

**IMPLEMENTACIÓN DE UN BIOIMPEDANCIOMETRO PARA LA
MEDICIÓN DE ESPECTRO DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA EN
TEJIDO HUMANO**

*GRUPO DE INVESTIGACIÓN
MATERIALES BIOLÓGICOS Y SEMICONDUCTORES
CIMBIOS*

Autores:

JESÚS ANTONIO ACERO MOGOLLÓN
ALBERT MAURICIO DELGADO CRISTANCHO



**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2006**

**IMPLEMENTACIÓN DE UN BIOIMPEDANCIOMETRO PARA LA
MEDICIÓN DE ESPECTRO DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA EN
TEJIDO HUMANO**

TRABAJO DE PROYECTO DE GRADO

Autores:

**JESÚS ANTONIO ACERO MOGOLLÓN
ALBERT MAURICIO DELGADO CRISTANCHO**

Director:

Físico & Ing. David Alejandro Miranda Mercado.

Codirector:

Mpe. Jaime Guillermo Barrero Pérez

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2006

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCION	0
1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	3
1.1 ANTECEDENTES	3
1.1.1 CÁNCER DE CUELLO UTERINO.	5
1.1.2 INTERACCIÓN DE LA ELECTRICIDAD CON TEJIDOS BIOLÓGICOS	7
1.1.3 PROPIEDADES ELÉCTRICAS DE LOS TEJIDOS BIOLÓGICOS	7
1.1.4 TRABAJOS DE GRADO EN LOS CUALES SE BASA EL PROYECTO	10
1.1.5 NUESTRO PROYECTO.	10
1.1.5.1 Descripción General.	11
1.2 ESPECTROSCOPIA DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA	17
1.2.1 MEDICIÓN DE ESPECTRO DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA	17
2. DISEÑO DEL HARDWARE	20
2.1 DESCRIPCIÓN Y ANÁLISIS DE DISPOSITIVOS SELECCIONADOS	25
2.1.1 ADQUISICIÓN DE SEÑAL A PARTIR DEL AD830.	25
2.1.1.1 Descripción.	26
2.1.1.2 Características Generales.	27
2.1.1.3 Definición del nivel de ganancia	29
2.1.1.4 Análisis de error.	29
2.1.1.5 Análisis de Ruido	32
2.1.2 ETAPA DE FILTRADO.	36
2.1.2.1 Filtro pasa bajos del detector sincrónico.	36
2.1.2.2 Filtro pasa-banda	40
2.1.3 SELECCIÓN DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL.	42
2.1.3.1 Características generales.	43
2.1.4 SEGUNDA ETAPA DE AMPLIFICACIÓN.	45

2.1.4.1	Análisis de ruido.	47
2.1.5	COMPARADOR.	51
2.1.5.1	Descripción.	52
2.1.6	MULTIPLEXOR	54
2.1.6.1	Descripción.	55
2.1.7	AMPLIFICACIÓN DC	57
2.1.8	ETAPA DE ALIMENTACIÓN.	57
2.1.8.1	Descripción de los dispositivos	59
2.2	FUENTE DE CORRIENTE	61
2.3	ESTIMACIÓN DE ERROR	68
2.3.1	ETAPA DE PREAMPLIFICACIÓN.	70
2.3.2	ETAPA DE FILTRADO PASA-BANDA	70
2.3.3	AMPLIFICACIÓN VARIABLE.	71
2.3.4	Amplificador inversor.	72
2.3.5	MULTIPLEXOR ANALÓGICO AD8170.	72
2.3.6	Filtrado pasa-bajas del detector sincrónico.	73
2.3.7	AMPLIFICACIÓN DC.	74
3.	DISEÑO DEL PCB	76
3.1	DISEÑO E INTERFERENCIA DEL PCB	76
3.1.1	COMPATIBILIDAD ELECTROMAGNÉTICA.	77
3.1.2	INTERFERENCIA ELECTROMAGNÉTICA.	78
3.1.3	DISTRIBUCIÓN DEL PCB EN ÁREAS ESPECÍFICAS.	79
3.1.4	METODOLOGÍAS DE CONEXIÓN A TIERRA	82
3.1.5	DESACOPLE DE FUENTES DE POTENCIA.	82
3.1.6	LONGITUD DE LAS PISTAS DE TRANSMISIÓN.	83
3.1.7	ANCHO DE LAS PISTAS DE TRANSMISIÓN.	84
3.1.8	IMPEDANCIA DE LAS PISTAS POR EFECTO INDUCTIVO.	86
4.	PRUEBAS Y CALIBRACIÓN DEL EQUIPO	88
4.1	PRUEBAS	88

4.1.1 FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND MEJORADA.	88
4.1.2 PRUEBAS DEL SOFTWARE.	90
4.1.3 PRUEBAS DE MEDICIÓN DE FASE INTRODUCIDA POR EL EQUIPO.	93
4.2 PROCEDIMIENTO DE CALIBRACIÓN	93
4.3 ESTIMACIÓN DEL ERROR DE MEDICIÓN	101
4.4 VERIFICACIÓN DE LA CALIBRACIÓN	103
4.5 MEDICIONES EN PIEL IN-VIVO	105
4.5.1 MODELO COLE-COLE.	106
5. CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES	108
BIBLIOGRAFIA	113
ANEXO A.	118
ANEXO B.	133

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Sistema monocal MARK III de Sheffield.	4
Figura 2. Membrana Plasmática y Equivalente Eléctrico	9
Figura 3. Constante Dieléctrica ϵ (decreciente) y conductividad σ (creciente) como función de Frecuencia.	9
Figura 4. Bioimpedancia, sus Equivalentes Eléctricos y Vector Impedancia.	13
Figura 5. Detector Sincrónico basado en un multiplicador analógico.	14
Figura 6. Detector Sincrónico controlado por una señal de referencia.	16
Figura 7. Método de los cuatro electrodos.	19
Figura 8. Diagrama de Bloques del Sistema general (Bioimpedanciometro).	20
Figura 9. Diagrama de Bloques del Sistema de detección.	21
Figura 10. Etapa de Pre-amplificación.	21
Figura 11. Elementos básicos de un <i>Lock In</i> .	22
Figura 12. Circuito rectificador Sincrónico de Demodulación.	23
Figura 13. Efecto de la fase relativa entre la señal y la referencia.	24
Figura 14. Circuito básico AD830.	27
Figura 15. Etapa de preamplificación.	28
Figura 16. Análisis en frecuencia del AD830.	28
Figura 17. Fase del AD830.	29
Figura 18. Modelo de offset del amplificador diferencial.	30
Figura 19. Modelo de ruido para el amplificador diferencial.	33
Figura 20. Espectro de salida del AD830 para una entrada senoidal de 380mV a 21.78 kHz.	35
Figura 21. Espectro de salida del AD830 para una entrada senoidal de 380mV a 200 kHz.	35
Figura 22. Esquemático del filtro pasa-bajas sellen-key de cuarto orden.	38

Figura 23. Respuesta en frecuencia para el filtro pasa-bajas.	39
Figura 24. Respuesta en el tiempo para el filtro pasa-bajas.	40
Figura 25. Esquemático del filtro pasa-bandas sallen-key de cuarto orden.	41
Figura 26. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bandas.	41
Figura 27. Fase del filtro pasa-bandas.	42
Figura 28. Configuración de pines del AD8610_20.	43
Figura 29. Modelo de offset del amplificador operacional.	45
Figura 30. Distribución de pines del ADG604.	47
Figura 31. Segunda etapa de amplificación.	47
Figura 32. Modelo de ruido del amplificador operacional.	48
Figura 33. Espectro de salida del AD8610_20(a) y del AD8055 (b) para una entrada senoidal.	50
Figura 34. Proceso realizado para obtener una optima señal de sincronía.	52
Figura 35. Configuración de pines del AD8611.	53
Figura 36. Configuración del comparador.	54
Figura 37. Entrada-Salida del comparador.	54
Figura 38. Configuración de pines del AD8170.	55
Figura 39. Modo de selección de las entradas a la salida.	56
Figura 40. Configuración del Multiplexor AD8170.	56
Figura 41. Diagrama de bloques del sistema de Potencia.	59
Figura 42. Regulador lineal ADP667.	59
Figura 43. Configuración del ADP667 para la obtención de 5 a la salida.	60
Figura 44. Distribución de pines del PT6642.	60
Figura 45. Esquema de conexión del PT6642 para la obtención de -5V a la salida.	61
Figura 46. Amplitud de fuente de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 100 kΩ.	62
Figura 47. Amplitud de fuente de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 200 kΩ.	62

Figura 48. Conversor Voltaje-Corriente basado en Fuente de Corriente Howland Mejorada.	64
Figura 49. Amplitud de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 15 k Ω .	65
Figura 50. Amplitud de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 200 k Ω .	65
Figura 51. Fase de la corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 200 k Ω .	66
Figura 52. Fase de fuente de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 100 k Ω .	66
Figura 53. Amplitud de corriente medida por la punta de medición HP9060 y el osciloscopio TEKTRONIX TDS1000.	68
Figura 54. Modelo de tensiones de offset para el amplificador operacional.	70
Figura 55. Especificaciones de error DC para el AD8170.	74
Figura 56. Distribución de bloques del PCB diseñado.	79
Figura 57. PCB Diseñado.	80
Figura 58. Ubicación de condensadores del desacople en PCB.	83
Figura 59. Método de conexión de los <i>pads</i> en montaje superficial.	83
Figura 60-a Corriente Vs. Sección Transversal.	85
Figura 60-b. Ancho del Conductor Vs Sección Transversal.	85
Figura 61. Impedancia por efecto inductivo de pista en función de la frecuencia.	87
Figura 62. Coeficiente corrector para el ancho de las pistas.	87
Figura 63. Diagrama para la medición tensión-corriente.	88
Figura 64. Prueba para una resistencia de 1 k Ω .	91
Figura 65. Prueba para una resistencia de 5 k Ω y 10 k Ω .	92
Figura 66. Prueba para la configuración circuital del tejido.	92
Figura 67. Verificación de la calibración para las diferentes ganancias.	98
Figura 68. Funciones de calibración para los diferentes rangos.	99
Figura 69. Verificación de la calibración general.	100

Figura 70. Funciones de calibración general.	101
Figura 71. Pruebas para la verificación de la calibración para los tres niveles de Ganancia.	104
Figura 72. Pruebas para la verificación de la calibración al rango de ganancia 2.	105
Figura 73. Pruebas para la verificación de la calibración al rango de ganancia 3.	105
Figura 74. Parte real del espectro para medidas en piel (brazo y abdomen).	107

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Parámetros eléctricos.	29
Tabla 2. Parámetros involucrados en el cálculo del error de <i>offset</i> del amplificador diferencial.	33
Tabla 3. Offset referido a la entrada y salida.	34
Tabla 4. Valores totales de error.	34
Tabla 5. Ruido referido a la entrada y salida del amplificador diferencial.	36
Tabla 6. Valores de resistencias y capacitares para el filtro pasa-bajas.	40
Tabla 7. Factores de calidad y frecuencias de corte obtenidas.	40
Tabla 8. Valores de resistencias y capacitares para el filtro pasa-banda.	42
Tabla 9. Condiciones óptimas para el desempeño de amplificadores operacionales.	44
Tabla 10. Parámetros eléctricos.	46
Tabla 11. Estimación del error del AD8610_20.	47
Tabla 12. Valores necesarios para la obtención de las ganancias de la segunda etapa.	49
Tabla 13. Parámetros del ruido referido a la entrada del amplificador AD8610_20.	51
Tabla 14. Deducción del ruido RTI y RTO del amplificador AD8610_20.	51
Tabla 15. Parámetros eléctricos del comparador AD8611.	55
Tabla 16. Parámetros eléctricos.	58
Tabla 17. Consumo de corriente y rango de tensión de alimentación para los dispositivos de acondicionamiento de señal.	60
Tabla 18. Especificaciones punta de medición HP9060.	68
Tabla 19. Especificaciones osciloscopio TEKTRONIX TDS1000.	69

Tabla 20. Valores de LSB para distintas resoluciones del conversor.	71
Tabla 21. Especificaciones de error del amplificador diferencial AD830.	72
Tabla 22. Especificaciones de error del amplificador diferencial AD 830 después del ajuste.	72
Tabla 23. Especificaciones de error del filtro pasa bandas.	73
Tabla 24. Especificaciones de error de la segunda etapa de amplificación.	73
Tabla 25. Especificaciones de error de la segunda etapa de amplificación después del ajuste.	74
Tabla 26. Especificaciones de error del amplificador inversor.	74
Tabla 27. Especificaciones de error del amplificador inversor después del ajuste.	74
Tabla 28. Especificaciones de error del filtro pasa bajas.	76
Tabla 29. Especificaciones de error del filtro pasa bajas después del ajuste.	76
Tabla 30. Especificaciones de error del amplificador no inversor DC.	76
Tabla 31. Especificaciones de error del amplificador no inversor DC después del ajuste.	77
Tabla 32. Distribución de circuitos integrados.	83
Tabla 33. Distribución de Conectores.	83
Tabla 34. Espaciamiento entre conductores eléctricos.	88
Tabla 35. Prueba de carga fija 1 kHz y frecuencia variable.	91
Tabla 36. Prueba de carga fija 10 kHz y frecuencia variable.	91
Tabla 37. Prueba de carga fija 15 kHz y frecuencia variable.	92
Tabla 38. Resultados de las pruebas de medición de desfase introducido por el bioimpedanciometro.	95
Tabla 39. Conductividades medidas en las concentraciones de solución salina.	97
Tabla 40. Niveles de conductividad asociadas para las diferentes ganancias.	97
Tabla 41. Relación voltajes DC (V) vs. Conductividad para el barrido de	

frecuencia.	98
Tabla 42. Funciones de calibración obtenidas para cada una de las frecuencias de trabajo.	99
Tabla 43. Funciones de la calibración general.	102
Tabla 44. Incertidumbre de medidas por el conductivímetro.	104
Tabla 45. Relación medidas conductividad.	105
Tabla 46. Relación medidas conductividad.	105

RESUMEN

TITULO: IMPLEMENTACIÓN DE UN BIOIMPEDANCIOMETRO PARA LA MEDICIÓN DEL ESPECTRO DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA EN TEJIDO HUMANO.*

AUTORES: ACERO MOGOLLÓN, Jesús Antonio, y, DELGADO CRISTANCHO, Albert Mauricio.**

PALABRAS CLAVES: Impedancia eléctrica, espectroscopia eléctrica, bioimpedanciometro, calibración, fuente de corriente Howland Mejorada, demodulación por fase sensitiva, detector sincrónico.

DESCRIPCIÓN

El permanente estudio e investigación de las características eléctricas del tejido humano ha permitido el desarrollo de técnicas y métodos que permitan determinar el espectro de impedancia eléctrica. Un método moderno para diagnosticar el cáncer de cervix es la medición de espectro de impedancia eléctrica, este modelo puede ser útil para detectar lesiones precancerosas no sólo en el cervix, sino en otros lugares importantes como la vejiga o la unión gastroesofágica, entre otras.

La inyección de una corriente senoidal de excitación de frecuencia variable y amplitud constante al tejido permite censar una caída de tensión equivalente que determinará una impedancia característica en el tejido por medio de la cual se pretende hacer la detección temprana de cáncer no sólo de cuello uterino, sino también de piel y colon, entre otros.

El proceso de diseño del bioimpedanciometro se ha dividido en tres partes: la fuente de corriente sinusoidal, el detector sensitivo de fase, y el sistema de control y adquisición de datos, este último va acoplado a un computador para la posterior visualización y análisis de los datos.

El módulo implementado permite hacer la medición del espectro de impedancia eléctrica en el tejido humano. Junto al hardware diseñado (detector sincrónico), se encuentra la fuente de corriente howland la cual permite aplicar corriente al tejido, que después de censado pasa por un detector sincrónico para medir de este modo la impedancia correspondiente.

Después de Calibrado el equipo los datos obtenidos son almacenados y ajustados al modelo teórico experimental cole-cole el cual de una manera correcta describe el comportamiento del espectro de impedancia eléctrica en la zona de dispersión β .

* Proyecto de grado.

** Facultad de Físico Mecánicas. Escuela de Ingeniería Electrónica. David Alejandro Miranda Mercado.

ABSTRACT

TITLE: IMPLEMENTATION OF BIOIMPEDANCIOMETRO FOR THE MEASUREMENT OF THE SPECTRUM OF ELECTRICAL IMPEDANCE IN HUMAN TISSUE.*

AUTHORS: ACERO MOGOLLÓN, Jesús Antonio, and, DELGADO CRISTANCHO, Albert Mauricio.**

KEY WORDS: Electric impedance, electric spectroscopy, bioimpedanciometro, calibration, source of average Improved Howland, demodulation for synchronous sensitive, detecting phase.

