eficiente los complejos fetales.

El proceso se inicia tras la detección del primer complejo materno \mathbf{M} . Se tiene el valor máximo de la onda R y se puede determinar si es una “señal positiva”; en tal caso el templete \mathbf{M}_T es escalado de forma que su valor máximo iguale al del complejo detectado (ecuación 2.5). Si la señal no es “positiva”, el templete se invierte y es escalado respecto al valor mínimo (ecuación 2.6).

$$\widehat{\mathbf{M}}_T = \frac{\max(\mathbf{M})}{\max(\mathbf{M}_T)} \mathbf{M}_T \quad (2.5)$$

$$\widehat{\mathbf{M}}_T = \frac{\min(\mathbf{M})}{\min(-\mathbf{M}_T)} (-\mathbf{M}_T) \quad (2.6)$$

Teniendo el templete escalado $\widehat{\mathbf{M}}_{\mathbf{T}}$, éste se subtrae punto a punto del complejo detectado centrado en su máximo (ecuación 2.7). Como mecanismo de control se estableció el error $e_{\mathbf{S}}$ como la varianza del segmento resultante de la substracción (ecuación 2.8). Si el error disminuye, implica una mejora en el proceso de cancelación y que el complejo detectado no presenta interferencias de ningún tipo. Por lo tanto, la actualización del templete $\widehat{\mathbf{M}}_{\mathbf{T}(k+1)}$ se realiza otorgándole un peso w_T más alto al complejo materno que al templete actual (ecuación 2.9).

$$\mathbf{S} = \mathbf{M} - \widehat{\mathbf{M}}_{\mathbf{T}} \quad (2.7)$$

$$e_{\mathbf{S}} = \text{Var}(\mathbf{S}) \quad (2.8)$$

$$\widehat{\mathbf{M}}_{\mathbf{T}(k+1)} = (w_T)\widehat{\mathbf{M}}_{\mathbf{T}(k)} + (1 - w_T)\mathbf{M}_{(k)} \quad (2.9)$$

En estas ecuaciones, k corresponde a la detección actual y la variación del peso w_T se evaluó por tres métodos diferentes. Se propusieron tres esquemas de evaluación de w_T , en el primero a los dos templetos se les asignó el mismo peso ($w_T = 0.5$) (“promedio”), en el segundo se les asignaron pesos fijos que variaban de acuerdo al error (“ponderado”), y un tercero donde el peso se modificó de forma inversamente proporcional al error. Para las tres opciones se midió el error promedio de cancelación (entendido como la varianza del segmento resultante de la cancelación) en 3000 complejos y 10 señales diferentes, los resultados se ilustran en la Tabla 2.1.

Tipo de cancelación			
	Promedio	Ponderado	Proporcional
error promedio	0.118	0.114	0.128

Tabla 2.1: Error promedio en los diferentes tipos de cancelación

De los resultados obtenidos se determinó empíricamente que los pesos debían ser “ponderados”, y debían variar de acuerdo a la siguientes condiciones:

$$w_T = \begin{cases} 0.75 & \text{si } e_{\mathbf{S}}(k) > e_{\mathbf{S}}(k-1) \\ 0.25 & \text{si } e_{\mathbf{S}}(k) \leq e_{\mathbf{S}}(k-1) \end{cases}$$

Aunque los resultados obtenidos en el error eran similares, el promedio ponderado resultó ser el más bajo. Se analizó la curva del error para las diez señales encontrando que a partir del quinto complejo cancelado el error se acercaba al promedio (Figura 2.5). Ésto se corroboró al realizar un análisis visual de las señales canceladas; en la Figura 2.6 se aprecia en la línea sólida la señal resultante, mientras que la línea punteada muestra cada uno de los seis primeros complejos maternos cancelados. Podemos ver como va disminuyendo el error producto del complejo materno sobre la señal cancelada, hasta que, a partir del quinto complejo cancelado ($C5$) ya se hace mínimo.

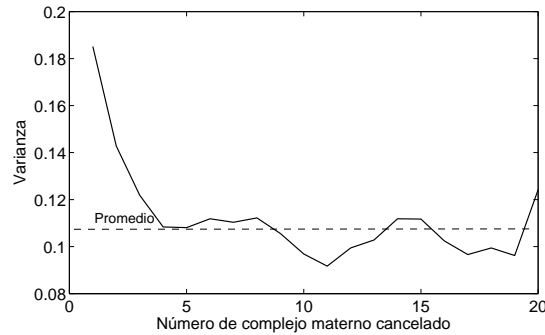


Figura 2.5: Error de cancelación

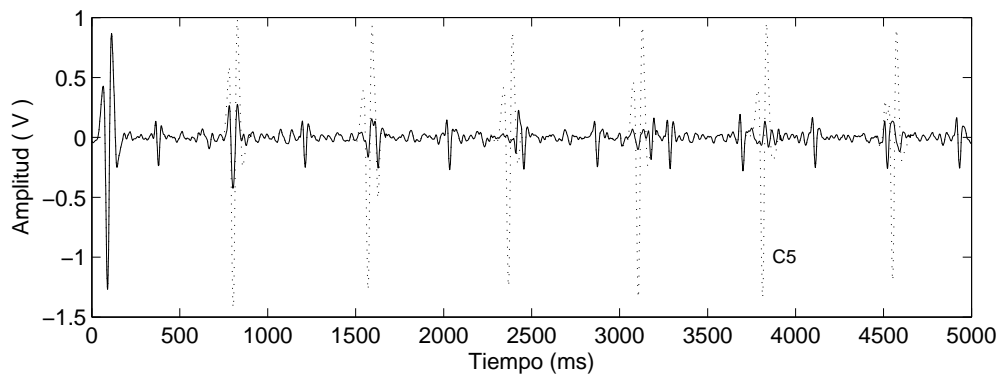


Figura 2.6: Progreso de la cancelación

DETECCIÓN DE ONDA R FETAL

Para realizar la detección de los complejos fetales se aplicaron los mismos procesos que para el caso materno, salvo por las siguientes consideraciones. La señal cancelada fue escalada respecto al valor máximo absoluto encontrado en un intervalo de un segundo alrededor del quinto complejo materno cancelado: $ECGF_e = ECGF_{\max(ECGF_5)} \frac{2^8}{\max(ECGF_5)}$, ya que como vimos anteriormente el proceso de cancelación se estabiliza después de la cuarta cancelación. A partir de este punto se escogieron las 5 detecciones siguientes que se encontraban en un rango de frecuencias de 2 a 2.7 Hz, que son los valores establecidos para casos sanos [47]. Con esto se pudo obtener el promedio del periodo cardiaco fetal y en caso de presentarse detecciones dudosas o múltiples, el algoritmo podía basarse en el periodo promedio para escoger la más adecuada.

El escalamiento se realiza debido a que la amplitud de la señal de salida del filtro LMS es mucho más pequeña que en el caso materno, en consecuencia debe ajustarse la amplitud del umbral fetal para determinar el inicio y final de las zonas de búsqueda del complejo. En la Figura 2.7 se muestra un ejemplo de las señales resultantes de este proceso. La sección (a) de la figura muestra la señal ya cancelada en línea sólida y los complejos maternos suprimidos en línea punteada; en la parte

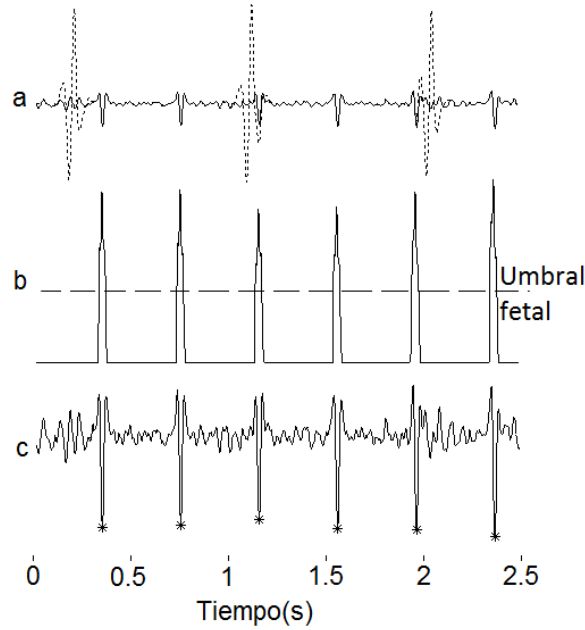


Figura 2.7: Ejemplo de señales en la etapa de detección fetal. La sección (a) de la figura muestra la señal ya cancelada en línea sólida y los complejos maternos suprimidos en línea punteada; en la parte (b) de la figura se muestra el cuadrado de la derivada de la salida del filtro LMS con las zonas de búsqueda determinadas por el umbral fetal, y en la parte (c) se muestran las detecciones fetales.

(b) de la figura se muestra el cuadrado de la derivada de la salida del filtro LMS con las zonas de búsqueda determinadas por el umbral fetal, y en la parte (c) se muestran las detecciones fetales.

PARÁMETROS DE INICIALIZACIÓN

En el algoritmo, el primer proceso que se realiza sobre la señal de ECGA entrante es una normalización. Ésto es importante porque la respuesta del filtro LMS depende directamente de la amplitud y ésta varía de registro a registro. Amplitudes muy distintas en la salida del filtro LMS no permitirían que se pudieran establecer de manera correcta umbrales fijos y es por esto que la señal debió ser escalada. El escalamiento se realizó respecto al máximo absoluto de los dos primeros segundos de la señal de ECGA ($ECGA_{2seg}$) de la siguiente manera: $ECGA_e = ECGA \frac{2^8}{\max(ECGA_{2seg})}$.

Con señales de amplitudes similares, los umbrales se definieron empíricamente y su valor se determinó en 150 para el caso materno y en 180 para el caso fetal. Si bien el umbral materno debería ser mayor al fetal, la señal fetal es escalada en una segunda ocasión como se explicó en la sección anterior y en consecuencia el umbral fetal es mayor. El umbral materno es un parámetro crítico en los casos de señales fetales con una SNR muy alta, ya que los complejos fetales pueden comenzar a confundirse con los maternos. En la Figura 2.8 podemos apreciar claramente como este tipo de señales

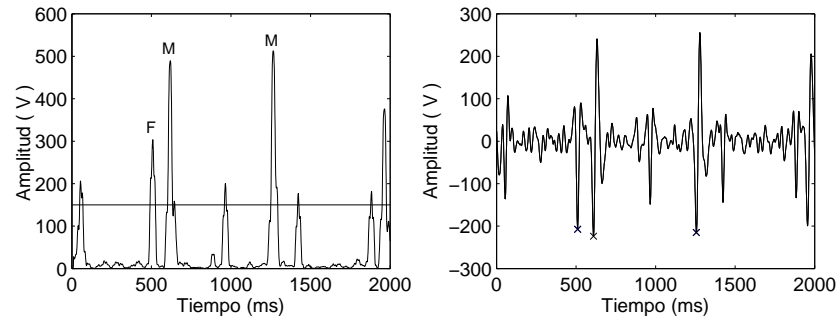


Figura 2.8: Fallas en la detección materna por alto SNR fetal

con alto SNR fetal puede generar falsos positivos en las detecciones maternas. En la parte izquierda de la figura se identifican con la letra *M* los complejos maternos que sobrepasaron el umbral y con la *F* los fetales; se aprecia el resultado de la detección en la figura de la derecha. Podemos ver que sin considerar otros parámetros, el algoritmo generaría muchos falsos positivos producto de la incorrecta detección de complejos fetales como maternos.

Con el fin de sobrellevar errores de este tipo, se propuso que el algoritmo generara una primera detección de complejos maternos y que ésta fuera avalada por un usuario. De esta forma se puede observar en una gráfica de dos segundos las primeras detecciones materna; si éstas no son correctas, el algoritmo sigue calculando las detecciones de los 2 segundos siguientes y las grafica hasta que se obtenga el resultado esperado (Figura 2.9). Al tener al menos dos detecciones correctas consecutivas confirmadas visualmente, se puede tener el periodo actual de la señal y por tanto establecer éste como un criterio más al momento de determinar una zona de búsqueda.

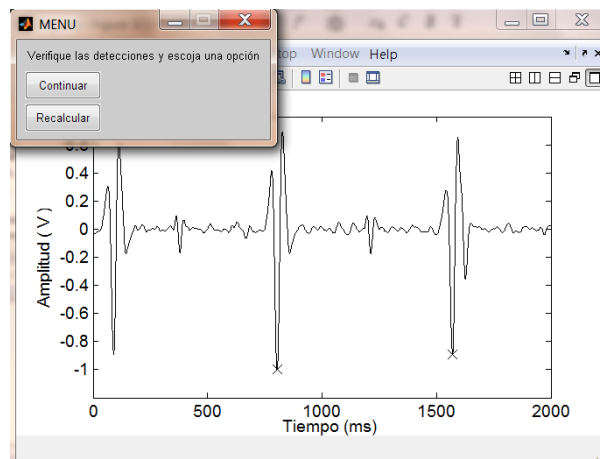


Figura 2.9: Consulta al usuario para las detecciones maternas

Debido a que el algoritmo se basa en procesos secuenciales es importante garantizar la mayor efectividad posible al momento de detectar los complejos maternos,

ya que las fallas en esta etapa degeneran en cancelaciones incorrectas y por lo tanto, en tasas de detecciones fetales bajas.

2.1.2 MÉTODO DE COMPARACIÓN

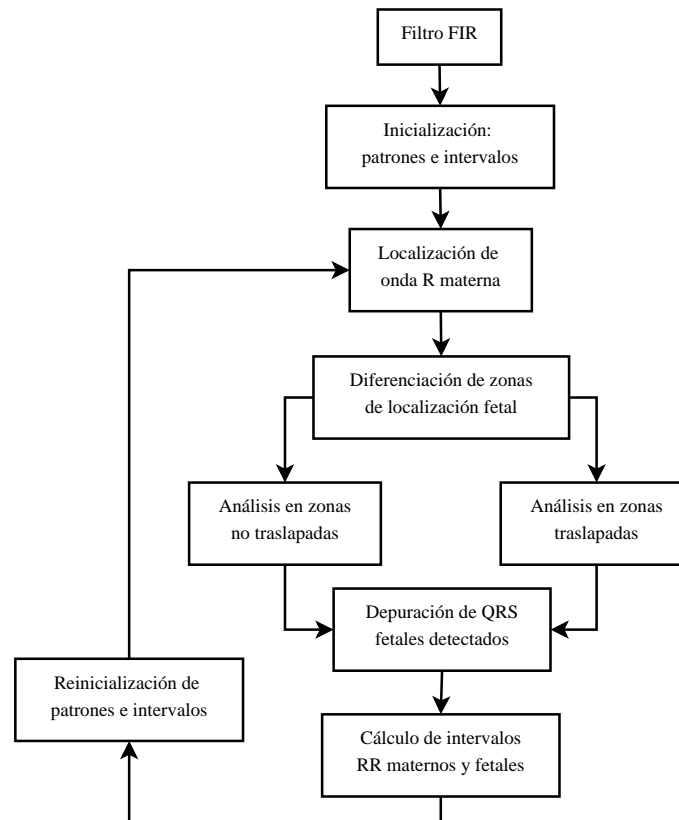


Figura 2.10: Diagrama general del método de comparación

Este método fue desarrollado en una investigación conjunta del centro de investigación Materno infantil del Grupo de Estudios al Nacimiento y la Universidad Autónoma Metropolitana campus Iztapalapa (UAM-I), se denomina (SIVARMI - VARMIPUS) y permite separar las señales del ECG materno y fetal obteniendo ambos cardiogramas. Con este método se evaluarán todas las señales y sus resultados se compararán con los obtenidos por el método propuesto para evaluar de esta forma la efectividad de este último. El diagrama general del método de comparación se ilustra en la Figura 2.10. Inicia con una etapa de filtrado cuyo objetivo es eliminar la línea de base del registro abdominal para permitir una identificación más eficiente de los complejos maternos y fetales. La segunda etapa requiere la intervención de un usuario entrenado, quien debe determinar de manera visual los sitios de ocurrencia de los complejos. En este método, el usuario debe señalar manualmente cuatro zonas de la señal que se le muestra, donde se encuentren de manera alternada y sin traslapar dos complejos maternos y dos fetales. A partir de estos complejos se obtienen patrones morfológicos como la amplitud y duración, y temporales como el

periodo materno y fetal. La siguiente etapa consiste en la localización de las ondas R maternas utilizando el periodo materno inicial y un radio de búsqueda alrededor de éste, en este intervalo de búsqueda se identifica la onda R como el punto de mayor correlación con el patrón predefinido. En la cuarta etapa el algoritmo divide la señal en zonas traslapadas y no traslapadas. Las zonas traslapadas corresponden a las ubicaciones de los complejos maternos detectados; en estas zonas la diferencia radica en que el algoritmo realiza una substracción del patrón materno de la señal de ECGA. En adelante el tratamiento es similar en ambos tipos de zonas, la señal es filtrada nuevamente y elevada al cuadrado con el fin de realzar los complejos fetales. Posteriormente se aplica un filtro de correlación utilizando el patrón fetal para determinar los puntos con mayor correlación y se utiliza como criterio de validación de las detecciones el periodo fetal que se determinó inicialmente, estableciendo como detecciones correctas las que se encuentren más cercanas a este periodo. Finalmente, los patrones maternos y fetales así como los periodos son actualizados con cada nueva detección [21].

2.1.3 CONJUNTO DE DATOS DE PRUEBA

Se utilizó una base de datos para determinar los templates y realizar pruebas preliminares del desempeño del algoritmo; ésta provino del banco de señales de PHYSIONET [48]. La base contiene una serie de 55 registros multicanales de un solo sujeto entre las semanas 21 y 40 de gestación. Las señales fueron adquiridas utilizando el amplificador g.BSamp® Biosignal Amplifier, variando las posiciones de los electrodos para mejorar la relación señal a ruido, y los registros tienen las siguientes características: 2 señales torácicas, 3 ó 4 señales abdominales, un filtro de Notch a 50 Hz, ancho de banda de 0.01Hz-100Hz, una frecuencia de muestreo de 1kHz y una resolución de 16 bits.

La base de datos de validación del algoritmo provino del Laboratorio de Fisiología Humana de la Universidad Autónoma Metropolitana y los registros abdominales fueron adquiridos en el servicio de consulta externa del Hospital del Perpetuo Socorro del Centro de Investigación Materno Infantil del Grupo de Estudios al Nacimiento (CIMI-Gen). La base de datos consta de 65 sujetos quienes aceptaron voluntariamente participar en los estudios y a quienes se les tomaron de 2 a 4 registros en diferentes posiciones con una duración de 3 a 5 minutos (normalmente 5 minutos). Esta base de datos fue dividida de acuerdo a las semanas de gestación de la siguiente forma: 18-22, 23-27, 28-32, 33-37 y mayor de 38. De estos grupos se seleccionaron 5 registros de manera aleatoria para un total de 25 registros con los que se realizó la validación del algoritmo.

El registro de estas señales se hizo por medio de tres electrodos de Ag/AgCl fijos en una superficie con gel electrolítico, en una configuración bipolar y a una distancia y posición variables para obtener la mejor SNR fetal. Las señales se verificaban visualmente por medio del software AcqKnowledge® versión 3.8.1 para Windows® y fueron adquiridas con el equipo MP150 de BIOPAC© en conjunto con el módulo

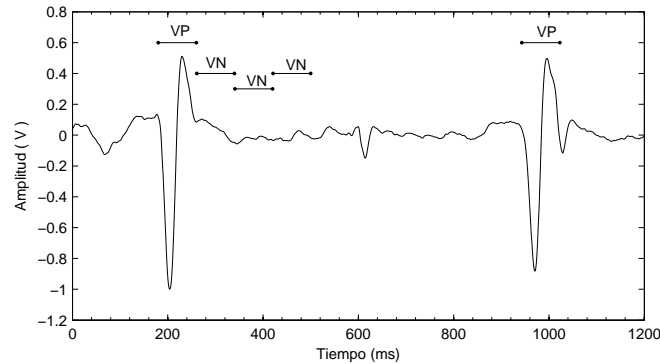


Figura 2.11: Parámetros para la evaluación del desempeño

de electrocardiografía ECG100 a una frecuencia de muestreo de 500Hz y con una resolución de 16 bits. Estos registros fueron analizados por un experto, quien localizó y verificó manualmente los complejos maternos y fetales de cada señal.

2.1.4 CRITERIOS DE EVALUACIÓN

Para realizar la evaluación del desempeño de los algoritmos, se compararon las detecciones obtenidas por el método propuesto y por el de referencia con las suministradas por el experto. Dado que la definición del punto fiducial difiere en los dos métodos (el propuesto utiliza máximos de la señal y el de referencia el máximo de la correlación), se utilizó un criterio de unificación donde se consideró una detección correcta si esta se encontraba en un intervalo de 40ms alrededor de la detección del experto para el caso materno y 30ms en el caso fetal. Ésto debido a que 80ms es la duración mínima promedio del complejo QRS materno [46] y 60ms garantizan todo el rango del complejo QRS (28.7ms a 53ms) para el caso fetal según lo reportado por Symonds y cols. [2].

Como medida del desempeño se utilizó la sensibilidad; para esto, la señal fue dividida en segmentos de 80ms y 60ms para la evaluación materna y fetal respectivamente. En la Figura 2.11 se muestra un ejemplo de la forma en que se dividió por segmentos la señal para el caso materno. Los segmentos llamados VP en la gráfica miden 80ms y en caso de que una detección materna se encuentre en este segmento se toma como un verdadero positivo. De manera análoga, los segmentos VN miden también 80ms y un grupo de estos corresponden a las secciones entre complejos, si en estos segmentos no hay detecciones se consideran verdaderos negativos. Según esta convención, al no presentarse una detección donde debería estar, es decir en la zona de complejos (VP), consideraremos un falso negativo (FN) y de presentarse una detección en las zonas VN se consideraría un falso positivo (FP). La sensibilidad se obtiene de acuerdo a la ecuación 2.10, donde TPR corresponde a la tasa de

verdaderos positivos (sensibilidad):

$$TPR = \frac{VP}{VP + FN} \quad (2.10)$$

Como medida de concordancia entre los métodos evaluados y el experto se utilizó el índice kappa (κ), propuesto por Cohen en 1960. El índice está definido por la ecuación 2.11, donde P_0 representa la proporción de acuerdos observados y P_e la proporción de acuerdos esperados en la hipótesis de independencia entre los observadores, es decir de acuerdos por azar [49].

$$\kappa = \frac{P_0 - P_e}{1 - P_e} \quad (2.11)$$

Posteriormente Landis y Koch propusieron la siguiente escala de valoración, utilizada ampliamente y con la que se realiza la evaluación de los algoritmos [50].

κ	Grado de acuerdo
< 0.0	Sin acuerdo
0.0 - 0.2	Insignificante
0.21 - 0.4	Discreto
0.41 - 0.6	Moderado
0.61 - 0.8	Sustancial
0.81 - 1	Casi perfecto

Tabla 2.2: Escala de valoración del acuerdo con el índice kappa

También se analizó si existían diferencias estadísticas en las tasas de detecciones debido a los métodos y a las semanas de gestación de los registros, utilizando un análisis de varianza para muestras repetidas con un nivel de significancia estadística de 0.05.

El desempeño del algoritmo también fue analizado en función de la relación señal a ruido del ECG. Para la SNR materna, se consideró como señal el ECGM y como ruido el ECGF en conjunto con la línea de base (ecuación 2.12) [51]. Para el caso fetal la relación señal a ruido se determinó de acuerdo a la ecuación 2.13. En el caso materno sólo se consideraron para la sumatoria los complejos donde no había interferencia de los complejos fetales, y para la SNR fetal de igual forma sólo se consideraron los complejos fetales sin interferencia, y como ruido el máximo valor pico a pico de la sección de señal siguiente al complejo fetal.

$$SNR_M = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{i=1}^n |MECG|^2}{\sum_{i=1}^n |FECC|^2 + |Ruido|^2} \right] \quad (2.12)$$

$$SNR_F = 10 \log_{10} \left[\frac{\sum_{i=1}^n |FECC|^2}{|Ruido|^2} \right] \quad (2.13)$$

Finalmente, se analizaron las tasas de detección respecto a la incidencia temporal de los complejos fetales con los maternos. La zona de incidencia se definió como 195 ms antes y 75 ms después de la onda R materna [23]. En un estudio realizado por Matonia y Cols. sobre la incidencia temporal entre complejos maternos y fetales, definen clases de acuerdo al porcentaje de superposición entre complejos; coincidiendo el intervalo propuesto en esta metodología de evaluación con la “clase C=100” [27]. Matonia y Cols. definieron el coeficiente de coincidencia CF como la evaluación cuantitativa del porcentaje de complejos QRS fetales que se preservan durante todas las coincidencias de una señal y se define por la ecuación 2.14. Donde la clase (C) representa el porcentaje de complejo QRS fetal que queda por fuera de la zona de coincidencia (25, 50, 75, 100%), N el número de todos los complejos fetales de la señal, CR toma el valor de uno si el porcentaje que sobresale del complejo es mayor o igual a la clase y cero en otro caso. De esta forma, para la clase C=100 sólo se consideran los complejos fetales “puros”, es decir, que están totalmente fuera de la zona de coincidencia.

$$CF(C) = \frac{\sum_{i=1}^N CR(i)}{N} \cdot 100 \quad (2.14)$$

Es importante mencionar que debido a que tanto el método de referencia como el experto realizan las detecciones sobre señales remuestreadas a 1 kHz, fue necesario remuestrear las señales de evaluación a dicha frecuencia para poder analizar el desempeño del método propuesto. En este caso todos los parámetros del algoritmo se conservaron a excepción del valor de μ que se modificó a $\mu = 125 \times 10^{-3}$.

2.2 PLATAFORMA DE HARDWARE

Al pasar la etapa de validación del algoritmo propuesto cumpliendo con los criterios de desempeño e implementación, el paso siguiente consistió en desarrollar una plataforma de hardware independiente que tenía como objetivos adquirir señales de ECGA, procesarlas para obtener las detecciones y almacenar la información. Esta plataforma debía cumplir los siguientes criterios de diseño:

- Permitir la adquisición y el acondicionamiento de señales de ECG abdominal.
- Ejecutar el algoritmo propuesto en tiempo real.
- Obtener información sobre FC materna y fetal en tiempo real.
- Almacenar la señal de ECG abdominal adquirida y las detecciones temporales de los complejos maternos y fetales.

2.2.1 DISEÑO DE LA PLATAFORMA

El diseño está dividido en tres etapas principales llamadas acondicionamiento, procesamiento y almacenamiento. En la Figura 2.12 se muestran de forma general los bloques que componen el sistema y en las siguientes secciones se explica en detalle cada una éstas, cubriendo especificaciones de diseño, implementación y desempeño.

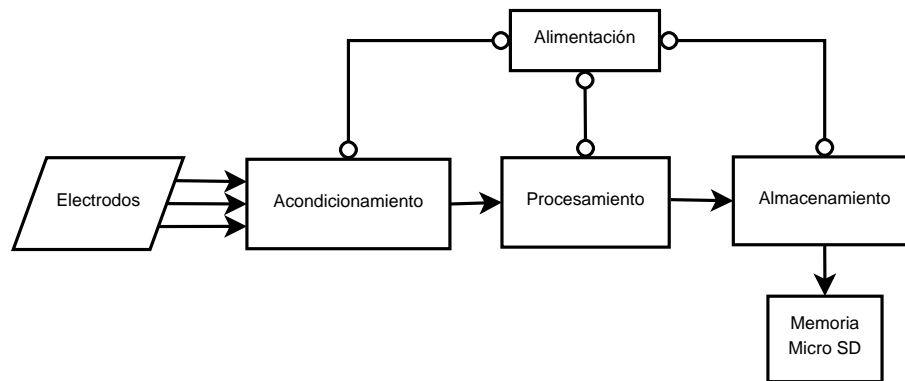


Figura 2.12: Diagrama de bloques general de la plataforma

ETAPA DE ACONDICIONAMIENTO

En la etapa de acondicionamiento se reciben las señales que provienen de los electrodos y se les brinda un tratamiento de amplificación y filtrado para poder obtener una señal que pueda manejar de forma eficiente el convertidor analógico digital (CAD) en la siguiente etapa. En señales electrocardiográficas, un potencial eléctrico típico va de 0.5 a 1.5 mV con un ancho de banda entre 0.05 y 100 Hz. Esta señal está superpuesta sobre un alto potencial, en su mayoría producto del offset de los electrodos. Para que la señal adquirida sea representativa y pueda ser tratada de manera eficiente en un procesador de señales se debe amplificar al menos por un factor de 1000, por esto es importante realizar un tratamiento correcto de los potenciales indeseados para que no saturen el sistema. Otro factor relevante del diseño es que debe estar orientado a un dispositivo portátil, por lo tanto es importante que la alimentación de los dispositivos utilizados se pueda realizar a través de una fuente simple, y finalmente tener en cuenta el consumo de corriente de todos los dispositivos del diseño. En resumen el dispositivo debe cumplir con los siguientes criterios ¹.

- La alimentación debe suministrarse a partir de una fuente portátil sencilla de 0 a 5V.

¹Es importante aclarar que el diseño inicialmente cumple con criterios de acondicionamiento para señales de ECG a partir de 0.5mV; Sin embargo, como se mencionó en la sección 1.3.2, la señal de ECGF se ha reportado a partir de los 10 μ V, por lo que se deberían incluir variantes en el diseño para amplificar de forma eficiente señales de esta magnitud.

- La señal debe estar sobre un voltaje de referencia de 2.5V.
- La ganancia total del sistema debe ser de 1000.
- Respetar el ancho de banda de la señal de ECG.
- Cumplir con estándares de seguridad para equipos médicos.
- El consumo de corriente debe ser bajo y especificado en términos de tiempo de vida útil de la fuente.

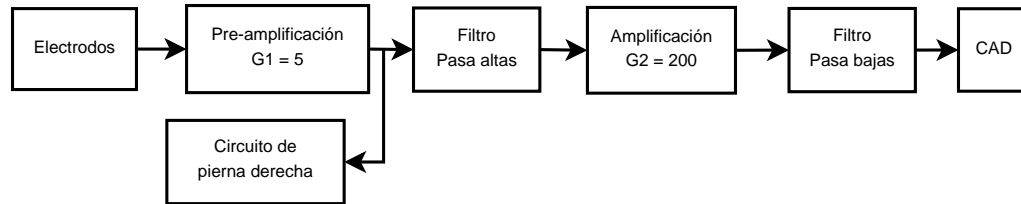


Figura 2.13: Etapa de acondicionamiento

La Figura 2.13 ilustra el diagrama general de la etapa de acondicionamiento. El primer módulo es la etapa de pre-amplificación, donde se utiliza un amplificador de instrumentación y se realiza una primera etapa de filtrado a través de un filtro pasa altas; posteriormente se pasa a una etapa de amplificación donde se implementa un filtro activo pasa bajas; después de esta etapa la señal ya está acondicionada para entrar a uno de los puertos del CAD.

PRE-AMPLIFICACIÓN: Esta etapa lleva a cabo la amplificación inicial del ECG. La etapa debe presentar una alta impedancia de entrada y una alta relación de rechazo en modo común (CMRR). Por estas condiciones se escogió el amplificador de instrumentación INA326 que brinda un gran desempeño a bajo costo. Éste funciona a partir de una fuente sencilla (5V) y presenta errores pequeños de DC y rangos de entradas de modo común extendidos, siendo excelente para aplicaciones de alta precisión. Presenta una CMRR típica de 114db, buena estabilidad térmica en rango de -40°C a 85°C , una figura de ruido de $33\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ y un encapsulado pequeño tipo *MSOP – 8* ($3\text{mm} \times 5\text{mm}$). $U1$ representa en el esquemático al INA326 (Figura 2.14); la ganancia de la etapa fue ajustada en ($G1 = 5$), a través de las resistencias R_1 , R_2 y R_8 por medio de la ecuación 2.15:

$$G_1 = \frac{2(R_8)}{R_1 + R_2} = \frac{2(200\text{k}\Omega)}{40\text{k}\Omega + 40\text{k}\Omega} = 5 \quad (2.15)$$

El condensador de 750pF que está en paralelo a la resistencia R_8 cancela el ruido de la resistencia [52]. Al colocar el filtro pasa bajas del circuito U4 en el lazo de realimentación del amplificador de instrumentación, la función de transferencia del amplificador diferencial asume características de filtro pasa altas con la siguiente ecuación:

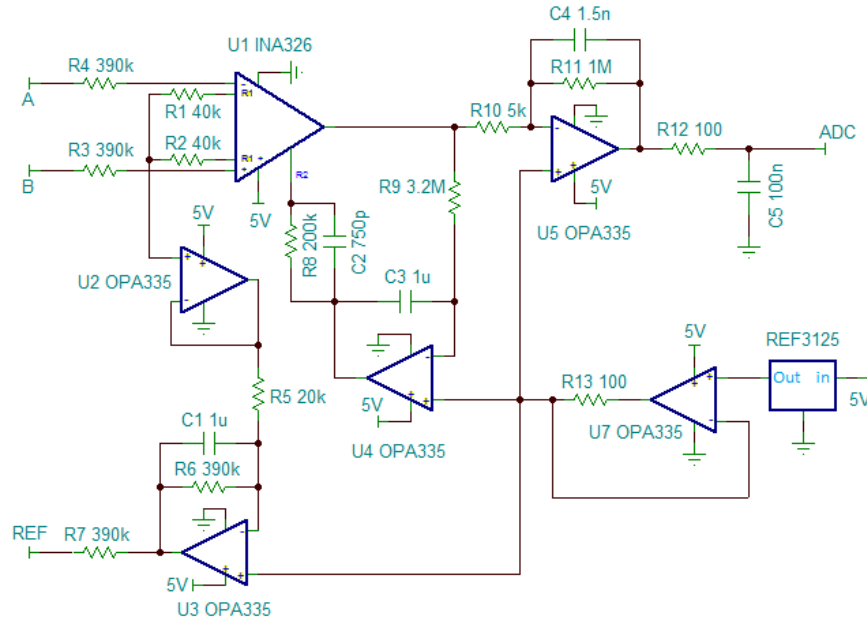


Figura 2.14: Front end analógico

$f_0 = \frac{1}{2\pi R_9 C_3}$ [53]. Por lo tanto, la frecuencia de corte del integrador U4(OPA335) se determina por medio de la ecuación 2.16:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(3.2M\Omega)(1\mu F)} = 0.05Hz \quad (2.16)$$

La simulación del diseño se realizó con el software TINA-TI™. Ésta es una aplicación que provee Texas Instruments para la simulación de diseños basados en sus dispositivos y que tiene como ventaja la gran cantidad de modelos disponibles para simulación. En la Figura 2.15 podemos ver la salida de esta etapa cuando se estimula con una entrada sinusoidal diferencial de 1mV más una entrada en modo común de 100mV, obteniendo una señal de salida invertida de aproximadamente 5mV que no sufre distorsión por la señal en modo común. También se puede apreciar (parte derecha de la figura) la respuesta de esta etapa en un rango de frecuencias de 0.001 Hz a 10kHz, comportándose como filtro pasa altas con la frecuencia de corte esperada de 0.05Hz a -3dB y con un comportamiento de filtro pasa bajas en una frecuencia aproximada de 10kHz que se encuentra acorde al diseño.

AMPLIFICACIÓN: En esta etapa, la señal de ECG se amplifica a un nivel apropiado para que pueda ser adquirida por el CAD. Se incorpora un filtro pasa bajas y un umbral de DC de 2.5V sobre el que estará la señal amplificada. Se utilizó el amplificador de precisión OPA335 que aplica técnicas de “auto-cero” para proveer simultáneamente un bajo umbral de desplazamiento ($5\mu V$ máximo) y un control cercano a cero en el tiempo y por variaciones de temperatura. Ofrece una alta impedan-

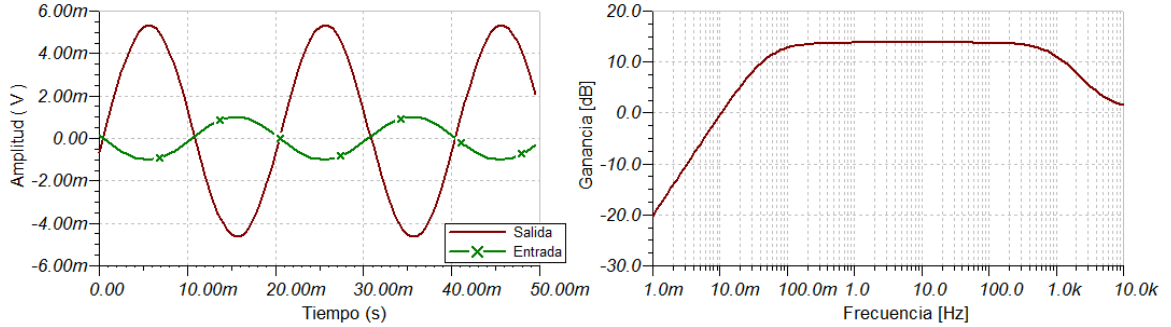


Figura 2.15: Respuesta de la etapa de pre-amplificación

cia de entrada y se puede alimentar por medio de una fuente sencilla o dual, además de presentar un bajo consumo ($570\mu A$ para un encapsulado con 2 amplificadores) y encapsulado pequeño tipo *MSOP* – 8 ($3mm \times 5mm$)[54]. Esta etapa corresponde al operacional U5 en la Figura 2.14, se fija la ganancia ($G_2 = 200$) a través de las resistencias R_{10} y R_{11} según la ecuación 2.17, y la frecuencia de corte del filtro pasa bajas por medio de la ecuación 2.18.

$$G_2 = \frac{R_{11}}{R_{10}} = \frac{1M\Omega}{5k\Omega} = 200 \quad (2.17)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(1M\Omega)(1.5nF)} = 106Hz \quad (2.18)$$

El umbral de voltaje de 2.5V se fija a través del circuito de referencia de voltaje REF3125, que es un dispositivo de alta precisión, bajo consumo ($100\mu A$) y pequeño encapsulado (SOT23-3), ideal para aplicaciones portables alimentadas con baterías [55]. Este circuito es complementado por medio del operacional U7-OPA335 que amplía el rango de corrientes para la referencia de voltaje (Figura 2.14). En la Figura 2.16 se puede observar la respuesta de esta etapa utilizando como señal de estimulación la entrada pre-amplificada, que como establecimos en la sección anterior tiene una amplitud de 5mV. Ésta es amplificada por un factor de 200 obteniendo una señal de 1V que se encuentra sobre un voltaje CD de 2.5V tal como se aprecia en la parte izquierda de la figura. En la parte derecha podemos ver la respuesta en frecuencia de todas las secciones juntas (pre-amplificación + amplificación) comportándose como un filtro pasa bandas de 0.05Hz a 100Hz aproximadamente.

CIRCUITO DE PIERNA DERECHA: El acople de aislamiento de impedancia de la pierna derecha tiene dos objetivos: El primero es colocar el punto de referencia en una tierra activa aislada de la tierra eléctrica del circuito, con el propósito de suministrar seguridad eléctrica al paciente. El segundo es atenuar el voltaje de modo común que afecta los terminales de entrada del amplificador de instrumentación INA326. Para rechazar el ruido de 60Hz el voltaje de entrada de modo común es realimentado por medio de los amplificadores U2 y U3 (Figura 2.14) a la zona de

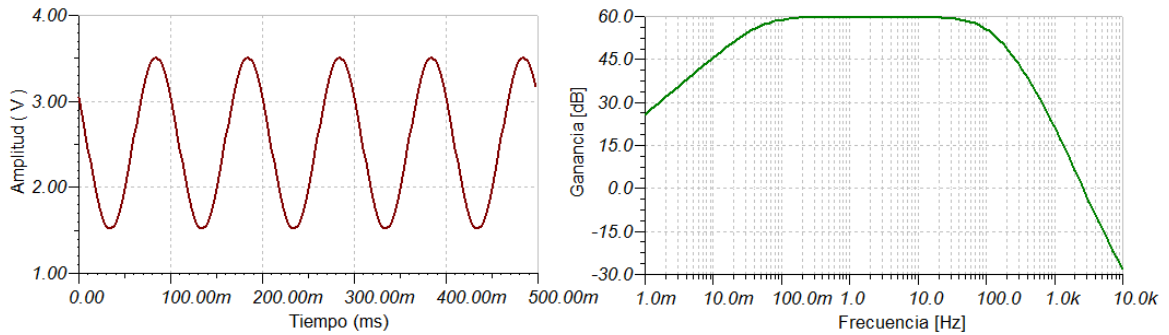


Figura 2.16: Respuesta de la etapa de amplificación

referencia del paciente. Esta implementación requiere sólo unos pocos microamperios de corriente para mejorar significativamente el rechazo en modo común, cumpliendo de esta forma con el estándar UL544 que regula la seguridad eléctrica para equipos médicos en Estados Unidos [56].

ETAPA DE PROCESAMIENTO

Esta etapa se basa en el dsPIC30F6014A de Microchip® y se cubren todos los procesos que se llevan a cabo en este controlador digital de señales (DSC). Este dispositivo fue elegido con base en su arquitectura, ya que presenta características conjuntas de microcontrolador y de procesador digital de señales. De igual forma las herramientas disponibles y la experiencia en plataformas de Microchip® permitieron la reducción del tiempo de diseño.

Un DSC es un circuito integrado que une la potencia y recursos de los microcontroladores (MCU) de 16 bits con las prestaciones más interesantes de los procesadores digitales de señales (DSP). Estos dispositivos se caracterizan por alcanzar un rendimiento de hasta 40 millones de instrucciones por segundo (MIPS) e incorporar numerosos recursos de hardware, apoyándose en herramientas de desarrollo fáciles de manejar y manteniendo la compatibilidad entre diferentes modelos [57]. Una descripción detallada de las especificaciones de los dsPIC se desarrolla en el apéndice A.1 y en la presente sección se describirán los diferentes procesos que lleva a cabo el dispositivo en la plataforma.

En la Figura 2.17 se pueden apreciar los bloques principales que conforman esta etapa. Se comienza con la recepción de la señal analógica de ECG ya acondicionada, esta es convertida a una señal digital por medio del CAD. Esta señal es procesada en tiempo real por medio del algoritmo desarrollado para obtener las detecciones temporales de los complejos maternos y fetales, y todos estos procesos están regulados por un bloque de control, encargado de administrar los tiempos e interacciones entre todos los procesos.

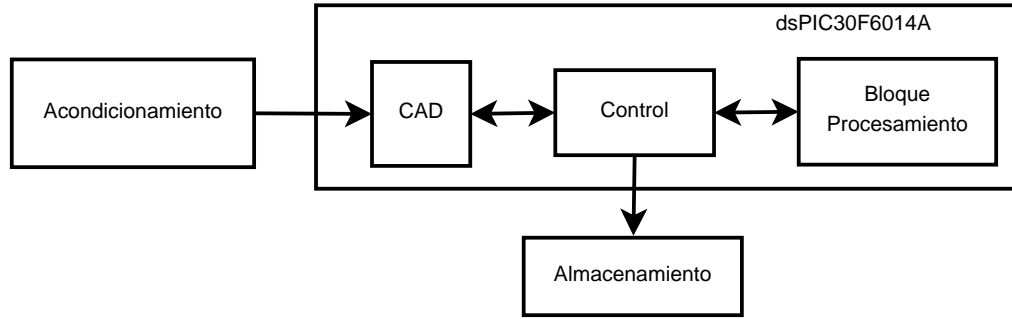


Figura 2.17: Diagrama general de la etapa de procesamiento

CONVERSIÓN ANALÓGICA DIGITAL: El objetivo de esta etapa es tomar las muestras provenientes de los electrodos y convertirlas a un formato digital de 12 bits con una frecuencia de muestreo de 500Hz, utilizando para esto dos módulos del dsPIC que son el Timer3 y el CAD. El Timer3 puede funcionar como un generador de eventos externo para iniciar la etapa de conversión en el CAD. Las especificaciones de los temporizadores del dsPIC se explican detalladamente en el apéndice A.4. El Timer3 debe ser ajustado para que genere una conversión cada 0.002 ms, esto se logra configurando el registro de periodo PR3 y el prescaler. En el diseño se utiliza un oscilador externo con una frecuencia $F_{OSC} = 7372800\text{Hz}$ a través del multiplicador tipo PLL de 16x. Dado que cada 4 ciclos de la frecuencia de reloj se genera una instrucción, la frecuencia por instrucción F_{CY} está dada por:

$$F_{CY} = \frac{F_{OSC} * 16}{4} = 29.5\text{MHz} \quad (2.19)$$

$$T_{CY} = \frac{1}{F_{CY}} = 33.9\text{ns} \quad (2.20)$$

Si se ajusta el prescaler del Timer3 a 8, el registro de periodo PR3 tendrá el siguiente valor:

$$PR3 = \frac{F_{CY}}{f_s * prescaler} = \frac{29.5\text{MHz}}{500\text{Hz} * 8} = 7372 \quad (2.21)$$

Con estas especificaciones, la frecuencia de muestreo resultante es de $f_s = 500.05\text{Hz}$, presentando un ligero aumento por errores de redondeo.

La Figura 2.18 muestra de una forma más clara como se lleva a cabo el proceso de conversión por medio del Timer3. Cada 2ms el contador del Timer3 iguala a PR3 y se genera un pulso (pulso conversión Timer3), en ese momento finaliza el tiempo de muestreo (T_{MUEST}), el control SAMP se hace cero y comienza el tiempo de conversión (T_{CONV}). El tiempo de conversión es igual a $14T_{AD}$, siendo T_{AD} un ciclo de reloj del CAD. Los tiempos de conversión y los registros de control del CAD se explican en detalle en el apéndice A.5. De la ecuación A.1, podemos obtener el valor de T_{AD} si le damos el valor máximo de 63 a ADCS (registro que controla el

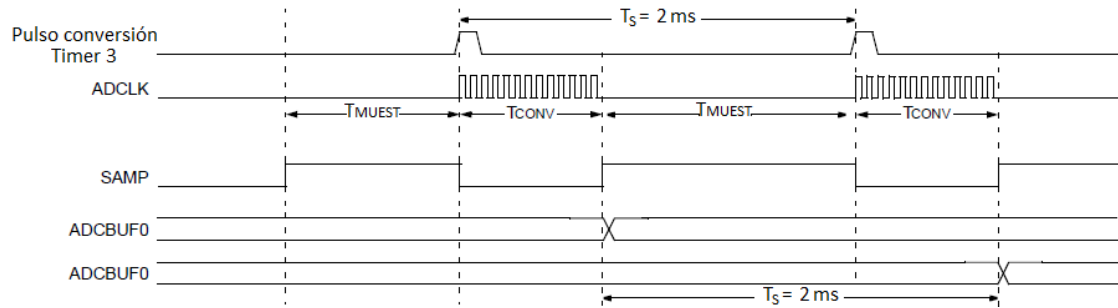


Figura 2.18: Diagrama de tiempos del proceso de conversión usando el Timer3. T_{MUEST} es el tiempo de muestreo, T_{CONV} es el tiempo de conversión, y T_S es el periodo de muestreo.

periodo de conversión):

$$T_{AD} = \frac{T_{CY}(ADCS + 1)}{2} = \frac{33.9ns(63 + 1)}{2} = 1\mu s \quad (2.22)$$

$$T_{CONV} = 14T_{AD} = 14\mu s \quad (2.23)$$

Al finalizar la conversión, el dato es almacenado en la primera posición del buffer (ADCBUF0); posteriormente, al finalizar otro ciclo completo de conversión, el siguiente dato se almacena en la misma posición del buffer. Al estar gobernados todos los eventos del ADC por el Timer3, la tasa de muestreo tendrá exactamente el mismo periodo que los pulsos del Timer, es decir 2ms. Finalmente, se muestra un diagrama de flujo donde se puede observar la secuencia de inicio de los módulos implicados en la conversión analógica digital. Al finalizar el proceso de conversión y obtener una nueva muestra se genera una interrupción que da paso a la etapa de procesamiento (Figura 2.19). El código de esta etapa se encuentra en el apéndice B.2.

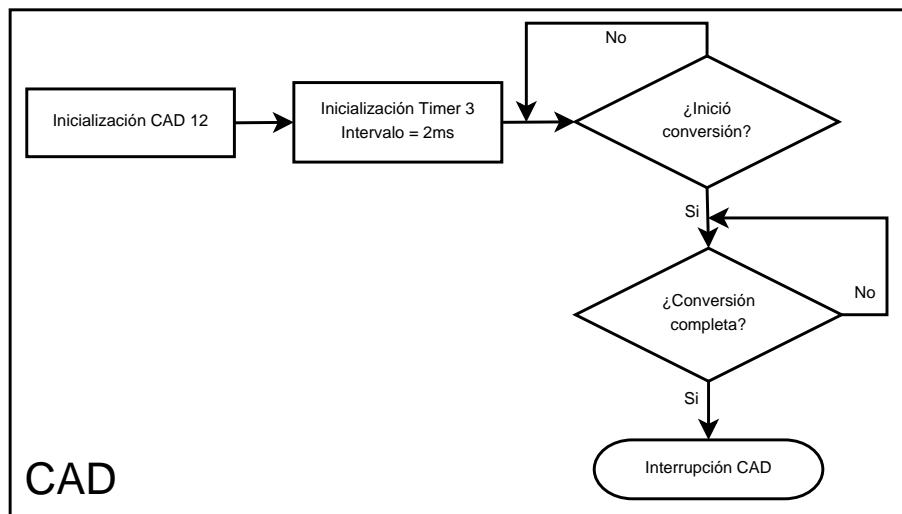


Figura 2.19: Diagrama de flujo del proceso de conversión analógica-digital

CONTROL DE PROCESOS: Este bloque administra las interacciones generales de los diferentes procesos que se llevan a cabo en el dsPIC (Figura 2.20). Sería equivalente a la rutina principal y tiene las siguientes tareas:

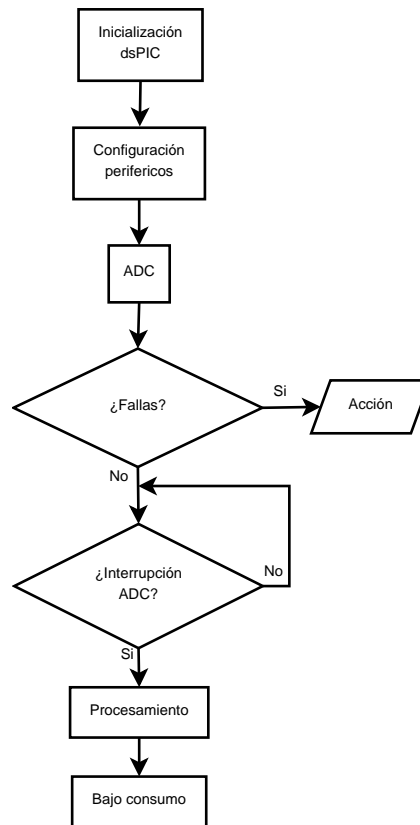


Figura 2.20: Diagrama de flujo del control general del dispositivo

- Configurar los parámetros iniciales del dispositivo.
- Monitorear continuamente en busca de fallas de hardware o errores de software.
- Controlar en forma general los demás bloques del sistema.

BLOQUE DE PROCESAMIENTO: Este bloque incluye todos los procesos del algoritmo que se ejecutan en el dsPIC. Debido a su extensión e importancia se explica el contenido en una sección independiente denominada “implementación del algoritmo” (sección 2.2.2).

ETAPA DE ALMACENAMIENTO

El dispositivo utilizado para almacenamiento de datos es una tarjeta de memoria flash estándar del tipo SD (Secure Digital). Esta clase de tarjetas posee una gran

capacidad de almacenamiento que puede llegar hasta 8GB, trabajan con una tensión de alimentación de 3.3V, y debido a su tamaño (11mm x 15mm x 1mm) y eficiencia se convierten en una opción adecuada para un sistema de almacenamiento portátil. Las tarjetas SD soportan la interfaz de puerto serial síncrono (SPI) para comunicarse de forma simple con dispositivos embebidos, permitiendo hasta un frecuencia de 25MHz.

Para el diseño, se utilizó una tarjeta Micro SD de 1GB de capacidad; la conexión con el puerto SPI del dsPIC se ilustra en la figura 2.21. Las generalidades sobre el funcionamiento del módulo SPI se explican en el apéndice A.4.

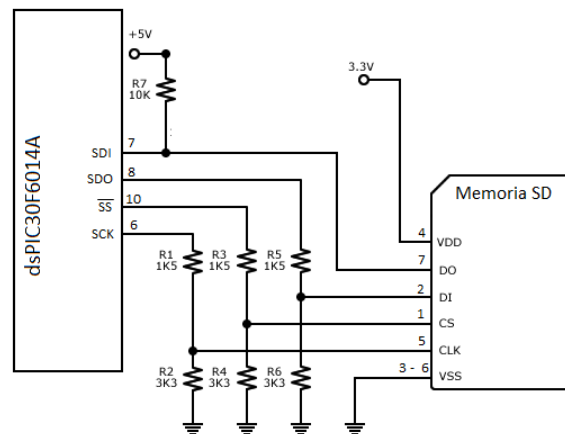


Figura 2.21: Diagrama de conexiones del dsPIC y la memoria micro SD

Este tipo de memorias pueden tener un sistema de archivos para poder almacenar los datos; esta capacidad es deseable sí, como en este caso, se necesita acceder fácilmente a las señales adquiridas y a las detecciones. Se utiliza el sistema de archivos FAT16 y a través de este se pueden almacenar los datos en sectores, comúnmente de 512 bytes. En la Figura 2.22 se puede observar la estructura del sistema de archivos. El primer sector en la tarjeta es el registro maestro de arranque (MBR); éste contiene información sobre las divisiones lógicas de la tarjeta conocidas como particiones. Cada partición puede ser formateada con un único sistema de archivos; normalmente las tarjetas SD tienen una sola partición activa que esta compuesta de las siguientes partes:

- Sector de arranque: Este es el primer sector de una partición y contiene la información básica sobre el tipo de sistema de archivos.
- Tabla de asignación de archivos (FAT): Esta región funciona como el mapa de la tarjeta indicando donde se localizan los *clusters* en la región de datos. Generalmente hay dos copias de la FAT en esta región para proveer redundancia en caso de que se corrompan los datos.
- Directorio Raíz: En el sistema de archivos FAT16, esta región precede a la región FAT. Está compuesta de una tabla de directorios que contiene entradas de

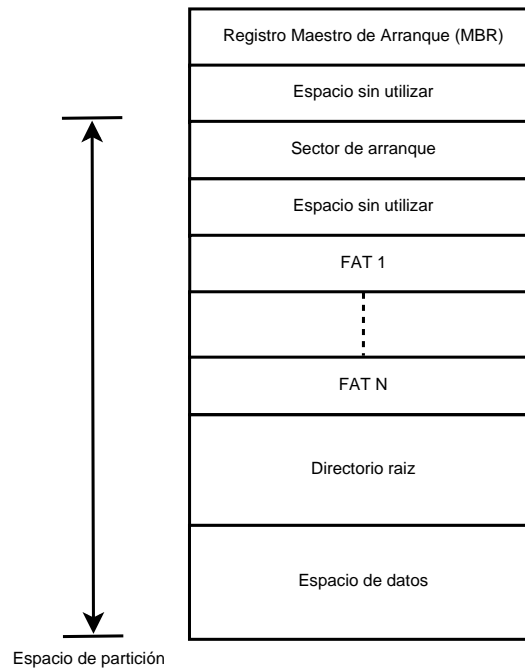


Figura 2.22: Diagrama del sistema de archivos de la memoria micro SD

los subdirectorios y archivos. De manera colectiva, estas tres primeras secciones conforman el área de sistema, el espacio restante es la zona para almacenar datos.

- Espacio de datos: En esta zona se almacenan subdirectorios o archivos. Los datos permanecen almacenados en esta zona incluso si se borran, pero se pierden si se sobrescribe.

El sistema FAT16 utiliza 16 bits para la FAT, permitiendo representar 65536 (2^{16}) clusters aproximadamente. Un byte con signo define el número de sectores por *cluster* para un sistema, este byte tiene un rango de -128 a 127. Los únicos valores que se pueden utilizar con un sistema FAT son positivos (1,2,4,8,16,32 y 64), por lo tanto con un sector estándar de 512 bytes el sistema FAT16 puede administrar un espacio de máximo 2GB.

Para la implementación de este sistema de archivos se utilizaron las bibliotecas de código MMDFS (Control de sistemas de archivos de memorias), provistas por Microchip de forma gratuita. Éstas permiten asignar el formato a la tarjeta y proveen funciones que permiten la comunicación y el control sobre el dispositivo de almacenamiento. El gran inconveniente de este recurso de desarrollo es el gran consumo de memoria que tiene, ya que originalmente ocupa 36750 bytes de memoria de programa y 1536 bytes de memoria de datos. Por esto se invirtió una considerable cantidad de trabajo en su modificación y optimización, de tal forma que se contara sólo con las funciones indispensables para el desarrollo del proyecto. A diferencia de las demás secciones, el código no se anexa en el apéndice por el gran tamaño del

mismo, pero se puede acceder a éste en el centro de recursos de Microchip [58].

FUENTE DE ALIMENTACIÓN

La fuente de alimentación debe basarse en una batería y garantizar la operación del circuito en términos de tensión y corriente. Las razón por la cual se utiliza una batería es para obtener un circuito totalmente portátil, logrando a su vez la eliminación de ruidos en las señales producto de la red eléctrica y la seguridad del paciente al estar aislado.

El circuito necesita los siguientes valores de tensión:

- +5V: Alimentación positiva para la etapa de acondicionamiento y el dsPIC
- +3.3V: Alimentación positiva para la etapa de almacenamiento (memoria Micro SD).

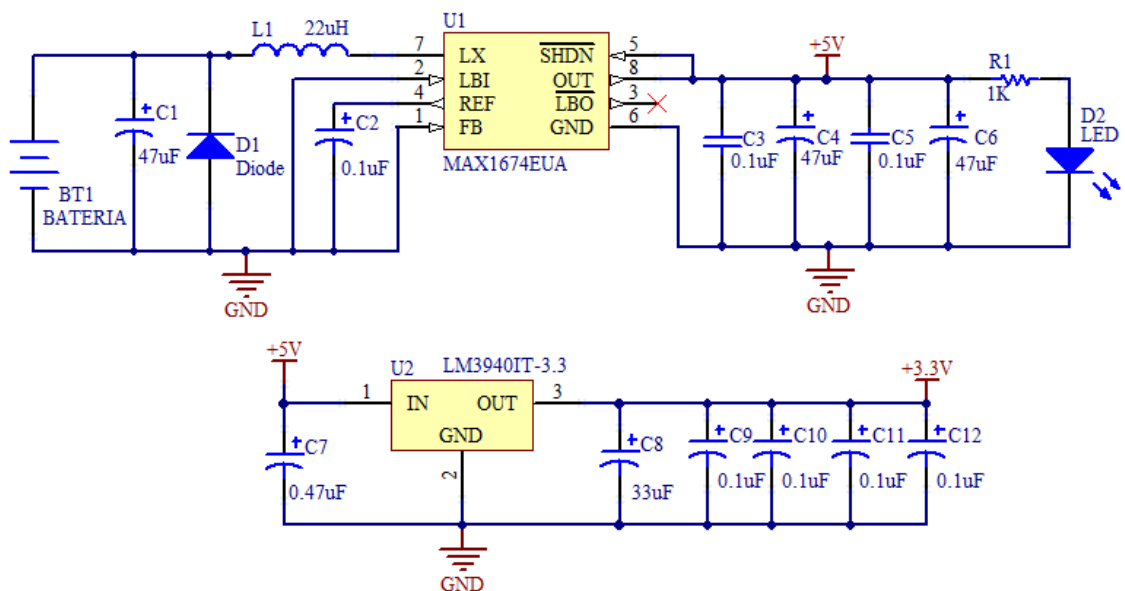


Figura 2.23: Diagrama del sistema de alimentación

La tensión continua se suministra con una batería externa cuya tensión se encuentra entre 0 y +3V dependiendo de la carga que tenga. Para generar una tensión de alimentación de +5V se utiliza el circuito integrado MAX1674EUA, que es un convertidor DC-DC con topología step-up de alta eficiencia de MAXIM. La configuración básica de este dispositivo se ilustra en la Figura 2.23; con esta se puede obtener una tensión de salida de +5V a partir de +0.7V de entrada [59]. La corriente máxima que puede suministrar el convertidor DC-DC viene dada por la

ecuación 2.24.

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \left(I_{LIM} - t_{OFF} \left(\frac{V_{OUT} - V_{IN}}{2L} \right) \right) \eta \quad (2.24)$$

Donde:

- V_{IN} : Tensión de entrada al convertidor.
- V_{OUT} : Tensión de salida del convertidor.
- I_{LIM} : Corriente máxima que puede suministrar el dispositivo (1A).
- t_{OFF} : Tiempo de apagado de los pulsos ($1\mu s$ típicamente).
- L : Valor de la bobina en μH .
- η : Eficiencia del convertidor (0.9 típicamente).

Por lo tanto la corriente teórica máxima del convertidor es:

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{3V}{5V} \left(1A - 1\mu s \left(\frac{5V - 3V}{2 \cdot 22\mu H} \right) \right) 0.9 = 515mA$$

En la Figura 2.23 el condensador $C1$ se utiliza para absorber las posibles variaciones rápidas de tensión y el diodo $D1$ protege al circuito frente a una inversión de polaridad de la fuente de entrada. Los condensadores $C4$ y $C6$ son electrolíticos de alta capacidad para cubrir los picos de corriente que demande la plataforma, $C5$ y $C7$ son de tipo cerámico y su función es filtrar las señales de interferencia de alta frecuencia. El LED sirve como indicador de funcionamiento de la fuente de +5V.

Las memorias Micro SD manejan tensiones de alimentación de 3.3V. Para suministrar dicha tensión se utiliza el integrado LM3940, el cual es un regulador de 5V a 3.3V con 1A de corriente máxima de salida. Se configura con un condensador de entrada $C7$ para filtrar el ruido producto de la tensión de 5V y un condensador de salida $C8$ que disminuye las fluctuaciones debido a los picos de corriente que requiere la memoria en su inicialización, $C9 - C12$ sirven como filtro para atenuar el ruido de alta frecuencia.

2.2.2 IMPLEMENTACIÓN DEL ALGORITMO

Al algoritmo se le realizaron varios cambios al momento de su implementación en el dispositivo. El principal de ellos se realizó en la etapa de inicialización, que fue modificada para hacerla totalmente independiente de supervisión. Cada uno de los procesos involucrados en el algoritmo implementado en el dsPIC se puede ver en el diagrama de flujo de la Figura 2.24. Los procesos más importantes son descritos en las siguientes secciones mencionando las adaptaciones y modificaciones necesarias para su implementación en una plataforma con aritmética de punto fijo.