DESCRIPTION

The permanent study and investigation of the electrical characteristics of the human tissue has allowed the development of technologies (skills) and methods that allow determining the spectrum of electrical impedance. A modern method to diagnose the cancer of cervix is the measurement of spectrum of electrical impedance, this model can be useful to detect injuries precancerous not only in the cervix, but in other important places as the bladder or the union gastroesofágica, between others.

The injection of a current senoidal of excitation (excitement) of changeable frequency and constant extent to the tissue allows to register an equivalent voltage drop that will determine a typical impedance in the tissue by means of which one tries to do the early detection of cancer not only of uterine neck, but also of tissue (leather) and colon, between others.

The process of design of the bioimpedanciometro has been in two places at the same time in three parts(reports): the current source sinusoidal, the sensitive detector of phase, and the system of control and acquisition of information, the latter is connected to a computer for the later(posterior) visualization and analysis of the information.

The implemented module allows to do the measurement of the spectrum of electrical impedance in the human tissue. Close to the hardware designed (synchronous detector), there is the current source howland who allows to apply current to the tissue, which after registered happens (passes) for a synchronous detector to measure thus the corresponding impedance.

After Calibrated the equipment (team) the obtained information is stored and fitted to the theoretical experimental model cole-cole which in a correct way describes the behavior of the spectrum of electrical impedance in the zone of dispersion.

* Degree project.

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones. David Alejandro Miranda Mercado.

INTRODUCCION

Una de las mayores preocupaciones en cuestiones de salud en la actualidad es el alto índice de cáncer cervical y de mama que afecta a la población femenina¹. En el oriente colombiano este tipo de patologías se presentan con mayor frecuencia debido a factores de riesgo como el tabaquismo, alcoholismo, conducta sexual y tipo de nutrición², además del temor a la hora de presentar un examen (citología) o simplemente por total ignorancia.

Cabe señalar que la temprana detección del cáncer es difícil, esto porque no se presentan sintomatologías claras que permitan sospechar el indicio de esta enfermedad y peor aun por la no cooperación del paciente al momento de asistir y realizar controles que permitan el diagnóstico y pleno análisis de los resultados. Un método moderno para diagnosticar el cáncer de cervix es la medición de espectro de impedancia eléctrica, este modelo a llevar a cabo podría ser útil para detectar lesiones precancerosas no sólo en el cervix, sino en otros lugares importantes como la vejiga o la unión gastroesofágica, entre otras.³

El cáncer cervical o de cuello uterino es uno de los más comunes a nivel mundial⁴, y en el oriente colombiano es el más frecuente siendo una de las

¹ Brian H BROWN, John A TIDY, Karen BOSTON, Anthony D BLACKETT, Rod H SMALLWOOD, Frank SHARP, "Relation between tissue structure and imposed electrical current flow in cervical neoplasia", The Lancet Vol 355, March 11, 2000.

² CASTRO M, COBOS F, CORZO E, FORERO P, INSUASTY J. "Registro y análisis del comportamiento del cáncer en la unidad de oncología del hospital universitario Ramón González Valencia de Bucaramanga durante los años de 1990 a 1995". Bucaramanga: Medicas UIS, Vol 14. Pp 92-97, 2000.

³ Brian H. BROWN "Cambios en la impedancia eléctrica de los tejidos como forma de detectar lesiones precancerosas", The Lancet 7/8/2000.

⁴ MIRANDA D. A. "Detección precoz de cáncer de cuello uterino basa en espectro de impedancia eléctrica" Trabajo de investigación para obtener el título de Magíster en Ingeniería Electrónica. 2004.

mayores causas de muerte. Gracias a los nuevos conocimientos sobre la enfermedad y a los avances hechos, es posible hoy en día detectarlo en sus estadios premalignos.

Debido a este número de inconvenientes y al gran interés por contribuir en la búsqueda de soluciones que permitan hallar la mejor manera posible de detectar este tipo de cáncer, la escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones (E3T) junto con la escuela de Física y el Departamento de Patología de la UIS, ha realizado investigaciones en cuanto a la detección temprana de cáncer de cervix se refiere⁵. Para continuar con el estudio de espectroscopia de impedancia eléctrica en tejido humano In-Vivo, se requiere un bioimpedanciometro. Trabajos como el de Andrea Robles⁶, Cristihan García⁷ y el de Astrid Cubides⁸, permitieron sentar las bases para la construcción de un bioimpedanciometro. Con el presente trabajo se aprovecharon dichas experiencias para el diseño y montaje de un primer bioimpedanciometro funcional para medidas In-vivo.

Este libro se divide en cuatro capítulos en donde se explican los requerimientos y el análisis que se hizo para el diseño del bioimpedanciometro. En el capítulo uno se da una fundamentación teórica sobre la impedancia eléctrica en el tejido humano así como un recuento de los trabajos de grado que se han realizado y que se tomaron como base para este proyecto. Al final de dicho capítulo se hace una descripción general de los alcances de nuestro proyecto y se presenta un análisis del detector sincrónico, parte fundamental del bioimpedanciometro.

⁵ MIRANDA D. A. Op. cit.

⁶ ROBLES, Andrea y CHÁVEZ, Felipe. *Medición de impedancia eléctrica en tejido cervicouterino In-Vitro*. 2005. Trabajo de grado (Ing. Electrónico).

⁷ GARCÍA, Cristihan y VARGAS, Juan Carlos. *Diseño y montaje e un sistema de adquisición de Señales de voltaje para la medida de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano*. 2005. Trabajo de grado (Ing. Electrónico).

⁸ CUBIDES, Astrid y MIELES, Fidel. *Diseño de una fuente de corriente senoidal y de pulsos bifásicos para medición de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano*. 2006. Trabajo de pregrado en Ingeniería Electrónica.

El segundo capítulo hace referencia al diseño del hardware y a la selección de cada uno de los implementos electrónicos que se utilizaron junto con su correspondiente análisis de ruido y estimación de error. También se exponen las simulaciones de cada una de las etapas de las cuales consta el bioimpedanciometro, como lo son la etapa de adquisición de la señal, de detección, de amplificación y de filtrado.

En el tercer capítulo se hace un completo y detallado informe sobre el diseño del PCB final teniendo en cuenta las normas estándar de diseño de PCBs (IPC2221).

El análisis de las pruebas del dispositivo final junto con la calibración de la sonda de medida y sus errores se describe en un cuarto y último capítulo; en él se hacen unas sugerencias sobre la toma de medidas y posteriormente las respectivas conclusiones de todo el proyecto.

1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

1.1 ANTECEDENTES

El continuo estudio e investigación de las características eléctricas del tejido humano ha permitido el desarrollo de técnicas y métodos que permitan determinar el espectro de impedancia eléctrica para su posterior análisis y con ello aportar datos para el estudio del cáncer. Estudios como el de [Miranda]⁹ vislumbran que la Espectroscopia de Impedancia Eléctrica (EIE) puede ser usada para detectar de forma temprana el cáncer de cuello uterino.

Dentro de estas investigaciones se encuentran algunos trabajos de pregrado a saber: El primero de ellos se denomina "*Medición de impedancia eléctrica en tejido cervico uterino in-vitro*", realizado por Andrea Robles y Felipe Chávez [ROBLES_01]. Este trabajo se basó en la realización de mediciones del espectro de impedancia eléctrica en tejido cervicouterino in-vitro, tomando en consideración variables tales como la temperatura de la muestra y tiempo transcurrido desde la extracción de la muestra hasta que son realizadas las mediciones.

Otra investigación de pregrado es el trabajo presentado por Cristihan García y Juan Carlos Vargas [GARCÍA_01] "*Diseño y montaje de un sistema de adquisición de Señales de voltaje para la medida de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano*". El sistema adquiere señales de tensión de 1 Vpp que se obtienen del tejido después de haberlo excitado con una fuente de corriente, en un rango de frecuencia comprendido entre 100 kHz y los 3 MHz, las cuales se encuentran dentro del rango de dispersión β (0,1-10 MHz).

Uno de los mayores énfasis de este proyecto se basó en el cuidadoso diseño

⁹ MIRANDA D. A. Op. cit.

de la tarjeta de circuito impreso, para ello fue necesario tener en cuenta las características y especificaciones del estándar IPC2221 en cuanto a la compatibilidad electromagnética se refiere.

El sistema de excitación es indispensable en nuestro proyecto y tiene que ver con el trabajo de grado que realizaron Astrid Cubides y Fidel Mieles, el cual se basó en el diseño de una fuente de corriente *Howland senoidal y de pulsos bifásicos*¹⁰.

Como principal punto de partida del diseño del bioimpedanciometro se destaca la existencia del impedanciometro mono canal MARK III, desarrollado en Sheffield (UK). Este dispositivo inyecta una corriente de 20 μ A al tejido y mide la respuesta en voltaje del mismo, de esta manera es capaz de medir 50 valores de impedancia eléctrica para cada una de las siete frecuencias en las cuales opera. Cabe anotar que el MARK III cumple con las normas internacionales de seguridad eléctrica para el paciente, BS5724 e IEC601, incluidas en la norma Colombiana NTC-IEC 60601, [GONZALEZ_01] y [WALKER_01].

Figura 1. Sistema monocanal MARK III de Sheffield



Fuente: MD. PhD. Carlos Augusto González Correa, Universidad de Caldas, Manizales, Colombia.

¹⁰ CUBIDES Astrid y MIELES Fidel. Op cit.

1.1.1 Cáncer de Cuello Uterino. El cáncer del cuello uterino es una de las neoplasias malignas de mayor incidencia y mortalidad entre las mujeres de todas partes del mundo, hallazgo que resulta paradójico si se tiene en cuenta que el cuello uterino es de fácil acceso y la existencia de estrategias debidamente probadas que permiten un diagnóstico y tratamiento oportuno.

Las estadísticas mundiales y nacionales muestran que el cáncer es la segunda causa de muerte en las mujeres^{11 12}. De esta enfermedad, el cáncer de cuello uterino aparece en nuestro medio como el segundo cáncer incidente más frecuente después del cáncer de glándula mamaria¹³ y el primero en mortalidad¹⁴. Estos datos obligan a establecer intervenciones en las mujeres susceptibles para lograr con adecuados programas de detección la disminución de las tasas de incidencia y de mortalidad.

El cáncer de cuello uterino es tan frecuente que, sin tener en cuenta el cáncer de piel no melanoma, ocupa el segundo lugar entre todas las neoplasias malignas que afectan a la población femenina en la mayor parte del mundo, principalmente en los países en vías de desarrollo, y representa la principal causa de muerte por cáncer en estas mujeres. Mundialmente cada año se presentan 370.000 casos nuevos, de los cuales el 80% aparecen en países en vías de desarrollo como el nuestro, al parecer por sistemas de salud deficitarios, que ubican este problema como de interés para la salud pública.¹⁵

En nuestro país el cáncer de cuello uterino es la primera causa de muerte por

¹¹ La carga de la enfermedad en Colombia. Bogotá: Ministerio de Salud; 1994.

¹² Haddad N, da Silva MB. Mortalidade por neoplasmas em mulheres em idade reprodutiva - 15 a 49 anos - no estado de São Paulo, Brasil, de 1991 a 1995. Rev Assoc Med Bras 2001;47:221-30.

¹³ Bosch FX, Lorincz A, Muñoz N, Meijer CJL, Shah KV. The causal relation between human papillomavirus and cervical cancer. J Clin Pathol 2002;55:244-65.

¹⁴ Medina MR. Atlas de mortalidad por cáncer en Colombia 1990. Bogotá: Instituto Nacional de Cancerología; 1994.

¹⁵ Haddad n, da Silva MB. Op cit.

esta patología en mujeres. En el período comprendido entre los años 1983 y 1991, la tasa de mortalidad por cáncer de cuello uterino en Colombia fue de 6,5 por 100.000 habitantes;¹⁶ entre 1986 y 1996 fallecieron 20.000 mujeres por cáncer de cuello uterino, el 50% de estos casos murieron por diagnóstico tardío y falta de acceso a los tratamientos especializados. Es la segunda tasa de mortalidad (9,9 por 100.000 mujeres en 1994) más alta de todo Sudamérica por esta patología.¹⁷ De acuerdo con los últimos datos de mortalidad en el país, en 1995 el cáncer de cuello uterino ocasionó el 15% de las muertes por cáncer en mujeres, lo cual significó un descenso con respecto a 1985 de un 1%. Sin embargo, pasó a ocupar el primer lugar como causa de mortalidad por tumores malignos. El cáncer de cuello uterino ocupa el décimo lugar en la mortalidad general en el área rural y la octava en el área urbana.

El Virus del papiloma Humano VPH es el principal factor de riesgo asociado con cáncer de cuello uterino y sus precursores. En la actualidad es considerado como virtualmente necesario pero no suficiente como agente causal.¹⁸ El virus produce una infección selectiva del epitelio de la piel y de la mucosa genital. Estas infecciones pueden ser asintomáticas o estar asociadas con una variedad de neoplasias benignas y malignas.¹⁹

El espectro de lesiones pre-neoplásicas (displásicas) y neoplasias escamosas y glandulares del cervix se originan en la zona de transformación cervical, sitio de infección del VPH. El tipo de cáncer de cuello uterino más frecuente es el carcinoma escamocelular (60- 80% de los casos), el cual es asintomático en estadios iniciales.

¹⁶ Shanta V, Krishnamurthi S, Gajalakshmi CK, Swaminathan R, Ravichandran K. Epidemiology of cancer of cervix: global and national perspective. J Indian Med Assoc 2000;98:49-52.

¹⁷ Sherris J, Herdman C, Elias C. Beyond our borders. Cervical cancer in the developing world. West J Med 2001;175:231-3.

¹⁸ Bosch FX, Lorincz A, Muñoz N, Meijer CJL, Shah KV. The causal relation between human papillomavirus and cervical cancer. J Clin Pathol 2002;55:244-65.

¹⁹ Apgar BS, Brotzman G. HPV testing in the evaluation of the minimally abnormal Papanicolau smear. Am Fam Physician 1999;59:2794-801.

1.1.2 Interacción de la electricidad con tejidos biológicos. La interacción de la electricidad con tejidos biológicos tiene una marcada dependencia de la frecuencia de la señal de excitación. [SCHWAN] reporta tres zonas de dispersión en las que esta interacción tiene diferentes efectos en el tejido, éstas son: zona α (hasta 10 kHz aproximadamente), β (de 100 kHz hasta 10 MHz, aproximadamente), γ (frecuencias superiores a 100 MHz). La zona de dispersión α está relacionada con la interfaz electrodo-electrolito y la relajación y polarización de los espacios cargados, la β , con la polarización y relajación interfacial, y la γ , con la relajación dipolar.

Las propiedades eléctricas del tejido dependen de la zona de dispersión en la que se trabaje, siendo la zona β la de mayor interés práctico para estudiar propiedades globales del tejido, debido a que la conducción eléctrica está relacionada con el espacio extracelular, el cual varía de acuerdo al estado del tejido.

Por otro lado, según [SCHWAN] las propiedades eléctricas del tejido y su composición son de importancia práctica y de interés en áreas como la cardiología, la física médica y la medicina clínica, además de su interés en el análisis estructural de organismos celulares, el estudio de mecanismos de excitación y el análisis de las características de moléculas proteicas. Las propiedades eléctricas del tejido dependen de la energía con la cual sea excitado, presentando un comportamiento aproximadamente lineal para energías bajas que corresponden a flujos de corriente inferiores a 1mA/cm^2 y campos eléctricos inferiores a 1V/cm .

1.1.3 Propiedades eléctricas de los tejidos biológicos. La interpretación de la conductividad de la piel [KARLA G.], requiere alguna comprensión acerca de la estructura de tejidos por encima y debajo de la superficie de la piel. La capa superficial se llama la epidermis y se compone del stratum corneum, el stratum lucidum (visto sólo en "superficies de fricción"), la capa granular, la capa de la célula de prickle y la capa basal o de germinación. La superficie del

corneum (en otras palabras, la superficie de la piel) está compuesta de células muertas, mientras que en su base se encuentran las células vivas. Entre estos dos lugares hay están las células de transición. Esta capa se llama también la capa córnea.

Se puede apreciar que la epidermis comúnmente tiene una resistencia eléctrica alta debido a la gruesa capa células muertas con espesas membranas de queratina.