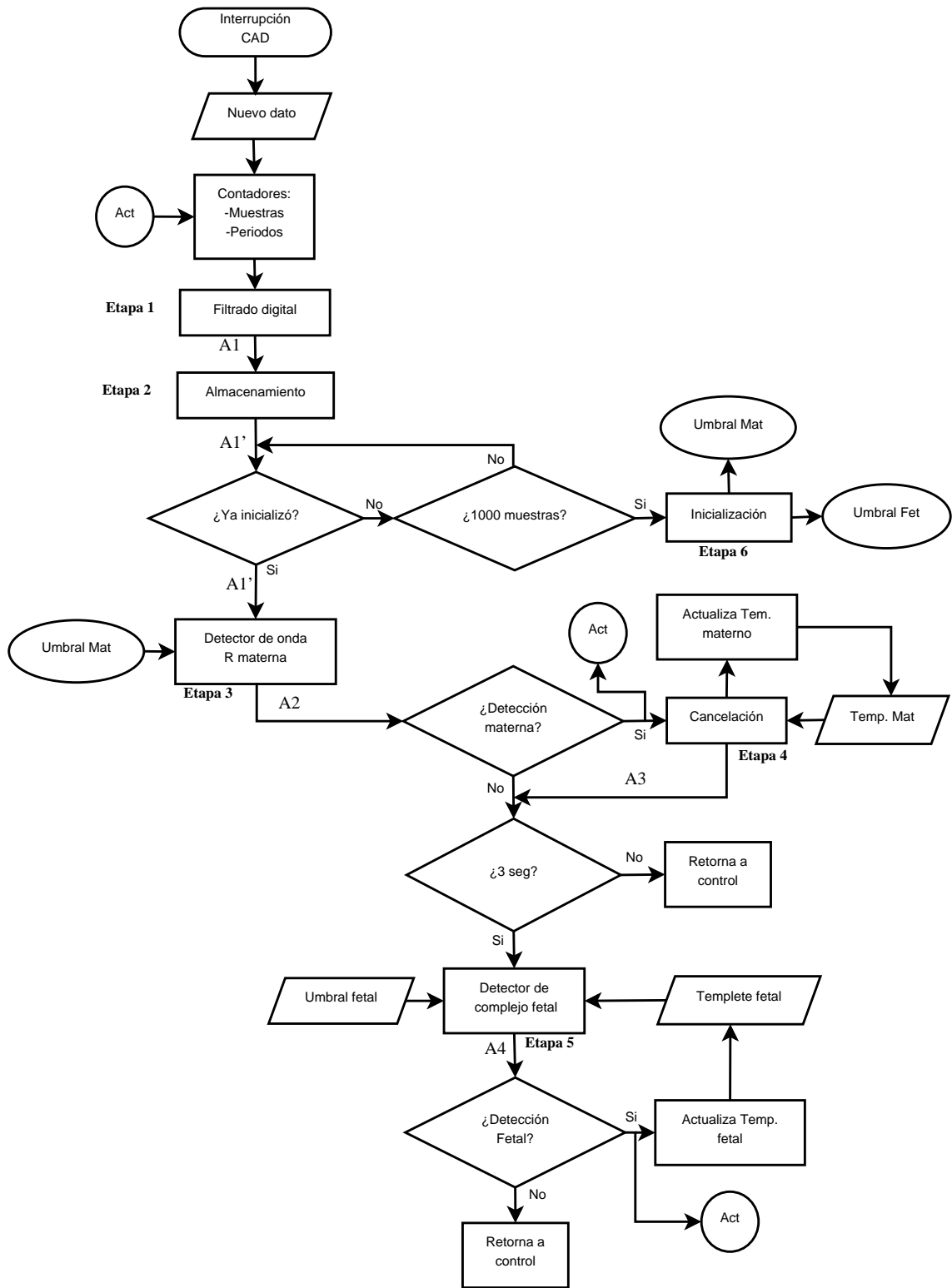


Figura 2.24: Diagrama de flujo general del algoritmo de detección

DESCRIPCIÓN GENERAL

Todos los procesos y señales que se mencionan hacen referencia a la Figura 2.24. Después de una interrupción del CAD se tiene un nuevo dato digital y este es el punto de partida para la ejecución del algoritmo. Con cada dato que ingresa se incrementan dos contadores, uno para las muestras maternas y otro para las fetales, que permiten ubicar de manera general en el tiempo a cada muestra. De igual forma se actualizan los contadores de los periodos cardiacos, con los que se establecerá si la detección se encuentra en un periodo válido materno o fetal; estos contadores de los periodos se reinician con cada nueva detección válida. Todos los datos son filtrados a través de un filtro FIR pasa banda (A_1), luego son almacenados en un buffer circular con capacidad para 1000 muestras (A_1'). Los primeros 1000 datos almacenados son utilizados por la etapa de inicialización para calcular los parámetros para los umbrales materno y fetal. Si se cumplen los criterios de inicialización, los nuevos datos pueden pasar a la etapa denominada detección de onda R materna, que recibe como parámetros para realizar la detección el umbral materno definido en la etapa de inicialización y la señal filtrada (A_1). Las salidas de esta sección (A_2) son las ubicaciones temporales de las ondas R materna; cuando se presenta una detección se pasa a la etapa de cancelación y se reinicia el contador de periodo materno. En la cancelación se suprime la mayor cantidad de información del complejo materno utilizando un templete preestablecido; luego se evalúa el desempeño del proceso y de acuerdo a los criterios establecidos en la sección 2.1.1 se realiza la actualización del templete materno. Antes de la quinta cancelación el algoritmo retorna al control general en esta etapa, a partir de la quinta cancelación, la señal ya cancelada (A_3) entra en el proceso de detección de onda R fetal, el resultado de éste son las ubicaciones temporales de los complejos fetales (A_4). En general el algoritmo sigue los mismos principios de operación que el planteado anteriormente, por lo que sólo se hará hincapié en las modificaciones.

ETAPA 1: FILTRADO DIGITAL

En la implementación inicial del algoritmo se utilizó un filtro IIR en esta etapa. Si bien este diseño es más eficiente en términos de tiempo de procesamiento, no es el más óptimo para el tratamiento de señales de ECG, debido a que la respuesta en fase del filtro no es lineal y afecta la ubicación del punto fiducial, induciendo error en el cálculo de los intervalos RR. Por otro lado puede presentar inestabilidades si no se considera el número de bits apropiados en su implementación. Por lo anterior, se decidió modificar el diseño a un filtro FIR pasa bandas con una frecuencia de corte de 10 a 70 Hz. Se utilizó la herramienta “dsPIC™ filter design” para realizar el diseño y los resultados se pueden ver en la Figura 2.25. En la gráfica de la izquierda se puede apreciar la respuesta en frecuencia, teniendo una ganancia unitaria en la banda de 10Hz a 70Hz y ganancia cero en el resto del espectro. En la gráfica derecha se muestra el retardo de grupo, medida que nos permite determinar la linealidad de la fase describiendo el efecto de ésta sobre la respuesta en frecuencia de un sistema

en una señal de banda angosta. Como se puede observar en la figura la respuesta es totalmente lineal y el retardo de grupo es constante en función de la frecuencia siendo equivalente a 32 muestras o 0.064 segundos.

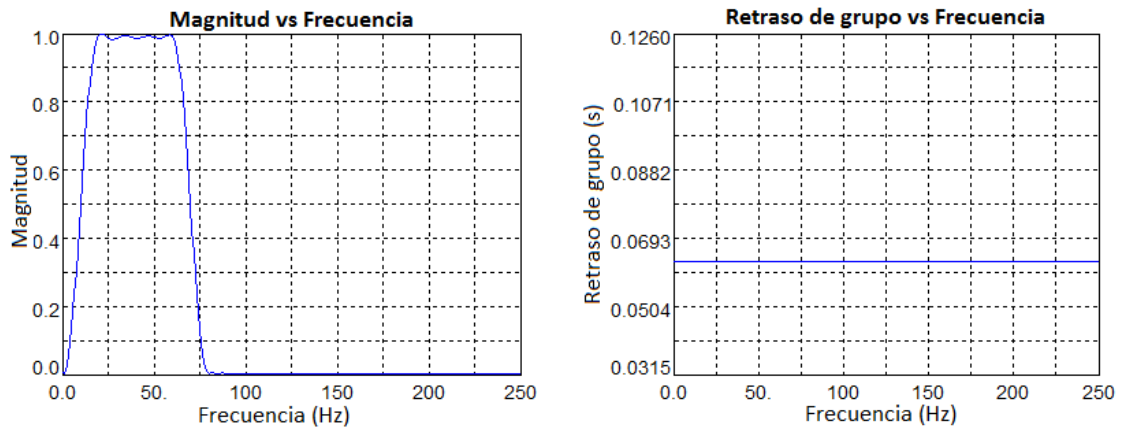


Figura 2.25: Respuesta del filtro FIR pasa banda (10-70)Hz

El software utilizado permite generar directamente un archivo en lenguaje ensamblador (apéndice B.3) con las localizaciones de los coeficientes en el espacio de memoria correcto. Este aspecto es importante ya que para poder acceder a las ventajas que brinda el motor DSP, como las operaciones MAC (multiplicar y acumular en un solo ciclo), se deben ubicar los datos en diferentes espacios de la memoria de datos, tal como se explica en el apéndice A.3. La simulación del funcionamiento del filtro con una señal de ECGA de 500Hz se realizó con la herramienta dsPICworks, que permitió la evaluación con lógica de punto fijo de 16 bits y el resultado se ilustra en la Figura 2.26, en donde podemos apreciar como se elimina la línea de base y el ruido de alta frecuencia de la señal abdominal de prueba.

ETAPA 2: ALMACENAMIENTO

A diferencia del resto de los procesos, la inicialización y cancelación (Etapas 6 y 4 Figura 2.24) requieren de un conjunto determinado de muestras para su ejecución. Por esto se implementó un espacio para almacenamiento (buffer) con capacidad para 1000 muestras; éste se encuentra en la memoria de datos X y es circular, es decir, que al ocupar el último lugar de memoria asignado para el buffer, el dato siguiente se guardará en la primera posición y de esta manera comienza de nuevo el llenado.

De igual forma se crearon dos vectores más en la memoria de datos que se utilizan para almacenar las detecciones temporales maternas y fetales. Cuando los vectores se llenan, los datos se copian a la memoria SD y el apuntador regresa al inicio del vector para comenzar a almacenar nuevamente.

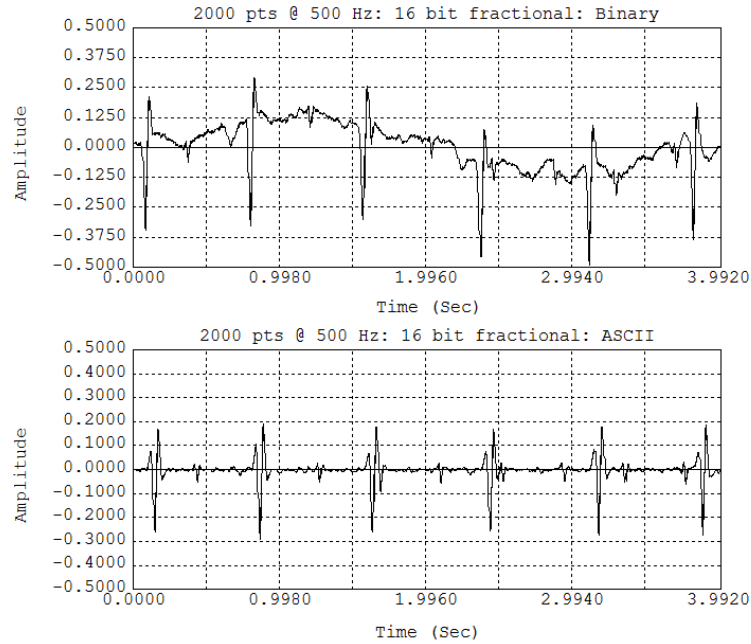


Figura 2.26: Simulación del filtro pasa banda con lógica de 16 bits. En la parte superior la señal original de ECGA, en la parte inferior el resultado de la etapa de filtrado.

ETAPA 3: DETECCIÓN DE ONDA R MATERNA

El diagrama de flujo de esta etapa se ilustra en la Figura 2.27. Este proceso inicia con la lectura del nuevo dato almacenado en el buffer y su posterior derivada. Luego, el dato derivado pasa por el filtro LMS que requirió una adaptación especial debido a las restricciones que se tienen en cuanto a la precisión que ofrece el formato de número entero de 16 bits. Las ecuaciones que describen el comportamiento del filtro son las que se analizaron en la sección de diseño del algoritmo:

$$\begin{aligned}
 y[n] &= \mathbf{u}_n^T \mathbf{W}_n \\
 e[n] &= d[n] - y[n] \\
 \mathbf{W}'_n &= \mathbf{W}'_{n-1} + e_{n-1} \mathbf{u}_{n-1} \\
 \mathbf{W}_n &= \frac{\mathbf{W}'_n}{\|\mathbf{W}'_n\|}
 \end{aligned}$$

Si se hace la constante $K = \frac{1}{\mu}$, podemos reescribir las ecuaciones de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
 y[n] &= \frac{1}{K} \mathbf{u}_n^T \mathbf{W}_n \\
 \mathbf{W}'_n &= \mathbf{W}'_{n-1} + e_{n-1} \mathbf{u}_{n-1} \\
 \mathbf{W}_n &= K^{1/2} \frac{\mathbf{W}'_n}{\|\mathbf{W}'_n\|}
 \end{aligned}$$

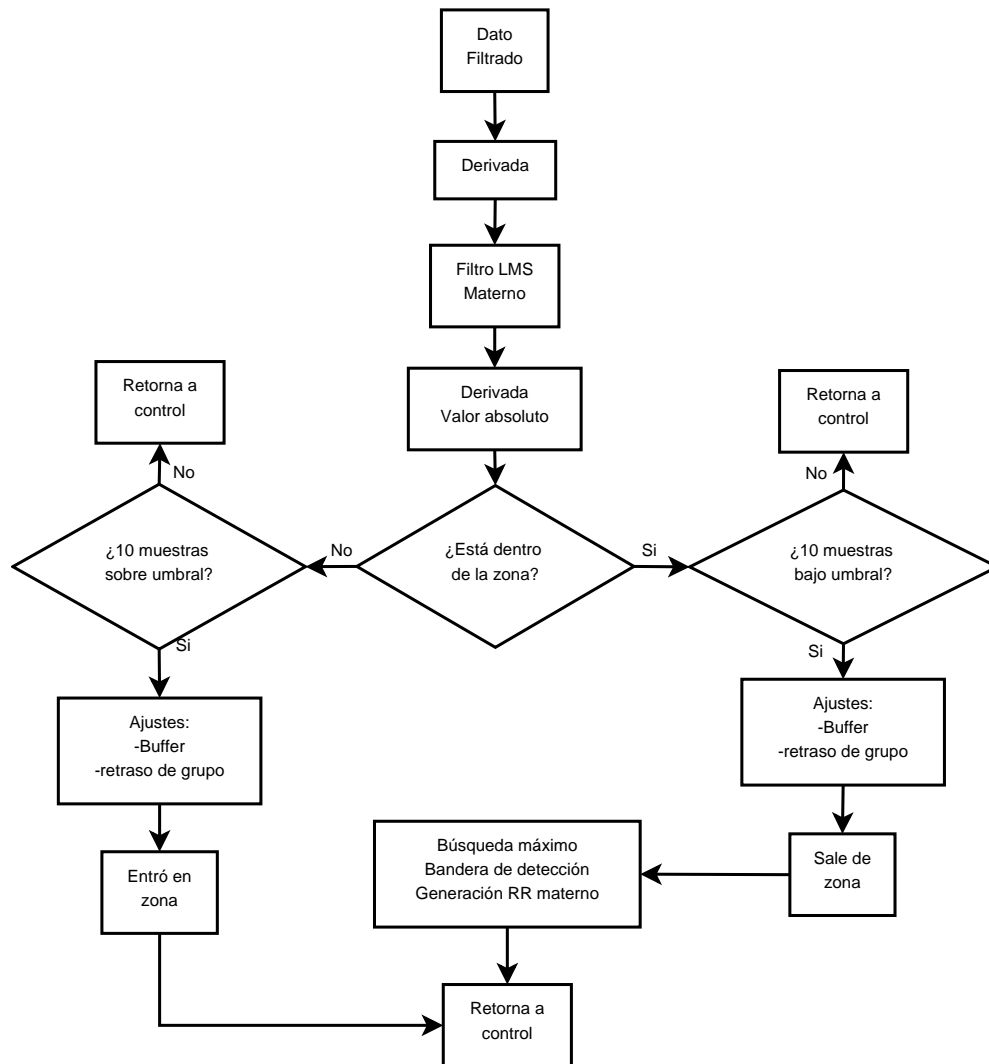


Figura 2.27: Diagrama de flujo de la etapa de detección de onda R materna en el dsPIC

Si tenemos en cuenta que a partir de los parámetros obtenidos $K \approx 2^{13}$, todos los cálculos en el dsPIC se facilitan ya que las operaciones que involucran la constante K solo implican algunos desplazamientos sobre los acumuladores de 40 bits. Al igual que el filtro FIR explicado en la sección anterior, el filtro LMS debe aprovechar las características del motor DSP, es por esto que los datos de entrada u_n se almacenan en la memoria de datos X y los coeficientes del filtro W_n se almacenan en la memoria de datos Y. Se implementó una función en ensamblador para optimizar al máximo los tiempos de procesamiento, ya que ésta es la etapa con más operaciones, arrojando como resultado una función $filtrolms(posU, posW, deriv, posW')$; donde se suministran como datos de entrada las posiciones en memoria de los vectores u_n ($posU$) y W_n ($posW$), la derivada del dato nuevo ($deriv$) y la posición de un vector W'_n ($posW'$) espejo en la memoria X que permite optimizar la normalización. Esta función se encuentra en el apéndice B.4 y también se utiliza en la etapa de detección de onda R fetal con un simple cambio en los apuntadores de los vectores.

La salida del filtro LMS es derivada nuevamente y se obtiene el valor absoluto. Este valor se compara contra un umbral; si 10 muestras consecutivas superan el umbral se determina que se entra en la zona de detección, entonces se establece una dirección del buffer como el comienzo de la zona de búsqueda (teniendo en cuenta que el buffer es circular) y considerando el retraso de grupo que es de 43 muestras en este punto (32 filtro FIR, 10 filtro LMS, 1 derivada). Estando en la zona de búsqueda se esperan 10 muestras consecutivas por debajo del umbral que determinan la salida de la zona; cuando esto se presenta, se realizan los ajustes de retrasos para establecer una dirección del buffer como la salida de la zona. Al salir de la zona se activa una bandera de detección, luego se realiza la búsqueda del máximo sobre la zona delimitada y con base en el contador general materno se calcula el número de muestras entre la última detección y la actual, generando en esta forma el periodo materno. Debido a que almacenar la ubicación temporal de cada detección consumiría más memoria, habría que almacenar en formato long (32bits) para periodos de tiempo largos, a partir de la segunda detección se almacena el periodo entre muestras y no su posición temporal absoluta. El código se suministra en el apéndice B.5.

ETAPA 4: CANCELACIÓN

Como se describió en la sección previa, al presentarse una detección materna se calcula la posición del máximo en el buffer y se activa una bandera. Posteriormente se toman 49 muestras antes y 50 después del punto fiducial y se almacenan en un vector de respaldo; normalmente la detección se da antes que se completen las 50 muestras posteriores por lo que hay que esperar hasta que suceda esto para realizar la cancelación. El proceso de cancelación inicia cuando se alcanzan 1500 muestras (3 segundos) posteriores a la primera detección, antes de esto el templete materno se actualiza promediándolo con el vector de respaldo que contiene el complejo detectado; cuando pasan los 3 segundos se inicia la cancelación. En la siguiente detección se actualiza el vector de respaldo y sobre el buffer se realiza la substracción punto a punto del templete materno que ya está actualizado. En esta sección del buffer substráida se obtiene la varianza y, utilizando el criterio analizado en la sección 2.1.1, se promedian de forma ponderada el templete actual y el vector de respaldo para obtener un templete actualizado. En este punto se activa la bandera para dar inicio a la detección de onda R fetal, teniendo como punto de partida la primera muestra del buffer donde se realizó la substracción. La Figura 2.28 muestra el flujo general de esta etapa, mientras que el código de la misma se suministra en el apéndice B.6. Esta etapa depende de otras funciones externas que ejecutan los procesos de substracción y actualización (en ensamblador), que también se suministran en este mismo apéndice.

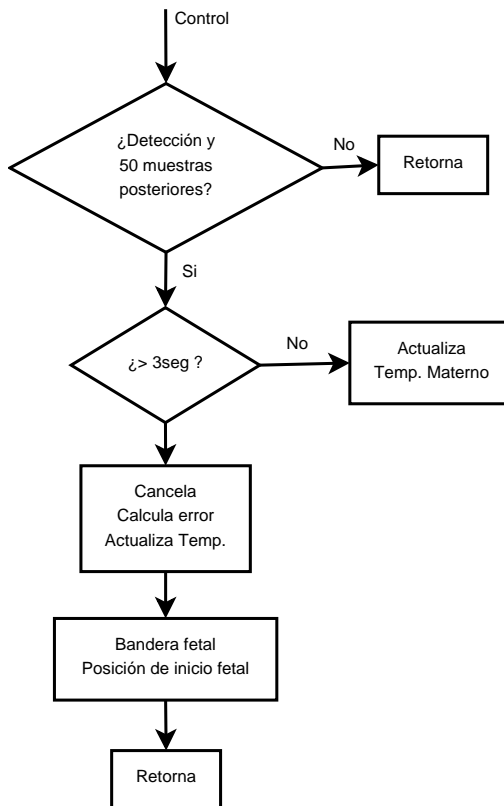


Figura 2.28: Diagrama de flujo de la etapa cancelación en el dsPIC

ETAPA 5: DETECCIÓN DE COMPLEJO FETAL

Al realizar la primera cancelación se activa la bandera fetal; esto da inicio a todos los procesos involucrados en la detección del complejo fetal. Con el punto de partida fetal, los datos ya cancelados se derivan y pasan a la etapa de filtrado LMS fetal, que al igual que en el caso materno, utiliza la función *filtrolms* suministrando como entradas las posiciones asignadas en memoria para almacenar los vectores de datos y pesos fetales (Figura 2.29). La salida del filtro es derivada nuevamente y se toma su valor absoluto, este valor se compara contra el umbral fetal y si 10 muestras consecutivas superan dicho umbral se determina que se entra en una zona de búsqueda de complejos fetales. Se realizan los ajustes por retraso de grupo y se localiza la posición de memoria que sirve como inicio de la zona de búsqueda, y al igual que en el caso materno al presentarse 10 muestras consecutivas por debajo del umbral se marca la salida de la zona. Por tener la señal fetal una SNR muy pequeña respecto al ruido, se decidió en la implementación realizar la búsqueda del máximo de la correlación cruzada entre el templete fetal y el segmento de búsqueda, en vez del máximo de la señal. Se establece la ubicación temporal del máximo con el contador general para muestras fetales y si este punto cumple con los criterios de detección (2-2.7Hz en condiciones normales [60]), entonces se procede a actualizar el templete por promediación con el complejo detectado y se reinicia el contador de periodo fetal. Finalmente, se almacena el nuevo periodo con los mismos criterios

que en el caso materno, es decir, guardando las diferencias a partir de la segunda detección. El código para esta etapa se suministra en el apéndice B.7.

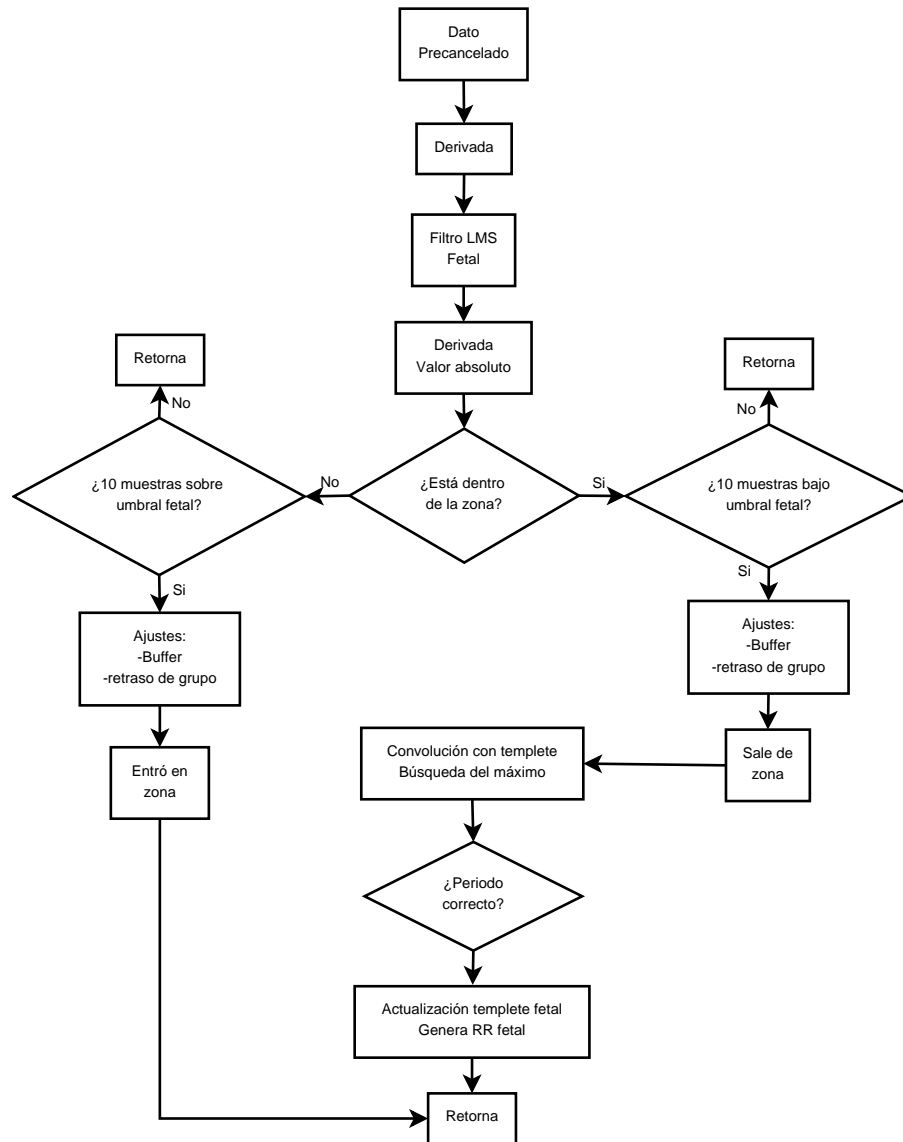


Figura 2.29: Diagrama de flujo de la etapa de detección de complejos fetales en el dsPIC

ETAPA 6: INICIALIZACIÓN

En realidad este es el primer proceso que se lleva a cabo después del filtrado digital, pero como depende de otras funciones y procesos, se explica en esta instancia. El objetivo de esta etapa es obtener los umbrales materno y fetal a partir de las características de la señal de entrada, dejando de lado la idea original de umbrales fijos predefinidos y planteando ahora su obtención a partir de las características de SNR de cada señal.

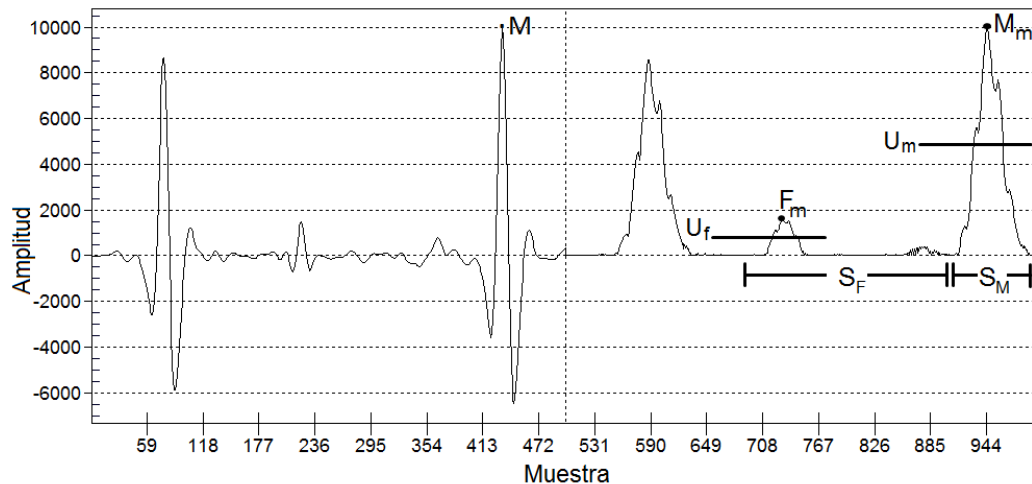


Figura 2.30: Ejemplo típico del buffer circular en la etapa de inicialización

La descripción de esta etapa se hará con apoyo de la Figura 2.30. La etapa inicia cuando se almacenan las primeras 1000 muestras en el buffer circular; estas muestras han sido previamente filtradas y el primer paso consiste en localizar el valor máximo absoluto de estas muestras (M). Este valor debe corresponder a la máxima onda R materna presente en el buffer. Luego, el buffer se divide en dos segmentos de 500 muestras cada uno; el segmento de buffer que contiene a M (en el caso del ejemplo, el de la izquierda) no se modifica y a los datos que contiene se les aplican los siguientes procesos: son derivados, luego pasan por la función de filtro LMS, derivados nuevamente y como salida del proceso se toma el valor absoluto de la derivada. El resultado de este procesamiento se almacena en la segunda mitad (parte derecha de la figura), teniendo entonces el buffer en una mitad la señal filtrada y en la otra el resultado del procesamiento. Posteriormente, se calculan los umbrales sobre dicha señal procesada, ya que esta señal resultante es muy similar a la señal con la que se trabajará en la detección de onda R materna y de los complejos fetales. El proceso para determinar los umbrales es el siguiente: primero se determina el valor máximo de la señal (M_m), el cual corresponderá a la respuesta del procesamiento al máximo complejo de la señal filtrada (M). El umbral materno U_m se definió como el 50% del valor máximo de la señal de salida y la región del complejo materno (S_M) como 49 muestras antes y 50 después del punto de localización de M_m . Esta zona limita con la región del complejo fetal S_F , que se define como 200 muestras antes o después de la zona materna S_M dependiendo de su localización. En el ejemplo de la figura vemos que como la región materna (S_M) se encuentra al final del buffer, por lo tanto la región fetal se define como las 200 muestras anteriores a la región materna. En esta región fetal S_F se determina el valor máximo (F_m) y se calcula el promedio para las 200 muestras, estableciendo el umbral fetal U_f como el 50% del valor máximo F_m .

En este punto del algoritmo se debe decidir si los valores calculados para los umbrales son válidos utilizando unos criterios predefinidos, si esto no ocurre, activa

una bandera de falla y los calcula nuevamente. Para que los umbrales sean válidos, el valor máximo fetal F_m debe ser al menos 20% menor que el umbral materno U_m y el umbral fetal U_f debe ser mayor que el promedio obtenido para la región fetal S_F . El primer criterio no se cumplirá en señales con una SNR fetal muy grande y el segundo en señales con SNR fetal baja, y si esto sucede, el algoritmo repite el proceso cinco veces (10 segundos de registro) y define los umbrales U_m y U_f como el promedio de todos los obtenidos en cada ejecución. Si aun así no se cumple con los criterios, la bandera de falla continuará activa y se determinaran los umbrales de la siguiente manera: en caso de una señal con SNR fetal bajo, el umbral fetal U_f se definirá como el 70% del promedio del valor máximo fetal F_m , y en el caso de señales con SNR fetal muy alto se aumenta el umbral materno U_m asignándole como valor el promedio entre los máximos maternos M_m y fetales F_m .

En esta etapa también se calcula una constante que permite el ajuste de la señal, es decir, asegurar que en las señales la onda R sea siempre positiva y se encuentre en una amplitud equivalente entre 5000 y 10000 (en el dsPIC). El código completo de esta etapa se suministra en el apéndice B.8.

2.2.3 CONJUNTO DE DATOS DE PRUEBA

Como señales de validación para la plataforma se utilizaron también las de la base del Laboratorio de Fisiología Humana. Se utilizaron los 25 registros (5 min.) con los que se validó el algoritmo para poder realizar una comparación directa entre el desempeño de la simulación en Matlab y el desempeño de la plataforma con las modificaciones realizadas. Todos las señales para poder ser procesadas en la plataforma fueron transformadas a formato fraccional ya que este es el formato de trabajo del motor DSP. En los números fraccionales se representa la parte fraccionaria en complemento a 2, el bit de más peso representa el signo y se supone implícitamente que detrás del signo está situado el punto de la parte fraccionaria. Por ejemplo el numero 4001 en hexadecimal equivaldría a: 0100000000000001 en binario y a $(2^{-1} + 2^{-15} = 0.500030518)$ en fraccional.

2.2.4 MÉTODOS DE EVALUACIÓN

EVALUACIÓN POR INYECCIÓN DE DATOS

Para evaluar el desempeño del algoritmo implementado en el dsPIC, se utilizó la herramienta de simulación MPLAB® SIM simulator y el método de inyección de datos [61]. Utilizando esta técnica se pueden inyectar los datos de las señales a evaluar directamente al buffer del CAD y por tanto se puede ejecutar el algoritmo a partir de este punto. Las detecciones resultantes fueron almacenadas en vectores asignados de la memoria de datos para posteriormente ser extraídas y comparadas contra las detecciones del experto. Como medidas de evaluación se utilizaron la sensibilidad y la precisión. Para la sensibilidad se adoptaron los mismos criterios que

se explicaron para la evaluación del algoritmo en Matlab (sección 2.1.4) y la certeza (P) se determinó por medio de ecuación 2.25:

$$P = \frac{VP + VN}{VP + FP + FN + VN} \quad (2.25)$$

SISTEMA DE EVALUACIÓN ANALÓGICO

Como sistema para la generación de las señales a partir de las bases de datos, se utilizó el módulo BIOPAC MP100 en conjunto con el software *AcqKnowledge*® versión 3.8.1 [62]. Este módulo posee dos convertidores digital a analógico (CDA) de 16 bits que permiten una resolución máxima de $76\mu\text{V}$ y son controlados por medio de la función de “estimulación” del dispositivo. Para esto se debe establecer el tipo de estímulo o forma de la señal que se va a utilizar, que en este caso son las señales de ECG abdominal provenientes de la base de datos. Estas señales fueron remuestreadas a una frecuencia de 2kHz y posteriormente procesadas en Matlab®, con el fin de ajustar sus amplitudes a un máximo de 0 a 5V y la media general de la señal a 2.5V, que equivale al tipo de señal que típicamente recibiría el convertidor analógico digital (CAD) de un dispositivo de procesamiento. Como vemos en la Fig 2.31, este generador reemplaza la etapa de acondicionamiento y amplificación, entregando directamente la señal acondicionada al convertidor analógico a digital (CAD) y permitiendo de esta forma la evaluación del algoritmo de forma independiente a la etapa de acondicionamiento.