La conductividad efectiva de la piel puede variar en grandes proporciones, dependiendo de la actividad de las glándulas sudoríparas pasadas y presentes. La conducta referida anteriormente es bastante común en las regiones de las palmas y las plantas porque mientras la epidermis sea más gruesa, al mismo tiempo las glándulas sudoríparas son excepcionalmente densas.

Resistencia

En el cuerpo, los tejidos delgados son sumamente conductivos, conteniendo grandes cantidades de agua y electrolitos conductores, y representan una vía de baja resistencia eléctrica. La capa lipídica (grasa) y el hueso, por otro lado, son conductores pobres o vías de una alta resistencia eléctrica con bajas cantidades de líquido y electrolitos conductores.

Reactancia

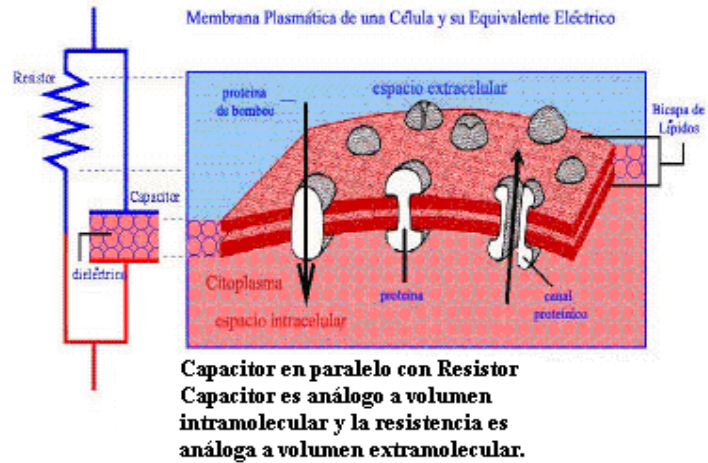
También conocida como reactancia capacitiva cuando se describen tejidos biológicos, es la oposición al flujo instantáneo de la corriente eléctrica debida a la capacitancia. Matemáticamente, la reactancia es expresada por la siguiente ecuación en circuitos AC:

$$X_c = \frac{1}{2\pi C}$$

Generalmente, altos valores de reactancia en una medida de la impedancia bioeléctrica, indican mejor salud e integridad de la membrana celular. La razón

está en representar el modelo apropiado de una resistencia y una capacitancia en serie o en paralelo. Idealmente la reactancia se debe expresar como la capacitancia a una frecuencia dada. La capacitancia es independiente de la frecuencia y define indirectamente el volumen de membrana de célula.

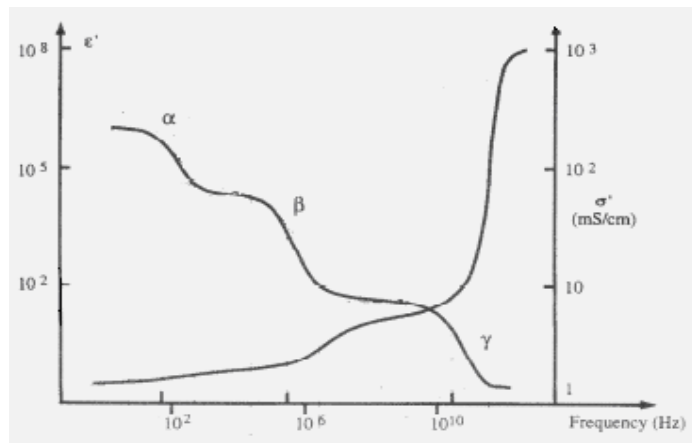
Figura 2. Membrana Plasmática y Equivalente Eléctrico



Fuente: Gravis Karla, Pérez Roselvi. Tomografía por Impedancia Eléctrica. Universidad Simón Bolívar.

Las propiedades dieléctricas de la materia biológica y sus tejidos son excepcionales por varias razones (Figura 3): [SCHWAN H. 0_1]:

Figura 3. Constante Dieléctrica ϵ' (decreciente) y conductividad σ (creciente) como función de Frecuencia.



Fuente: SCHWAN H." *Electricals properties of tissues and cell suspentions: mechanisms and models*". IEEE, 1994.

- a. Las propiedades eléctricas exponen como primera vista características típicas de fracciones de sistemas. La dependencia de la frecuencia de la constante dieléctrica ϵ y la conductividad σ pueden ser aproximadas por una respuesta caracterizada por una frecuencia de ángulo de fase independiente y obedeciendo las relaciones de Fricke y Kramer Kronig.
- b. Investigaciones más detalladas revelan que ocurren cambios en el rango de frecuencias en tres diferentes zonas, conocidas como zonas de dispersión α , β y γ .
- c. Las constantes dieléctricas alcanzan enormes valores relativos al espacio libre a bajas frecuencias.

1.1.4 Trabajos de Grado en los cuales se basa el Proyecto. La idea de poder ensamblar un equipo tan robusto como el MARK III, de Sheffield, ha incentivado el pensamiento de proponer e integrar varios trabajos de grado. Es por esto que ahora esos proyectos base tienen el principal objetivo de conformar un Bioimpedanciometro funcional para medidas in-vivo. A continuación se citan los trabajos de grado a los cuales se encuentra aferrada la implementación de un bioimpedanciometro para la medición de impedancia eléctrica en un tejido humano.

Andrea Robles y Felipe Chávez [ROBLES_01] *“Medición de impedancia eléctrica en tejido cervico uterino in-vitro”*; Cristihan García y Juan Carlos Vargas [GARCÍA_01] *“Diseño y montaje de un sistema de adquisición de Señales de voltaje para la medida de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano”*; Yorlen Astrid Cubides y Fidel Enrique Mieles [CUBIDES_01]. *Diseño de una fuente de corriente senoidal y de pulsos bifásicos para medición de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano.*

1.1.5 Nuestro Proyecto. Cabe señalar la importancia de los proyectos nombrados anteriormente en los cuales está basado este trabajo de grado, que

tiene como objetivo final implementar un primer bioimpedanciometro funcional para la medición de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano in-vivo. El sistema diseñado se basó, primordialmente en requerimientos como presupuesto económico, inmunidad al ruido electromagnético, ser portátil, de fácil operación, y que además cumpla con las normas internacionales de seguridad eléctricas para el paciente BS5724 e IEC601, incluidas en la norma Colombiana NTC-IEC 60601.

Desde un principio se tuvo en mente implementar un gran equipo, con características similares al impedanciómetro, mono canal MARK III, desarrollado en Sheffield (UK). Para una descripción más detallada en cuanto a su forma y operación se hace necesario recurrir a lo especificado en [GONZALEZ_01] y [WALKER_01].

Cumplir con la meta propuesta permitirá: primero, contar con un sistema altamente sensible y calificado que estará formado por dispositivos y especificaciones del estado del arte en lo que a electrónica se refiere, y será el soporte de futuras investigaciones dentro del campo de la bioingeniería en la UIS. La inyección de una corriente senoidal de excitación de frecuencia variable al tejido permitirá censar una caída de tensión en el mismo que determinará una impedancia característica en el tejido por medio de la cual se pretende hacer la detección temprana de cáncer no sólo de cuello uterino, sino también de piel y colon, entre otros.

Para el cumplimiento de los requisitos mencionados anteriormente y una optimización de los mismos, el proceso de diseño del bioimpedanciometro se ha dividido en cuatro partes: la fuente de corriente sinusoidal, la fuente de corriente de pulsos bifásicos, el detector sensitivo de fase, y el sistema de control y adquisición de datos, este último va acoplado a un computador para la visualización de los datos.

1.1.5.1 Descripción General. El módulo implementado permite hacer la

medición del espectro de impedancia eléctrica en el tejido humano. Junto al hardware diseñado (detector sincrónico), se encuentra la fuente de corriente howland la cual permite aplicar corriente al tejido, que después de censado pasa por un detector sincrónico para medir de este modo la impedancia correspondiente.

El proceso lleva consigo una etapa de pre-amplificación, una amplificación variable, un proceso de filtrado y desde luego un sistema de adquisición de datos al PC por puerto USB que por medio de una interfaz desarrollada en LAB-VIEW se puede visualizar.

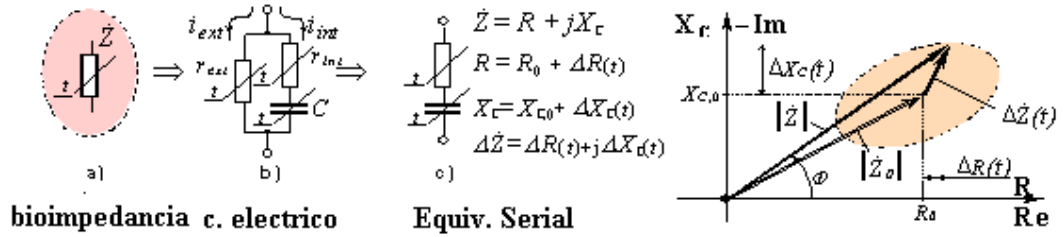
Amplificador Rectificador Sincrónico (*Lock In*) o Detector Sincrónico.

El tejido humano se puede modelar con un circuito eléctrico (resistencias y condensadores), y se suele usar un circuito equivalente de 3 elementos (Figura 4b). La resistencia activa r_{ext} representa el líquido extracelular entre las células, y la rama paralela caracteriza las células²⁰.

Mientras la capacitancia C representa las membranas celulares, y la r_{int} consecutivamente conectada describe el fluido intracelular. El circuito equivalente serial (Figura 4c) y la presentación del vector correspondiente puede obtenerse como resultado de la impedancia compleja medida $Z = R + jX_C$.

²⁰ Grimnes S, and Martinsen ØG. Bioimpedance and Bioelectricity Basics. Academic Press, San Diego, 2000.

Figura 4. Bioimpedancia, sus equivalentes eléctricos y vector impedancia.



Fuente: Bioimpedance and Bioelectricity Basics. Academic Press

Las técnicas de demodulación de fase sensitiva (PSD) mejoran el desempeño de un dispositivo de medición, en términos de error y relación señal a ruido. El principio de esta demodulación consiste en modificar la señal medida dentro de una banda de frecuencias bajas por la multiplicación de la señal de referencia sincronizada con la corriente inyectada y el filtrado de los armónicos de alta frecuencia generados por este proceso. La implementación práctica demuestra que existen dos demoduladores de fase sensitiva: *el coherente y el demodulador síncrono*.

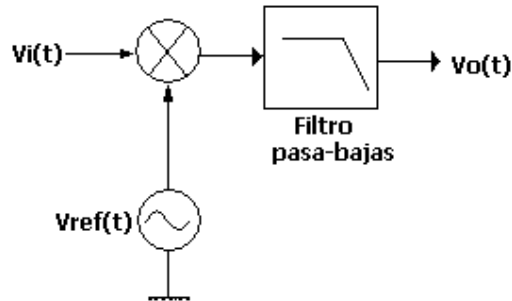
Varios experimentos requieren una medida exacta de un pequeño voltaje, la detección síncrona es una técnica poderosa para recuperar tal señal hasta en la presencia de ruido, cuya magnitud dentro del ancho de banda es varias veces mayor que la señal.

Es difícil medir una señal tan pequeña por varios motivos: Varios efectos (el error de modo común, compensaciones termoeléctricas, compensaciones internas, y la rectificación de ruido) se agregarán a la señal y estas compensaciones variarán con la temperatura y el tiempo. Estos errores pueden ser minimizados, pero no eliminados.

El objetivo es no formar lazos de tierra y minimizar la interferencia electromagnética. Sin embargo, hay otras fuentes de ruido, como el ruido Johnson, ruido 1/f, ruido de disparo, que se deben a procesos físicos y no pueden ser eliminados. Ya que algunas de estas fuentes ruidosas tienen un

espectro $1/f$ - los aumentos de amplitud ruidosos direccionarán su efecto en la corriente continua.

Figura 5. Detector Sincrónico basado en un multiplicador analógico.



Fuente: Autores del Proyecto.

Un detector síncrono toma una señal de referencia periódica y una señal de entrada ruidosa y usa un detector sensible de fase (PSD) para extraer sólo la parte de la señal de salida cuya frecuencia y fases coinciden con la de referencia. Para ver cómo trabaja el detector sensible de fase, considere una señal de referencia, V_{ref} , que es una onda senoidal pura con frecuencia w_{ref} :

$$V = \cos(w_{ref} \cdot t)$$

Y aplicándola como entrada al sistema:

$$V_{app} = A_{app} \cos(w_{app} \cdot t)$$

Desde la entrada al PSD, V_{in} , varía en respuesta a la señal aplicada, esperamos que esto tendrá la misma frecuencia y un cambio de fase respecto a la referencia.

$$V_{in} = A_{in} \cos(w_{ref} \cdot t + \delta_{in})$$

Podemos modelar este ruido como el uniforme de banda ancha: es decir que este consiste en las señales senoidales de amplitud dada, en cada frecuencia y fase posible.

$$V_{in} = A_{in} \cos(w_{ref} \cdot t + \delta_{in}) + \sum_{w_{noise}} A_{noise} \cos(w_{noise} \cdot t + \delta_{noise})$$

Debemos extraer sólo la de interés, componente de igual frecuencia de la señal de entrada. Si multiplicamos las dos funciones sinusoidales que varían, la señal resultante es equivalente a una señal senoidal con sus frecuencias sumadas, más otra con las frecuencias en diferencia. Para ver esto, recordar la identidad trigonométrica del producto de los cosenos.

$$\cos(a)\cos(b) = \frac{1}{2}[\cos(a+b) + \cos(a-b)]$$

Multiplicando la señal de referencia con la señal de salida ruidosa se tendrá:

$$\begin{aligned} V_{mul} &= 2 \cdot V_{ref} V_{in} = 2 \cdot A_{in} \cos(w_{ref} \cdot t) \cos(w_{ref} \cdot t + \delta_{in}) \\ &+ 2 \cdot \cos(w_{ref} \cdot t) \sum_{w_{noise}} A_{noise} \cos(w_{noise} \cdot t + \delta_{noise}) \\ &= A_{in} \cos(w_{ref} \cdot t - w_{ref} \cdot t + \delta_{in}) + A_{in} \cos(w_{ref} \cdot t + w_{ref} \cdot t + \delta_{in}) \\ &+ \sum_{w_{noise}} A_{noise} \cos((w_{ref} + w_{noise}) \cdot t + \delta_{noise}) + \sum_{w_{noise}} A_{noise} \cos((w_{ref} - w_{noise}) \cdot t + \delta_{noise}) \\ &= A_{in} \cos(0 \cdot t + \delta_{in}) + A_{in} \cos(2 \cdot w_{ref} \cdot t + \delta_{in}) + \sum_{w_{noise}} A_{noise} \cos((w_{ref} + w_{noise}) \cdot t + \delta_{noise}) \\ &+ \sum_{w_{noise}} A_{noise} \cos((w_{ref} - w_{noise}) \cdot t + \delta_{noise}) \end{aligned}$$

Desde que la referencia y la señal tenían la misma frecuencia, la diferencia de frecuencia está en DC (frecuencia cero). Después de un filtrado pasa bajos, se encuentra que sólo quedan dos términos, el término de corriente continua (DC) debido a la salida del sistema, y el componente de ruido con la frecuencia cerca de la señal de referencia.

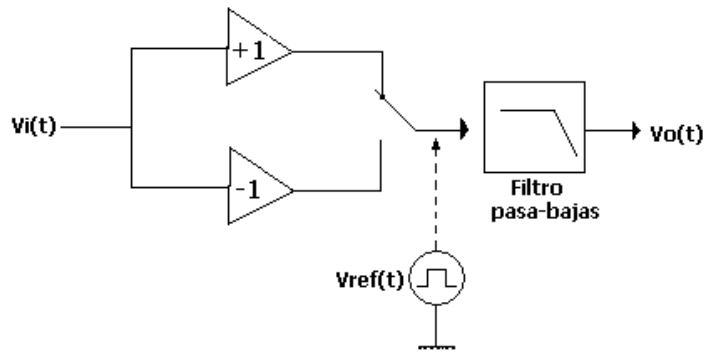
$$V_{filtrado} = A_{in} \cos(\delta_{in}) + A_{noise@ref} \cos(\delta_{noise@ref})$$

Si se ajusta la fase de la referencia de tal manera que $\delta_{in} = 0$, entonces $\cos(\delta_{in}) = 1$ y

$$V_{filtrado} = A_{in} + A_{noise@ref} \cos(\delta_{noise@ref})$$

La amplitud de la señal filtrada es la amplitud de la salida del sistema, más una mínima contribución ruidosa. La fase de la señal ruidosa no igualará la fase de la referencia, pero más bien variará al azar.