EVALUACIÓN GENERAL

Para la evaluación de la plataforma completa se utilizó como entrada una señal generada por el equipo simulador de señales de ECG (solo señal torácica) Patient simulator 214B de DNI Nevada Inc [63], y la señal fue configurada con una amplitud de 1mv p-p y 70 ppm. El módulo MPLAB® ICD2 fue utilizado para depurar el código directamente sobre el dsPIC, permitiendo establecer puntos de interrupción para verificar las señales adquiridas y las diferentes etapas de procesamiento a través de la herramienta de monitoreo de datos y control de interfaz (DCMI).

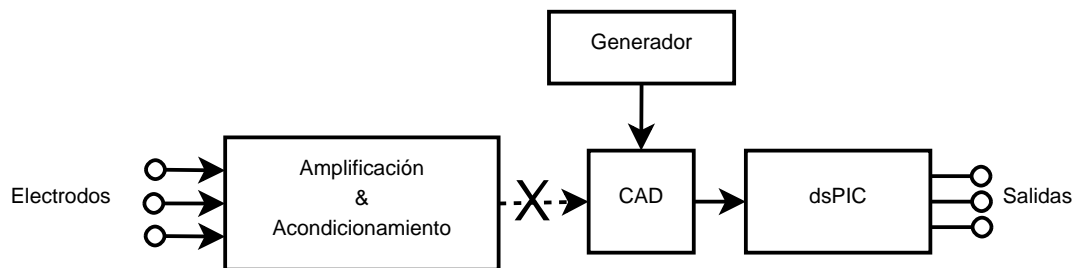


Figura 2.31: Configuración para la evaluación con señales analógicas

Los criterios de desempeño de hardware que se consideraron fueron los siguientes:

- Ejecución de todas las etapas de procesamiento en tiempo real.
- Espacio utilizado en la memoria de datos y de programa del dsPIC.
- Consumo de potencia de los módulos de la plataforma.

DEFINICIÓN DE TIEMPO REAL

Un sistema de hardware se considera de tiempo real si una falla en el tiempo de restricción conlleva a una falla completa del sistema. Un sistema normalmente debe establecer respuestas (salidas) a determinados estímulos (entradas), pero en los sistemas de tiempo real entra en juego otra variable que es el tiempo de interacción, e implica que el funcionamiento correcto depende tanto de las salidas correctas como del tiempo en que se producen. Además, esta interacción está medida en términos “reales” es decir que el tiempo de procesamiento del sistema se debe medir en la misma escala que se mide el tiempo máximo que se otorga para una respuesta (tiempo de restricción) [64]. En nuestro caso, el sistema se puede modelar como se ilustra

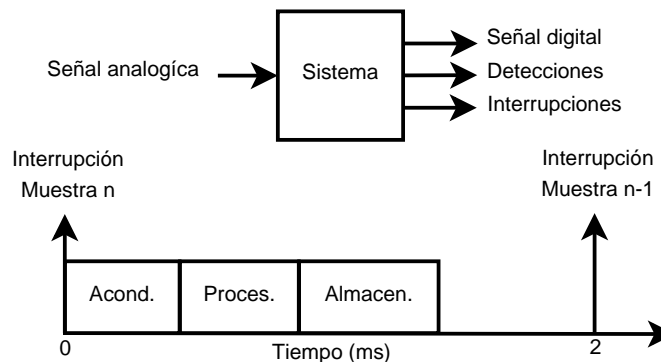


Figura 2.32: Modelo del sistema en tiempo real

en la Figura 2.32. El sistema completo tiene como entrada la señal analógica y debe pasar por las etapas de acondicionamiento, procesamiento y almacenamiento para producir las respuestas, que en este caso son las detecciones de los complejos y su almacenamiento. El tiempo de interacción máximo T_I del sistema está determinado por $T_I = 2ms - T_{AD}$, donde los 2 ms equivale al tiempo que hay entre dos interrupciones del convertidor analógico digital para mantener una frecuencia de muestreo de 500 Hz y T_{AD} es el tiempo que tarda el módulo del CAD para realizar la conversión.

El tiempo de restricción estaría definido por el tiempo entre muestras (2ms), por lo tanto la suma de todos los retardos de los procesos del sistema debe arrojar un valor menor a este tiempo para que se pueda considerar que el sistema trabaja en tiempo real.

CAPÍTULO 3

RESULTADOS Y DISCUSIÓN

Al igual que en el capítulo de la metodología, los resultados se muestran por separado para las dos etapas generales en las que se dividió el proyecto. En una primera sección se muestran los resultados obtenidos de la evaluación del algoritmo en Matlab® y en la sección posterior se muestran los resultados de la evaluación del desempeño del algoritmo en la plataforma de hardware independiente.

3.1 ALGORITMO PARA EL MONITOREO DE LA FRECUENCIA CARDIACA

3.1.1 COMPARACIÓN DEL DESEMPEÑO DE LOS MÉTODOS

Las 25 señales utilizadas para la evaluación sumaron un total de 121 minutos de registros y en estas habían 9303 complejos maternos y 17224 complejos fetales. Se encontró la sensibilidad en las detecciones maternas y fetales para los dos métodos, y los resultados se ilustran en la Tabla 3.1. En esta tabla se suministran los datos obtenidos para las 25 señales y los promedios para cada caso. A partir de estos resultados se determinó que el algoritmo diseñado era viable, ya que las tasas de detección resultaron ser similares a las del algoritmo de referencia; presentando el método propuesto una sensibilidad de 0.98, frente a la obtenida por el método de referencia de 0.99 para el caso materno, y de 0.88 frente a 0.87 del método de referencia en el caso fetal. En resumen, la sensibilidad fue muy similar en los dos casos estando ligeramente más bajo el método propuesto en las detecciones maternas y más alto en las detecciones fetales.

Es interesante observar también en esta tabla, que en las señales número 17 y 24 el método de referencia presenta el desempeño mas bajo en detecciones fetales, mientras que el método propuesto conserva un mejor funcionamiento.

En la Tabla 3.2 se muestran los índices kappa de concordancia entre los dos métodos. Los valores muestran niveles superiores a 0.81, que es el umbral mínimo para determinar un nivel de concordancia *muy alta* entre los dos métodos y el experto, según la tabla de clasificación del índice 2.11.

Señal	Método de referencia		Método propuesto	
	Materno	Fetal	Materno	Fetal
1	0.99	0.98	0.99	0.97
2	0.99	0.98	0.99	0.98
3	0.98	0.97	0.97	0.75
4	0.95	0.72	0.99	0.95
5	0.99	0.98	0.78	0.81
6	0.98	0.92	0.99	0.93
7	0.99	0.97	0.99	0.96
8	1.0	0.96	0.99	0.97
9	1.0	0.81	0.94	0.92
10	0.99	0.85	0.95	0.85
11	0.98	0.93	0.99	0.94
12	0.98	0.90	0.99	0.86
13	0.98	0.95	0.98	0.92
14	0.99	0.84	0.99	0.85
15	0.98	0.95	0.99	0.97
16	0.99	0.92	1.0	0.84
*17	0.95	<u>0.41</u>	0.99	<u>0.74</u>
18	0.99	0.80	0.98	0.92
19	0.99	0.90	0.99	0.96
20	0.10	0.96	1.0	0.92
21	0.98	0.73	0.99	0.83
22	0.99	0.97	0.77	0.82
23	1.0	0.92	1.0	0.88
*24	1.0	<u>0.39</u>	0.99	<u>0.63</u>
25	0.99	<u>0.97</u>	0.99	<u>0.74</u>
Promedio	0.99	0.87	0.98	0.88

Tabla 3.1: Sensibilidad para los dos métodos y para los casos materno y fetal. * Señales donde el método de referencia presenta la sensibilidad mas baja y el propuesto presenta un mejor funcionamiento.

También se puede apreciar en la tabla que el índice kappa es muy similar para los dos métodos en el caso materno y en el caso fetal.

Índice κ	Método de referencia		Método propuesto	
	Materno	Fetal	Materno	Fetal
	0.99	0.98	0.87	0.87

Tabla 3.2: Índice kappa de Cohen para el método propuesto y el de referencia

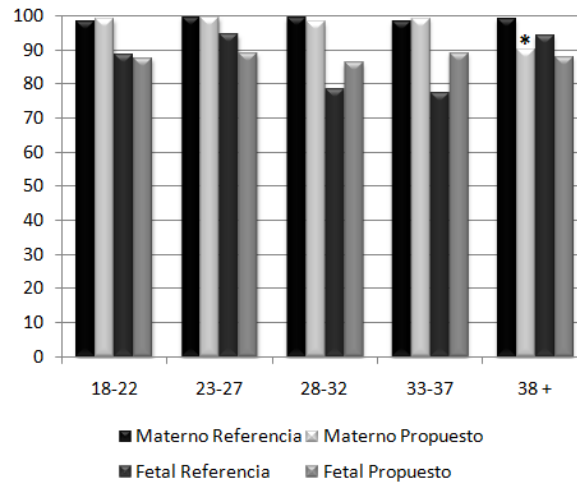


Figura 3.1: Sensibilidad contra semanas de gestación para los dos métodos. * Se encuentran diferencias estadísticas debidas al método en el grupo de registros maternos con semanas de gestación mayor a 38 ($p < 0.05$). En las detecciones fetales no se encuentran diferencias significativas ($p > 0.05$).

3.1.2 ANÁLISIS ESTADÍSTICO

Al realizar el análisis de varianza para muestras repetidas se encontró que la tasa de aciertos (sensibilidad) no presenta diferencias significativas debido a las diferentes semanas de gestación; sin embargo, se presentan diferencias debido al método en los registros con semanas de gestación 38 y mayores para el caso materno (Figura 3.1). Al realizar el mismo análisis para el caso fetal no se encontraron diferencias significativas en las tasas de detección debido al método o a las semanas de gestación.

Las diferencias encontradas pueden deberse a que es más probable que en semanas avanzadas de gestación (> 38), los complejos fetales tengan una mayor relación señal a ruido y por tanto se asemejen morfológicamente a los complejos maternos, generando de esta forma una errónea identificación de complejos fetales como maternos al realizar la detección por umbral.

3.1.3 INFLUENCIA DE LA SNR Y DE LA COINCIDENCIA TEMPORAL DE LOS COMPLEJOS

En la Figura 3.2 se muestra el desempeño de ambos algoritmos contra la SNR fetal para las detecciones maternas y fetales. En la gráfica se incluyen con propósitos descriptivos, el porcentaje de coincidencia temporal de los complejos fetales con los maternos y la relación señal a ruido materna.

En general, en esta gráfica se puede apreciar que las detecciones maternas tuvieron tasas altas y fueron estables para ambos algoritmos, mientras que las tasas fetales fueron más bajas y erráticas para ambos métodos. También se puede observar

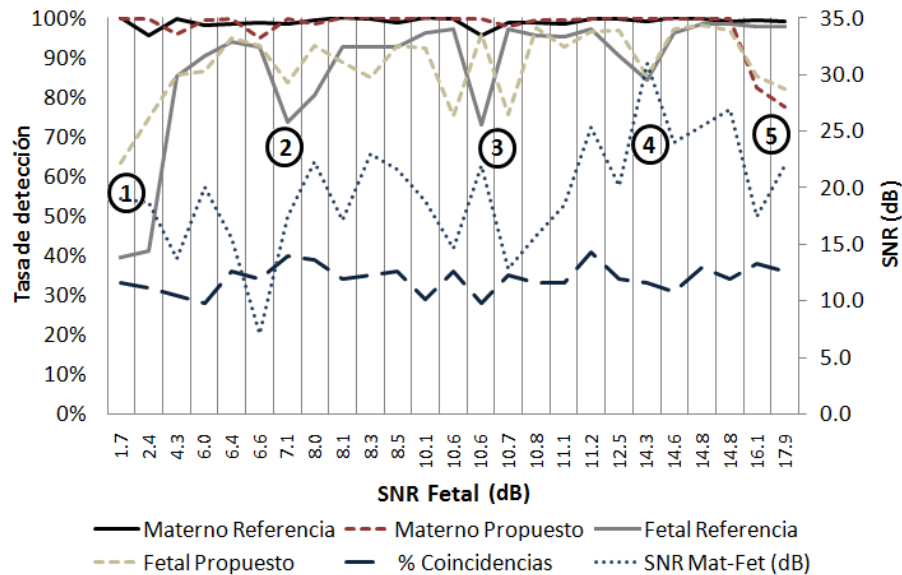


Figura 3.2: Tasas de detección materna y fetal para el método propuesto y el de referencia. El eje X es la relación señal a ruido materna, y la coincidencia es el porcentaje de complejos fetales que interfieren con los maternos. SNR mat-fet es la relación señal a ruido Materna considerando los complejos fetales también como ruido. Los números 1 a 5 hacen referencia a puntos de interés.

que el porcentaje de coincidencia entre complejos no varía mucho en los registros analizados, teniendo una media aproximada del 34 %.

En la figura se ilustran también cinco posibles puntos de interés, donde se presentaron tasas de detecciones fetales bajas. Tal y como se esperaba, para niveles muy bajos o muy altos de relación señal a ruido fetal las tasas de detecciones fueron bajas (Figura 3.2, Puntos 1 y 5). Una SNR fetal baja dificulta la detección ya que la amplitud del ruido puede enmascarar los complejos fetales, mientras que en el otro caso, SNR fetales muy altos podrían generar falsos positivos en la detección de complejos maternos propiciando fallas en la cancelación y consecuentemente en la detección de los complejos fetales.

El comportamiento de las detecciones en los puntos 2,3 y 4 de la Figura 3.2 no tiene una interpretación tan simple. Una relación de amplitudes entre los complejos maternos y fetales baja produce falsos positivos como fue explicado anteriormente, y una alta coincidencia entre complejos maternos y fetales puede reducir la tasa de detecciones fetales debido a un proceso de cancelación ineficiente, producto a su vez de una mala actualización de templete por la incidencia entre complejos. Una combinación de estos factores en conjunto con condiciones de SNR fetal variables pudo haber causado un decremento en la sensibilidad en estos puntos.

3.2 PLATAFORMA DE HARDWARE

Como medidas del desempeño de hardware se muestran los resultados obtenidos en cada uno de los bloques del prototipo por separado. En conjunto se verifica que cumplan con los criterios de diseño en términos de consumo de potencia, tiempos de procesamiento y recursos de memoria.

3.2.1 FUENTE DE ALIMENTACIÓN

El fabricante del dispositivo MAX1674EUA garantiza un voltaje de salida de 5V a partir de una fuente de entrada de 0.7V; sin embargo se realizaron pruebas con el fin de verificar el comportamiento del dispositivo con un rango variable de voltajes de entrada y de cargas.

Para esto se tomaron como parámetros de eficiencia el voltaje de salida de la fuente y la corriente de consumo de la batería. Se utilizaron cargas resistivas de 15, 51, 100 y 510 ohmios, para encontrar el valor mínimo de la fuente de alimentación de acuerdo a la respuesta del circuito, obteniendo los siguientes resultados:

- La corriente de descarga de la batería es muy alta cuando el voltaje de entrada es pequeño (especialmente ante cargas bajas), pero se observa una tendencia a estabilizarse cuando el voltaje de entrada se encuentra por encima de los 2.5V como puede apreciarse en la parte (a) Figura 3.3.
- El voltaje de salida aumenta en forma directamente proporcional a la carga y al voltaje de entrada. El voltaje de entrada se aumentó en pasos de 0.25V a partir de un voltaje inicial de 0.5V y hasta llegar a los 3V. Como se puede apreciar en la parte (b) de la Figura 3.3, cuando la resistencia de carga supera los 100Ω el voltaje de salida se estabiliza en 5V con voltajes de entrada inferiores a 1V y para todo en rango de cargas el voltaje ya se ha estabilizado antes de superar los 2.5V en el voltaje de entrada.

En general el comportamiento de la fuente presenta variaciones muy grandes si se utiliza un voltaje de entrada inferior a 1.5V, a medida que el voltaje se acerca a los 3V la fuente se estabiliza entregando un voltaje 5V. Por esto se utilizó como fuente de entrada de la etapa de alimentación una batería recargable de 3.6V, con la cual la fuente mostró un voltaje de salida estable de 5V y por lo tanto de 3.3V al utilizar como carga las etapas de procesamiento y almacenamiento respectivamente.

La batería que se propone es la NP-BG1 utilizada en equipos de fotografía marca Sony y presenta una capacidad de 4.32Wh. Con esta capacidad de carga y a la tasa de consumo promedio estimada de todas las etapas del prototipo de 105mAh, el equipo tiene una autonomía de 10.8 horas.

3.2.2 ACONDICIONAMIENTO

Para medir el desempeño de la etapa de acondicionamiento se utilizó el equipo simulador de pacientes *Patient simulator 214B* de *DNI Nevada Inc.* [63]. La señal fue configurada para un patrón normal con una frecuencia de 70 pulsaciones por minuto y el parámetro de amplitud se fijó en $A1$ lo que corresponde a 1mV. En la Figura 3.4 se puede observar el montaje utilizado para realizar las pruebas de desempeño. Como entrada diferencial se conectaron las salidas correspondientes a brazo derecho e izquierdo, y a la entrada de referencia se conectó la terminal de pierna derecha del simulador. Finalmente la salida amplificada por la tarjeta era visualizada en un osciloscopio para poder determinar la magnitud de la ganancia obtenida.

La Figura 3.5 permite analizar la respuesta de la etapa de acondicionamiento obtenida en imágenes de un osciloscopio. La parte (a) de la figura ilustra la medición realizada en corriente directa, y podemos observar cómo la amplitud del canal está ajustado a 1V por división y la señal obtenida está montada sobre una componente CD de 2.5V. En la parte (b) de la figura el canal se ajusta a una amplitud de 500mV por división y se mide solo la componente alterna, obteniendo una señal de ECG amplificada de exactamente 1V lo que corrobora que la ganancia obtenida es de 1000.

Finalmente en la Figura 3.6 se ilustra el comportamiento de la etapa de acondicionamiento ante la ausencia de una señal de entrada. En este caso el osciloscopio se ajusta a 2V por división, y se puede apreciar que la señal de salida tiene una componente CD de 2.5V que es justamente lo esperado para poder enviar la señal de salida de la etapa directamente al convertidor analógico digital en la etapa de procesamiento.

Como un último análisis, el consumo de corriente de esta etapa fue medido de forma independiente mientras amplificaba la señal proveniente del simulador, obteniendo un resultado de $2.85mA$, lo cual representa un consumo eficiente desde la perspectiva de un dispositivo alimentado por baterías. Otro aspecto importante de este diseño es que todos los amplificadores utilizados son de montaje superficial

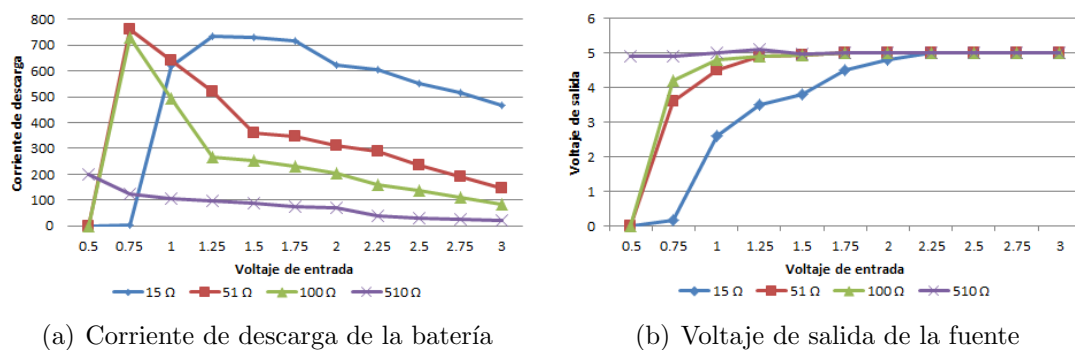


Figura 3.3: Respuesta de la fuente de alimentación al variar la carga y el voltaje de entrada

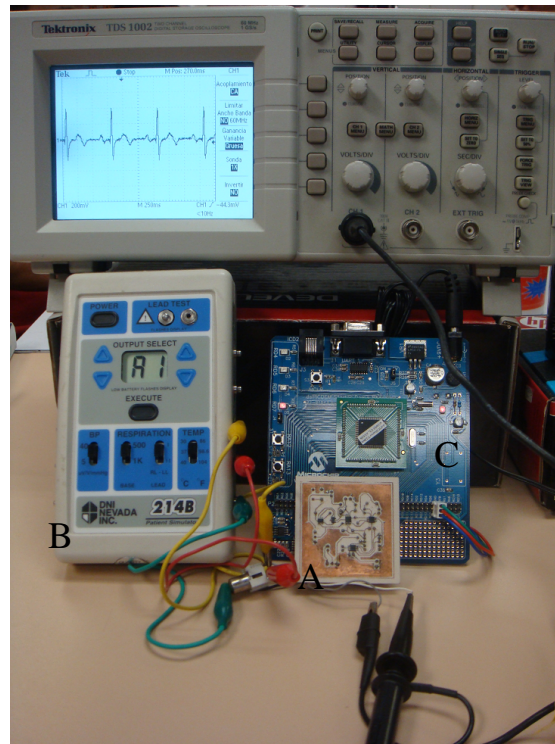


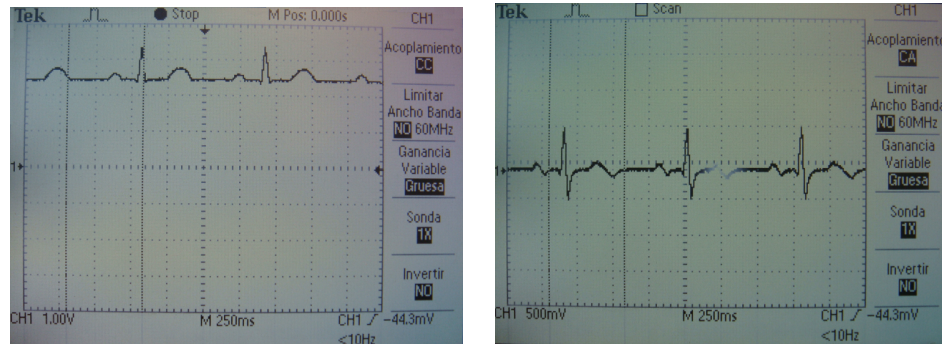
Figura 3.4: Montaje para las pruebas de la etapa de acondicionamiento. A: Tarjeta de acondicionamiento, B: Simulador 214B DNI Nevada Inc., C: Tarjeta dsPICDEM.

lo cual reduce notablemente el espacio con miras a la integración de todas las partes en un dispositivo portable.

3.2.3 PROCESAMIENTO

Para la evaluación de esta etapa y como se mencionó en la sección 2.2.4, se utilizó el método de inyección de datos y un sistema de evaluación analógico. Para visualizar la respuesta de cada una de las fases del algoritmo se utilizó la herramienta de simulación MPLAB® SIM simulator y la interfaz para el control y monitoreo de datos (DCMI). Para corroborar los resultados obtenidos en la simulación se utilizó el sistema analógico de generación de señales de ECGA, introduciendo directamente las señales al CAD y midiendo los tiempos de respuesta y verificando las zonas de búsqueda en el osciloscopio y sistema BIOPAC MP100.

Como análisis complementario se ofrecen medidas de desempeño en términos de ciclos de operación del dsPIC y de la utilización de recursos de la memoria de datos y de programa.



(a) Ganancia medida en corriente directa (b) Ganancia medida en corriente alterna

Figura 3.5: Medida de la ganancia de la etapa de acondicionamiento

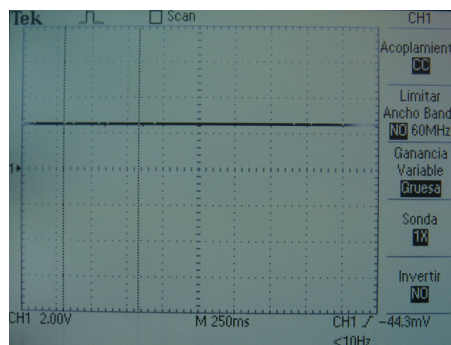


Figura 3.6: Voltaje de salida sin señal de la etapa de acondicionamiento.

ANÁLISIS POR MEDIO DE INYECCIÓN DE DATOS

A continuación se muestran los resultados gráficos de las etapas posteriores a la inicialización del algoritmo, cuyo comportamiento ya se pudo apreciar de forma gráfica en la sección 2.2.2.

ETAPA 1: FILTRADO DIGITAL En la Figura 3.7 se aprecia el resultado de la etapa de filtrado, en la parte alta de la gráfica se encuentra la variable auxiliar (visual) que almacena los datos que se van adquiriendo por el CAD. Esta variable se utiliza para almacenar temporalmente la señal original que se adquiere antes de transferirla a la memoria micro SD. En la parte baja de la figura podemos apreciar la señal filtrada, donde se elimina la línea de base y el ruido de alta frecuencia.

ETAPA 2: ALMACENAMIENTO Para almacenar la señal de ECGA con la que se trabaja en el algoritmo se utilizó un vector ubicado en la memoria de datos con una longitud de 1000 elementos de 16 bits cada uno. Sobre este vector se almacena la señal filtrada y posteriormente se llevan a cabo los procesos de detección de onda R materna, cancelación y detección de complejos fetales. Este vector a su vez se comporta como buffer circular permitiendo la ejecución de procesos diferentes en

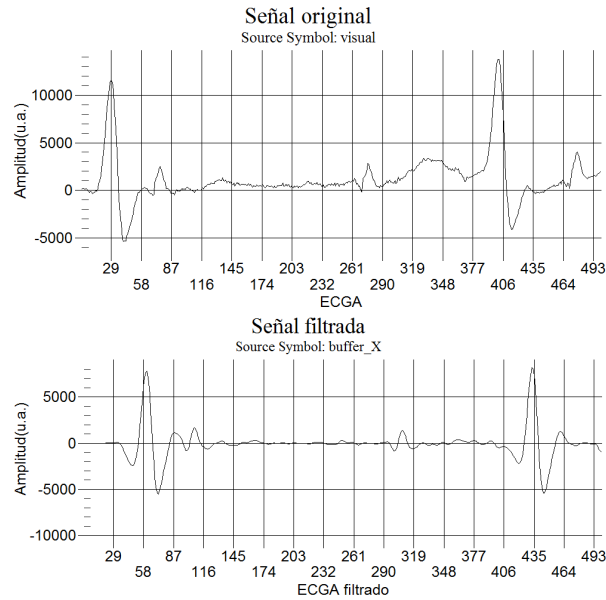


Figura 3.7: Resultado de la etapa de filtrado en el monitor de datos DCMI

diferentes secciones del mismo. Como ejemplo en la Figura 3.8 se ilustra el contenido del buffer, utilizado en este caso para guardar las señales que permiten estimar los umbrales durante la etapa de inicialización del algoritmo.

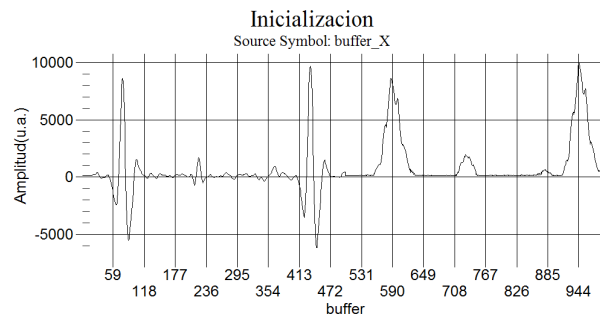


Figura 3.8: Ejemplo del buffer en la etapa de inicialización

Por otro lado, en la Figura 3.9 se puede observar un ejemplo del vector de detecciones maternas, la primera detección es la única que se ubica en el tiempo y las demás señales son diferencias de muestras respecto a la anterior, por lo que en la gráfica tenemos diferencias entre detecciones, es decir, el tacograma.

ETAPA 3: DETECCIÓN DE ONDA R MATERNA Esta etapa recibe como entrada la señal de ECGA filtrada y pasa por diferentes procesos de diferenciación, filtrado LMS y finalmente se eleva al cuadrado para obtener una señal como la que se ilustra en la Figura 3.10. Cabe recalcar que, como en el anterior caso, esta señal de salida no se almacena en la memoria de datos; sólo se tienen en cuenta los datos por encima

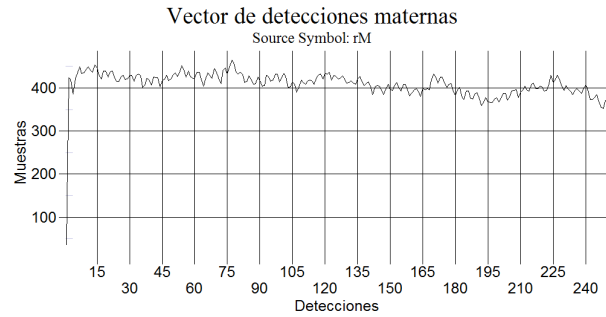


Figura 3.9: Vector de detecciones maternas

del umbral para determinar una zona de búsqueda sobre la señal filtrada que si se encuentra almacenada en el buffer.

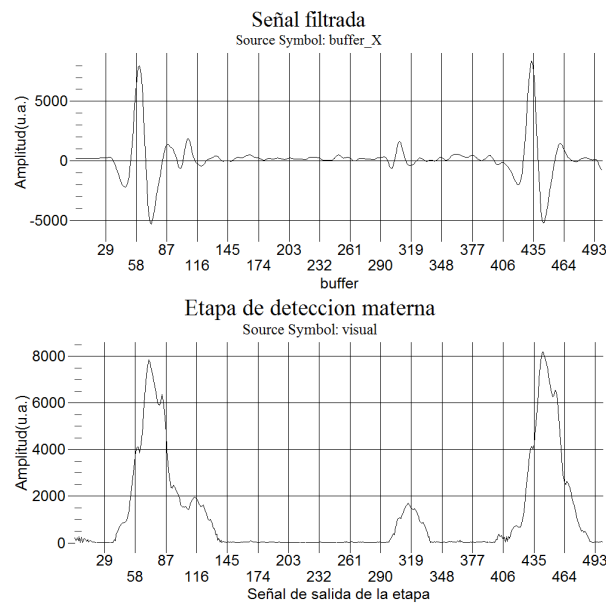


Figura 3.10: Señal de salida de la etapa de detección materna

ETAPA 4: CANCELACIÓN En la Figura 3.11 se puede observar un ejemplo del proceso de cancelación sobre los datos almacenados en el buffer. En este caso en particular en el dato 885 existía una coincidencia de complejos materno y fetal; se puede apreciar la cancelación en este punto.

ETAPA 5: DETECCIÓN DE COMPLEJO FETAL La etapa final utiliza la señal cancelada para nuevamente aplicar el proceso de detección de complejos. En la parte superior de la Figura 3.12 se puede apreciar una señal típica cancelada, y en la parte inferior la señal resultante del proceso de detección fetal. Utilizando los datos de esta señal que sobrepasan el umbral fetal que se determina, se puede realizar la búsqueda de los complejos fetales sobre la señal cancelada.

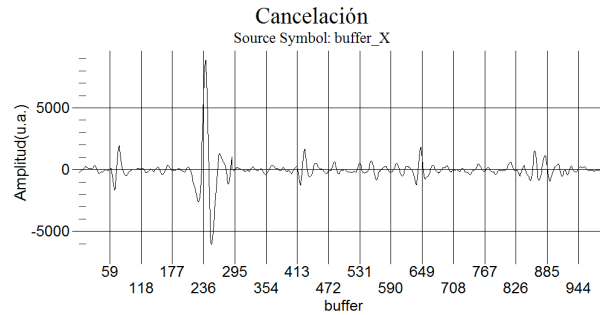


Figura 3.11: Ejemplo de cancelación de complejos maternos

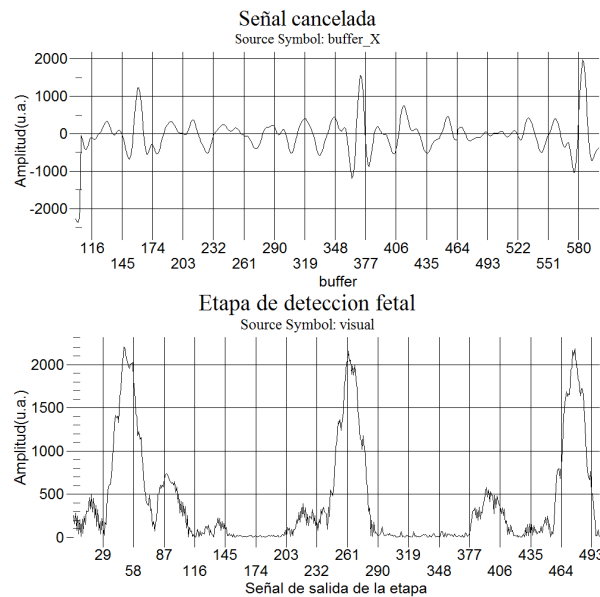


Figura 3.12: Detección de complejos fetales

TIEMPOS DE PROCESAMIENTO

Los tiempos de ejecución de los procesos principales del algoritmo se muestran en la Tabla 3.3. La suma total de todos los procesos es de $503\mu s$, e incluyendo todos los procesos secundarios y rutinas de control, el tiempo máximo de procesamiento se eleva a $550\mu s$. Éste se podría considerar como un tiempo de procesamiento elevado, sin embargo, si se tiene en cuenta que este tiempo solo se presenta en el caso de una detección materna y una fetal simultánea, para la mayoría de las muestras el tiempo de procesamiento se encuentra alrededor de $260\mu s$. Más aún, al ser la tasa de muestreo de $2ms$, incluso en el peor de los casos se estaría utilizando tan solo un 25% del tiempo total disponible para el procesamiento, y en condiciones normales cerca del 13%.