Figura 6. Detector sincrónico controlado por una señal de referencia.



Fuente: Autores del Proyecto.

De acuerdo con los estudios de Bernard Rigaud y Jean-Pierre Morucci²¹, el principio de la detección síncrona puede implementarse como se ilustra en la figura 6; aparece la señal de referencia que es una onda cuadrada sincronizada con la señal del generador, la cual es:

$$V_{ref}(t) = \text{sgn}[\cos(\omega t)]$$

Donde $\text{sgn}[\cos(\omega t)] = 1$ cuando $\cos(\omega t) > 0$, y $\text{sgn}[\cos(\omega t)] = -1$ cuando $\cos(\omega t) < 0$. El amplificador produce una versión de fase sensitiva rectificadora de la señal de entrada. Expandiendo la anterior ecuación en series de Fourier, multiplicando por $V_i(t)$ y aplicando el filtro pasabajas se obtiene el voltaje dc proporcional a la componente de la señal medida en fase con la de referencia:

$$V_o(t) = 2 \cdot \frac{V}{\pi} \cos(\varphi)$$

Análogamente, con una señal de sincronización con desfase de $\pi/2$ con la referencia se obtiene:

$$V_o(t) = 2 \cdot \frac{V}{\pi} \sin(\varphi)$$

²¹ RIGAUD Bernard, MORUCCI Jean-Pierre. Bioelectrical Impedance Techniques in Medicine, Part III: Impedancing Imaging. p. 548

Con estos estudios Bernard y Morucci²² demuestran que los procedimientos mostrados son equivalentes en su resultado final, por lo cual se puede escoger cualquiera de ellos.

1.2 ESPECTROSCOPIA DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA

Muchos investigadores han estudiado sobre el estado fisiológico y patológico del cuerpo humano utilizando medidas de la bioimpedancia eléctrica en diferentes partes del cuerpo (Schwan 1941, Geddes y Panadero 1967, Yamamoto 1994). Las propiedades eléctricas de los tejidos presentan un comportamiento en la frecuencia dividido en tres tipos de dispersión ya antes descritas.

Es razonable asumir que hay diferencias dieléctricas entre el tejido normal y el tejido canceroso. Crile et al (1922) sugirieron que la capacidad eléctrica de las células habría de ser de una importancia mayor que su conductividad.

Las características del espectro de impedancia eléctrica de los tejidos pueden ser explicadas por los cambios en los arreglos celulares y en el tamaño de los núcleos celulares.

La disposición celular y el tamaño de los núcleos de las células de un tejido determinan un espectro de impedancia eléctrica, y la medición de esta variable puede permitir la deducción de la estructura de los tejidos. Así, por ejemplo, la impedancia ha sido empleada con éxito para monitorizar procesos isquémicos, detectar rechazos post-transplante o para localizar tumores cancerosos [Bourne_01].

1.2.1 Medición de espectro de impedancia eléctrica. La bioimpedancia eléctrica es el término que se le da a la impedancia eléctrica medida en tejido biológico. El instrumento para medirla se le conoce como bioimpedanciometro.

²² Ibid., p.550.

Este dispositivo excita al tejido con una corriente sinusoidal de frecuencia variable y amplitud constante y mide la respuesta en voltaje del tejido, la cual es previamente amplificada y filtrada. Hay casos en que se utilizan pulsos bifásicos de corriente, como reporta [NEBUYA], para obtener el valor de la impedancia eléctrica, sin embargo, el método clásico consiste en excitar con señales sinusoidales. En [RIGAUD] se presenta una revisión de diferentes configuraciones para un sistema de medición de bioimpedancia eléctrica.

Las medidas de impedancia eléctrica pueden ser clasificadas en dos tipos. El primero es el estudio de los cambios de impedancia asociados con el sistema circulatorio y la respiración. El objetivo de esta aplicación es dar información cualitativa y cuantitativa de los cambios de volumen en pulmones, corazón, arterias periféricas y venas. El segundo implica la determinación de características de los tejidos corporales tales como: hidratación, edema, volumen de fluidos corporales, volumen intra y extracelular, porcentaje de grasa y, en general, el estado de los tejidos y las células que los constituyen.

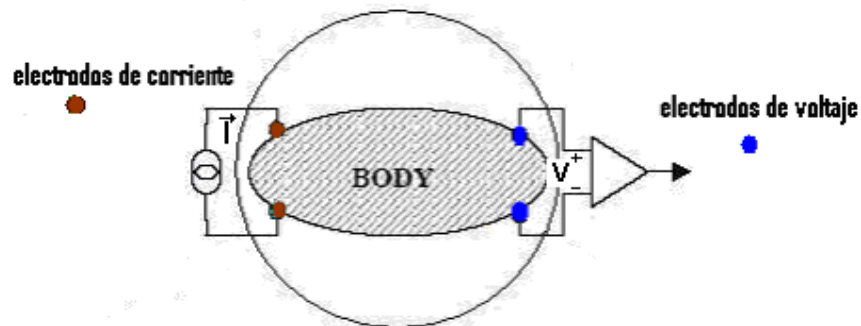
La impedancia total del cuerpo se mide pasando una pequeña corriente alterna constante (I) por el cuerpo y se mide la caída de voltaje (V) producida como un producto de $R * I$, como I es constante, V es directamente proporcional a R . Un cambio en el ϕ ángulo de fase entre la corriente y el voltaje define la reactancia o una medida compleja de impedancia incluyendo el espacio no conductor del dieléctrico atribuido a la capacitancia de la membrana de la célula.

La colocación del electrodo, la frecuencia de medición y la impedancia de la piel son las especificaciones primarias que deben acompañar al dato de la impedancia. La resistividad de la piel tiene un rango de aproximadamente 2 a 20 Ω -m. Para valorar de manera precisa el volumen del cuerpo eléctricamente, la impedancia de la piel se debe evitar usando varios pares de electrodos. Por ejemplo, se pueden usar 4 electrodos de superficie, se inyecta una corriente que se pasa entre los dos electrodos más externos.

Con este método se consigue eliminar la impedancia de los electrodos, siempre y cuando los electrodos empleados tengan una impedancia pequeña en comparación con la impedancia de entrada del circuito utilizado para detectar la tensión V y no provoquen una saturación de los circuitos que inyectan la corriente I . En el caso de realizar medidas superficiales, también se reduce la impedancia de la piel ya que queda en serie con cada electrodo.

La caída de voltaje entre los dos electrodos es medida con un amplificador de alta impedancia de entrada. La impedancia de la piel y la impedancia de la polarización del electrodo no afectan la medida de la impedancia total del cuerpo de esta forma debido a que la corriente insignificante es llevada por la piel por los circuitos pasivamente acoplados a la entrada. Un ejemplo de esto se puede observar en la siguiente figura:

Figura 7. Método de los cuatro electrodos.



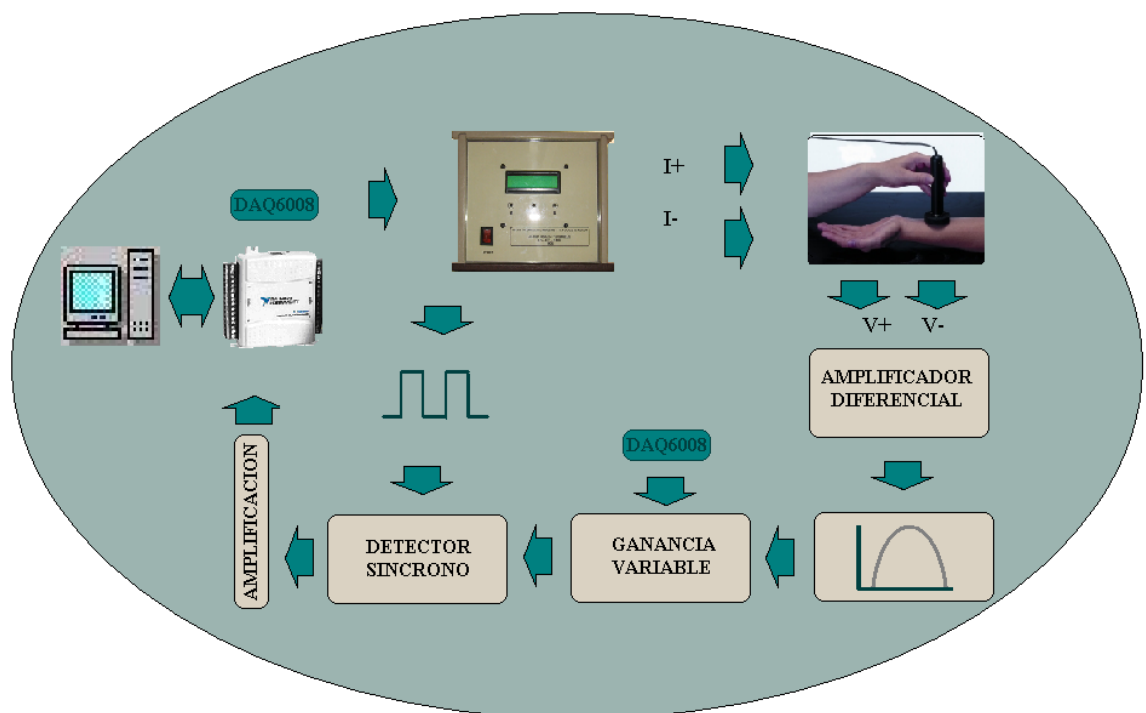
Fuente: Dawn Carol Walker. Modelling the electrical properties of cervical epithelium. Department Medical Physics and Clinical Engineering University Sheffield October 2001.

A baja frecuencia, la impedancia total es dominada por la resistencia (medio intercelular), debido a que la capacitancia (capacitancia de la pared celular) tiene una alta impedancia. En las altas frecuencias, la impedancia total tenderá hacia el paralelo de la resistencia con la reactancia o medio intracelular.

2. DISEÑO DEL HARDWARE

En el presente capítulo se presenta un diagrama de bloques que permite distinguir de una mejor manera el funcionamiento general del sistema. También se hace la descripción y el análisis de los dispositivos utilizados para la implementación de cada bloque del sistema incluyendo la reconfiguración y ajuste de la fuente de corriente implementada anteriormente por Astrid Cubides y Fidel Mieles.

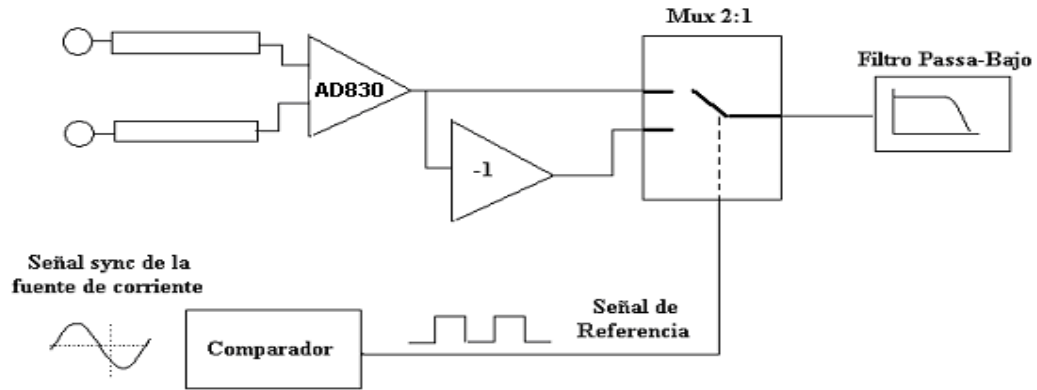
Figura 8. Diagrama de bloques del sistema general (bioimpedanciometro).



Fuente: Autores del proyecto.

A continuación se muestra el diagrama de bloques implementado en el detector sincrónico ajustado a la fuente de corriente.

Figura 9. Diagrama de Bloques del Sistema de detección.

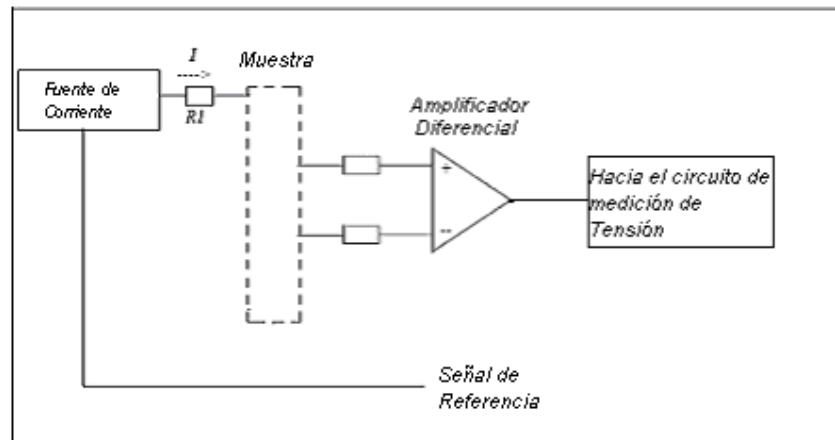


Fuente: Autores del proyecto.

Con el objetivo de garantizar la mayor precisión en la lectura de la respuesta de tensión de la muestra, el empleo de un primer paso de amplificación con un amplificador diferencial es imprescindible. (Figura 10).

Las entradas del amplificador diferencial (AD830) se conectan a los terminales de la muestra a través de un par trenzado apantallado, para minimizar los ruidos inducidos que podrían saturar la cadena amplificadora del *Lock In*. Este apantallamiento puede afectar el rechazo de modo común por las capacitancias parásitas que introduce si no es manipulado correctamente. Es por ello que se utiliza un amplificador AD8610 configurado como seguidor de voltaje, eliminando así el efecto que producen las capacitancias parásitas.

Figura 10. Etapa de Pre-amplificación.



Fuente: Autores del proyecto.

La necesidad de medir pequeñas señales en presencia de altos niveles de ruido es un problema común en la instrumentación aplicada fundamentalmente a las técnicas de medición en el laboratorio. En estos casos es razonable suponer que, independientemente de cuál sea la fuente, ésta estará produciendo la máxima señal que puede ser generada, y cuando la misma es aún más pequeña que el ruido, debemos usar entonces algún método especializado para poder separarla.

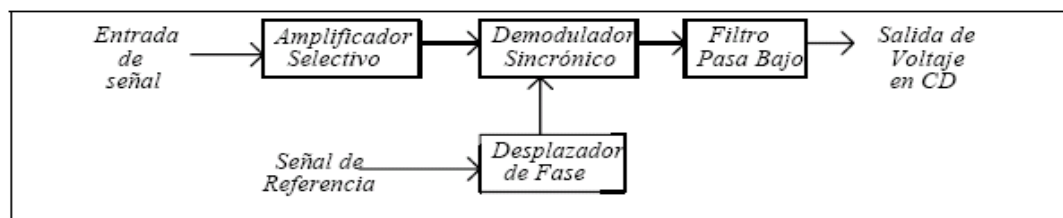
Particularmente, en la caracterización de los conductores es necesario medir señales del orden de los microvoltios y menores, por lo que debemos utilizar métodos especializados de medición, siendo uno de los más empleados el Amplificador Rectificador Sincrónico conocido en la literatura como Lock In.

El Amplificador Lock In es un sistema completo de procesamiento y medición de señales que es muy eficiente en la discriminación de las componentes de ruido que afectan la señal a medir. Un sistema completo de amplificación Lock In consta de cuatro bloques fundamentales:

- 1- Modulación
- 2- Amplificación selectiva
- 3- Demodulación sincrónica
- 4- Filtro pasa bajo

Aunque propiamente los amplificadores Lock In como equipos comerciales realizan solamente las tres últimas operaciones, la modulación se realiza externamente y se le suministra al Lock In una señal modulada en amplitud y de referencia (en este caso).

Figura 11. Elementos básicos de un Lock In

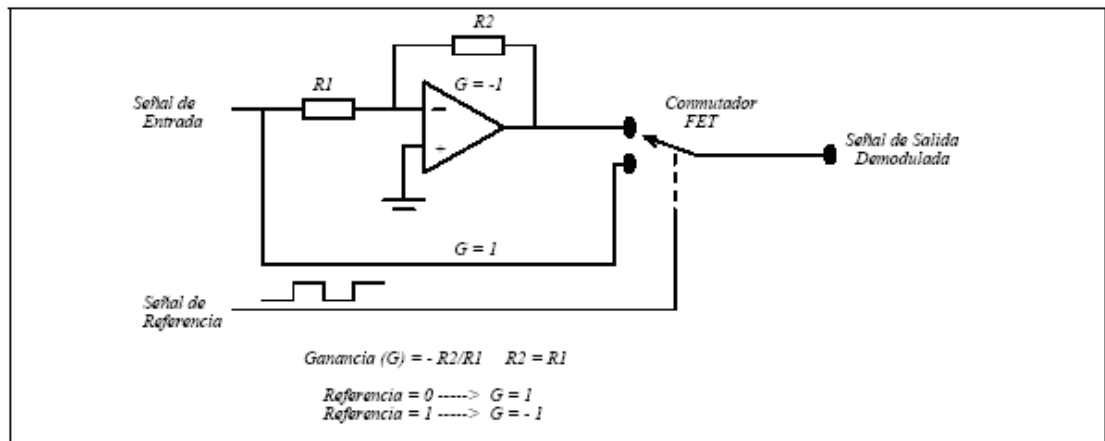


Fuente: Autores del proyecto.