Con estos datos acerca de los tiempos de procesamiento es evidente que el algoritmo cumple con los criterios de ejecución en tiempo real, ya que ejecuta todas las operaciones requeridas por el algoritmo en un tiempo muy inferior a los $2ms$.

Procesos	Tiempo(μs)
Filtro FIR	4
Filtro FIR LMS	61
Detección Materna	16
Cancelación	25
Actualización templete materno	50
Filtro FIR LMS Fetal	61
Correlación cruzada	224
Actualización templete fetal	45
CAD	17
Total	503

Tabla 3.3: Tiempo de procesamiento a 30 MIPS

PRUEBAS CON EL SISTEMA ANALÓGICO

El sistema analógico de pruebas, como se describió en la sección 2.2.4 utiliza el equipo BIOPAC MP100 para generar una señal a partir de las señales almacenadas en la base de datos. Dicha señal se introduce directamente en el CAD del dsPIC y de esta manera se puede evaluar el desempeño del algoritmo directamente en el dispositivo. Como se utiliza el mismo conjunto de señales se puede a su vez realizar una comparación directa del desempeño ante señales reales generadas.

Para facilitar la identificación de las detecciones maternas y fetales se modificó el programa para que se pudieran visualizar en el tiempo. Para esto, las banderas de entrada en zonas de búsqueda maternas y fetales se vincularon con dos salidas digitales, y estas últimas a dos diodos leds. De esta forma los leds se encendían conforme se ingresaba a las zonas de detección y por lo tanto se podía llevar un seguimiento visual de la frecuencia materna y fetal.

Para poder monitorear el comportamiento del dispositivo durante el procesamiento de una señal se utilizaron cuatro entradas analógicas del MP100 de BIOPAC. En la Figura 3.13 se tienen las señales que en su orden corresponden a la señal generada, led de detecciones maternas, led de detecciones fetales, y un último canal vinculado con el inicio del algoritmo. t_i corresponde al tiempo que transcurre entre la señal de inicio del procesamiento y la inicialización de las banderas de zonas de búsqueda. Después de obtener los parámetros de inicio, se realiza la primera detección materna, la cual tiene asociada un retraso t_m producto del tiempo de espera necesario para que se completen las muestras en los procesos de filtrado. Posteriormente se puede observar que se esperan cinco detecciones maternas con el fin de que se estabilice el proceso de cancelación y después de esto comienzan las detecciones fetales. Las detecciones fetales tienen un retraso t_f mucho mayor ya que en este caso se suman a los retardos anteriores, los retardos productos de la cancelación y de los procesos de detección fetal. Cabe recordar que estos retardos son conocidos

y compensados al momento de ubicar la detección temporalmente, tal como se especificó en la sección 2.2.2. Otro elemento de análisis importante en esta figura es la duración de las zonas de búsqueda, ya que tal y como se definió en el algoritmo, la duración de las zonas maternas depende del número de muestras por encima del umbral, mientras que en el caso fetal siempre se toma un número de muestras fijos dentro de la zona para efectuar la correlación cruzada.

En general, se pudieron estudiar varias respuestas del algoritmo frente a señales que podrían considerarse problemáticas. Entre las diferentes pruebas se modificaron las señales generadas para que su amplitud superara el máximo permitido del CAD, se eliminó la señal por secciones de tiempo variable, y se realizaron pruebas con señales de SNR fetal diferente. En los casos de saturación y ausencia de la señal, el dispositivo podía recuperarse si estas condiciones no superaban un tiempo de 131 segundos, que es la diferencia máxima de tiempo entre detecciones que puede almacenarse en una posición de memoria utilizando 16 bits. En caso contrario el algoritmo puede identificar el desbordamiento como una falla en la detección y procede a reiniciar el sistema y adquirir nuevamente los parámetros iniciales de la señal.

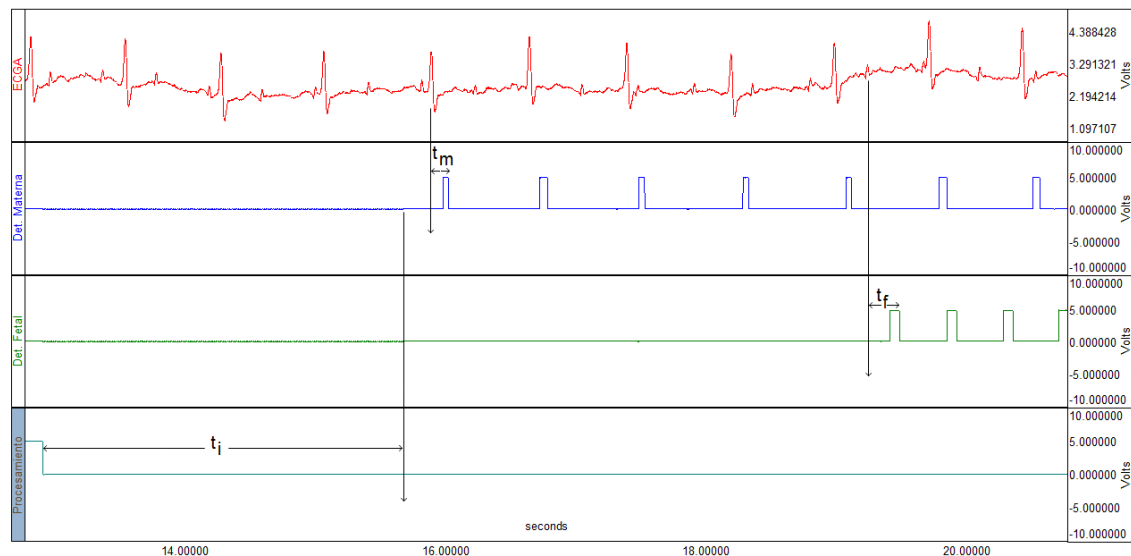


Figura 3.13: Procesamiento de una señal de ECGA analógica. En la parte superior la señal de ECGA original, debajo las zonas de búsquedas maternas, seguidas por las zonas de búsquedas fetales y finaliza con la ventana del inicio general del sistema. t_i es el tiempo transcurrido entre el inicio del sistema y la adquisición de los parámetros iniciales, t_m es el tiempo de retardo asociado a los diferentes procesos en la detección materna y t_f los retardos asociados a la detección fetal.

TASAS DE DETECCIÓN

El algoritmo implementado en el dsPIC, como se mencionó anteriormente en la sección 2.2.2, por medio de su proceso de inicialización está en capacidad de clasificar las señales de ECGA en tres grupos diferentes de acuerdo a su SNR fetal, y partiendo de dicha clasificación ajustar los umbrales correctos para la detección

Condición	n	Materno		Fetal	
		Sensibilidad	Certeza	Sensibilidad	Certeza
SNR normal ($8 - 15dB$)	14	94.9 %	98.9 %	94.1 %	97.7 %
SNR fetal alto ($> 15dB$)	2	95.9 %	94.9 %	94.0 %	90.1 %
SNR fetal bajo ($< 8dB$)	9	95.8 %	95.8 %	74.8 %	86.7 %
Total	25	95.3 %	98.6 %	87.1 %	93.1 %

Tabla 3.4: Tasas de detección

de los complejos. Al procesar la totalidad de las señales se obtuvieron los resultados que se ilustran en la Tabla 3.4, donde las señales se agrupan de acuerdo a su SNR fetal y como medidas de desempeño se consideran la sensibilidad y la certeza.

Podemos observar en la Tabla 3.4 que la sensibilidad fue muy alta para las detecciones maternas en todos los casos, y que las tasas de detecciones más bajas se presentaron cuando la SNR fetal se clasificó también como baja. En general la sensibilidad fue alta para el caso materno (95.3 %) y fetal (87.1 %); sin embargo, a pesar de haber analizado 25 registros, la incidencia de los diferentes grupos es muy desigual por lo que no se puede concluir sobre el desempeño para cada grupo de señales.

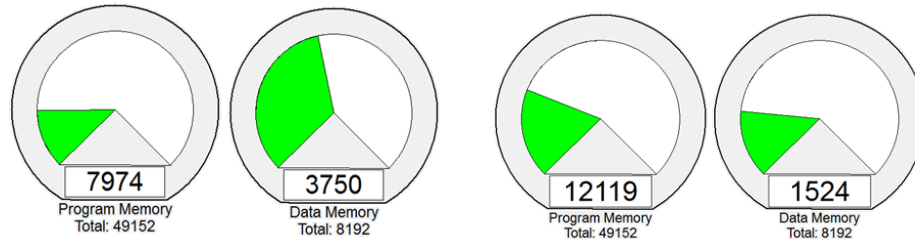
En comparación con el desempeño del algoritmo de referencia, el algoritmo implementado en la plataforma presenta una reducción en la sensibilidad de la detección de complejos maternos de menos del 4 %, mientras que en el caso fetal mantiene un desempeño similar. Cabe considerar, que el método propuesto presenta las ventajas de ser independiente del usuario y ya estar implementado en un dispositivo autónomo a diferencia del método de referencia.

DISTRIBUCIÓN DE MEMORIA

Los resultados de la distribución de la memoria del dsPIC se ilustran en la tabla 3.5 y en la Figura 3.14. Se dividió el consumo en dos tipos de recursos para poder determinar exactamente cuales recursos son utilizados por el algoritmo y cuales por el control y periféricos. En la parte de algoritmo se consideraron todos los procesos involucrados en la detección materna y fetal, así como los procesos de control y rutinas asociadas a la operación del hardware. En periféricos se consideraron las secciones de memoria utilizadas por las rutinas que controlan el CAD, SPI y las bibliotecas MDDFS. El uso de la memoria de datos se acercó al 60 % de la capacidad del dispositivo, siendo el algoritmo el que ocupa la mayoría de los recursos como se puede observar en la gráfica derecha de la parte *a* de la Figura 3.14. En el otro caso, la memoria de programa es utilizada principalmente por las bibliotecas y rutinas de control de los periféricos, como se puede apreciar en la gráfica de la izquierda de la parte *b* de la Figura 3.14.

Recurso	Memoria de datos	Memoria de programa
Algoritmo	46 %	16 %
Periféricos	18 %	24 %
Total	64 %	40 %

Tabla 3.5: Distribución de la memoria



(a) Memoria utilizada por el algoritmo (b) Memoria utilizada por periféricos

Figura 3.14: Recursos de memoria utilizados

CONSUMO DE ENERGÍA

En general el consumo de energía del dsPIC es alto. Al realizar mediciones de la corriente de operación del dispositivo durante la ejecución del algoritmo, se obtuvo que la corriente se encontraba alrededor de los $200mA$ a 30 MIPS. Un consumo de corriente de esta magnitud no hace viable la utilización del dispositivo para monitoreo de larga duración ya que restringiría el uso con baterías normales a unas pocas horas (5 horas para la batería utilizada), por lo que se realizaron adecuaciones para tratar de disminuir el consumo. La solución se encontró utilizando dos estrategias al tiempo. La primera consistió en explotar el tiempo de procesamiento del algoritmo, ya que al ser bastante rápido permite que se pueda disminuir la velocidad de las instrucciones y de esta forma, el consumo. Al ser el tiempo de procesamiento variable entre muestras, la siguiente estrategia consistió en forzar al dispositivo a entrar en modo de bajo consumo hasta la recepción del siguiente dato. En este modo (Idle), el reloj de la CPU se apaga mientras que los periféricos continúan activos, y al presentarse una interrupción (CAD cada $2ms$) se reactivan todas las funciones del dsPIC. Utilizando entonces una velocidad de procesamiento de 15 MIPS en conjunto con el modo Idle del dispositivo se consiguió llevar el consumo de corriente al orden de los $90mA$.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y PERSPECTIVAS

Este trabajo se dividió en dos partes de investigación principales, la primera orientada al diseño de un algoritmo de detección eficiente y la segunda a la implementación del mismo en una plataforma independiente. En este capítulo se presentan las conclusiones obtenidas de cada una de las fases del proyecto y las perspectivas de trabajo que se generan a partir de esta investigación.

4.1 ALGORITMO DE DETECCIÓN

Se cumplió el propósito de desarrollar un algoritmo de detección con un desempeño similar al método de referencia, pero usando técnicas de procesamiento que permiten su implementación en plataformas independientes de forma eficiente. El algoritmo desarrollado presentó en general un desempeño alto y comparable con el método de referencia, cumpliendo con los criterios y objetivos que se plantearon para su desarrollo. A continuación se mencionan las principales ventajas y deficiencias que presenta el algoritmo en su desempeño general y respecto al método de comparación.

4.1.1 DESEMPEÑO

En general el algoritmo propuesto muestra un desempeño comparable con el método de referencia y tasas de detección altas, encontrándose en el 97% para el caso materno y en el 88% en el caso fetal para señales con una SNR fetal en un intervalo de 1.7 a 17.9 dB.

Los resultados del análisis establecen que las tasas de detección fueron similares tanto para los complejos maternos como fetales. El índice kappa de Cohen presenta una concordancia muy alta para los dos métodos, y el análisis de varianza establece que en general no hay diferencias en las tasas de detecciones para los dos métodos.

4.1.2 INICIALIZACIÓN

En esta parte el algoritmo requiere sólo la supervisión del usuario y no su intervención directa para la definición de los parámetros iniciales. El método de

comparación requiere que un usuario entrenado indique los complejos maternos y fetales patrón para poder calcular los parámetros iniciales, convirtiéndose el proceso de inicialización en un factor clave para obtener buenas tasas de desempeño. Por lo que automatizar este proceso retira una variable que puede influir de manera negativa en el desempeño de los algoritmos.

4.1.3 ACTUALIZACIÓN Y ESTABILIDAD

El algoritmo permite que se actualicen los complejos maternos y fetales que se utilizan como patrón para los procesos de cancelación y detección fetal. Este proceso le otorga estabilidad al algoritmo a lo largo del tiempo y ante condiciones variantes de relación señal a ruido. De igual forma, es estable ante ausencia de señal o saturación de la misma, por lo que se convierte en una alternativa viable para monitoreo de larga duración donde es factible que se presenten condiciones de este tipo en la señal.

4.1.4 DISEÑO

Los procesos más importantes del algoritmo se basan en filtros FIR adaptables y por ende en operaciones tipo MAC (multiplicar y acumular), orientando de esta forma el diseño del algoritmo a su implementación en dispositivos de procesamiento digital de señales (DSP) o microcontroladores de alto rendimiento.

4.1.5 DEFICIENCIAS

A pesar de los buenos resultados obtenidos en las tasas de detección, es importante aclarar que el algoritmo es vulnerable frente a señales con una relación señal a ruido muy alta (mayor que 15 dB) o muy baja (menor que 8 dB). Aunque las modificaciones en el proceso de inicialización le permitieron al algoritmo mejorar sus tasas de detecciones ante SNR fetales altas, las tasas más bajas se presentan con señales de SNR fetal baja. Este es un tópico difícil de mejorar, ya que la SNR fetal depende directamente de la calidad del sistema de adquisición, del ruido de fondo y de la posición de los electrodos.

4.2 PLATAFORMA INDEPENDIENTE

La plataforma desarrollada permitió la evaluación de todos los procesos involucrados en la adquisición y procesamiento de ECG abdominal. Los resultados mostraron que la arquitectura escogida ejecuta de forma eficiente todos los procesos del algoritmo, obteniendo altas tasas de detección con tiempos de procesamiento muy bajos si se presentaban las condiciones de SNR fetal correctas.

En la etapa de inicialización el diseño del algoritmo presenta uno de sus grandes aportes, ya que inicialmente sólo necesitaba la supervisión por parte de un usuario y en la implementación final sobre el hardware se logró que el algoritmo aplicara criterios de decisión y ajustes automáticos para obtener de manera independiente sus propios parámetros de inicialización.

El sistema en general se orientó al monitoreo de larga duración, por esta razón y pensando en la comodidad en registros ambulatorios se implementó un método no supervisado de un solo canal, que puede extraer la frecuencia cardíaca materna y fetal de manera simultánea y en tiempo real a partir de un canal abdominal.

Aunque el dsPIC demostró ser una alternativa ideal desde el punto de vista de capacidad de procesamiento y número de periféricos, el consumo de corriente es muy elevado en la familia 30F, aun disminuyendo la velocidad de procesamiento y utilizando el modo de bajo consumo. Una alternativa viable es la implementación del algoritmo en un dispositivo de la familia 33F la cual tiene mucho menor consumo e implicaría modificaciones mínimas tanto en software como en hardware.

Los recursos utilizados en términos de cantidad de memoria y tiempos de procesamiento permiten que bajo este mismo esquema se puedan agregar otros módulos de hardware que permitan el monitoreo de otras variables fisiológicas con miras a la construcción de un monitor integral.

La etapa de acondicionamiento desarrollada presentó buenos resultados en la amplificación de señales de ECG asumiendo una amplitud de señales de 0.5 mV en adelante, y por su diseño modular basado en dispositivos de montaje superficial ocupa poco espacio y permite su reproducción fácilmente en el caso de que se necesiten agregar más canales al diseño.

Desde el punto de vista de portabilidad, la plataforma planteada es totalmente viable. Por los estudios de diseño realizados para desempeño y consumo de cada una de las etapas se puede concluir que el desarrollo de una tarjeta específica con tamaño y peso adecuados para un dispositivo portátil es totalmente factible.

El sistema de generación de señales analógicas utilizado para la evaluación del dispositivo se convierte en una herramienta de gran utilidad al momento de medir el desempeño de los algoritmos en tiempo real. De esta forma también se podría comparar de forma objetiva el desempeño de diferentes métodos, ya que aunque se encontraran en diferentes plataformas de desarrollo se podría realizar la evaluación bajo las mismas condiciones y con el mismo banco de señales.

Finalmente, la plataforma desarrollada presenta algunas ventajas respecto a los dispositivos desarrollados comercialmente. La más relevante es que el procesamiento se realiza en tiempo real directamente en la plataforma, eliminando la necesidad de equipos de cómputo externos. Adicionalmente la información del periodo cardíaco se obtiene latido a latido y no en promedio como se realiza actualmente en los dispositivos comerciales.

4.3 PERSPECTIVAS

Los objetivos de este trabajo estuvieron planteados de tal forma que a partir de sus resultados se continuara desarrollando una investigación que permitiera generar un monitor de variables fisiológicas maternas y fetales, con el fin de realizar estudios clínicos en todas las edades gestacionales. Desde este punto de vista se plantean las siguientes perspectivas de investigación:

- Desarrollar una tarjeta de aplicación específica que en un tamaño reducido integre los prototipos desarrollados para cada etapa y que permita de esta forma realizar la adquisición de señales de ECGA en pacientes.
- Evaluar diseños alternativos en la etapa de acondicionamiento, ya que la etapa actualmente es apta para amplificar señales de 0.5mV en adelante y se debe llegar al orden de los micro voltios para poder acondicionar señales con una relación señal a ruido fetal muy pequeña.
- Realizar un estudio que involucre un número de pacientes relevante y que permita establecer estadísticamente las tasas de desempeño del dispositivo bajo condiciones reales.
- Introducir una mejora en el algoritmo para que los umbrales que se determinan durante la etapa de inicialización se actualicen cada cierto tiempo, ya que son los únicos parámetros que permanecen fijos a lo largo del tiempo. Esto podría mejorar sustancialmente el desempeño del algoritmo debido a que lo iría adaptando en el tiempo a las diferentes condiciones de SNR que presente la señal.
- Una posibilidad para mejorar las tasas de detecciones en condiciones de SNR fetal bajo sería introducir un mayor número de canales. Esto reduciría en cierta medida la portabilidad ya que se necesitarían más etapas de acondicionamiento, utilizando más espacio, consumiendo mayor cantidad de corriente y finalmente incomodando al paciente con más electrodos.
- Una parte importante de cualquier sistema de monitoreo es la visualización de los datos y esta etapa estaba considerada en el diseño cuando el algoritmo requería de supervisión. Con este fin se desarrolló un software que permitía la visualización de secciones de ECGA en un asistente digital personal (PDA), este software fue desarrollado en LabVIEW® y permitía la recepción via bluetooth de un archivo de texto para su posterior visualización (Figura 4.1). Esta parte del proyecto perdió relevancia cuando el algoritmo se hizo totalmente no supervisado, pero una perspectiva de trabajo inmediato consiste en agregar un módulo de comunicación bluetooth al diseño para poder enviar los archivos de datos procesados del dsPIC a la PDA.



Figura 4.1: Ejecución del software de visualización en una PDA

- Con el fin de integrar el monitor de variables fisiológicas materno-fetales se propone el diseño e implementación de un módulo de fonocardiografía y un módulo de contracciones uterinas, mismos que podrían integrarse fácilmente con el desarrollo propuesto.
- Desarrollar un sistema de generación de señales de ECG abdominales en una plataforma independiente. Se apreció la utilidad de este tipo de sistemas al momento de evaluar las tasas de detección del algoritmo en tiempo real, y más aún, un desarrollo de este tipo podría actuar como sistema estandarizado para la evaluación de cualquier plataforma de detección de señales de ECGA, al complementarlo con una base de datos completa y variada que incluya señales reales y simuladas de uno y varios canales.

APÉNDICE A

CONTROLADOR DIGITAL DE SEÑALES dsPIC30F6014A

En este apéndice se describen los componentes del dispositivo que se utilizaron para el desarrollo, partiendo de las características generales de la familia dsPIC30F y analizando los criterios de diseño y programación de los periféricos involucrados en el proyecto.

A.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LA FAMILIA dsPIC30F

El voltaje de alimentación admite un rango comprendido entre 2,5V y 5,5V CD. Toleran una temperatura interna entre -40°C y 125°C . El rendimiento alcanza los 30 MIPS cuando el voltaje de alimentación tiene un valor entre 4,5V y 5,5V CD. En cuanto a la arquitectura de la CPU los dsPIC30F se sustentan en un núcleo RISC con arquitectura Harvard mejorada. Actuando como soporte central de información, tienen un banco de 16 registros de 16 bits cada uno; disponen de un bus de datos de 16 líneas y otro de instrucciones de 24. Para potenciar la velocidad de operaciones aritméticas complejas existe un “Motor DSP” que contiene un multiplicador hardware rápido de 17 x 17 bits, dos acumuladores de 40 bits y un robusto registro de desplazamiento. La memoria de programa tipo FLASH, puede alcanzar un tamaño máximo de 256K bytes. La memoria de datos SRAM puede alcanzar 16K posiciones de 16 bits. La memoria de datos se divide en dos espacios, X e Y, a los que se puede acceder simultáneamente en las operaciones matemáticas DSP. Toda esta estructura admite operaciones MCU y operaciones DSP con un repertorio de 84 instrucciones, la mayoría de 24 bits de longitud y ejecutables en un ciclo de instrucción.

Las secciones MCU y DSP cooperan en el funcionamiento general y comparten el flujo de instrucciones de los DSC. Los recursos específicos del “Motor DSP”, además de soportar las operaciones, permiten implementar nuevas y potentes instrucciones MCU. Para reducir el tiempo de ejecución de algunas instrucciones DSP la memoria de datos SRAM se divide en dos espacios X e Y que pueden ser accedidos simultáneamente. Otra característica importante en los dsPIC30F es que admiten

hasta 45 fuentes distintas de petición de interrupción con 7 niveles de prioridad, de las cuales 5 son externas.

La familia dsPIC30F posee una gran variedad de periféricos, entre los que se encuentran el CAD, módulos de captura y comparación, módulos PWM para el control de motores, módulos de comunicación (I^2C , SPI, CAN, UART, DCI) y un controlador de acceso directo de memoria (DMA). También cuentan con potentes herramientas para la gestión del sistema: Perro guardián, monitor de fallas de reloj, temporizadores para la estabilización del voltaje de alimentación y la frecuencia; así como dispositivos para controlar el consumo de energía: modos de bajo consumo Idle y Sleep, detección de bajo voltaje, etc.

Microchip ha clasificado a los 19 modelos de la familia dsPIC30F que actualmente fabrica y comercializa en tres categorías atendiendo a su aplicación más apropiado:

- Dispositivos dsPIC30F de propósito general
- Dispositivos dsPIC30F para el control de sensores
- Dispositivos dsPIC30F para el control de motores y sistemas de alimentación

El dsPIC utilizado se encuentra en la categoría de propósito general, y estos dispositivos están orientados a aplicaciones avanzadas de MCU de 16 bits embebidos y para aplicaciones de audio, ya que provee interfaces CODEC [57].

A.2 EL CAMINO DE DATOS

El camino de datos es la sección encargada de realizar todas las operaciones que conlleva la instrucción en curso. Soporta funciones aritméticas, lógicas, de desplazamiento, movimiento, rotación y manipulación de bits entre otras. En el caso de los DSC el camino de datos es capaz de manejar un repertorio de instrucciones que consta de las propias de una MCU de 16 bits, junto a otras específicas de un DSP y se organiza en 4 bloques principales:

A.2.1 BANCO DE REGISTROS

Consta de 16 registros de 16 bits cada uno y se denominan W0-W15, pudiendo contener datos, direcciones y desplazamientos, dependiendo del tipo de la instrucción que les utilice.

A.2.2 UNIDAD ARITMÉTICO LÓGICA (ALU) DE 16 BITS

Las instrucciones aritmético-lógicas correspondientes a la sección MCU de los DSC y las realiza una ALU de 16 bits que también controla 5 bits del Registro de Estado (SR) que actúan como señalizadores del resultado. Realiza operaciones con operandos de 16 bits de suma, resta, desplazamiento de un bit, otras de tipo lógico (AND, OR, XOR) y de complemento a 2. La ALU recibe los operandos del banco de registro y de la memoria de datos a través del bus de datos.

A.2.3 MOTOR DSP

Este bloque del camino de datos se compone de un conjunto de recursos físicos que tienen la misión de soportar las instrucciones que conllevan operaciones complejas empleadas para resolver los principales algoritmos aplicados en el procesamiento digital de las señales. La instrucción MAC (multiplicar y acumular) es una de estas instrucciones que se denominan “instrucciones DSP”.

Internamente el motor DSP trabaja con 40 bits, pero externamente se relaciona mediante buses de 16 bits; consta de los siguientes elementos:

- Multiplicador de 17 bits x 17 bits.
- Registro de desplazamiento
- Sumador/restador de 40 bits.
- Dos registros acumuladores destino de 40 bits (A y B)
- Lógica de redondeo
- Lógica de saturación

El multiplicador es compartido por las instrucciones MCU y DSP, siendo posible realizar multiplicaciones con signo y sin signo, y generar resultados con números enteros de 32 bits y con fraccionales tipo 1.31 (Q.31). El multiplicador recibe datos de 16 bits y los convierte en 17 bits, esta conversión es transparente para el usuario y soporta multiplicaciones con signo y sin signo (Figura A.1) [57].

REPRESENTACIÓN NUMÉRICA:

La representación se puede hacer en formato entero o fraccional. La representación de números enteros se efectúa en complemento a 2, donde el bit de más peso es el del signo. El rango de un número entero con N bits abarca desde -2^{N-1} hasta $2^{N-1} - 1$. En los números fraccionales se representa la parte fraccionaria en complemento a 2. El bit de más peso es el de signo y se supone implícitamente que

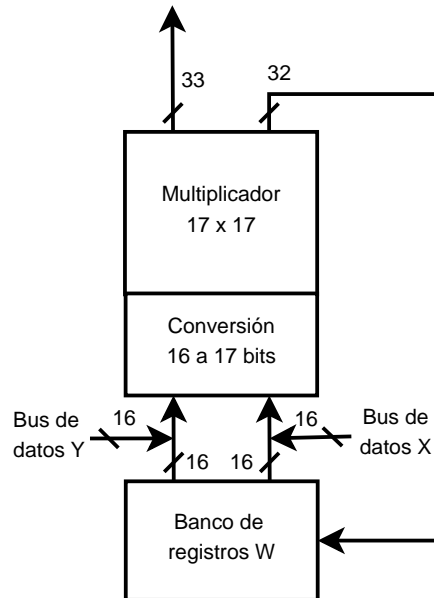


Figura A.1: Interconexión del multiplicador de 17 x 17 bits.

detrás del bit de signo está situado el punto de la parte fraccionaria. El rango de un número fraccional de N bits en complemento a 2 está comprendido entre -1.0 y $(1 - 2^{1-N})$. Para 16 bits en modo entero el rango va de -32768 hasta 32767 , y en modo fraccional de -1 a $(1 - 2^{-15})$ con una resolución de 3.052×10^{-5} [57].

A.3 MEMORIA DE DATOS

La memoria de datos RAM de los DSC se divide en dos espacios X e Y, que son considerados como independientes por algunas instrucciones DSP, mientras que las instrucciones MCU manejan toda la memoria como un espacio unificado y lineal de las direcciones. Cada espacio dispone de sus propios buses de datos y direcciones, ambos de 16 bits, lo que supone que el rango de direccionamiento alcanza 64KB o 32K palabras de 16 bits cada una que se hallan alineadas en direcciones pares. El espacio de la memoria de datos se divide en 5 zonas:

- Espacio (SFR), destinado a los registros específicos de control (2KB).
- Espacio de datos X (4KB)
- Espacio de datos Y (4KB)
- Zona no implementada
- Zona de datos X opcionalmente mapeable en la memoria de programa (32KB).

Los espacios X e Y tienen opciones de acceso diferente según se trate de instrucciones MCU o DSP y dependiendo si se realiza una lectura o escritura. En todas

las operaciones de escritura independientemente al tipo de instrucción, se accede a la memoria como si los espacios X e Y conformasen un único espacio lineal de direcciones. En la lectura de datos de las instrucciones DSP es posible acceder en forma independiente y simultánea a los espacios X e Y. En esta situación los registros W8 y W9 actúan como punteros de direcciones del espacio X, y W10 y W11 como punteros de las posiciones que se van a leer en el espacio Y.

A.4 TEMPORIZADORES

El modelo dsPIC30F6014A contiene 5 temporizadores que son nombrados del Timer1 al Timer5. El Timer1 funciona como temporizador tipo A (16 bits), Los Timer 2 y 4 funcionan como temporizadores tipo B y los restantes como tipo C. Los Timer tipo B se pueden concatenar con los tipo C para configurar temporizadores de 32 bits. Para controlar el comportamiento de los temporizadores, cada uno dispone de 3 registros de 16 bits cada uno:

- TMRx: Guarda el valor que establece el tiempo a controlar.
- PRx: Es el registro de periodo asociado al temporizador.
- TxCON: Registro de control.

Los temporizadores pueden solicitar peticiones de interrupción al producirse su desbordamiento, que se regulan con los siguientes registros y bits:

- TxIE: Contiene los bits de permiso para las diversas interrupciones de los Timer.
- TxIF: Sus bits actúan como señalizadores del desbordamiento de los temporizadores.
- TxIP< 2 : 0 >: Tres bits dedicados a cada temporizador que establecen el nivel de prioridad de la interrupción correspondiente.

Los temporizadores utilizan un divisor de frecuencias previo (prescaler) que puede dividir la frecuencia de los impulsos aplicados por 1, 8, 64, o 256 [57].

Es muy importante destacar que el Timer3 puede servir como disparador de eventos del CAD. Cuando el contador de 32 bits (Timer3/Timer2) iguala al registro combinado de periodos (PR3/PR2) o cuando el Timer3 de 16 bits iguala al registro de periodo PR3 se produce una señal especial que actúa como indicador de inicio del CAD.

A.5 CONVERTIDOR ANALÓGICO DIGITAL DE 12 BITS

Tiene las siguientes características:

- Conversión por medio de un registro de aproximaciones sucesivas (SAR).
- Velocidad de conversión máxima de 200ksps.
- 16 entradas analógicas.
- Voltajes de referencia externos.
- Amplificador diferencial unipolar (S/H)
- Diferentes fuentes para iniciar la conversión.
- Buffer de conversión de 16 bits
- Operación en modo Idle o Sleep

Un diagrama de bloques del convertidor AD de 12 bits se muestra en la Figura A.2, puede tener hasta 16 entradas nombradas AN0-AN15. Hay dos entradas analógicas para referencias de voltaje externas (V_{REF}). Las entradas analógicas son conectadas por medio de los multiplexores al amplificador S/H, y se puede programar una secuencia de entradas a ser escaneadas por medio del control de secuencias. El CAD es conectado a un buffer de 16 bits que sirve para almacenar el resultado y es convertido a uno de los cuatro formatos de salida cuando se lee el dato del buffer. El módulo AD tiene seis registros de control y estados:

- ADCON1: Registro de control 1.
- ADCON2: Registro de control 2.
- ADCON3: Registro de control 3.
- ADCHS: Registro de selección del canal de entrada.
- ADPCFG: Registro de configuración de puerto.
- ADCSSL: Registro de selección de entradas a capturar.

ADCON1, ADCON2 y ADCON3 controlan la operación del módulo AD. ADCHS selecciona los pines de entrada que serán conectados al amplificador S/H. ADPCFG configura los pines del puerto como entradas analógicas o digitales. ADCSSL selecciona las entradas que van a ser capturadas secuencialmente. El buffer de resultados (ADCBUF) contiene una RAM de puerto dual de 16 palabras referidas como ADCBUF0, ADCBUF1,..., ADCBUFE,ADCBUFF.

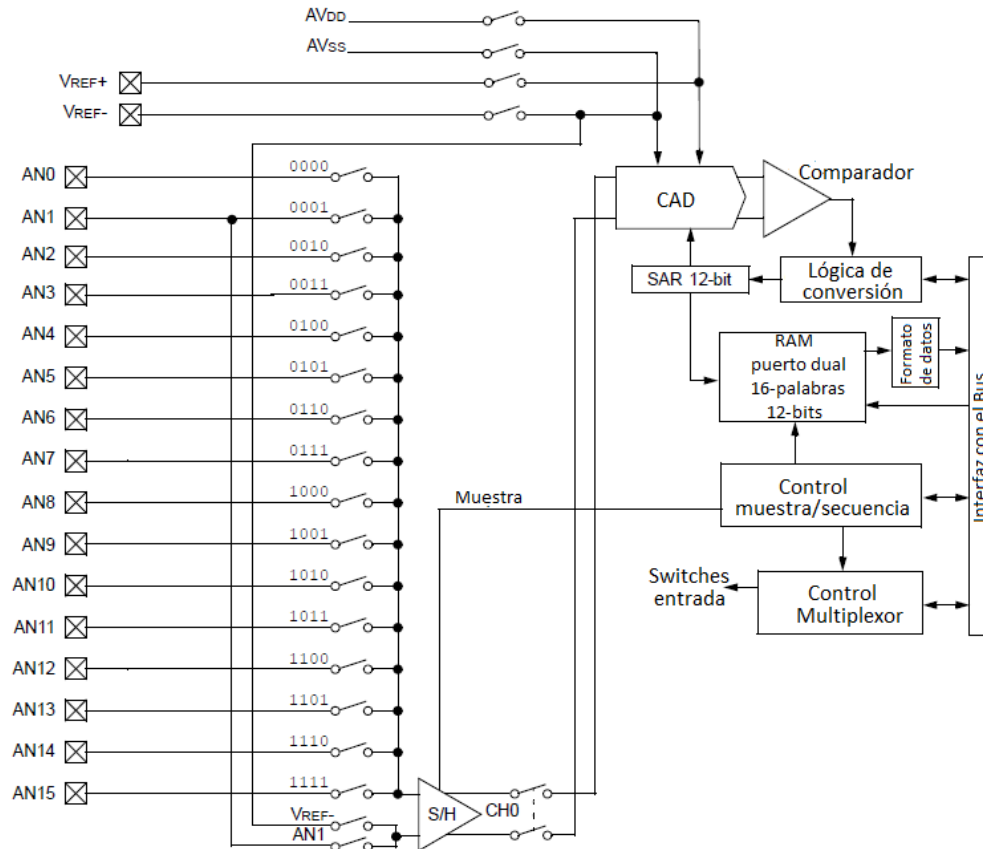


Figura A.2: Diagrama de bloques del convertidor analógico digital de 12 bits

A.5.1 SECUENCIA DE CONVERSIÓN

La Figura A.3 muestra una secuencia de conversión básica y los términos implicados. El muestreo del voltaje del pin analógico es realizado por el amplificador S/H, denominado CH0 para el CAD de 12 bits.

El tiempo de muestreo es el tiempo que demora el módulo AD en conectar el amplificador S/H a un pin analógico. Se puede iniciar manualmente poniendo un uno en el bit ($ADCON1< 1 >$) o automáticamente por medio del hardware del AD. El tiempo de muestreo finaliza manualmente poniendo este mismo bit a cero o automáticamente por medio de una fuente externa que inicie la conversión. El tiempo de conversión es el tiempo que tarda el CAD en convertir el voltaje almacenado por el amplificador S/H. El módulo AD requiere un ciclo de reloj (T_{AD}) para convertir cada bit del resultado más un ciclo adicional, tomando un total de $14T_{AD}$ para la conversión completa. Cuando esta termina el resultado es cargado en uno de los 16 registros de resultados ($ADCBUF0...ADCBUFF$), el amplificador puede ser reconectado al pin de entrada y se puede generar una interrupción si se requiere. El periodo del reloj de conversión se configura por medio de un contador de seis bits. Hay 64 opciones para el T_{AD} especificadas por $ADCS< 5 : 0 >$ que corresponde a

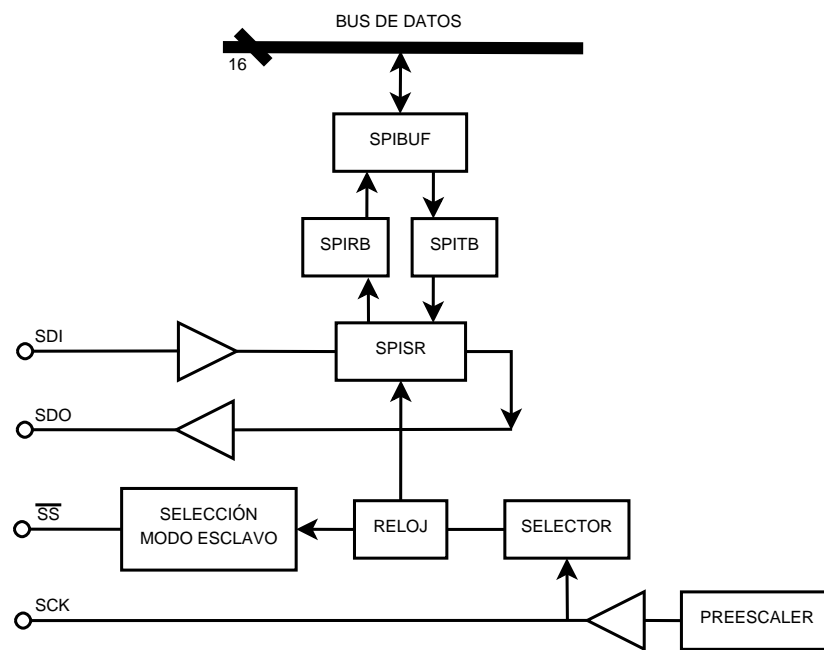


Figura A.4: Diagrama de bloques del módulo SPI

APÉNDICE B

CÓDIGO FUENTE

Todo el código se escribió en C30 y ASM30 utilizando los compiladores de la suite de MPLAB® C30 v3.1 y ASM30 v3.1

B.1 VARIABLES COMUNES

```
/******  
  © 2009 LIFH UAM-I  
  Compilador:  MPLAB® C30 v3.1  
  Archivo: common.h  
  Descripción: Contiene las definiciones de variables comunes  
*****/  
  
#define FOSC 7372800; // Frecuencia del oscilador externo  
#define PLL 16;      // Multiplicador de PLL  
#define FCY FOSC*PLL/4; // Frecuencia de instrucción  
#define NUMSAMP 1;  // Número de muestras que toma el CAD  
#define SAMPLINGRATE 500; //Frecuencia de muestreo  
//Prescaler = 1:8  SAMPCOUNT = FCY /(SAMPLINGRATE * PRESCALER)  
#define SAMPCOUNT FCY/(4000); // Valor del contador del Timer3
```

B.2 CONFIGURACIÓN Y CONTROL DEL CAD

A continuación se suministra el código fuente del archivo ADC.c, en este se realiza la configuración inicial del timer3 y del CAD para una frecuencia de muestreo de 500Hz.

```
/******  
  © 2009 LIFH UAM-I  
  Compilador:  MPLAB® C30 v3.1
```

```
Archivo: ADC.c
Descripción: Toma una muestra del puerto B4 a una frecuencia de 500Hz
              Los intervalos los suministra el Timer3.
*****/

#include "p30f6014A.h"
#include "common.h"
#include "dsp.h"

    // Almacena el valor de la muestra
extern fractional inputSignal;
    // Bandera global que inicia el procesamiento
extern int iniciaproc_Flag;

    // Declaración de funciones:
void ADC_Init(void); // Función que inicializa el CAD y el Timer3
    // Rutina de interrupción del CAD
void __attribute__((__interrupt__)) _ADCInterrupt(void);

void ADC_Init(void)
{
    // Configuración registro ADCON1
    // Configurar A/D para muestreo automático.
ADCON1bits.ASAM = 1;
    // Timer 3 como generador del tiempo de muestreo
ADCON1bits.SSRC = 2;
    // Formato de número = 1.15 fraccional
ADCON1bits.FORM = 3;

    // Configuración registro ADCON2
    //Interrupción después de 1 muestra en el buffer
ADCON2bits.SMPI = 0;

    // Configuración registro ADCON3
    // Configuración del Timer del AD: ADCS = 63.
    //  $T_{ad} = T_{cy} * (ADCS + 1) / 2 = 33.9ns * (63 + 1) / 2 = 1.0848 \mu s > 333.3ns$ 
ADCON3bits.ADCS = 63;

    // Configuración Timer3
    // Inicializa valor del timer
TMR3 = 0x0000;
    // Configura el registro PR3 con el valor SAMPCOUNT predefinido
PR3 = SAMPCOUNT;
    // Limpia bandera de interrupción del Timer3
IFS0bits.T3IF = 0;
```

```
// Deshabilita al Timer3 para generar interrupciones
IEC0bits.T3IE = 0;

//Registro ADCHS
//Conecta RB4/AN4 al canal CH0 de entrada
ADCHS = 0x0004;

//Registro ADCSSL
// Deshabilita la toma de muestras secuencialmente
ADCSSL = 0x0000;

//Registro ADPCFG
//Configura todo el puerto B como digital y RB4 como analógico
ADPCFG = 0xFFEF;

//Limpia la bandera de interrupción de A/D
IFS0bits.ADIF = 0;
//Habilita al CAD para generar interrupciones
IEC0bits.ADIE = 1;

//Inicia el convertidor AD
ADCON1bits.ADON = 1;

//Inicia Timer3, ajuste de prescaler 1:8
T3CON = 0x8010;
}

// Rutina de interrupción
void __attribute__((interrupt, no_auto_psv)) _ADCInterrupt(void)
{
    //Limpia la bandera de interrupción del Timer 3
    IFS0bits.T3IF = 0;
    //Limpia la bandera de interrupción del A/D
    IFS0bits.ADIF = 0;

    // La variable global inputSignal toma el valor del buffer 0
    inputSignal = ADCBUF0;

    // Activa la bandera global para el inicio del procesamiento
    iniciaproc_Flag = 1;
}
```

B.3 FILTRO FIR

```

; .....
;   Archivo   filtFIR.s
; .....

.equ filtFIRNumTaps, 64

; .....
; Ubica e inicializa los coeficientes del filtro

.section .xdata, xmemory, data
.align 128

filtFIRTaps:
.hword 0x000E,0x002B,0x004E,0x006D,0x0079,0x0065,0x002B,0xFFCE,0xFF5A
.hword 0xFEE7,0xFE92,0xFE73,0xFE97,0xFEF5,0xFF74,0xFFE5,0x0012,0xFFCD
.hword 0xFEFA,0xFDA0,0xFBED,0xFA35,0xF8E1,0xF85D,0xF8FD,0xFAEB,0xFE11
.hword 0x021A,0x0682,0x0AA0,0x0DCF,0x0F8C,0x0F8C,0x0DCF,0x0AA0,0x0682
.hword 0x021A,0xFE11,0xFAEB,0xF8FD,0xF85D,0xF8E1,0xFA35,0xFBED,0xFDA0
.hword 0xFEFA,0xFFCD,0x0012,0xFFE5,0xFF74,0xFEF5,0xFE97,0xFE73,0xFE92
.hword 0xFEE7,0xFF5A,0xFFCE,0x002B,0x0065,0x0079,0x006D,0x004E,0x002B
.hword 0x000E

; .....
; Ubica e inicializa el espacio para los datos de entrada

.section .ybss, ymemory, bss
.align 128

filtFIRDelay:
.space filtFIRNumTaps*2

; .....
; Inicializa la estructura del filtro

.section .data
.global _filtFIRFilter

_filtFIRFilter:
.hword filtFIRNumTaps
.hword filtFIRTaps
.hword filtFIRNumTaps+filtFIRNumTaps*2-1
.hword 0xff00

```

```
.hword filtFIRDelay
.hword filtFIRDelay+filtFIRNumTaps*2-1
.hword filtFIRDelay
```

B.4 FILTRO FIR LMS

```
;=====
;Archivo filtrolms.s
;=====
;=====
;VARIABLES Y FUNCIONES DEPENDIENTES:
;++ VARIABLES ++
; Vector U: En memoria de datos X (0x900)
; - Declaración:
;signed int x[21] __attribute__ ((space(xmemory),address(0x900)));
; Vector W: En memoria de datos Y (0x1900)
; - Declaración :
;signed int w[21] __attribute__ ((space(xmemory),address(0x1900)));
; Copia de vector W en memoria X: Para optimizar la normalización
; - Declaración:
;signed int wx[21] __attribute__ ((space(xmemory),address(0x930)));
; Error: Debe estar ubicado en memoria Y
; - Declaración: signed int error __attribute__ ((space(ymemory)));
;=====
;=====
; Declaración global de la función.
.global _filtrolms

;W0= Posición inicial de las entradas(U).
;W1= Posición inicial de los pesos(W).
;W2= Ultima entrada(x).
;W3= Posición inicial del vector espejo de pesos (Wx)

.text
_filtrolms:

GOTO RESPALDAR

;=====
;FILTEROUTPUT: Calcula la salida del filtro y = U'*W
;=====

FILTEROUTPUT:
```

```

;Limpia acumuladores
clr A ;Revisión Febrero 2
clr B ;Revisión Febrero 2
mov W3,W7 ; Respalda posición de vector wx para poder usar W3
      ;Inicialización de CORCON
mov #0X00E1,W3
mov #0X0044,W4
mov W3,[W4]

;Acomoda el valor de entrada en la ultima posición del vector
mov #0x0028,W3
add W0,W3,W3
;mov #0X0928,W3 ;#0X0928 es la posición 21 del vector
mov W2,[W3] ;
;Prepara mac en vector de datos
mov W0,W8
      ;W0 es apuntador del vector de entradas U,se mueve a W9
mov [W8++],W4
      ;El contenido de la dirección de W9 lo llevamos a W5 y
      ;dejamos W9 apuntando al siguiente dato.
;Prepara mac en vector de pesos
mov W1,W10 ;Mover la dirección de Wn a W10.
mov [W10++],W6
      ;Contenido de la dirección W10 a W6. Dejamos W6
      ;apuntando al siguiente dato
;mac y = U*W'
repeat #0x0014
mac W4*W6,A,[W8]+=2,W4,[W10]+=2,W6
      ;Multiplicar y acumular 20 veces
sac.r A,#0,W4
      ;Se obtiene parte alta del Acumulador, equivale a  $y/2^{16}$ 
mov W4,_outputlms ; salida del filtro
clr A ;Limpiar el acumulador
GOTO ERROR

;=====
;ERROR: e = d - y = U[10]-y
;=====
ERROR:
add W0,#0x0014,W2
mov [W2],W2
sub W2,W4,W4
      ; deseada(W2)- salida(W4), almacena en W4
GOTO ACTUALW ; Salto a actualizar pesos

```

```

;=====
;ACTUALW: Actualiza los pesos:  $W_{n+1} = W_n + e * U_n$ 
;=====

ACTUALW:
mov W0,W10; Dirección de inicio de vector U en W10
mov W1,W8; Dirección de inicio de vector W en W8
mov #0x000,W2; inicializo contador W2 en 0
mov #0x0015,W3 ; inicializo W3 en 20 para comparar
Multip:
mov [W10++],W6 ; Mueve dato del vector de entrada a W6
mov [W8],W5 ; Mueve primer peso a W5 y aumento dirección
mov W5,ACCBL ; Mueve W5 a parte baja de B. B =  $W_n$ 
mac W4*W6,A ;  $A = e * U_n$ 
add B ;  $B = A + B = W_n + e * U_n$  (40 bits)
sftac B,#-16 ; Mueve el resultado a la parte alta de B
sac.r B,#0,W5 ; Extrae la parte alta de B en W5 con redondeo
clr A ; Limpia Acumuladores
clr B
mov W5,[W8] ; Mueve W5 al vector W
inc2 W8,W8 ; Aumenta en 2 la dirección de W8
inc W2,W2 ; aumenta en 1 W2
cpseq W3,W2 ; si W2 = 20 normaliza el vector
GOTO Multip ; si no sigue multiplicando
GOTO NORMAL

;=====
;NORMAL: Normaliza el vector de pesos  $W / ||W||$ 
;=====

NORMAL:
mov W1,W8; Dirección de inicio de vector W en W8
;mov #0x1900,W8; Dirección de inicio de vector W en W8
mov W7,W6
;mov #0x0930,W6; Dirección de inicio de la copia de vector W en X
repeat #0x0014
mov [W8++],[W6++]; Copia del vector de pesos en memoria X
mov W1,W10
;mov #0x1900,W10 ;Mover la dirección de inicio de  $W_n$  a W10.
mov [W10++],W6 ;Contenido de la dirección W10 a W6. Dejamos W6
;apuntando al siguiente dato

mov W7,W8
mov [W8++],W4

```



```

;El contenido de la dirección de W8(Primer dato Wx)
;lo llevamos a W4 y dejamos W8 apuntando al siguiente dato.
repeat #0x0014 ;repetir 21 veces
mac W4*W6,A,[W8]+=2,W4,[W10]+=2,W6 ; A = W^2
sac.r A,#0,W4 ;Se divide el resultado entre 2^16
mov W1,W8 ;Carga direccion vector w en w8
mov W0,W12 ;Respalda W0 en W12
mov W4,_wnor ; wnor = (W^2)/(2^16)
call _raiz ;llama función que obtiene raiz cuadrada
mov _wraiz,W4 ; se pasa el valor de la raiz a W4
clr A ; Limpia el acumulador
mov #0x0000,W3 ; W3=0;
mov W3,W2 ; W2=0;
;mov W6,W0 ; Se regresa la dirección de X a W0
;mov #0x1900,W8 ;Carga dirección de inicio del vector W en W8
mov #0x0015,W10 ; Inicializo W10 en 20 para comparar
mov #0x0080,W5 ; multiplicar por 128 el resultado
cpsne W3,W4 ; si raiz no es cero dividir
GOTO ACTUALU
Division:
mov [W8],W3
repeat #17 ;División con signo
div.s W3,W4 ; W0 = Wn/s
mov W0,W6 ; Mueve W0 a W6 para poder multiplicar
mul.ss W5,W6,W6; W6 = Wn*128/s
mov W6,[W8] ; Actualiza Wn con W6
inc2 W8,W8 ; Aumenta dirección en 2
inc W2,W2 ; Aumenta contador en 1
cpseq W10,W2 ; si W2 = 20 salta la siguiente instrucción
GOTO Division
GOTO ACTUALU

;=====
;ACTUALU: Actualiza las entradas: U
;=====
;
ACTUALU:
mov W12,W0 ; Dirección del vector en W0
add W0,#0x0002,W1
repeat #0x0013 ; Repetir 20 veces para actualizar el vector
mov [W1++],[W0++]
GOTO RESTAURAR

;=====

```

```

;RESPALDAR: Respalda los registros utilizados.
;=====
RESPALDAR:
push W3
push W4
push W5
push W6
push W7
push W8
push W10
push W12
GOTO FILTEROUTPUT
;=====
;RESTAURAR: Restaura los registros utilizados

;=====
RESTAURAR:
;mov W7,W0 ;Generar la salida
; La restauración debe hacerse en orden inverso.
pop W12
pop W10
pop W8
pop W7
pop W6
pop W5
pop W4
pop W3
clr _wnor
clr _wraiz
RETURN

.end

```

B.5 DETECCIÓN MATERNA

```

void deteccionMat(void) // Función que controla la detección materna
{
if (Bandera.zona == 0) // Si está fuera de zona de detección
{
if (outputlms > umbral && Bandera.periodm)
// Si la salida lms es mayor a umbral y si entra en el rango de periodo
{
detin++; // Aumenta detector de zona
}
}
}

```

```
    if (detin >= 10)
// Si hay 10 detecciones continuas por encima del umbral
{
Bandera.zona = 1; // Entró en zona
diffM = 0; // Se reinicia contador de periodo materno
valmax = 0;
if (buffer-32>=&buffer_X[0]) // si hay una detección normal
{
zonaIn = buffer-32; // zona in antes de buffer
}
else
// si buffer no sobrepasa 32 muestras, zonaIn al final del vector
{
zonaIn = &buffer_X[999]-32+(buffer-&buffer_X[0]);
}

}
}
}
else // Si ya está dentro de la zona de detección
{
if (outputlms <= umbral)
    // si la salida lms es menor que el umbral
{
    detin--; // Disminuye detector
    if (detin <= 0)
        // Si el detector es cero hay 10 detecciones menor a umbral
    {
Bandera.zona = 0;
        // Salida de la zona de búsqueda
zonaData = buffer-zonaIn;
        // Numero de datos del vector para la búsqueda
if (buffer<zonaIn)
        // si apuntador está al comienzo y zonaIn al final del buffer
    {
zonaData = zonaData + 999;
valmax = VectorMax (&buffer_X[999]-zonaIn,zonaIn,&maxpos);
valmin = VectorMax (buffer-&buffer_X[0]-1,&buffer_X[0],&minpos);
if (valmin>valmax)
    {
//maxpos = &buffer_X[999]-zonaIn+1+minpos;
maxpos = minpos;
fin = &buffer_X[0]+ minpos+50; //revisión
    }
}
else
```

```

{
fin = &buffer_X[0]+ (50-(&buffer_X[999]-(zonaIn-2+maxpos)));
}
}
else
{ // si entra en zona normalmente
valmax = VectorMax (buffer-zonaIn,zonaIn,&maxpos);
fin = zonaIn+ maxpos+50;
}
Bandera.detecM =1;
gen_rrM();
        // función que genera RR materno

}
}
}
}

```

B.6 CANCELACIÓN

```

// Función que controla las cancelaciones
void controlTemp(void)
{
// Si ultima detección supera 1500 muestras (3 seg)
if (master >= 1500)
{
        // Si ya inició el filtrado fetal
if (Bandera.lmsfetON)
        {
cancela(); // Cancela
actualizaTemp(); // Actualiza templete
}
        // Si aun no se inicia el filtrado fetal
else
{
cancela(); // Cancela
actualizaTemp(); // Actualiza el templete

        // Se ajustan posiciones si la zona de cancelación
        //está al final o al inicio del buffer
if (zonaIn-200>= &buffer_X[0])
{
datafet = zonaIn-200;

```

```

}
else
{
datafet = &buffer_X[999]-200+(zonaIn-&buffer_X[0]);
}
masterfet = master - (buffer-datafet);
        // Activa bandera de filtrado fetal
Bandera.lmsfetON = 1;
}
}
else
    // Si no han pasado 3 seg. solo se actualiza
    {actualiza0();}
}

```

B.6.1 SUBSTRACCIÓN

```

// Resta complejo - templete
void cancela(void)
{
    // Si máximo en las 49 muestras finales (zona problemática)
    if ( maxpos + zonaIn-&buffer_X[0]<49)
    {pointerbuff = &buffer_X[0]+(999 + (maxpos+zonaIn-&buffer_X[0]-49));
    }
    // Si máximo en las 49 muestras iniciales (zona problemática)
    else if (maxpos==minpos)
    {
    pointerbuff = &buffer_X[999]-49+maxpos;
    }
    else // si máximo en una zona normal
    {
    //pointerbuff = &buffer_X[999]-maxpos+49;
    pointerbuff = &buffer_X[0]+(maxpos + zonaIn-&buffer_X[0]-49);
    }
    // apuntador al primer dato del vector del segmento
    pointerseg = &segmento[0];
    // si es un segmento en zona no problemática
    if (&buffer_X[999]-pointerbuff >=100)
    { // copia datos del buffer al segmento
    VectorCopy(100,pointerseg,pointerbuff);
    // Resta el templete de la seccion del buffer,
        // sobrescribe resultado en el buffer
    VectorSubtract(100,pointerbuff,pointerbuff,&templete[0]);
}

```

```

}
else // si es un segmento partido
{
detec = &buffer_X[999]-pointerbuff;
VectorCopy(detec,pointerseg,&buffer_X[999]- detec);
VectorSubtract(detec,&buffer_X[999]- detec+1,
               &buffer_X[999]- detec+1,&templete[0]);
VectorCopy(100-detec,pointerseg+detec,&buffer_X[0]);
VectorSubtract(100-detec,&buffer_X[0],&buffer_X[0],
               &templete[0]+detec);
}
}

```

B.6.2 ACTUALIZACIÓN DE TEMPLETES

Se basa en un código en ensamblador que obtiene el promedio ponderado de dos vectores otorgando el peso de acuerdo a la posición de los datos, de esta forma el algoritmo varía de acuerdo al error de cancelación tan solo variando las posiciones de entrada al código de cancelación:

```

;=====
;FUNCION Actualizatemp:
;Actualiza templete por pesos fijos
;actualizatem(dest,vector1,vector2) ||
; dest = 0.75*Vector1 + 0.25*Vector2
;=====
;=====
; Declaración global de la función.
.global _actualizatemp

;W0= Posición del vector destino.
;W1= Posición del vector 1.
;W2= Posición del vector 2
;W3= Número de elementos del vector

.text
_actualizatemp:

GOTO RESPALDAR

;=====
;PONDERACION:
;=====

```

```

PONDERACION:
clr A ;
;CORCON = 0X00E1; Multiplicación entera, saturación normal
mov #0X00E1,W10
mov #0X0044,W4
mov W10,[W4]
;mov #0x64,W3
clr W10
    mov W0,W8 ;respaldo posición vector de salida
mov W1,W9 ;respaldo posición vector 2
actualiza:
mov [W9++],W6 ; Dato 1 del vector1 en W3
mov [W2++],W4 ; Dato 1 del vector2 en W4
asr W6,#0x2,W5; W5 = vect1/4 = 0.25*Vect1
asr W6,#0x1,W6; W6 = vect1/2 = 0.5* vect1
add W6,W5,W5; W5 = 0.75 * vect1
asr W4,#0x2,W4; W4 = 0.25 * vect2
add W4,W5,W4 ; W4 = 0.75*vect1 + 0.25*vect2
mov W4,[W8++]
inc W10,W10
cpseq W3,W10 ; si W10 = 100 termina
GOTO actualiza ; si no sigue multiplicando
GOTO RESTAURAR

;;=====
;=====
;RESPALDAR: Respalda los registros utilizados.
;=====
RESPALDAR:
push W3
push W4
push W5
push W6
push W7
push W8
push W9
push W10
GOTO PONDERACION
;=====
;RESTAURAR: Restaura los registros utilizados

;=====
RESTAURAR:
pop W10
pop W9

```

```

pop W8
pop W7
pop W6
pop W5
pop W4
pop W3
RETURN

```

```
.end
```

Ahora se suministran las funciones en C30 que controlan las actualizaciones de los templates maternos:

```

// Actualiza complejos ponderando cancelación
void actualizaTemp(void)
{
    // Calcula error
    desviacion = VectorPower (100,(buffer+detec-49));
    ajuste = desviacion - desvaux;
    desvaux = desviacion;
    if (ajuste > 0)
    {
        // Si el error aumenta
        asm("push w0");asm("push w1");asm("push w2");asm("push w3");
        actualizatemp(&template[0],&template[0],&segmento[0],100);
        asm("pop w3");asm("pop w2");asm("pop w1");asm("pop w0");
    }
    else
    {
        // Si el error disminuye
        asm("push w0");asm("push w1");asm("push w2");asm("push w3");
        actualizatemp(&template[0],&segmento[0],&template[0],100);
        asm("pop w3");asm("pop w2");asm("pop w1");asm("pop w0");
    }
}

// Actualiza complejos hasta antes de 3 segundos
void actualiza0(void)
{
    // Verifica si el segmento está al final o comienzo del buffer
    if ( maxpos + zonaIn-&buffer_X[0]<49)
        // Si el segmento está al final del buffer
        {pointerbuff = &buffer_X[0]+(999 + (maxpos+zonaIn-&buffer_X[0]-49));

```



```

}
    // si la detección está en una zona sin problemas
else
{pointerbuff = &buffer_X[0]+(maxpos + zonaIn-&buffer_X[0]-49);}
// apuntador al primer dato del vector del segmento
pointerseg = &segmento[0];
// copia datos del buffer al segmento
for (k=0;k<99;k+=1)
{
*pointerseg++ = *pointerbuff++;
    // si llega al último dato del buffer
if (pointerbuff > &buffer_X[999])
    // pasa al primero
{pointerbuff = &buffer_X[0];}
}
    // Utiliza código en ensamblador para promediar
asm("push w0");asm("push w1");asm("push w2");asm("push w3");
actualizatemper(&templete[0],&templete[0],&segmento[0],100);
asm("pop w3");asm("pop w2");asm("pop w1");asm("pop w0");

}

```

B.7 DETECCIÓN DE COMPLEJOS FETALES

```

// Función que ejecuta filtro LSM fetal después de
// una cancelación;
void filtradofetal(void)
{
// Si la bandera de procesamiento fetal está activa
if (Bandera.lmsfetON)
{
    // Entrada de muestras precanceladas
inputlms = *datafet ++;
/** Derivada **/
    // Derivf = valor de la derivada
derivf = inputlms - auxderf;
    // auxderf = valor anterior de la salida del filtro
auxderf = inputlms;

/**** Filtro LMS ***/
asm("push w0"); asm("push w1"); asm("push w2");
filtrrolms(&xf[0],&wf[0],derivf,&wxf[0]);
asm("pop w2");asm("pop w1");asm("pop w0");
    // Derivada