Un diagrama en bloques de los elementos básicos de un *Lock In* se presenta en la figura 11. La onda portadora modulada es amplificada selectivamente. Tradicionalmente esto se realiza utilizando un amplificador sintonizado con un filtro pasa banda con un ancho de banda suficiente para dejar pasar la portadora y las frecuencias laterales. Cualquier componente de ruido fuera de este ancho de banda es fuertemente atenuado. Posteriormente, la onda portadora amplificada es sincrónicamente demodulada. El paso de demodulación es realizado por un circuito rectificador sincrónico similar al que se muestra en la figura 12.

La señal de referencia es una onda cuadrada de la misma frecuencia que la señal de entrada modulada cuya fase debe ser ajustada apropiadamente para que coincida con la fase de la señal de entrada y se obtenga a la salida el máximo valor de señal posible. Su funcionamiento se basa en que el conmutador FET es gobernado por la señal de referencia, obteniendo a la salida la señal de entrada directamente o su inverso según sea la posición del FET, lográndose la rectificación únicamente de la señal de entrada sincronizada en fase y frecuencia con su referencia. Ello discrimina cualquier componente de ruido aleatorio superpuesto sobre la señal. En la figura 13 se presentan dos ejemplos de señales rectificadas sincrónicamente.

Figura 12. Circuito rectificador sincrónico de demodulación.

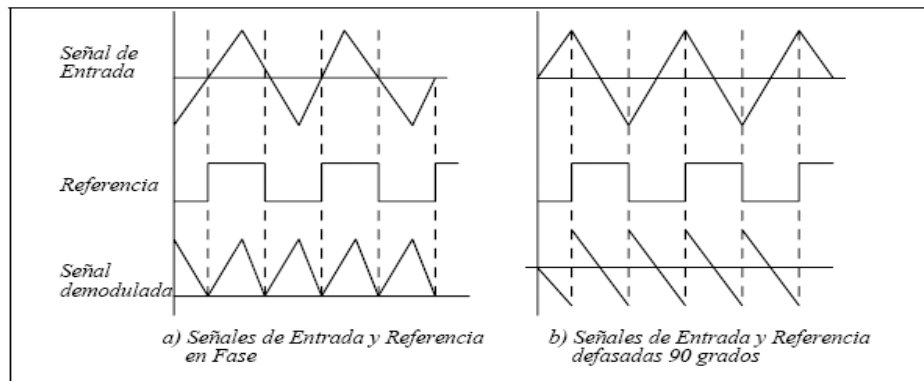


Fuente: Autores del proyecto.

En la misma se observa claramente que, cuando las señales no están en fase, se obtiene a la salida una componente de DC mucho menor que si estuvieran en fase, generando el desplazamiento de fase de la señal de referencia a medida que aumenta la frecuencia en el barrido de la fuente de corriente.

Finalmente, la salida del demodulador se pasa por un filtro pasa bajo, para recuperar la información de la señal original. En este paso simplemente se convierte la señal sincrónicamente rectificadas en un nivel de DC, cuya magnitud es representativa de la amplitud de la portadora. Además se obtiene un mejoramiento de la relación señal ruido. La selección de la constante de tiempo del filtro es un compromiso entre el grado de promedio de la señal de salida, con lo cual se reduce en mayor o menor medida el ruido presente en la señal, y la velocidad de respuesta del sistema.

Figura 13. Efecto de la fase relativa entre la señal y la referencia



Fuente: Autores del proyecto.

Los amplificadores *Lock In* son usados actualmente para la medición de señales que están prácticamente ocultas por el ruido, y no son identificables en un osciloscopio. Sin embargo, las mediciones con *Lock In* tienen algunas limitaciones como son:

- Sólo se puede trabajar con señales en AC.

- Las señales a medir deben poderse modular con una onda portadora, lo cual no se puede realizar con algunos tipos de señales como son las de respuestas transitorias, señales con alta frecuencia de repetición o con pequeño ciclo útil.

2.1 DESCRIPCIÓN Y ANÁLISIS DE DISPOSITIVOS SELECCIONADOS

La elección de los diferentes dispositivos utilizados para la implementación de este sistema se ha realizado bajo un riguroso estudio de cada una de las características dadas por varias compañías como lo son Analog Devices, Texas Instruments y National Instruments.

2.1.1 Adquisición de señal a partir del AD830. Para el diseño del dispositivo se tuvieron en cuenta importantes factores en la selección de los componentes unitarios que conforman el bloque en general, ya que se está trabajando a altas frecuencias y se está midiendo una señal a nivel superficial del tejido humano, lo que corresponde a niveles de tensión bajos expuestos a elevadas señales de interferencia del entorno que rodea al paciente.

Para seleccionar adecuadamente el amplificador de instrumentación se tomaron aspectos como el carácter diferencial del mismo, su rango de ganancia, su contribución de error al sistema, su precio y las características de la señal que esté siendo amplificada.

Como primera instancia, se escogió el amplificador diferencial AD830 de la empresa Analog Devices para la adquisición de la señal ya que cuenta con unas características excelentes requeridas para la implementación inicial del censado de la señal de voltaje. Dentro de éstas se encuentran un bajo nivel de ruido, un bajo consumo de potencia, mínimo nivel de distorsión, un elevado nivel tanto de CMRR como de PSRR, primordiales particularidades para la adquisición de señales biomédicas.

2.1.1.1 Descripción. El AD830 es un amplificador diferencial de bajo ruido y baja distorsión. El circuito de realimentación de corriente permite al AD830 alcanzar amplio ancho de banda y una excelente respuesta dinámica en un amplio rango de ganancia.

El AD830 es ideal para señales de video además de los usos industriales y médicos que de igual forma son beneficiados por su mínimo ruido y amplio ancho de banda.

El AD830 es un amplificador diferencial de amplio ancho de banda, diseñado para ser usado en las frecuencias de video pero también útil en muchos otros usos. Amplifica exactamente una señal completamente diferencial en la entrada y produce un voltaje de la salida definido a un nivel que el usuario elige. La señal indeseada del modo común se rechaza, incluso a alta frecuencia. La alta impedancia de entrada facilita la interfase a las impedancias finitas de la fuente y preservan así el excelente rechazo de modo común. En muchos aspectos, ofrece significativos acercamientos sobre las mejoras discretas al amplificador diferencial, en particular al rechazo a altas frecuencias del modo común.

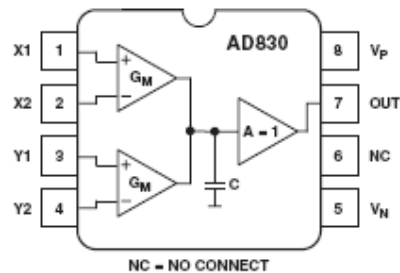
El alto nivel de modo de rechazo de modo común y su baja distorsión catalogan al amplificador diferencial AD830 como un amplificador con características muy iguales a las de un amplificador de instrumentación. Cuenta con excelente ganancia diferencial de 0,06% y la fase de 0,08° que lo hace ser muy conveniente para muchos usos.

La selección de amplificadores de instrumentación para esta etapa se basó principalmente en la aplicación del modelo de diseño donde las señales que se manipulan son de carácter diferencial, y con amplificadores convencionales se requeriría más espacio, consumo de corriente y el ruido involucrado podría ser mayor; teniendo en cuenta también la gran contribución con que cuentan los

amplificadores de instrumentación en lo referente al CMRR, esto por ser señales censadas a nivel superficial del tejido.

2.1.1.2 Características Generales. La siguiente figura muestra la distribución de pines de este amplificador diferencial:

Figura 14. Circuito básico AD830



Fuente: hoja de datos del fabricante

- Bajo ruido: $27 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ a 10 kHz
- Ancho de Banda: 15 MHz aproximadamente.
- Alto CMRR: $> 90 \text{ dB}$
- Alto PSRR: $> 60 \text{ dB}$
- Ganancia variable mediante unos resistores externos.

Dentro de las características eléctricas de este amplificador de instrumentación se destacan:

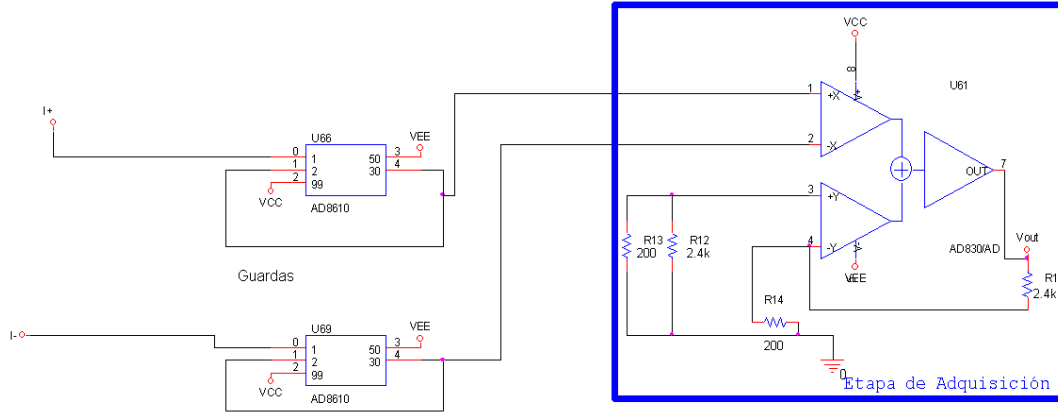
Tabla 1. Parámetros eléctricos

Alimentación (V)	Slew Rate (V/ μ s)	Consumo de Corriente (mA)	Voltaje de Offset a la entrada (mV)
+/-4 y +/- 16.5	210	+/-30	3

Fuente: Autores del proyecto.

El siguiente esquema muestra la implementación de esta etapa de preamplificación:

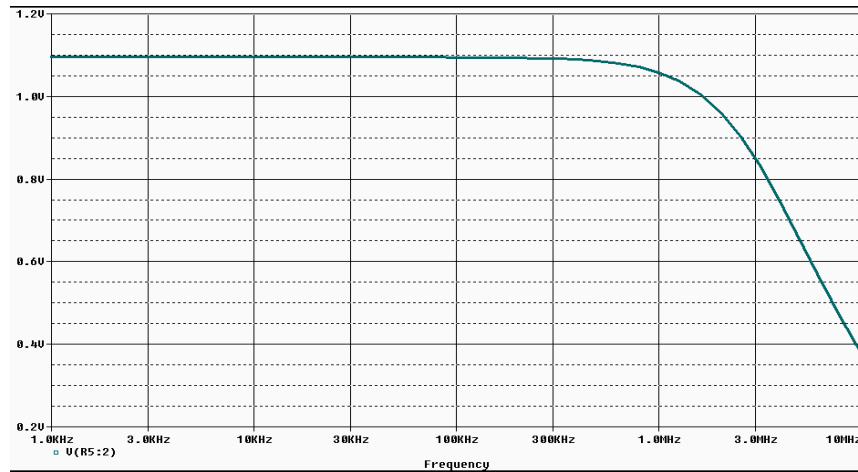
Figura 15. Etapa de preamplificación



Fuente: Autores del proyecto.

En la figura 16 se puede observar el ancho de banda de este dispositivo el cual es aproximadamente de 2 MHz.

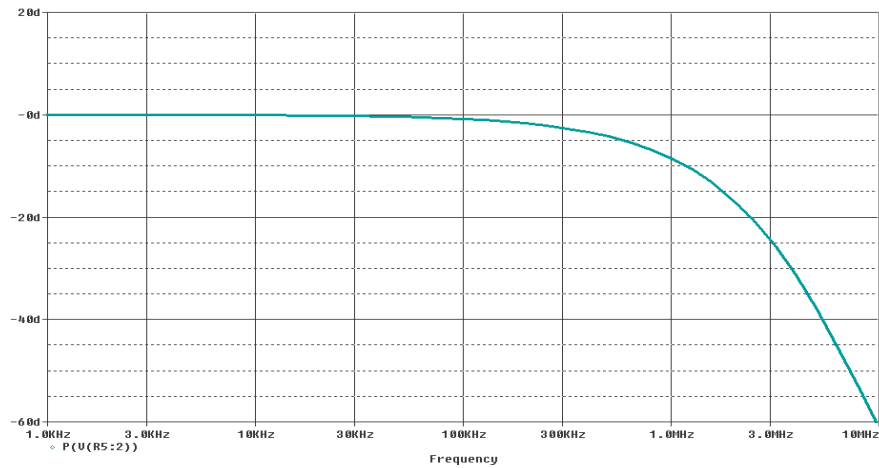
Figura 16. Análisis en frecuencia del AD830.



Fuente: Autores del proyecto.

En la siguiente figura se muestra que el máximo desfase del amplificador para 1 MHz es aproximadamente de 8 grados.

Figura 17. Fase del AD830.



Fuente: Autores del proyecto.

2.1.1.3 Definición del nivel de ganancia. Con el fin de evitar la amplificación de ruido dentro de esta primera etapa de amplificación, se implementó una ganancia pequeña que permite un buen censado de la señal.

Tomando como referencia las fórmulas de ganancia del amplificador, se seleccionaron los valores de resistencia de acuerdo con la ganancia escogida.

$$G = 1 + R_1/R_2$$

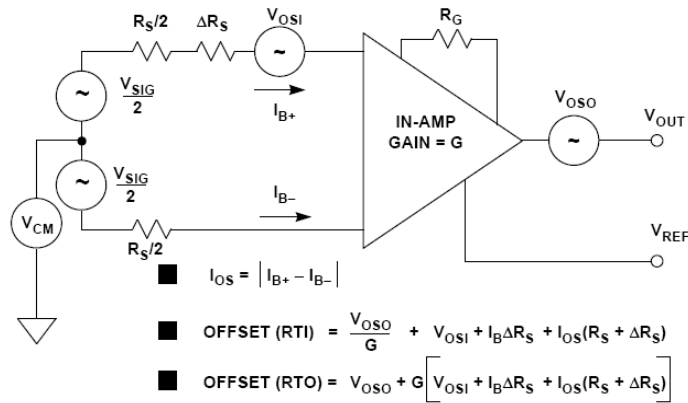
Se ha escogido un nivel de ganancia de 13 V/V en la primera etapa de amplificación lo cual indica según esta fórmula un valor para R_1 de 2,4 k Ω y R_2 de 200 Ω .

2.1.1.4 Análisis de error. Es de gran importancia destacar el comportamiento de los dispositivos que se utilizaron en el diseño del detector sincrónico, pues se cuenta con altos niveles de ruido y difícil tratamiento de este tipo de señales. El ser dispositivos no ideales hacen que el comportamiento real de los mismos se vea afectado tanto por su desempeño característico como por situaciones ajenas que de se ven inmiscuidas dentro del proceso de análisis de la señal.

Para realizar el análisis de error a este dispositivo se han tenido en cuenta factores dentro de los cuales están la tensión de offset referida a la entrada, corriente de offset de entrada, no linealidad, error de ganancia y ruido de tipo $1/f$ (en la banda 0,1 Hz-10 Hz).

Para determinar el error de offset en el amplificador diferencial se adoptó el siguiente modelo:

Figura 18. Modelo de offset del amplificador diferencial.



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

La corriente continua y los datos específicos de ruido para amplificadores diferenciales se diferencian ligeramente de los op-amps convencionales, por tal razón requieren alguna discusión para entender totalmente las fuentes de error. El porcentaje de error en la ganancia es una desviación máxima de su respectiva ecuación, mientras que en la no linealidad esta desviación máxima esta referida a la salida con respecto a la entrada.

El voltaje total de offset a la entrada de un amplificador diferencial consiste en dos componentes. El voltaje de offset a la entrada, V_{OSI} , es aquel componente de offset a la entrada que es reflejada a la salida del amplificador diferencial por la ganancia G . El voltaje de offset a la salida, V_{OSO} , es independiente de la

ganancia. A bajas ganancias, el voltaje de offset a la salida es dominante, mientras a altas ganancias domina el primer voltaje de offset.