```

```
derivf2 = outputlms - auxderf2;
    auxderf2 = outputlms;
outputlms = abs(outputlms);

// Pasa al proceso de detección
deteccionFet();

// Reinicia posición en el buffer de datos
if (datafet > &buffer_X[999])
{datafet = &buffer_X[0];}

}
}

// Función que realiza la detección de complejos fetales
void deteccionFet(void)
{
// Si está fuera de zona de detección
if (Bandera.zonaf == 0)
{
    // Si la salida lms es mayor a umbral y el periodo
    // está en intervalo correcto
if (outputlms > umbralF && Bandera.periodf)
{
    // Aumenta detector de zona
    detinf++;
    // Si hay 10 detecciones continuas por encima del umbral
    if (detinf >= 10)
    {
Bandera.zonaf = 1; // Entró en zona
// Reinicia contador de rango de periodo
diffF = 0;
//Zona de entrada si hay una detección normal
if (datafet-25>=&buffer_X[0])
{zonaInf = datafet-25;}
else
{zonaInf = &buffer_X[999]-25+(datafet-&buffer_X[0]);}
        // Zona de salida máxima en detección
if (datafet+35<=&buffer_X[999])// normal
{contfet = datafet+35;}
else // Zona de salida máxima en final del vector
{contfet = &buffer_X[0]+ (35-(&buffer_X[999]-datafet));}
    }
}
}
```

```

}
else // Si ya está dentro de la zona de detección
{
    // si la salida lms es menor que el umbral
    if (outputlms <= umbral)
    {detinf--;} // Disminuye detector
    // Si detector es cero o máximo intervalo de zona
    if ((detinf <= 0) || (datafet==contfet))
    {
        Bandera.zonaf = 0; // Salida de la zona de búsqueda
        detinf = 0; // Inicializa contador de detecciones
        zonaDataf = datafet - zonaInf;
        // si apuntador está al comienzo y zonaIn al final del
        if (datafet < zonaInf) buffer
        {zonaDataf = zonaDataf + 999;}
        // comienza proceso
        // Copiar parte del buffer al segmento fetal
        // si la zona de búsqueda esta en zona normal
        if (zonaInf + 40 <= &buffer_X[999])
        {
            // Paso a segmento fetal 80 muestras
            VectorCopy(40,&segmentof[0],zonaInf);
        }
        else // si está al final del buffer
        {
            VectorCopy(&buffer_X[999]-zonaInf,&segmentof[0],zonaInf);
            VectorCopy(40-(&buffer_X[999]-zonaInf),&segmentof[0]+
                (&buffer_X[999]-zonaInf),&buffer_X[0]);
        }
        // Calcular máximo por matched filter
        VectorConvolve(40,40,&convolucion[0],&segmentof[0],&tempfet[0]);
        VectorMax (80,&convolucion[0],&maxf); // Detección del máximo
        VectorMin (80,&convolucion[0],&minf);
        // Se determina máximo absoluto y se escala por # de muestras
        if(convolucion[maxf] >= abs(convolucion[minf]))
        maxf = maxf>>1;
        else
        maxf = minf>>1;

        //Generación de vector de detecciones fetales
        gen_rrF();

    }
}
}
}

```

B.8 INICIALIZACIÓN

```
// Función de inicialización
void inicializa(void)
{
    if (Bandera.inicializa == 0)
    {
        master++; // control de muestras materno
        FilterIn = adcbuff; // espera dato del ADC
        /** Filtro pasa banda ***/
        FIR(1,&FilterOut,&FilterIn,&filtFIRFilter);
        // Si aún no se ha llenado el buffer
        if (master<=1000)
        {
            // se almacenan primeras 1000 muestras
            buffer_X[master-1]=FilterOut;
            // se buscan máximos y mínimos
            if (FilterOut>valmax)
            {valmax = FilterOut; maxpos=master-1;}
            if (FilterOut<valmin)
            {valmin = FilterOut; minpos=master-1;}
        }
        else
        {
            // si se superan las 1000 muestras
            // se ejecuta la función parametros();
            parametros();
            // si hay inicialización correcta
            if (Bandera.inicio)
            {
                // ya se inicializaron las variables
                Bandera.inicializa = 1;
                master = 0;
                // Reinicia delay del filtro FIR
                FIRDelayInit(&filtFIRFilter);
                // reinicia los buffers
                for (k=0;k<1000;k+=1){buffer_X[k]=0;}
                deriv = 0;
                auxder = 0;
                // inicializa posición del buffer
                buffer = &buffer_X[0];
            }
            else

```

```
        // si la inicialización falla
    {
    Bandera.inicializa = 0;
    master = 0; masterfet = 0;
    maxpos = 0; minpos = 0; valmax = 0; valmin=0;
    }
    }
    }
    }

// Función que calcula los umbrales
void parametros(void)
{
// Se detecta primer complejo, signo de la señal, umbrales
    // Compara los máximos y mínimos del buffer
    if (valmax<abs(valmin))
    {
        // si el valor mínimo es mayor que el máximo
        valmax = abs(valmin); maxpos=minpos;
    }
    // si el máximo de la señal es mayor que el template
    if (valmax>templete[49])
    {
        // Siempre es positivo el template
        escala = valmax/templete[49];
        // Rutina que escala el template con el factor escala
        escalamiento();
    }
    // Ajuste de la amplitud de la señal
    if (buffer_X[maxpos]<10000)
        //Ajuste: si el máximo es negativo debe voltear la señal
        {ajuste1= 10000/buffer_X[maxpos];}
    else
        {ajuste1 =1;}

    // Estimación de umbrales
    // si la detección del máximo es en la mitad alta del buffer
    if (maxpos>500)
    {
        valmax = 0; valmin=0;
        //maxpos = maxpos-500; // el máximo está en buffer B
        for (k=0; k<500; k+=1)
        {
            /*** Derivada ***/
            deriv = (buffer_X[k+500]*ajuste1) - auxder;
```

```

auxder = buffer_X[k+500]*ajuste1;
/** Filtro lsm */
asm("push w0");asm("push w1");asm("push w2");
filtrolms(&x[0],&w[0],deriv,&wx[0]);
asm("pop w2");asm("pop w1");asm("pop w0");
    /** Derivada */
deriv2 = outputlms - auxder2;
auxder2 =outputlms;
buffer_X[k] = abs(outputlms);
    // Valor y posición del máximo en parte baja del buffer
if (buffer_X[k]>valmax)
{valmax=buffer_X[k];maxpos=k;}
}
    // se obtiene el promedio y el máximo fetal
if ((500-maxpos)>=250)
{ for (k=0;k<200;k+=1)
masterfet = masterfet + buffer_X[maxpos+50+k];
{if (buffer_X[maxpos+k+50]>valmin)
{valmin=buffer_X[maxpos+k+50];}}
}
else
{ for (k=0;k<200;k+=1)
masterfet = masterfet + buffer_X[maxpos-250+k];
{if (buffer_X[maxpos-250+k]>valmin)
{valmin=buffer_X[maxpos-250+k];}}
}
    //Promedio
masterfet = masterfet/200;

}
    // si la detección del máximo es en la parte baja del buffer_X
else
{
valmax=0;valmin=0;
for (k=0;k<500;k+=1)
{
/** Derivada */
deriv = (buffer_X[k]*ajuste1) - auxder;
auxder = (buffer_X[k]*ajuste1);
/** Filtro LMS */
asm("push w0");asm("push w1");asm("push w2");
filtrolms(&x[0],&w[0],deriv,&wx[0]);
asm("pop w2");asm("pop w1");asm("pop w0");
    deriv2 = outputlms - auxder2;
auxder2 =outputlms;

```

```
buffer_X[k+500] = abs(outputlms);
    //Calcula máximo fetal y posición
if (buffer_X[k+500]>valmax)
{valmax=buffer_X[k+500];maxpos=k+500;}
}
if ((1000-maxpos)>=250)
{ for (k=0;k<200;k+=1)
masterfet = masterfet + buffer_X[maxpos+50+k];
    {if (buffer_X[maxpos+50+k]>valmin)
{valmin=buffer_X[maxpos+50+k];}
    }
}
else
{ for (k=0;k<200;k+=1)
masterfet = masterfet + buffer_X[maxpos-250+k];
{if (buffer_X[maxpos-250+k]>valmin)
{valmin=buffer_X[maxpos-250+k];}}
}
    //promedio fetal
masterfet = masterfet/200;
}

    // si falla la inicialización
if (Bandera.snrfail)
{
    // umbral materno promedio
umbral = umbral + valmax/5;
    // umbral fetal promedio
umbralf = umbralf + valmin/5;
maxf++;
    // minf almacena el valor máximo de fetales provisionalmente
if (valmin > minf){minf = valmin;}
    // almacena valor máximo materno provisionalmente
if (valmax > zonaDataf){zonaDataf = valmax;}
    // si ya se realizó el proceso de inicialización 5 veces
if (maxf>5)
{
    // Se activa la bandera de inicio
Bandera.inicio = 1;
umbral = umbral>>1;
    // Nuevamente se evalúan los criterios:
    //si la detección fetal sobrepasa umbral materno o está muy cerca
if (valmin > umbral || (valmin+(valmin>>2) > umbral))
{umbral = (zonaDataf>>1)+(minf>>1);
umbralf = (umbralf>>1);
```

```
} //SNR fetal grande, esto va a implicar mas errores
// Si los complejos fetales están muy chicos
if (umbral<f < 2* masterfet)
{umbral<f = (masterfet>>1)+(minf>>1);
  umbral = (umbral>>1);}
  }

}
else
    // se evalúan los umbrales obtenidos inicialmente
    {
        //umbral materno se fija a la mitad del umbral máximo
        umbral = (valmax>>1);
        // umbral<f es la mitad del máximo de una region de no materno
        umbral<f = valmin>>1;
        // Se activa bandera de inicio
        Bandera.inicio = 1;
    }

// Si SNR fetal muy grande.
if ((valmin>umbral || (valmin+(valmin>>2) > umbral))
    && Bandera.snrfail==0 )
{Bandera.snrfail = 1; // Bandera de falla
  Bandera.inicio = 0; // No hay inicialización
  // se toman promedios
  umbral = valmax/5;
  umbral<f = valmin/5;
  maxf = 1;
  minf = valmin;
}

// Si SNR fetal bajo
if (umbral<f < 2* masterfet && Bandera.snrfail==0)
{Bandera.snrfail = 1; // Bandera de falla
  Bandera.inicio = 0; // No hay inicialización
  // se toman promedios
  umbral<f = valmin/5;
  umbral = valmax/5;
  maxf = 1;
  minf = valmin;
  zonaData<f = valmax;
}
}
```


APÉNDICE C

ARTÍCULOS PUBLICADOS

- Implementation of a real-time algorithm for maternal and fetal heart rate monitoring in a digital signal controller platform. *32nd Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, Agosto 2010, Buenos Aires, Argentina.*
- Algoritmo para el monitoreo de la frecuencia cardiaca materna y fetal en tiempo real a partir de un canal de ECG abdominal. *XXXII Congreso Nacional de Ingeniería Biomédica. Octubre 2009, Veracruz, México.*

Implementation of a real-time algorithm for maternal and fetal heart rate monitoring in a digital signal controller platform

Arias-Ortega R., Gaitán-González M. J. and Yáñez-Suárez O.

Abstract—An LMS-based algorithm to monitor fetal and maternal heart rate in real time was implemented and evaluated on a development platform. Hardware has three modules: dsPIC30F digital signal controller, a low-noise analog front end and a storage stage. They were evaluated using on-chip debugging tools and a patient simulator. Algorithm performance was tested using simulation tools and real data. Other measures like process run-times and power consumption, were analyzed to evaluate the design feasibility. Dataset was conformed by 25 annotated records from different gestational age pregnant women. Sensitivity and accuracy were used as performance measures. In general, sensitivity was high for maternal (95.3%) and fetal (87.1%) detections. Results showed that the chosen architecture can run efficiently the algorithm processes, obtaining high detection rates under appropriate SNR conditions.

I. INTRODUCTION

During pregnancy and especially in high risk cases, continuous monitoring combined with patient awareness and more nursing contact has demonstrated to reduce the incidence of prematurity and miscarriage [1]. Due to fetus inaccessibility, the main physiological parameter to be monitored in a non invasive way is fetal heart rate (FHR); FHR analysis provides relevant clinical information to determine fetal health status, working as indicator of some conditions such as antenatal uteroplacental insufficiency and fetal hipoxia [2]. Currently, the common technique to obtain FHR is Doppler ultrasound, however for long-term monitoring this technique is not effective, since it is sensitive to movements [3]. Magnetocardiography is a current technique to obtain fetal electrocardiogram (FECG) and FHR, from early weeks of gestation (13th), but this technique is unsuitable for ambulatory use [4]. An alternative to these techniques is the abdominal ECG signal (AECG). It presents several advantages: it is a passive method contrary to Doppler ultrasound which irradiates the fetus, its low cost and it has been demonstrated that it can be used for ambulatory long-term monitoring [3]. Nevertheless, this technique presents documented inconveniences: the low fetal signal to noise ratio (SNR), large maternal electrocardiogram amplitude with similar spectral behavior, respiratory amplitude modulation, line interferences, electromyography (EMG) and artifacts produced by movement. Additionally,

the morphology of FECG depends on the electrode location, gestational age and fetus position [5].

Several research groups have developed methods to generate portable monitors [6][7][8], obtaining favorable results about FHR acquisition; there exists a commercial device (Monica AN24TM). Transabdominal FECG is the most promising technique in long-term monitoring, and further research and development is still in course. This paper presents a hardware platform based on a digital signal controller, that implements an LMS-based maternal and fetal heart rate monitoring algorithm.

II. METHODS

A. Hardware platform

The design has three main stages, namely conditioning, processing and storage: Conditioning stage is compound by an amplification section and an analog filter section. The amplifier circuit consists on a single-supply high-accuracy instrumentation amplifier (INA116), chosen for its low-noise voltage, and its low power specification. Circuit is complemented with a dual precision amplifier (OPA2335). Both amplifiers operate from a single 5V supply and include autozeroing techniques, keeping the initial offset and offset drift over temperature and time near zero. To reject 50/60-Hz noise, the common mode input voltage is fed back to the reference electrode. Finally, this stage incorporates the precision voltage reference (REF3125), to provide low-noise biasing of the 2.5 V reference voltage to the amplifiers and the analog-to-digital converter (ADC). Processing stage receives the analog signal coming from the amplifier; the signal is converted to digital, then it is processed and resulting data is managed for its storage. All these processes are run in the 16 bit dsPIC30F6014A digital signal controller (DSC). Its outstanding features are: a DSP engine, 3-wire SPI modules and several digital peripherals, 12 bit ADC, low-voltage detection and low power consumption. Fig. 1 shows processing stage sections which are described below:

1) *ADC*: The 12 bit ADC is configured for a sampling frequency of 500 Hz, with total conversion time of $16.27\mu\text{s}$ at 30 MIPS (7.37 MHz external oscillator via PLL 16x).

2) *Algorithm block*: This section receives the digital signal and runs different processing techniques involved in the algorithm, obtaining the maternal and fetal RR intervals in real time starting from the AECG signal. Implemented algorithm is explained in the subsection B.

Final stage controls the storage of the raw AECG signal (ADC buffer output), as well as RR maternal and fetal intervals. 1GB Micro SDTM was used as storage media, and

Universidad Autónoma Metropolitana - Iztapalapa, D.F., México.
R. Arias-Ortega is student of Posgrado en Ingeniería Biomédica, DCBI.
ronald.arias@gmail.com
M. J. Gaitán-González is with Depto. Ciencias de la Salud, DCBS.
mjgg@xanum.uam.mx
O. Yáñez-Suárez is with Depto. Ingeniería Eléctrica, DCBI.
yaso@xanum.uam.mx

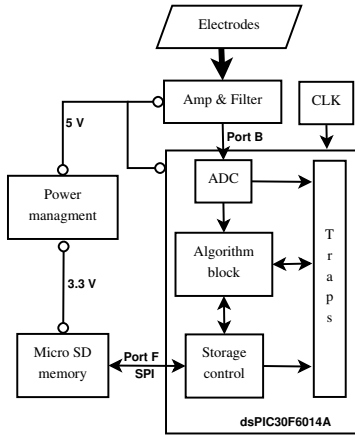


Fig. 1. Block diagram of the dsPIC based prototype

Microchip memory disk drive file system (MDDFS) Interface Library as code support. This stack allows to implement a FAT16 card file system, and therefore, to manage text files through the Serial Peripheral Interface (SPI) bus; this implies that storage data can be directly read by a PC.

B. Heart rate monitoring algorithm

The algorithm was initially implemented in Matlab® to evaluate the detection rates and to determine the feasibility of its operation [9]. Afterwards it was implemented mixing assembly language (ASM30) and C modules (C30) using the MPLAB® IDE environment. The algorithm receives abdominal digital signal as input, which is stored in a buffer. With these stored data, algorithm parameters are calculated and later on the processing block begins. Data input is passed through a finite impulse response (FIR) bandpass filter (Fig. 2). Output (A1) represents the filtered signal and it is used to determine maternal R wave positions (A2) through a maternal R wave detector. Later on, the cancelation stage uses the obtained information to suppress maternal complexes on (A1), using a predefined maternal QRS template. FECG signal is expected as result (A3). This last signal is applied to the fetal R wave detection process, which uses a predefined fetal QRS template to obtain complexes position (A4). First templates are stored in data memory, and they are updated for each detected beat using some predetermined parameters. Each one of the processes used in this method is discussed in the following sections.

1) *Band pass digital filter*: Its goal is to remove baseline wander and high frequency noise. A 64 taps band pass FIR filter was designed, with cut off frequencies of 10 and 70 Hz. The filter was designed using the dsPIC™ filter design tool and tested using the dsPICworks tool.

2) *Maternal R wave detector*: This process has three fundamental parts. First one exploits statistical differences between QRS complex and the rest of the ECG signal, highlighting probable complex zone locations. A least mean square (LMS) adaptive filter in a smoother configuration, is used with a learning rate $\mu = 125 \times 10^{-6}$ and a filter order of 21. From a fixed point application perspective, a new

constant is defined as $K = 1/\mu$ and its approximated value was $K = 2^{13}$. Using these parameters, the filter becomes non-stable only in the QRS region. The LMS filter receives as input $u(n)$, the derivative of the previous filtered signal. Then, \mathbf{u}_n is a vector formed with the previous samples $u(n-10)$ to $u(n-1)$, the present data $u(n)$, and ten consecutive future data $u(n+1)$ to $u(n+10)$. The output of the smoother, $y(n)$, is defined as the inner product between the vector \mathbf{u}_n and the vector formed with the weights of the smoother \mathbf{W}_n (1). At each iteration, vector \mathbf{W}_n is updated according to the LMS algorithm (2), but its elements are normalized (3):

$$y[n] = \frac{1}{K} \mathbf{u}_n^T \mathbf{W}_n \quad (1)$$

$$\mathbf{W}'_n = \mathbf{W}'_{n-1} + \mathbf{e}_{n-1} \mathbf{u}_{n-1} \quad (2)$$

$$\mathbf{W}_n = K^{1/2} \frac{\mathbf{W}'_n}{\|\mathbf{W}'_n\|} \quad (3)$$

where $e[n]$ is the error signal $e[n] = d[n] - y[n]$, and $d[n]$ the desired input at time n , in this case the present signal $u[n]$. The magnitude value of the smoother output was obtained and differentiated $y[n] = y[n] - y[n-1]$, to allow an easier detection of the QRS segment [10]. To write the equations in this way facilitates hardware implementation, since any math operation with K just implies some shifts in the 40-bit Accumulators. The second part of this stage consists on defining a QRS search zone. A predetermined threshold was used to settle down the R wave searching region. In the third part, when the output signal exceeds the threshold, the R wave search starts. The fiducial point is determined as the maximum absolute value from the filtered AECG signal. The entire process was implemented in assembler to optimize the response time, and the filters (band pass and LMS) design strategy consisted on storing the input data in the X data RAM space, and the filter coefficients in the Y data RAM space. In this way, MAC instructions could be used.

3) *Cancelation*: This stage receives three signals: filtered signal (A1), current temporal R wave location (A2) and maternal complex template. The process consists on estimating a maternal complex scaling the maternal template according to the current R wave detection, and then, subtracting it from the filtered signal. As a control procedure, the variance \mathbf{S} of the subtraction between maternal current complex and template is obtained (4). Template is updated after each beat according to (5). If the variance decreases, implying an improvement in the cancelation process, new template $\mathbf{T}(k+1)$ is updated using a lower weight (w_T) for current template $\mathbf{T}(k)$ than for the complex $\mathbf{M}(k)$:

$$e_s = \text{Var}(\mathbf{S}) \quad (4)$$

$$\mathbf{T}(k+1) = (w_T) \mathbf{T}(k) + (1 - w_T) \mathbf{M}(k) \quad (5)$$

where k is current beat and the weight w_T is 0.75 if $e_s(k) > e_s(k-1)$, or 0.25 if $e_s(k) \leq e_s(k-1)$.

4) *Fetal R wave detector*: It follows the same principle than the maternal detector, except for the following considerations: since cancelation procedure is stabilized after the fourth beat, amplitude of the already canceled signal is

normalized using the maximum of the amplitude one second around the fifth maternal beat; starting from this point, the five following detections that met a fetal heart rate of 2 to 2.7 Hz [11] are chosen, so a fetal heart period could be obtained to use it in case of doubtful or multiple detection events, selecting the most appropriate detection according to current fetal period. Because the fetal signal has smaller amplitude, it can be highly affected by noise, that is why the fiducial point was determined as the maximum cross-correlation between the fetal template and the search zone segment, to obtain fetal RR (A4). Then, fetal template is updated if the current fetal detection fulfills the prospective interval.

5) *Initialization*: This block is explained at the end since it uses above defined processes. Its goal is to establish automatically maternal (T_m) and fetal (T_f) detection thresholds (Fig. 2). It starts storing the first 1000 samples in a circular buffer. These samples are filtered and the maximum absolute value is detected, which is assume to correspond to a maternal R wave. Then, the buffer is divided in two segments of 500 samples. One half keeps the signal with the detected R wave to be passed through the LMS filter process; derivative of resulting data is stored in the second half. So, the entire buffer has the filtered signal in one side and the derivative output in the other (Fig. 3). Maternal detection threshold (T_m) is established as 50% of the maximum (M_m) of this output. To obtain fetal threshold (T_f), a searching interval (S_F) of 250 ms is defined before or after maternal QRS region (S_M). In S_F interval, maximum (F_m) and mean values are obtained. Fetal threshold is determined as 50% of (F_m). T_f must met two criteria: F_m should be at least 20% smaller than T_m and larger than S_F mean value. First criterion will not be met in very high fetal SNR signals and the second one on low fetal SNR signals. In both cases initialization process is repeated ten times and both thresholds are calculated as the averages of all values. If this averaging process is not enough to met criteria, T_f is determined as 70% of mean F_m for low fetal SNR signals. On the other hand, T_m is established as the average of mean M_m and mean F_m for very high fetal SNR signals.

C. Measures and dataset

Validation signals were taken from a database of the Human Physiology Laboratory of the Universidad Autónoma Metropolitana. It consists of annotated records from 65 pregnant women, 18 to 40 weeks of pregnancy, with two to four abdominal signals per subject recorded at different situations. The records were obtained with a MP150 BIOPAC module together with ECG100 electrocardiography module, using 500Hz as sampling frequency. From this dataset, 25 records of different subjects were randomly chosen, obtaining five subjects for five different gestational ages. To evaluate the implemented algorithm performance, MPLAB® SIM software simulator tool was used with data injection method [12]; resulting detections were stored in data memory and then, compared against the annotated ones. Sensitivity was determined as success rate. As hardware evaluation, the following parameters were considered: Run times of the

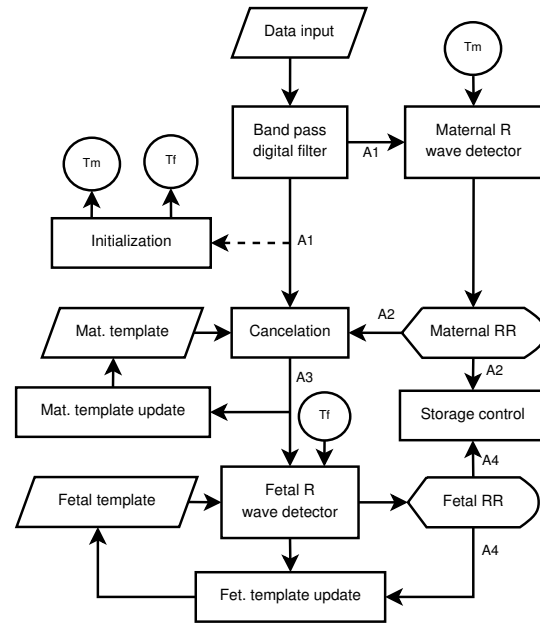


Fig. 2. Algorithm general flow diagram. Digitalized Abdominal ECG as data input, A1 is filtered signal used to obtain A2, maternal heart rate (MHR) and simultaneously to carry out the cancellation of the maternal complexes (A3); finally, from this last signal, fetal heart rate (FHR) is obtained (A4). Maternal and fetal templates are updated for each detected beat.

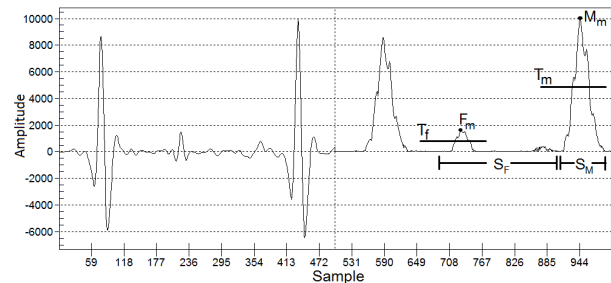


Fig. 3. Typical example of circular buffer for initialization stage. First 500 samples are band pass filter output and final 500 samples are derivative LMS filter output. M_m and F_m as the maximum maternal and fetal detection output. S_M and S_F as maternal and fetal search regions.

algorithm blocks, used space in data and program memory, and power consumption. Prototype evaluation was based on the dsPICDEM™ starter development board.

III. RESULTS AND DISCUSSION

Prototype was evaluated using as input, signals generated by Patient simulator 214B from DNI Nevada Inc. [13]. Signal was configured to 1mV p-p and 70 BPM. MPLAB® ICD2 module was used to debug the code on the dsPIC device. Data monitor and control interface tool (DMCI) allowed to visually verify the signal acquisition and conditioning, and all the processes ran by the algorithm.

Main process run-times are shown in Table I. The sum of their times is 503μs, and including all the algorithm control processes it can be around 550μs. This would be the longest processing time, since it corresponds to simultaneous maternal and fetal detection. Even in this case, only one fourth of sampling period is used. Results for memory

TABLE I
PROCESS RUN-TIMES TO 30 MIPS

Process	Time(μ s)
FIR filter	4
LMS FIR filter	61
Maternal detection	16
Cancellation	25
Maternal template update	50
Fetal LMS FIR filter	61
Cross correlation	224
Fetal template update	45
ADC	17
Total	503

TABLE II
MEMORY ORGANIZATION

Resource	Data memory	Program memory
Algorithm	46%	16%
Peripherals	18%	24%
Total	64%	40%

distribution are shown in Table II. In “algorithm resources” all the processes involved in the FHR and MHR detection, as well as control processes and trap routines associated to hardware operation were included. In “peripheral resources” memory spaces used by the ADC, SPI and MDDFS libraries were considered. Data memory is over 60% because the algorithm uses it intensively to store coefficients, input data, templates, buffers and libraries support data. On the other hand, program memory is used mainly by the MDDFS libraries, used to reduce development time. This libraries were modified to optimize memory use.

dsPIC power consumption is high. Operation current was above 200mA to 30 MIPS, but it decremented considerably to 15 MIPS, coming to values close to 90mA. Another tested way to save power was using the Idle mode. In this mode CPU clock is shut down while peripherals keep running, then the processor can wake up through an interrupt.

Detection results are shown in Table III. Initialization process can determine if the thresholds are convenient to carry out the search, and the system indicates as output the correct initialization parameter. In all cases, maternal detections sensitivity was high. Fetal success rate was low when calculated threshold was small, as a consequence of low fetal SNR. In general, sensitivity was high for maternal (95.3%) and fetal (87.1%) detections.

IV. CONCLUSION

Hardware design was oriented to portability. Conditioning stage is based on single-supply low-power chips. Micro SD memory is small and offers high storage capacity. Nevertheless, DSC power consumption is a design restriction, since processing speed should be decreased in order to improve battery life. In this sense, ultra-low-power devices could be considered to improve consumption. Designed prototype allowed to evaluate all the processes involved

TABLE III
SUCCESS RATES

Condition	n	Maternal		Fetal	
		Sensitivity	Accuracy	Sensitivity	Accuracy
Normal	14	94.9%	98.9%	94.1%	97.7%
High fetal SNR	2	95.9%	94.9%	94.0%	90.1%
Low fetal SNR	9	95.8%	95.8%	74.8%	86.7%
Total	25	95.3%	98.6%	87.1%	93.1%

in AECG acquisition and processing. Results showed that the chosen architecture can run efficiently the algorithm processes, obtaining high detection rates under appropriate SNR conditions. System performance for MHR and FHR measures demonstrate that algorithm can extract both parameters with high accuracy. This is an unsupervised single-lead method, oriented to conserve patient’s comfort in long-term monitoring. However, it has some detection problems when the fetal SNR is low. An improvement can be achieved increasing the number of channels.

The next step in this research will consist on testing the prototype in actual patients, achieving in this way, a complete study about device performance.

REFERENCES

- [1] M. Katz, P. Gill, and R. Newman, “Detection of preterm labor by ambulatory monitoring of uterine activity: A preliminary report,” *Obstetrics and Gynecology*, vol. 68, no. 6, pp. 773–778, 1986.
- [2] E. K. Freeman, T. Garite, and M. Nageotte, *Fetal heart rate monitoring*. Lippincott Williams & Wilkins: Philadelphia, USA, 2003.
- [3] J. Crowe, A. Harrison, and B. Hayes-Gill, “The feasibility of long-term fetal heart rate monitoring in the home environment using maternal abdominal electrodes,” *Physiological Measurement*, vol. 16, no. 3, pp. 195–202, 1995.
- [4] M. Peters, J. Stinstra, S. Van Den Broek, J. Huirne, H. Quartero, H. Ter Brake, and H. Rogalla, “On the fetal magnetocardiogram,” *Bioelectrochemistry and Bioenergetics*, vol. 47, no. 2, pp. 273–281, 1998.
- [5] F. Vrins, C. Jutten, and M. Verleysen, “Sensor array and electrode selection for non-invasive fetal electrocardiogram extraction by independent component analysis,” *Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*, vol. 3195, pp. 1017–1024, 2004.
- [6] M. Mohd Ali, “Development of a portable fetal and maternal heart rate recorder,” Ph.D. dissertation, Nottingham University, UK, 1994, p.112.
- [7] S. Horner, M. Hollis, and P. Crilly, “A robust real-time algorithm for enhancing a noninvasive fetal electrocardiogram,” *Digital Signal Processing*, vol. 5, no. 3, pp. 184–194, 1995.
- [8] J. F. Piéri, J. A. Crowe, B. Hayes-Gill, C. J. Spencer, K. Bhogal, and D. James, “Compact long-term recorder for the transabdominal foetal and maternal electrocardiogram,” *Medical & Biological Engineering & Computing*, vol. 39, pp. 118–125, 2001.
- [9] R. Arias-Ortega and M. J. Gaitán, “Single channel abdominal ECG algorithm for real-time maternal and fetal heart rate monitoring,” *Revista mexicana de ingeniería biomédica*, 2010, to be published.
- [10] M. Gaitán, S. Carrasco, C. R. González, and S. O. Yañez, “Detección de onda R por diferenciación estadística del complejo QRS,” in *IV Simposio del Departamento de Ciencias de la Salud. UAMI*, 1998.
- [11] S. Abboud and A. Beker, “An improved detection algorithm in fetal electrocardiography,” *J. Electrocardiol.*, vol. 22(Suppl.), pp. 238–42, 1989.
- [12] *MPLAB $\text{\textcircled{R}}$ IDE User’s Guide with MPLAB Editor and MPLAB SIM Simulator*, Microchip Technology Inc., 2009.
- [13] *Patient simulator 214B: Operating and service manual*, Dynatech Nevada Inc., 1995.

Algoritmo para el monitoreo de la frecuencia cardiaca materna y fetal en tiempo real a partir de un canal de ECG abdominal

R. Arias-Ortega¹, M. J. Gaitán-González²

¹Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidad Autónoma Metropolitana, Iztapalapa, México D.F., México

²Departamento de Ciencias de la salud, Universidad Autónoma Metropolitana, Iztapalapa, México D.F., México

Resumen— Se propone un nuevo método para la detección de la frecuencia cardiaca fetal (FCF) y materna (FCM) partiendo de un solo canal abdominal. Consiste en una serie de pasos secuenciales donde a partir del conocimiento a priori de las señales objetivo y de interferencia, se involucran técnicas de procesamiento para obtener la FCF y FCM.

El método se evalúa en un conjunto de 25 registros abdominales de mujeres embarazadas con diferentes edades gestacionales. Su desempeño se compara contra las detecciones realizadas por un experto y contra otro método de detección obteniendo resultados similares al método de referencia, con tasas de acierto superiores al 97 % en detecciones de complejos maternos y del 80% en complejos fetales; destacando que la característica fundamental del algoritmo es estar orientado a implementarse en una plataforma independiente.

Palabras clave— Electrocardiografía abdominal, procesamiento de señales en tiempo real, frecuencia cardiaca fetal, frecuencia cardiaca materna, portable.

I. INTRODUCCIÓN

El monitoreo de la actividad cardiaca materna y fetal es de gran importancia para evaluar el bienestar de la gestante y del feto. La FCF es una variable de gran relevancia ya que a través de esta se pueden obtener indicadores relacionados con el sistema nervioso autónomo y que son parámetros importantes para establecer el nivel de estrés fetal [1]. A su vez se ha determinado que con la habilidad de desarrollar sistemas que permitan monitorear en intervalos largos (e.g., 24 h) se proveerá más información sobre la condición fetal [2].

Aunque el ultrasonido Doppler es una técnica rutinaria para medir la FCF durante el embarazo, es sensible a los movimientos lo que le restaría eficiencia en un sistema portable, además el único parámetro que adquiere es la FCF, cuando se ha demostrado que una evaluación de los parámetros morfológicos y temporales de la señal del electrocardiograma fetal (ECGF) durante la gestación puede proveer información sobre el bienestar fetal [3].

Es importante remarcar la importancia que tiene la obtención de la FCM a partir del ECGA para el estudio de la variabilidad en la madre y a partir de su correcta identificación realizar una separación y obtención correcta de la FCF y del ECGF. Los métodos que se basan en el procesamiento de señales del electrocardiograma abdominal (ECGA), tienen una mejor perspectiva desde el punto de vista del monitoreo en periodos largos [4]. El principal inconveniente al que se enfrentan este tipo de métodos en la

determinación de la FCF es la cantidad de señales de interferencia, ya que junto con la señal del electrocardiograma fetal (ECGF) se tiene el electrocardiograma materno (ECGM), la modulación de la amplitud debido a la respiración, interferencias de línea, electromiograma (EMG) y artefactos producidos por movimiento [5].

Con el objetivo de sobrellevar estas limitantes, algunos métodos se basan en el procesamiento de múltiples canales, utilizando técnicas de estimación como el filtrado adaptable [6] o la promediación [7], con el inconveniente que implica aumentar el número de electrodos en registros de larga duración. Otro enfoque que se ha utilizado es el de considerar la detección del ECGF como un problema de separación ciega de fuentes, este método también es multicanal y se basa en el análisis de componentes principales y análisis de componentes independientes (ACI), pero este enfoque no toma en cuenta la información a priori de las señales de interés ni de las de interferencia y tampoco se tiene muy clara la relación entre las fuentes fisiológicas de la actividad cardiaca y las fuentes independientes estadísticamente estimadas por ACI [8].

En este trabajo se propone un método basado en un análisis secuencial de las señales de estudio, tomando en cuenta la información a priori de todas las señales y bajo los siguientes criterios:

- 1) Utilizar un solo canal abdominal para la extracción de las señales.
- 2) Debe ser reproducible en tiempo real, garantizando su implementación en un sistema basado en microcontrolador o procesador digital de señales y a su vez que sea viable como sistema portable para monitoreo de larga duración.

Asimismo, se evalúa la precisión del método desarrollado y se compara con otro método de detección desarrollado y utilizado regularmente en el laboratorio de fisiología humana.

II. METODOLOGÍA

A. Método Propuesto.

El método propuesto detecta la FCM y FCF estimando y removiendo las señales de interferencia, utilizando la información a priori de todos los tipos de señales involucradas. La Figura 1 muestra el diagrama de bloques y el esquema se implementa en Matlab®.

Partiendo de la señal abdominal materna como entrada del sistema, se pasa por una etapa de filtrado la cual atenúa

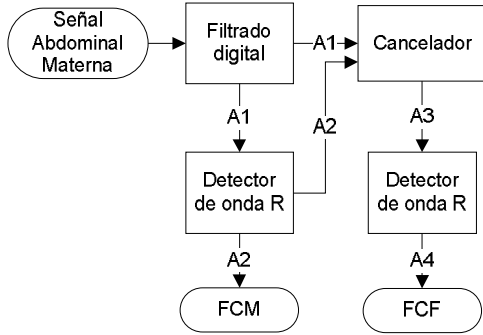


Fig. 1. Diagrama de bloques del método propuesto. La señal de entrada contiene la información del canal de ECGA, A1 es la señal filtrada que se utiliza para detectar la FCM (A2) y simultáneamente realizar la cancelación de los complejos maternos, (A3) es la señal cancelada y sobre esta se detecta la FCF (A4).

los componentes de frecuencia indeseados. La salida de esta etapa (A1) representa la señal ya filtrada y se utiliza para determinar las posiciones de la onda R en los complejos maternos (A2) a través del proceso denominado detector de onda R. Posteriormente el cancelador utiliza la información obtenida (A2) para suprimir los complejos maternos sobre (A1) obteniendo como resultado una señal que contiene principalmente ECGF (A3). A esta última señal se le aplica nuevamente un proceso de detección para obtener de esta forma la posición de los complejos fetales (A4). En las siguientes secciones se discutirán cada uno de los procesos utilizados en este método.

1) *Filtrado*: El objetivo de esta etapa es remover la mayor cantidad de información no deseada de la señal de estudio. Principalmente se enfoca en la línea de base y el ruido de alta frecuencia, la línea de base es causada por la respiración del paciente o por movimientos y el rango de frecuencias es menor a 1 Hz [9]. Se diseña un filtro pasa bandas de respuesta infinita al impulso con frecuencias de corte entre 10 y 70 Hz, encontrando que estos valores para las frecuencias de corte atenúan gran cantidad de ruido en bajas y altas frecuencias.

2) *Detector de onda R*: El proceso de detección de la onda R tiene dos partes fundamentales, la primera parte explota las diferencias estadísticas que existen entre el complejo QRS comparado con el resto de la señal [10]. Con este propósito se utiliza un filtro adaptable de mínimas diferencias cuadradas (LMS) de orden 21, con una constante de adaptación de 0.000125 para una frecuencia de muestreo de 500 Hz; éste recibe como entrada la derivada de la señal filtrada previamente y tiene como modificación fundamental que el vector de pesos se normaliza con cada iteración, esto con el fin de suprimir las altas inestabilidades que se producían en presencia de latidos ectópicos [10]. Finalmente la salida del filtro se deriva nuevamente y se eleva al cuadrado para obtener las regiones de búsqueda, Figura 2 c.

La segunda parte del detector consiste en la determinación óptima de un umbral a partir del cual se establecerá la región de búsqueda del punto fiducial, Figura 2c. Cuando la señal de salida supera dicho umbral se

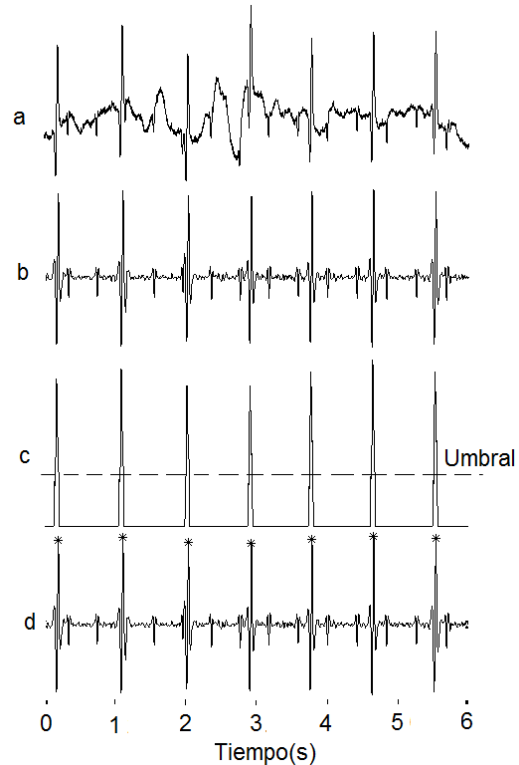


Fig. 2. Ejemplo de señales en diferentes etapas del procesamiento. a) señal del canal abdominal. b) señal filtrada. c) salida del filtro derivada y elevada al cuadrado, d) Ondas R maternas.

comienza la búsqueda de la onda R y es determinada como el máximo valor absoluto de la señal de ECG filtrada. En el ejemplo de la Figura 2 en particular, se ilustra una señal donde los complejos fetales no tienen incidencia en los maternos, pero en un registro donde los complejos fetales alcanzaran tamaños considerables comenzarían a ser detectados, o si coincidieran con algún complejo materno lo podrían atenuar o incluso anular haciendo crítica la definición del umbral de búsqueda. Es por esto que se adoptan los siguientes criterios para optimizar la detección de los complejos maternos: primero se normaliza la señal y para esto se utiliza el valor máximo absoluto de los dos primeros segundos de la señal, en segundo lugar se parte del conocimiento del periodo inicial de la señal ya que como requisito del algoritmo, este debe detectar los complejos maternos de los primeros dos segundos y validarlos con el operador del monitor, y finalmente el algoritmo está en capacidad de escoger entre detecciones cercanas la que más se acerque al periodo cardiaco promedio que se lleve en ese momento.

3) *Cancelador*: En esta etapa del proceso se reciben como entradas las ubicaciones temporales de las ondas R maternas y la señal filtrada. El proceso consiste en encontrar un estimado del complejo materno por medio de promediación y escalamiento para luego sustraerlo de la señal de entrada. Los complejos P, QRS y T tienen una duración de 0.2 s, 0.1 s y 0.40 s respectivamente para el caso

materno [11]. Se genera un templete inicial que abarca 0.1 segundos antes y después de la onda R con las señales del banco de prueba. Este templete es escalado respecto al valor máximo de la onda R de la primera detección y se realiza la sustracción en ese instante. Como mecanismo de control se obtiene la desviación estándar de la resta entre el complejo materno actual y el templete, si esta disminuye implica una mejora en el proceso de cancelación, entonces el templete se actualiza promediándole el nuevo complejo con una mayor ponderación, en caso contrario se disminuye su ponderación para la promediación.

4) *Detector de onda R fetal*: El detector de onda R fetal sigue el mismo principio del materno salvo las siguientes consideraciones. La señal ya cancelada es normalizada respecto al máximo valor absoluto de esta misma, en un intervalo de un segundo alrededor del quinto complejo materno cancelado, esto se debe a que aproximadamente en la cuarta iteración se estabiliza la cancelación. A partir de ese punto se escogen las 5 detecciones siguientes que se encuentren en un rango de frecuencias de 2 a 2.7 Hz, que son los valores establecidos para casos sanos [7]. Con esto se obtiene el promedio del periodo cardiaco fetal y en caso de presentarse detecciones dudosas o múltiples, el algoritmo podrá basarse en el periodo promedio para escoger la más adecuada.

B. Método de comparación.

Se utilizó como método de comparación un algoritmo desarrollado para la construcción del cardiograma materno y fetal a partir del ECGA. Como características relevantes, este algoritmo requiere la asistencia de un usuario para la identificación visual de los primeros dos complejos maternos y fetales que servirán de parámetros

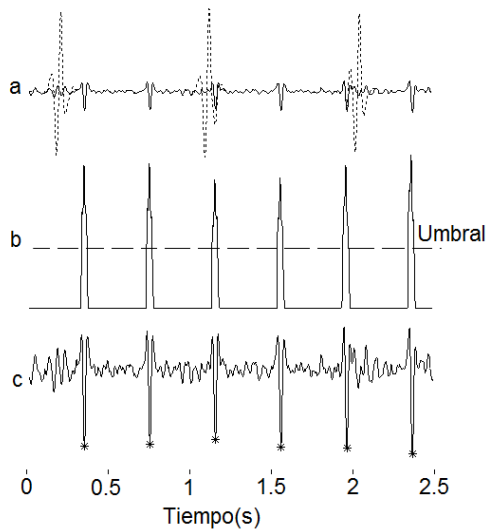


Fig. 3. Ejemplo de señales en la etapa de cancelación y detección fetal. a) La línea sólida muestra la señal resultante (Fetal) y la punteada la parte sustraída (Materna). b) salida del filtro LMS derivada y elevada al cuadrado c) Ondas R fetales detectadas en la región de búsqueda que supera el umbral.

para la búsqueda de ondas R fetales, aplicando ciertos criterios de temporalidad y morfología de la señal [12]. Una desventaja importante de este algoritmo es que por su diseño presenta limitaciones para implementarse en una plataforma independiente a un ordenador, por lo que se descarta su uso para una aplicación portable.

C. Conjunto de datos.

Se utilizaron dos tipos de datos: un banco de señales de prueba obtenido de PHYSIONET [13], constituido por 55 registros de un solo sujeto, 2 señales torácicas y de 3 a 4 abdominales, de la semana de gestación 20 a la 40 y con una frecuencia de muestreo de 1000Hz; estas señales se utilizaron para determinar los templete y hacer pruebas del desempeño del algoritmo. Para la validación se utilizó un conjunto de señales de la base de datos del Laboratorio de Fisiología Humana de la Universidad Autónoma Metropolitana campus Iztapalapa, constituido por 65 sujetos y de 2 a 4 señales abdominales por sujeto, de la semana de gestación 22 a la 40, adquiridas con el equipo MP150 de BIOPAC en conjunto con el módulo de electrocardiografía ECG100 a una frecuencia de muestreo de 500Hz. De este banco se extrajeron aleatoriamente 25 registros distribuidos en grupos de 5 en intervalos de semanas de gestación preestablecidos y fueron remuestreados a una frecuencia de 1000 Hz. Dichos registros contienen las detecciones temporales maternas y fetales generadas por un experto, que permitirán la validación de los métodos previa unificación de los criterios de detección de los mismos a través de la tasa de detección y el índice kappa de Cohen, para cuantificar el nivel de concordancia entre los dos métodos, obteniendo indicadores de concordancia absoluta para un intervalo de confianza de 0,95.

Finalmente se utilizó el análisis de varianza para muestras repetidas para determinar las diferencias de las tasas de detección existentes entre los dos métodos de detección utilizando un nivel de significancia estadística de 0,05.

III. RESULTADOS

El método propuesto presentó una tasa de detección promedio del 97.5 % frente a un 99.0 % del método de comparación para los complejos maternos y un 80.8% frente a un 87.2% en los complejos fetales respectivamente.

En la Tabla I se muestran los índices kappa de Cohen de concordancia entre los dos métodos. Los valores muestran niveles superiores a 0.81 que es el umbral mínimo para determinar una concordancia muy alta entre dos criterios, también se puede apreciar en la tabla que los valores para detecciones maternas y fetales son prácticamente iguales para los dos métodos y los dos tipos de complejos.

Al realizar el análisis de varianza para muestras repetidas, se encontró que la tasa de aciertos no presenta diferencias significativas debido a la edad gestacional o al

TABLA I
INDICE DE KAPPA PARA LOS DOS MÉTODOS

	Detección Materna		Detección Fetal	
	Propuesto	Referencia	Propuesto	Referencia
K	0.99	0.98	0.87	0.87

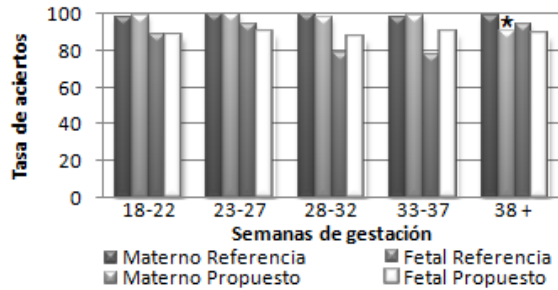


Fig. 4. Tasa de aciertos contra semanas de gestación para los dos métodos.
* Se encuentran diferencias estadísticas debidas al método en el grupo de registros maternos mayor a la semana 38 ($p < 0.05$). En las detecciones fetales no se encuentran diferencias significativas debidas al método o a la semana de gestación.

método para el caso fetal, y de igual forma no presenta diferencias en la tasa de detecciones maternas a excepción del grupo correspondiente a 38 semanas o más, donde existe una diferencia significativa debida al método, Figura 4.

IV. DISCUSIÓN

El método presentado al basar la detección en las características estadísticas de la señal posee cierta ventaja respecto al método de referencia, ya que este último utiliza la morfología de la señal, razón por la cual puede presentar resultados pobres en situaciones donde haya mucho ruido presente o donde el ruido se asemeje a las características morfológicas de la señal [12]. Pero por otro lado al aumentar la amplitud de los complejos fetales y asemejarse significativamente a los maternos, se presentan errores de detección asociados a una identificación incorrecta de complejos fetales como maternos, lo cual explica de forma coherente la diferencia negativa en la tasa de aciertos para complejos maternos en semanas posteriores a la 38, donde normalmente se tienen registros con una relación señal a ruido fetal mucho mayor.

V. CONCLUSIÓN

El algoritmo propuesto presenta un desempeño comparable al método de referencia, con tasas de detección bastante prometedoras ya que están por encima del 97% en el caso materno y del 80% en el caso fetal.

Un aspecto importante respecto al método de referencia es que este debe recibir los parámetros iniciales por parte del operador para realizar correctamente la detección de los complejos, mientras que en nuestra propuesta el operador

simplemente supervisa que los parámetros iniciales sean determinados correctamente por parte del algoritmo.

Por ultimo es importante recalcar el aspecto clave en el enfoque de este nuevo algoritmo, y es que se desarrolla teniendo como base la factibilidad de migración e implementación en una plataforma independiente. Su proceso principal se basa en la ejecución de un algoritmo LMS, y éste es encontrado en innumerables aplicaciones de procesadores digitales de señales lo que garantiza la aplicabilidad del algoritmo a este tipo de plataformas.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Arduini, D., Rizzo, G. and Romanini, C. Computerized analysis of fetal heart rate. *J. Perinat. Med.*, 22(Suppl), 22-27. 1994.
- [2] T. S. Kosasa, F. K. Abou-Sayp, L. M. Gaylyn, and R.W. Hale, "Evaluation of the cost effectiveness of home monitoring uterine contractions," *Obstet. Gynecol.*, vol. 76, pp. 71S-75S, 1990.
- [3] Symonds E M, Sahota D and Chang A 2001 *Fetal Electrocardiography* (London, UK: Imperial College Press).
- [4] P. P. Kanjilal, S. Palit, and G. Saha, "Fetal ECG extraction from single-channel maternal ECG using singular value decomposition," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 44, pp. 51-59, Jan. 1997.
- [5] Friesen G M, Jannett T C, Jadallah M A, Yates S L, Quint S R and Nagle H T A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 37 85-98, 1990.
- [6] Widrow B, Glover J R, McCool J, Kaunitz J, Williams C S, Hearn R H, Zeidler J R, Dong E and Goodlin R. Adaptive noise cancelling: principles and applications *Proc. IEEE* 62 1692-716, 1975.
- [7] Abboud S and Beker A. An improved detection algorithm in fetal electrocardiography *J. Electrocardiol.* 22 (Suppl.) 238-42, 1989.
- [8] Zarzoso V and Nandi A K. Noninvasive fetal electrocardiogram extraction: blind separation versus adaptive noise cancellation *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 48 12-8, 2001.
- [9] Onaral B, Sun H H and Schwan H P. Electrical properties of bioelectrodes *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 31 827-32, 1984.
- [10] Gaitán González MJ, Carrasco Sosa S, González Camarena R, Yañez Suarez O. Detección de onda R por diferenciación estadística del complejo QRS. *IV Simposio del Departamento de Ciencias de la Salud. UAMI*, Sept 1998.
- [11] Guyton A C and Hall J E 1996 *Textbook of Medical Physiology* 9th edn (Philadelphia, PA: Saunders).
- [12] Rodríguez R. "Algoritmo para la construcción en tiempo real del cardiograma materno y fetal a partir del ECG abdominal". Univ. Autónoma Metropolitana campus Iztapalapa, Ciudad de México, México, Nov. 1997.
- [13] Goldberger AL, Amaral LAN, Glass L, Hausdorff JM, Ivanov PCh, Mark RG, Mietus JE, Moody GB, Peng CK, Stanley HE. PhysioBank, PhysioToolkit, and PhysioNet: Components of a New Research Resource for Complex Physiologic Signals. 2000 (June 13). Disponible en: <http://circ.ahajournals.org/cgi/content/full/101/23/e215>

BIBLIOGRAFÍA

- [1] R. E. Guzman and A. M. Vintzileos, "Computerized analysis of antepartum fetal heart rate tracings." Cambridge University Press 9: 19-34, 1997.
- [2] E. M. Symonds, D. Sahota, and A. Chang, *Fetal electrocardiography*. Imperial College press, 2001.
- [3] M. Katz, P. Gill, and R. Newman, "Detection of preterm labor by ambulatory monitoring of uterine activity: A preliminary report," *Obstetrics and Gynecology*, vol. 68, no. 6, pp. 773–778, 1986.
- [4] J. Crowe, A. Harrison, and B. Hayes-Gill, "The feasibility of long-term fetal heart rate monitoring in the home environment using maternal abdominal electrodes," *Physiological Measurement*, vol. 16, no. 3, pp. 195–202, 1995.
- [5] S. L. Moctezuma, "Impácto del perfil biofísico fetal sobre la morbilidad y mortalidad perinatal en embarazos de alto riesgo." Tesis de maestría, 2000. Universidad de Colima.
- [6] A. D. Haverkamp, M. Orleans, and S. Langendoerfer, "A controlled trial of the differential effects of intrapartum fetal monitoring," *Obstetrics and Gynecology*, vol. 134, pp. 399–412, 1999.
- [7] Y. Rodríguez, T. Velásquez, and H. J. Rois, "Mortalidad perinatal en las unidades de atención médica del IMSS en el centro médico nacional de torreón," *Ginecología y Obstetricia de México*, vol. 66, pp. 297–300, 1998.
- [8] J. Bobadilla, S. Cerón, and P. Suarez, "Evaluación de la calidad de los datos de mortalidad perinatal," *Salud pública de México*, vol. 30(1), pp. 101–103, 1988.
- [9] I. M. del Seguro Social, "Boletín estadístico anual de mortalidad." Coordinación general de comunicación Social / Publicaciones, 1997.
- [10] J. Sepúlveda, F. Blustreo, R. Tapia, J. Rivera, R. Lozano, and G. Olaiz, "Aumento de la sobrevida en menores de cinco años en México: La estrategia diagonal," *Salud pública de México*, vol. 49, suplemento 1, pp. 110–125, 2007.
- [11] M. T. Murguía, R. Lozano, and J. Santos, "Estadísticas vitales en niños y adolescentes mexicanos," *Boletín médico del hospital infantil de méxico.*, vol. 62, pp. 375–383, 2005.

- [12] M. A. Hasan, M. B. I. Reaz, M. I. Ibrahimy, M. S. Hussain, and J. Uddin, "Detection and processing techniques of FECG signal for fetal monitoring." *Biological Procedures online*, pp. 1-33, March 2009.
- [13] L. Lawrence, "Fetal heart monitoring with a fetoscope," *Midwifery today and childbirth education*, vol. 24, pp. 30–34, 1992.
- [14] R. J. Thomsen, "Generational adaptation of the fetoscope," *American Journal of Obstetrics and Gynecology*, vol. 158, pp. 682–683, 1988.
- [15] J. Cockburn, J. Pearce, and G. Chamberlain, "Problems in the clinical use of intrapartum fetal ECG monitoring," *Journal of Perinatal Medicine*, vol. 22 (3), pp. 195–204, 1994.
- [16] M. N. Barrena and C. J. Carvajal, "Fetal intrapartum evaluation. critical analysis of the evidence," *Revista Chilena de Obstetricia y Ginecología*, vol. 71 (1), pp. 63–68, 2006.
- [17] P. Van Leeuwen, N. Bondarenko, S. Schiermeier, D. Geue, and V. Zakosarenko, "Fetal magnetocardiography in an unshielded environment," *International Congress Series*, vol. 1, pp. 757–760, 2007.
- [18] S. Comani, D. Mantini, A. Lagatta, F. Esposito, S. Di Luzio, and G. L. Romani, "Time course reconstruction of fetal cardiac signals from fMCG: independent component analysis versus adaptive maternal beat subtraction," *Physiological Measurement*, vol. 25, pp. 1305–1321, 2004.
- [19] Z. Dunajski and T. Palko, "Fetal bedside magnetocardiograph," *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings*, vol. 2, pp. 1399–1400, 2002.
- [20] M. C. Peña, R. C. González, T. C. Aljama, S. Carrasco, R. Ortiz, C. G. Vargas, and G. Valencia, "Método automatizado para la medición del ciclo cardiaco fetal por fonocardiografía," *Revista mexicana de Ingeniería Biomédica*, vol. 15, pp. 136–145, 1994.
- [21] R. N. Rodríguez, "Algoritmo para la construcción en tiempo real del cardiograma materno y fetal a partir del ECG abdominal." Tesis de maestría, 1997. Universidad Autónoma Metropolitana Iztapalapa.
- [22] M. Ungureanu, J. Bergmans, M. Mischi, S. Oei, and R. Strungaru, "Improved method for fetal heart rate monitoring," *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology - Proceedings*, vol. 7, pp. 5916–5919, 2005.
- [23] I. I. Solum T. and N. A., "The accuracy of abdominal ECG for fetal electronic monitoring," *Journal of Perinatal Medicine*, vol. 8(3), pp. 142–149, 1980.

- [24] T. S. Kosasa, F. K. Abou-Sayp, L. M. Gaylyn, and R. Hale, "Evaluation of the cost effectiveness of home monitoring uterine contractions," *Obstetrics and Gynecology*, vol. 76, pp. 71–75, 1990.
- [25] F. Vrins, C. Jutten, and M. Verleysen, "Sensor array and electrode selection for non-invasive fetal electrocardiogram extraction by independent component analysis," *Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*, vol. 3195, pp. 1017–1024, 2004.
- [26] J. Crowe, M. Woolfson, B. Hayes-Gill, W. Peasgood, M. Mohd-Ali, Y. Huang, J. Herbert, X. Huang, A. Harrison, N. M. Gibson, E. Symonds, N. Reed, and M. Mohajer, "Antenatal assessment using the FECG obtained via abdominal electrodes," *Journal of Perinatal Medicine*, vol. 24(1), pp. 43–53, 1996.
- [27] A. Matonia, T. Kupka, J. Jezewski, K. Horoba, and A. Wrobel, J. and Gacek, "The influence of coincidence of fetal and maternal QRS complexes on fetal heart rate reliability," *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 44 (5), pp. 393–403, 2006.
- [28] B. B. Onaral, H. H. Sun, and H. P. Schwan, "Electrical properties of bioelectrodes," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. BME-31, pp. 827–832, 1984.
- [29] G. Friesen, T. Jannett, M. Afify Jadallah, S. Yates, S. Quint, and H. Troy Nagle, "A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 37 (1), pp. 85–98, 1990.
- [30] J. van Bommel and H. van der Weide, "Detection procedure to represent the foetal heart rate and electrocardiogram.," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 13, pp. 175–182, 1966.
- [31] B. Widrow, J. Glover, and J. J.R., McCool, "Adaptive noise cancelling: principles and applications," *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, pp. 1692–1716, 1975.
- [32] S. Abboud and D. Sadeh, "Spectral analysis of the fetal electrocardiogram," *Computers in Biology and Medicine*, vol. 19, no. 6, pp. 409–415, 1989.
- [33] L. De Lathauwer, B. De Moor, and J. Vandewalle, "Fetal electrocardiogram extraction by blind source subspace separation," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 47, no. 5, pp. 567–572, 2000.
- [34] M. Taylor, M. Thomas, M. Smith, S. Oseku-Afful, N. Fisk, A. Green, S. Paterson-Brown, and H. Gardiner, "Non-invasive intrapartum fetal ECG: Preliminary report," *BJOG: An International Journal of Obstetrics and Gynaecology*, vol. 112, no. 8, pp. 1016–1021, 2005.

- [35] V. Zarzoso and A. Nandi, “Noninvasive fetal electrocardiogram extraction: Blind separation versus adaptive noise cancellation,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 48, no. 1, pp. 12–18, 2001.
- [36] J. C. Echeverria, N. Ramirez, A. B. Pimentel, R. Rodríguez, R. González, and V. Medina, “Fetal QRS extraction based on wavelet analysis and pattern matching,” *Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology*, vol. 4, pp. 1656–1657, 1996.
- [37] E. Karvounis, M. Tsipouras, D. Fotiadis, and K. Naka, “An automated methodology for fetal heart rate extraction from the abdominal electrocardiogram,” *IEEE Transactions on Information Technology in Biomedicine*, vol. 11 (6), pp. 628–638, 2007.
- [38] V. Rodríguez, A. Pimentel, S. Carrasco, B. Medina, and R. González, “Sistema para el análisis de la variabilidad de la frecuencia cardiaca materno-fetal a partir del procesamiento del ECG abdominal,” in *Congreso Nacional de Ciencias Fisiológicas SLP*, 1998.
- [39] S. Martens, C. Rabotti, M. Mischi, and R. Sluijter, “A robust fetal ECG detection method for abdominal recordings,” *Physiological Measurement*, vol. 28, no. 4, pp. 373–388, 2007.
- [40] C.-L. Lin, H.-C. Wu, T.-Y. Liu, M.-H. Lee, T.-S. Kuo, and S.-T. Young, “A portable monitor for fetal heart rate and uterine contraction,” *IEEE Engineering in Medicine and Biology Magazine*, vol. 16, no. 6, pp. 80–84, 1997.
- [41] M. Ibrahimy, F. Ahmed, M. Mohd Ali, and E. Zahedi, “Real-time signal processing for fetal heart rate monitoring,” *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 50, no. 2, pp. 258–262, 2003.
- [42] A. Kwee, C. Van Der Hoorn-Van Den Beld, J. Veerman, A. Dekkers, and G. Visser, “Stan® s21 fetal heart monitor for fetal surveillance during labor: An observational study in 637 patients,” *Journal of Maternal-Fetal and Neonatal Medicine*, vol. 15, no. 6, pp. 400–407, 2004.
- [43] J. Pierí, J. A. Crowe, B. Hayes-Gill, C. Spencer, K. Bhogal, and D. James, “Compact long-term recorder for the transabdominal foetal and maternal electrocardiogram,” *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 39, pp. 118–125, 2001.
- [44] “Monica AN24™ Fetal Holter.” www.monicahealthcare.com. Consulta realizada en Mayo de 2010.
- [45] M. Gaitán, S. Carrasco, C. R. González, and S. O. Yañez, “Detección de onda R por diferenciación estadística del complejo QRS,” in *IV Simposio del Departamento de Ciencias de la Salud. UAMI*, 1998.

- [46] G. A. C and H. J. E., *Textbook of Medical Physiology*. Philadelphia, PA: Saunders, 1996.
- [47] S. Abboud and A. Beker, "An improved detection algorithm in fetal electrocardiography," *J. Electrocardiol.*, vol. 22(Suppl.), pp. 238–42, 1989.
- [48] A. Goldberger, L. Amaral, L. Glass, J. Hausdorff, P. Ivanov, R. Mark, J. Mietus, G. Moody, C. Peng, and H. Stanley, "Physiobank, physiokit, and physionet: Components of a new research resource for complex physiologic signals.," June 13 2000.
- [49] J. Cohen, "A coefficient of agreement for nominal scales," *Educational and Psychological Measurement*, vol. 20, pp. 37–36, 1960.
- [50] J. Landis and G. Koch, "The measurement of observer agreement for categorical data," *Biometrics*, vol. 33, pp. 159–174, 1977.
- [51] S. Sargolzaei, K. Faez, and A. Sargolzaei, "Signal processing based techniques for Fetal Electrocardiogram extraction," *BioMedical Engineering and Informatics: New Development and the Future - Proceedings of the 1st International Conference on BioMedical Engineering and Informatics, BMEI*, vol. 2, pp. 492–496, 2008.
- [52] Burr-Brown, *INA326-327, Precision Rail-to-Rail I/O instrumentation amplifier*. Texas instruments, November 2004.
- [53] Texas Instruments Incorporated, *Getting the most out of your instrumentation amplifier design*, analog applications journal ed. 4Q 2005.
- [54] Burr-Brown, *Single-supply cmos operational amplifiers Zero-Drift Series*. Texas Instruments, July 2003.
- [55] Burr-Brown, *SOT23-3 Series voltage reference*. Texas Instruments, February 2006.
- [56] R. A. Mentelos, "Electrical safety in pc based medical products, options and solutions." RAM Technologies, LLC.
- [57] J. Angulo, A. Etxebarria, I. Angulo, and I. Trueba, *dsPIC Diseño práctico de aplicaciones*. Mc Graw Hill, 2007.
- [58] "Microchip's software libraries." http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=2035. Consulta realizada en Mayo de 2010.
- [59] MAXIM Integrated products, *High efficiency, low supply current, compact, step up DC-DC converters*.
- [60] I. Ingemarsson, E. Ingemarsson, and J. Spencer, "Fetal heart rate monitoring, a practical guide.," *Oxford University Press*, vol. 1, pp. 54–113, 1993.

-
- [61] Microchip Technology Inc., *MPLAB [®]IDE User's Guide with MPLAB Editor and MPLAB SIM Simulator*, 2009.
- [62] BIOPAC systems Inc., *Acqknowledge software guide*.
- [63] Dynatech Nevada Inc., *Patient simulator 214B: Operating and service manual*, 1995.
- [64] P. A. Laplante, *Real-time systems design and analysis*. IEEE press, Wiley-Interscience, third ed., 2004.