Las corrientes de polarización (bias) a la entrada también pueden producir errores de offset en los amplificadores diferenciales. De igual manera al existir un desbalance ΔR_s en la resistencia de la fuente R_s , existiría un voltaje de offset a la entrada provocado por la corriente I_{bias} igual a $I_{bias} * \Delta R_s$, esto asumiendo que $I_{bias+} = I_{bias-} = I_{bias}$.

Cabe señalar al mismo tiempo el error que ocasiona en el amplificador diferencial el CMRR y el PSRR como función de ganancia y frecuencia.

Tabla 2. Parámetros involucrados en el cálculo del error de offset del amplificador diferencial.

Parámetro	Magnitud
Vosi	1 mV
Voso	15 mV
Ibias	5 μ A
Ios	0,1 μ A
Rs	4,4 k Ω
ΔR_s	---

Fuente: Autores del proyecto

Reemplazando los valores de los parámetros en las formulas²³ relacionadas con el análisis de offset en el amplificador diferencial y teniendo en cuenta una ganancia de 13 V/V se obtienen los siguientes resultados:

²³ Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

Tabla 3. Offset referido a la entrada y salida.

1.2.1. Offset (RTI)	1.2.2. Offset (RTO)
1,66 mV	71,7 mV

Fuente: Autores del proyecto.

Adicionando a las características propias del amplificador diferencial los resultados obtenidos del cálculo del offset, se procede a deducir el error total; los resultados se muestran en la tabla 4.

Tabla 4. Valores totales de error.

Tensión de offset referida a la entrada²⁴	No linealidad	Error de ganancia diferencial
1 mV	0,01 % de FS	0,14 %

Fuente: Autores del proyecto.

Es importante resaltar el nivel de error presente en el amplificador diferencial en esta instancia, es por ello que este análisis es de gran importancia para poder colaborar con el desempeño de este dispositivo empleando métodos que disminuyan a cabalidad este error.

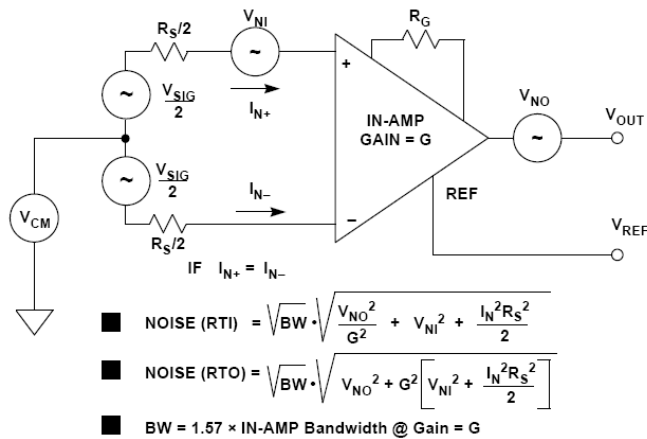
El voltaje de offset ha sido eliminado utilizando a la salida de la pre-amplificación un filtrado pasa banda que permite eliminar la componente de continua de la señal por medio del filtro pasa alto. Este filtrado tiene como finalidad restringir el rango de frecuencias sólo a las requeridas y al mismo tiempo contribuir con la necesidad de eliminar las componentes no deseadas de DC.

2.1.1.5 Análisis de Ruido. Los amplificadores diferenciales son primordialmente usados para amplificar pequeñas señales de precisión, por esto es importante entender los efectos de todas las fuentes de ruido

²⁴ $V_{offset} = V_{osi} + V_{oso}/G$ donde V_{osi} es la tensión de offset en la entrada, V_{oso} a la salida y G la ganancia del amplificador.

asociadas. El modelo de ruido del amplificador diferencial es mostrado en seguida en la figura 19, donde hay dos fuentes de voltaje de ruido en la entrada. La primera esta representada por V_{NI} , en serie con la entrada, como en un circuito convencional del amplificador operacional. Este tipo de ruido es reflejado a la salida por medio de la ganancia del amplificador diferencial, G . La segunda fuente de ruido es la de la salida, V_{NO} , representado como un voltaje de ruido en serie con la salida del amplificador diferencial.

Figura 19. Modelo de ruido para el amplificador diferencial.



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

V_{NI} = Voltaje de ruido a la entrada.

V_{NO} = Voltaje de ruido a la salida.

Teniendo en cuenta las características especificadas en el modelo se obtuvo de las tablas del fabricante que el **AD830** cuenta con un voltaje de ruido a la entrada de 27 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, una corriente de ruido de 1,4 pA y una densidad espectral de ruido a la salida de 90 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$. Tomando en cuenta los valores obtenidos de la hoja de datos del amplificador diferencial se procedió a calcular los niveles de ruido con los cuales contribuye esta etapa al sistema.

Observando el parámetro del ancho de banda en la hoja de datos del fabricante, y según la ganancia que en nuestro caso es de $G=13 \text{ V/V}_{\text{aprox}}$, el

valor está alrededor de 12 MHz de BW (ancho de banda) a la ganancia anteriormente nombrada. Se debe aclarar que este ancho de banda se ve limitado por el filtro pasa-bajos que compone el filtro pasa-banda que se implementó después de la preamplificación y que más adelante se nombrará con detalle. Estos valores se presentan en la tabla 5.

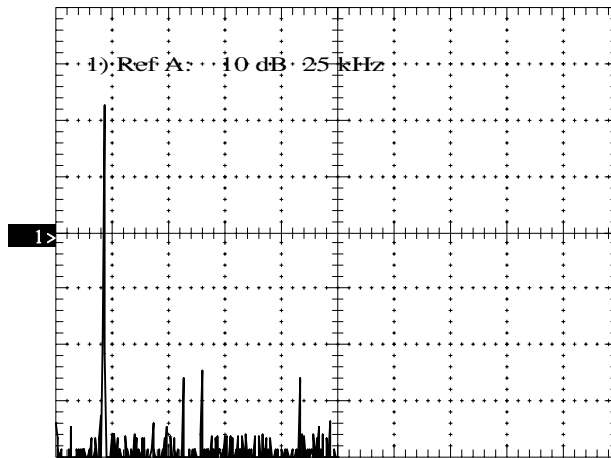
Tabla 5. Ruido referido a la entrada y salida del amplificador diferencial.

Ruido a la entrada (RTI)	Ruido a la salida (RTO)
0,1061 mV _{rms}	1,42 mV _{rms}

Fuente: Autores del proyecto

Dentro de éste análisis se encuentra un estudio práctico que permite identificar el nivel de ruido visible que aporta el dispositivo a la señal biomédica. Como primera instancia se introduce una señal senoidal de 380mVpp a una frecuencia de 21,78 kHz teniendo como ganancia del amplificador diferencial, $G= 13 \text{ V/V}$. La señal de salida se amplificó a un nivel de 3,8 V a igual frecuencia que la de entrada, pero en el espectro de la señal de salida se observaron una serie de armónicos no tan significantes dentro de la banda de 50 kHz a 75 kHz y de 100 kHz a 125 kHz, pero que adicionan perturbaciones dentro de la calidad de la señal original y que además no pueden ser filtrados, ya que se encuentran dentro del rango de frecuencias de trabajo. Igual ocurrió al introducir una señal con la misma amplitud. En este caso apareció una componente ajena a la original de la señal a una frecuencia de 300 kHz. Observando el comportamiento y las características del dispositivo vemos que para una ganancia de 13 V/V la distorsión armónica total (THD) es de -72 dB a 4 MHz.

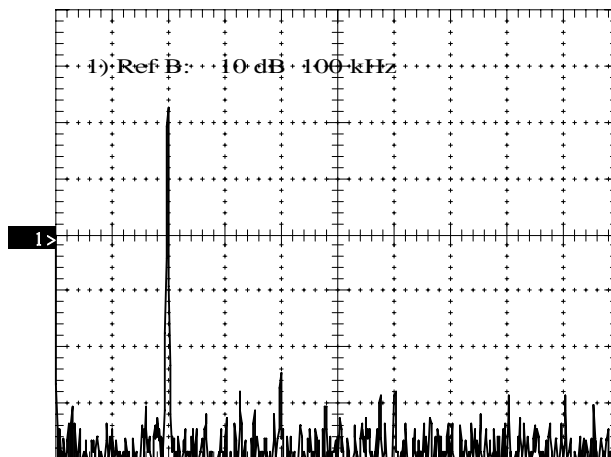
Figura 20. Espectro de salida del AD830 para una entrada senoidal de 380 mV a 21,78 kHz



Fuente: Autores del proyecto.

Las figuras 20 y 21 permiten apreciar lo descrito anteriormente; estas imágenes han sido capturadas utilizando el osciloscopio tektronix TDS1000, mas adelante se dan las características de este dispositivo de medida y haciendo uso del modo de transformada de Fourier.

Figura 21. Espectro de salida del AD830 para una entrada senoidal de 380 mV a 200 kHz.



Fuente: Autores del proyecto.

Teniendo claros estos resultados, según las señales aplicadas al amplificador diferencial, se puede afirmar que dentro de esta primera etapa de amplificación

existen componentes de frecuencias mínimas no deseadas dentro del rango de frecuencias de operación.

2.1.2 Etapa de filtrado. Dados los requerimientos del sistema en general, además de filtrar componentes de frecuencia no deseadas, los cuales se mencionaron anteriormente, esta etapa evita que el sistema, dentro de su rango de frecuencias de trabajo, se vea afectado por señales no deseadas provenientes tanto de los dispositivos electrónicos así como del ambiente y la red.

Los filtros utilizados son activos. Se llaman activos ya que constan de elementos pasivos (celdas R-C) y elementos activos como el amplificador operacional. Las celdas R-C están compuestas por una resistencia y un condensador y dependiendo del número de celdas usadas se determinará el orden del filtro así como su respuesta y su calidad.

El funcionamiento de las celdas se basa principalmente en su actuación como divisor de tensión. Al aumentar la frecuencia de señal, la reactancia del condensador disminuirá y entrará más o menos tensión al OP-AMP, dependiendo de si es pasa altos o pasa bajos respectivamente.

2.1.2.1 Filtro pasa bajos del detector sincrónico. Para el diseño de estos filtros activos se tomó la topología Sallen-Key ya que se adapta mejor a los requerimientos necesarios para el filtrado porque es posible implementar un filtro de segundo orden mediante la utilización de un único amplificador operacional. El uso de un único amplificador se traduce en un menor consumo de potencia del circuito además de un nivel de ruido menor introducido por el mismo.

Otra de las ventajas de la topología Sallen-Key²⁵ es que presenta una muy baja dependencia del funcionamiento del filtro con relación al funcionamiento del amplificador operacional que se use para su implementación.

Con los filtros Chebyshev implementados con la topología Sallen-Key se logra que la atenuación en la frecuencia de corte sea mucho más pronunciada acercándose a la respuesta ideal. Estos filtros se diseñaron de cuarto orden para obtener mejores resultados.

En la tabla 6 se muestran los valores de cada uno de los capacitores y resistencias utilizados teniendo en cuenta las indicaciones de diseño.

Existen algunas expresiones para calcular los valores de R y C como lo son: Valor de la frecuencia de corte, y el tiempo de respuesta del filtro. A partir de esta ecuación se deducirán todas las demás.

Dentro de las principales especificaciones para el diseño se cuentan: el nivel de atenuación y la frecuencia de corte en el dominio de la frecuencia, y el tiempo de respuesta en el dominio temporal, siendo este un parámetro importante al momento de implementar el software que controla la adquisición de datos.

En el dominio de la frecuencia la función de transferencia para el filtro pasa bajas esta dada por

$$T(s) = \frac{K}{s^2 + s \frac{w_o}{Q} + w_o^2}$$

Donde:

K es la ganancia en la banda de paso.

w_o es la frecuencia de corte de 3 dB.

Q es el factor de calidad de polo.

Haciendo $K = 1$, $C_1 = C_2 = C$ $R_1 = R_2 = R$ y $w_o = 2\pi * f_o$:

²⁵ SEDRA, Adel y SMITH, Kenneth. Circuitos Microelectrónicos. 4 Ed. Oxford University Press, 1999.

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{K}{C^2 R^2}}{s^2 + \left(\frac{3-K}{CR}\right)s + \frac{1}{C^2 R^2}}$$

$$\omega_o^2 = \frac{1}{C^2 R^2} \quad \frac{\omega_o}{Q} = \frac{3-K}{CR}$$

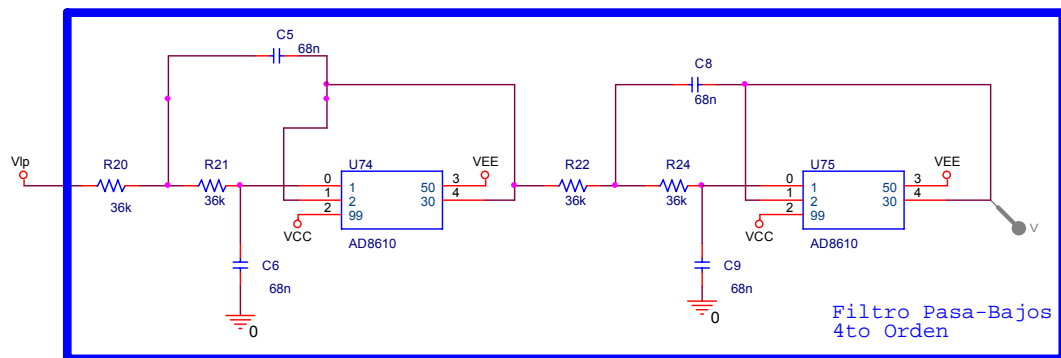
Tanto para montar un filtro de orden 1 como de orden 2 conocida la frecuencia central o de corte se debe fijar el valor de $C1 = C2 = C$ para pasar a obtener los valores de las resistencias del circuito $R1 = R2$ o viceversa.

Tabla 6. Valores de resistencias y capacitores para el filtro pasa-bajas.

ETAPA	C1[nF]		C2[nF]		R1[kΩ]		R2[kΩ]	
	Deseado	Comercial	Deseado	Comercial	Deseado	Comercial	Deseado	Comercial
1	68	68	68	68	36	39	36	39
2	68	68	68	68	36	39	36	39

Fuente: Autores del proyecto.

Figura 22. Esquemático del filtro pasa-bajas Sallen-Key de cuarto orden.



Fuente: Autores del proyecto.

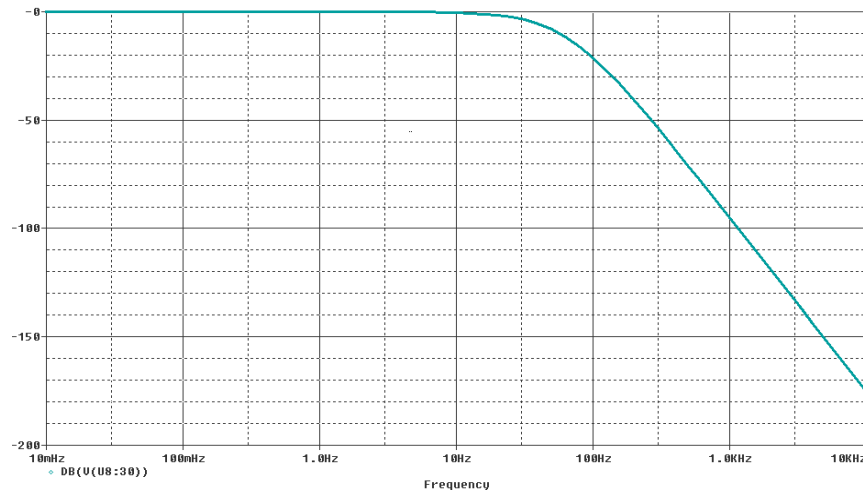
La frecuencia de corte de este filtro es de 33 Hz a un nivel de voltaje de 1 V/V, como se puede apreciar en la tabla 7 y la figura 22.

Tabla 7. Factores de calidad y frecuencias de corte obtenidas.

Etapa del filtro	Q deseada	Q obtenida	Qt deseada	Qt obtenida	F (Hz) Obtenida	F (Hz) total
1	1,30657	1,5067	0,7071	1,05	7,93	33
2	0,7071	0,7012			5,384	

Fuente: Autores del proyecto.

Figura 23. Respuesta en frecuencia para el filtro pasa-bajas.



Fuente: Autores del proyecto.

La atenuación de este filtro es aproximadamente de -45 dB a 100 Hz.

La respuesta en el dominio del tiempo para un sistema de segundo orden, cuya función de transferencia esta dada por [OGATA]:

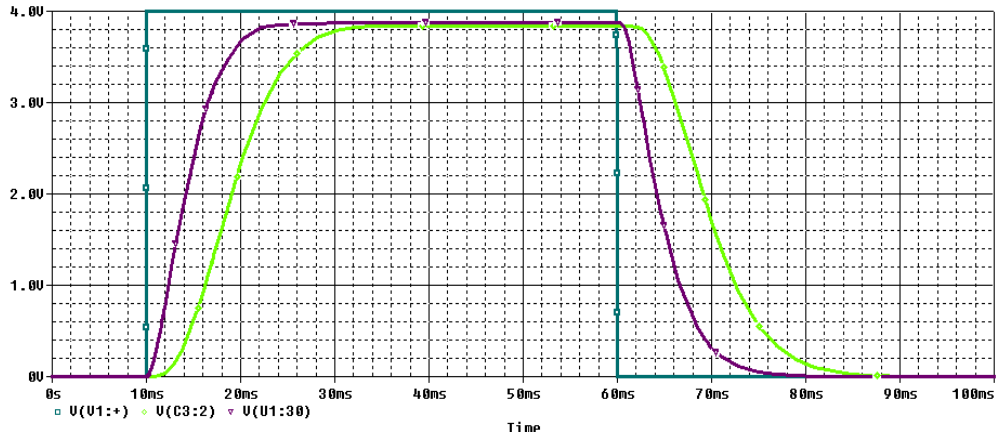
$$T(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2-36)$$

Donde:

ω_n es la frecuencia natural no amortiguada del sistema.

ζ es el factor de amortiguamiento relativo del sistema.

Figura 24. Respuesta en el tiempo para el filtro pasa-bajas.



Fuente: Autores del proyecto.

Para los valores de R y C escogidos el tiempo asentamiento para el criterio del 2% es de 20 ms; como han sido implementadas dos etapas en cascada el tiempo total de respuesta es el doble (ver figura 24).

2.1.2.2 Filtro pasa-banda. Para el diseño del filtro pasa-banda se utilizó un filtro pasa-bajas en cascada con un filtro pasa-altas. Estos dos filtros son Chebyshev y de segundo orden, teniendo una banda de paso entre 10 kHz y 1 MHz.

En la tabla 8 se muestran los valores de cada uno de los elementos pasivos utilizados en el esquema de la figura 25.

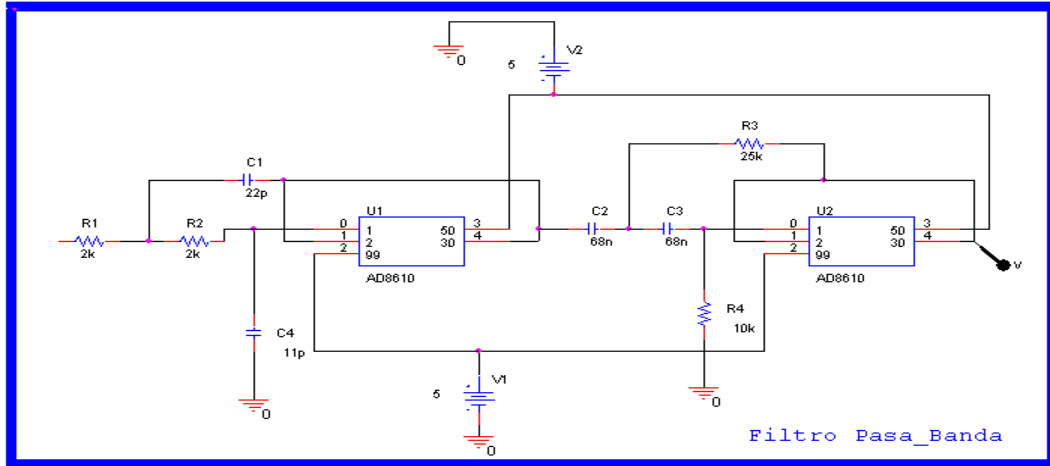
Tabla 8. Valores de resistencias y capacitores para el filtro pasa-banda.

FILTRO	C1[pF]		C2[pF]		R1[kΩ]		R2[kΩ]	
	Desea.	Comer	Desea.	Comer.	Desea.	Comer.	Desea.	Comer.
PASA-BAJAS	11	11	20	22	2	2	2	2
PASA-ALTAS	68000	68000	68000	68000	25	25	10	10

Fuente: Autores del proyecto.

Cabe mencionar que todas las simulaciones se desarrollaron utilizando el programa ORCAD 9.2 (versión libre) obteniendo con éste unas aproximaciones muy buenas comparadas con los resultados experimentales.

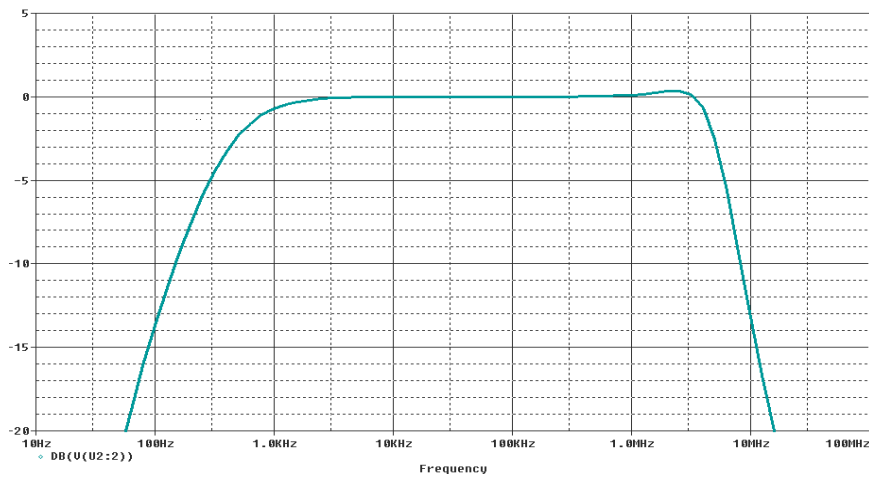
Figura 25. Esquemático del filtro pasa-bandas Sallen-Key de cuarto orden.



Fuente: Autores del proyecto.

En la siguiente figura se observa la banda de paso del filtro pasa bandas.

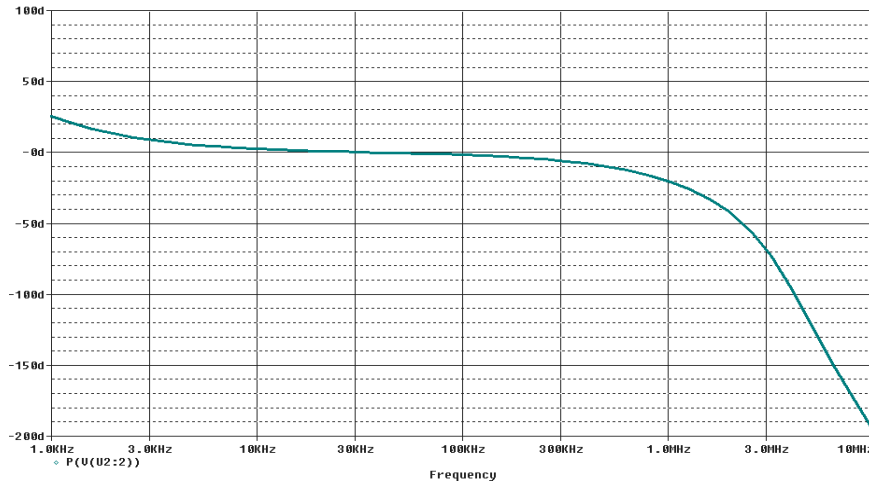
Figura 26. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-bandas.



Fuente: Autores del proyecto.

La fase para este filtro a 700 kHz es aproximadamente igual a 8 grados.

Figura 27. Fase del filtro pasa-bandas.



Fuente: Autores del proyecto.

2.1.3 Selección del amplificador operacional. Los más importantes criterios para la selección de los amplificadores operacionales con los cuales se realizó la implementación de los filtros están fijados y especificados en el texto que se basó el análisis tanto de error como de ruido²⁶. Dichos criterios se pueden apreciar en la siguiente tabla.

Tabla 9. Condiciones óptimas para el desempeño de amplificadores operacionales.

- *Voltaje de Offset a la entrada* *<100 μV*
- *Corriente Bias de entrada* *<2 nA*
- *Corriente de Offset a la entrada* *<2 nA*
- *Ganancia DC de lazo abierto* *>1 000 000*
- *Producto ganancia unitaria - Ancho de Banda* *500 kHz – 5 MHz*
- *Ruido 1/f (0,1 Hz a 10 Hz)* *<1 μVp-p*
- *Ruido* *<10 nV/√Hz*
- *CMR,PSR* *>100 dB*

Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices 1999.

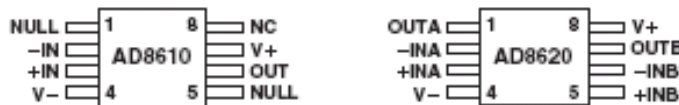
²⁶ Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

Con respecto al diseño del filtro pasa-bajo, se quiso utilizar un amplificador operacional de alto desempeño para este tipo de proceso; por tal razón se ha recurrido al op-amp AD8610_20 de Analog Device que cuenta con una alta precisión, muy bajo ruido, baja corriente de polarización a la entrada, ancho de banda necesario, alimentación dual, un mínimo voltaje de offset, es decir, un amplificador operacional para el diseño de filtros, además de un amplia gama de aplicaciones y que cumple con los requerimientos expresados por Analog Device para su óptimo desempeño. Debido también a una gran capacidad de responder efectivamente y velozmente ante una entrada, este amplificador operacional se empleó para el circuito inversor que es necesario implementar dentro del diseño.

El AD 8610_20 es un amplificador JFET de muy alta precisión que ofrece un muy bajo voltaje de offset a la entrada a la par de sus bajos voltajes y corrientes de ruido. Combinando su alta impedancia de entrada, gran precisión y muy alta conducción hacia la salida. El AD8610_20 es un amplificador utilizado principalmente en controles y sensores, instrumentación médica, circuitos integradores y filtros de alta precisión, entre otros. El uso de este amplificador de alto desempeño minimizará los errores en DC y AC en todas las aplicaciones de filtros activos.

2.1.3.1 Características generales. La siguiente figura muestra la distribución de pines de este amplificador operacional:

Figura 28. Configuración de pines del AD8610_20



Fuente: hoja de datos del fabricante.

- Bajo ruido: $6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Voltaje de Offset: 100 uV
- Corriente de Bias a la Entrada: 10 pA

- Rapido Establecimiento: 600 ns a 0,01%
- Baja Distorsión
- PSRR: 110 dB
- CMRR: 95 dB
- Ganancia Unitaria Estable

Dentro de las características eléctricas de este dispositivo se encuentran:

Tabla 10. Parámetros eléctricos

Alimentación (V)	Slew Rate (V/us)	Consumo de Corriente (mA)
+/- 5 a +/- 13	50	2.5a 3

Fuente: Autores del proyecto.

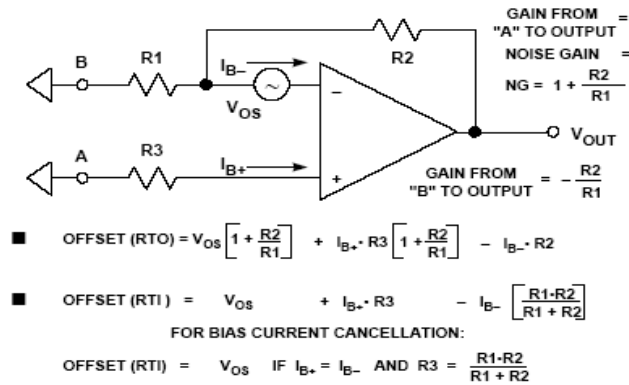
Cabe señalar que el anterior dispositivo también se utilizó para conformar el bloque necesario del inversor para contar con óptimo desempeño del modulo general del detector sincrónico.

Análisis de error

De una manera similar a la del primer bloque de ganancia de preamplificación (amplificador diferencial) se tuvieron en cuenta las contribuciones de error más sobresalientes como por ejemplo el offset, la linealidad y el ruido en la banda de 0,1-10 Hz, entre otros.

En la tabla 11 se muestra el valor de estos parámetros para amplificador operacional AD8610_20.

Figura 29. Modelo de offset del amplificador operacional



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

Tabla 11. Estimación del error del AD8610_20

Parámetro	Valor en unidades Convencionales
No linealidad	--
Tensión de Offset	100 μ V
Ruido en la banda (0,1-10 Hz)	1,8 μ V
Error de Ganancia	--

Fuente: Autores del proyecto.

El ruido presente en esta etapa del sistema es despreciable, pues se sabe que son filtros activos de ganancia unitaria y que su aporte no deseado para la señal tratada no tiene una influencia apreciable.

2.1.4 Segunda Etapa de Amplificación. Esta segunda etapa de amplificación está diseñada con el fin de ajustar el nivel de la señal a un mejor rango de amplitud para aprovechar el rango dinámico del DAQ.

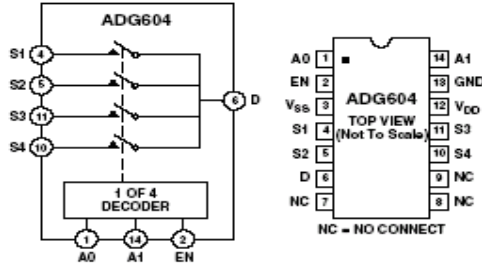
Esta etapa se implementó con el menor número de dispositivos que permitieran cuatro diferentes valores de amplificación; un multiplexor que mediante dos entradas digitales permiten escoger cuatro diferentes valores de resistencia

que conforman cada una de ellas una configuración distinta con un amplificador operacional configurado como amplificador no inversor.

Para la implementación de esta etapa se hizo una búsqueda exhaustiva del multiplexor que cumpliera con las exigencias de la misma así como del amplificador operacional que en este caso se escogió el mismo de la etapa de filtrado el **AD8610_20** de la empresa Analog Device ya que esta calificado para amplias tareas con excelentes resultados. Con respecto al multiplexor se ha escogido el **ADG604** de la empresa Analog Device el cual cuenta con cuatro canales que permiten ajustar los diferentes niveles de ganancia requeridos en esta parte del sistema.

La distribución de pines del multiplexor de cuatro canales utilizado para el control de amplitud variable se muestra en la Figura 30.

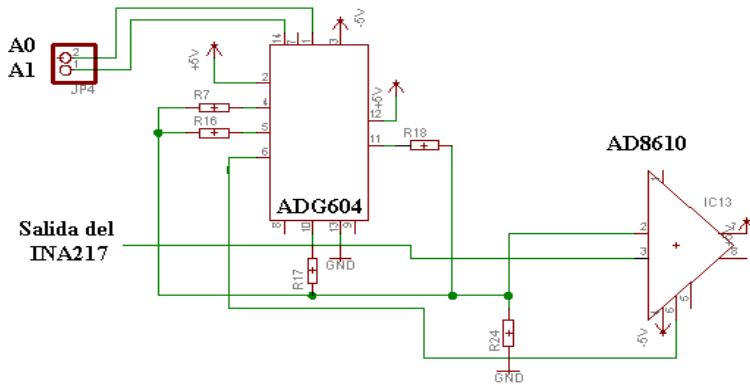
Figura 30. Distribución de pines del ADG604



Fuente: hoja de datos del fabricante.

En la siguiente figura (Figura 31), se muestra el diagrama de la configuración de la segunda etapa de amplificación.

Figura 31. Segunda etapa de amplificación.



Fuente: Autores del proyecto.

Los diferentes niveles de ganancia están dados según la configuración común del amplificador operacional con tres diferentes valores de resistencias que permiten ser cambiados según las entradas digitales del multiplexor. La ganancia de esta etapa esta dada por la formula

$$G_2 = (R_1 + R_2) / R_1$$

En la anterior figura R_1 es la resistencia R_{24} y R_2 esta de acuerdo a la resistencia escogida según sea el caso de las entradas digitales.

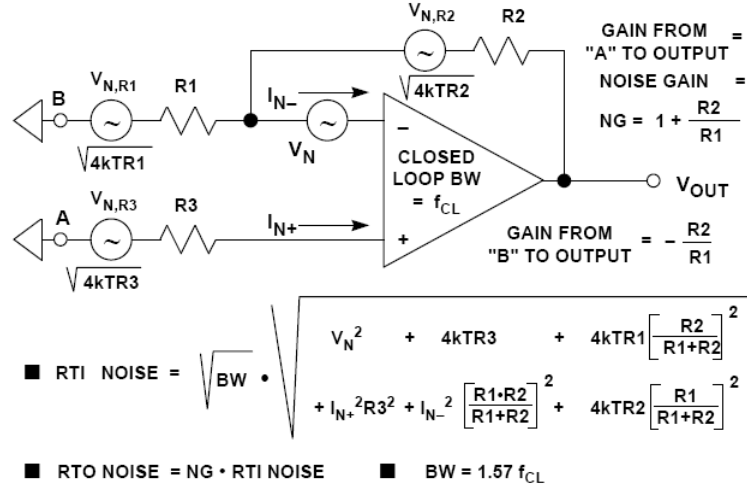
Tabla 12. Valores necesarios para la obtención de las ganancias de la segunda etapa.

A_0	A_1	R_2 (Ω)	R_1 ($k\Omega$)	Ganancia
0	0	100	1	1,1
0	1	1000	1	2,0
1	0	3000	1	4,0

Fuente: Autores del proyecto.

2.1.4.1 Análisis de ruido. El modelo de ruido mostrado en la figura 32 ha sido adoptado como referencia para llevar a cabo lo referente a la contribución de ruido en la segunda etapa de amplificación.

Figura 32. Modelo de ruido del amplificador operacional.



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

A continuación se presentan los valores de los parámetros que permiten calcular tanto el ruido de la entrada como el de salida del dispositivo en cuestión. Teniendo en cuenta que este esquema presentado de ganancia asume tres valores, es decir, cuenta con diferentes valores de resistencia R_2 según el modelo de ruido del amplificador operacional. Recuérdese que k es la constante de Boltzmann's, V_N e I_N son los valores de voltaje y corriente de ruido a la entrada respectivamente y T representa la temperatura absoluta, en Kelvin.

Tabla 13. Parámetros del ruido referido a la entrada del amplificador AD8610_20

Parámetro	Magnitud
V_N	6 nV
I_N	5 fA
k	$1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$
T	293 K

Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 14. Deducción del ruido RTI y RTO del amplificador AD8610_20

R₁ (kΩ)	R₂ (Ω)	R₃ (Ω)	BW (MHz)	RTI noise (μV)	RTO noise (μV)
1	100	100	15,7	31,039	34,1429
1	1000	100	12,56	30,018	60,037
1	3000	100	6,28	20,022	80,088
1	7000	1	3,35	16,50	132

Fuente: Autores del proyecto.

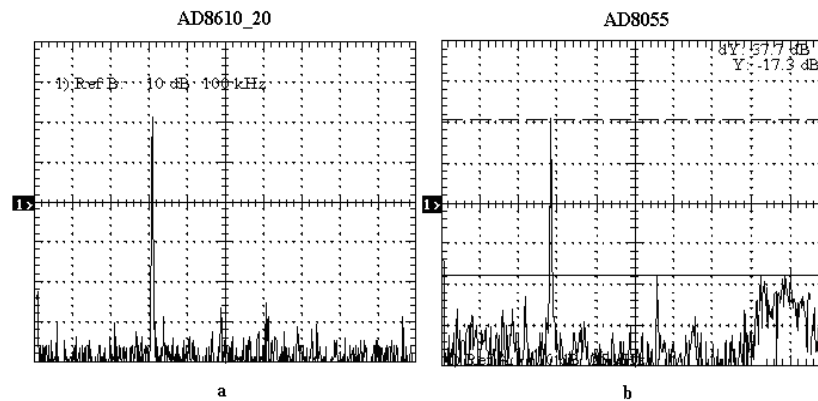
RTI: ruido total referido a la entrada.

RTO: ruido total referido a la salida.

El ancho de banda (BW_{fcL}) del amplificador operacional está limitado en todas las ganancias por el filtro pasa bajas a 1 MHz, pero en el anterior cálculo se determinaron los valores reales.

De la misma manera que en la etapa de preamplificación, se ha querido hacer un estudio práctico con el fin de determinar la distorsión armónica que el dispositivo introduce al mismo tiempo de aplicada la señal original. Comparando dos amplificadores operacionales que desde un primer momento fueron escogidos para la implementación de la ganancia variable, el AD8610_20 presentó mejor comportamiento que el AD8055, también de la misma casa de fábrica; en la siguiente figura se muestra el espectro de la señales de salida de los dos amplificadores operacionales.

Figura 33. Espectro de salida del AD8610_20(a) y del AD8055 (b) para una entrada senoidal.



Fuente: Autores del proyecto.

En la figura (33a) la señal de entrada fue una senoidal de amplitud 380 mV y frecuencia de 300 kHz con una ganancia de aproximadamente 15 V/V, mientras que en el amplificador operacional de la figura (33b) se introdujo una señal de 100 mV a una $f=70$ kHz con una ganancia aproximada de 1,5 V/V. Según el espectro de cada uno de los dispositivos se nota que en el amplificador operacional AD8055 existe mayor perturbación de componentes de frecuencia no deseadas que en el proceso causarían mayor daño a la señal biomédica. La Distorsión armónica total para el amplificador operacional AD8610 es de 0,0006%.

Un bloque importante dentro de esta topología está relacionado con la fuente de corriente Howland²⁷, la cual cuenta con el generador de funciones AD9833, que carece de una señal senoidal de sincronía que como ya se mencionó anteriormente es responsable de elegir la señal de entrada-salida en el Multiplexor AD8170.

Para tal caso, se transformó la señal del generador AD9833 en una señal cuadrada mediante el uso del comparador AD8611 de la empresa Analog

²⁷ CUBIDES, Astrid y MIELES, Fidel. *Diseño de una fuente de corriente senoidal y de pulsos bifásicos para medición de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano*. Bucaramanga, 2006, p. Trabajo de grado (Ing. Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Bioingeniería.

Device, que cuenta que un alto nivel de operación destacando también su alta velocidad.

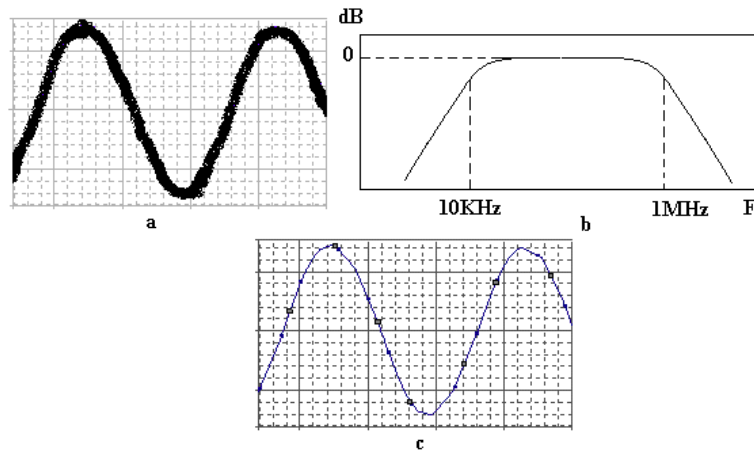
2.1.5 Comparador. Debido a los requerimientos del diseño, y primordialmente a las exigencias del buen funcionamiento del multiplexor, se hizo necesario obtener una señal de sincronismo que fuese cuadrada, mediante el uso del comparador AD8611 de la empresa Analog Device. Este cuenta con las características necesarias para llevar a cabo esta labor, que mas adelante se especifican en la descripción del dispositivo

En primera instancia, no se contaba con los problemas que presentaría la señal de sincronía, pero después de llevar a cabo una serie de pruebas se detectó que el nivel de ruido de esta señal no permitía un buen desempeño del comparador.

Por tal razón fue necesario determinar las componentes que influían en el alto nivel de ruido con el cual contaba esta señal. Observando el espectro de la señal que sale del generador AD9833 se determinaron componentes no deseadas a frecuencias ajenas del rango de trabajo, cabe señalar que el rango de interés esta entre 10 kHz y 1 MHz. Como este inconveniente alteraba la efectiva operación del comparador nombrado, se tomó la decisión de implementar un filtrado pasa banda que pudiera filtrar la señal deseada.

En la siguiente figura se dará a conocer el proceso que se realizó.

Figura 34. Proceso realizado para obtener una óptima señal de sincronía.



Fuente: Autores del proyecto.

La figura (34a) muestra la señal de sincronía proveniente de la fuente de corriente perturbada por el ruido, en la parte (34b) se expone el tipo del filtrado y la señal obtenida después del filtro según pruebas (34c), permite que el comparador trabaje de forma normal.

2.1.5.1 Descripción. Los 4 ns de propagación hacen del AD8611 una buena elección para cumplir con la tarea a desempeñar como comparador, para circuitos de cronometraje y receptores de línea entre otros.

Como con cualquier comparador de alta velocidad, el diseño apropiado debería ser usado para asegurar el funcionamiento óptimo del AD8611. El exceso de capacitancia base impropia puede limitar el funcionamiento de alta velocidad del circuito.

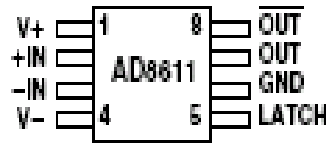
El AD8611 puede comparar con exactitud señales sinusoidales de entrada hasta 100 MHz Con menos de 10 mV de overdrive, además de manejar señales duales.

Características generales

En la siguiente figura se muestra la distribución de los pines del comparador

AD8611:

Figura 35. Configuración de pines del AD8611



Fuente: hoja de datos del fabricante

- 4 ns de propagación a 5 V.
- Sencillo suministro de operación: 3 V a 5 V.
- 100 MHz de señal de entrada.
- Función Latch.

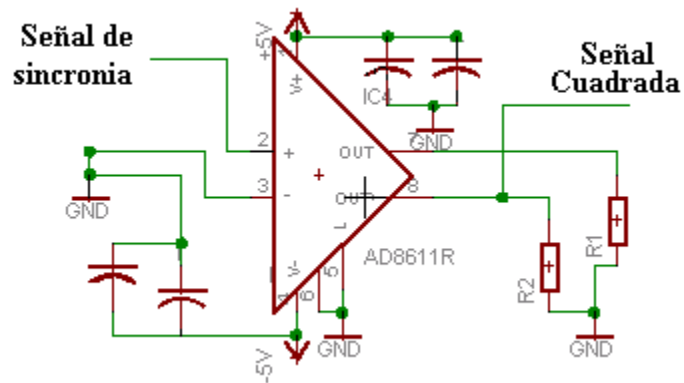
Los parámetros eléctricos del AD8611 son:

Tabla 15. Parámetros eléctricos del AD8611.

Alimentación (V)	PSRR (dB)	V+Corriente de Suministro (mA)	V- Corriente de Suministro (mA)	CMRR (dB)
5 a -5	73	5.7	2.2	85

Fuente: Autores del proyecto.

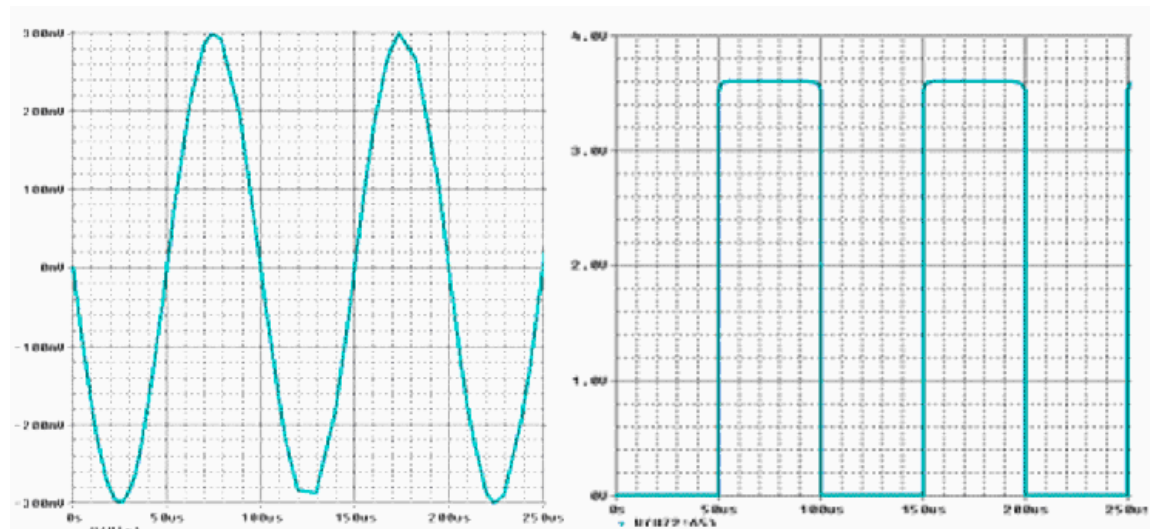
Figura 36. Configuración del comparador



Fuente: Autores del proyecto.

En la siguiente figura se muestra la entrada (señal de sincronía) y la posterior salida del comparador.

Figura 37. Entrada-Salida del comparador.



Fuente: Autores del proyecto.

2.1.6 Multiplexor. El AD8170 de la empresa Analog Device es el dispositivo escogido por sus destacadas características; posee una alta velocidad, un bajo consumo de potencia, y un ancho de banda capaz de soportar las señales dentro del rango de frecuencias a manejar además de su bajo costo.

Para la selección de los diferentes dispositivos de cada módulo, primordialmente se ha tenido en cuenta su alto nivel de desempeño, sus excelentes características y su cómodo precio de adquisición.

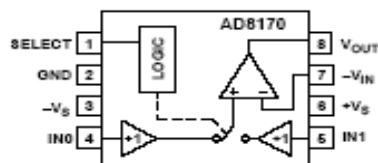
2.1.6.1 Descripción. EL AD8170 (2:1) es un multiplexor de muy la alta velocidad. Estos multiplexores ofrecen un amplificador interno de salida con realimentación de corriente cuya ganancia puede ser programada mediante resistencias externas y es capaz de entregar 50 mA de corriente de salida. Ofrece un amplio ancho de banda de 250 MHz y un gran Slew Rate de 1000 V/us. Adicionalmente, el AD8170 posee bajos errores de ganancia diferencial y fase diferencial de 0,02% y 0,05° respectivamente.

Con los bajos 78 dB de interferencia y los 88 dB de aislamiento, este multiplexor es útil en muchos usos de alta velocidad. Además de ser un dispositivo de bajo consumo de potencia, con solo 9,7 mA a un suministro de +/-5 V.

Características generales

En la siguiente figura se muestra la distribución de los pines del multiplexor AD8170.

Figura 38. Configuración de pines del AD8170



Fuente: hoja de datos del fabricante

Figura 39. Modo de selección de las entradas a la salida

SELECT	V _{OUT}
0	IN0
1	IN1

Entradas Digitales
"1" Lógico min. 2 V
"0" Lógico máx. 0.8 V

Fuente: hoja de datos del fabricante

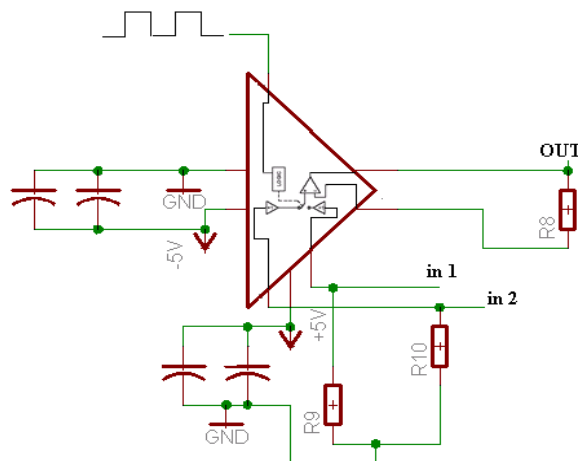
- Ganancia flexible a resistores externos
- Alta velocidad
- Bajo consumo de potencia: <10 mA
- Alto Slew Rate: 1000 V/us
- 15 ns de tiempo de asentamiento a 0,1%
- Bajo costo (US\$ 2,58)
- Bajo error de ganancia y fase diferencial.

Tabla 16. Parámetros eléctricos

Rango de Alimentación (V)	+PSRR -PSRR (dB)	Suministro de Corriente (mA)	+CMRR – CMRR (dB)	I _{in bias} (uA)
+/-4 a +/-6	66 58	8.7/9.7	56 52	7

Fuente: Autores del proyecto.

Figura 40. Configuración del multiplexor AD8170



Fuente: Autores del proyecto.

2.1.7 Amplificación DC. Como el voltaje que se obtiene a la salida del dispositivo es pequeño, es necesario darle una ganancia para que este valor se ajuste al rango de operación del DAQ.

Para esto se utilizó el AD_8610 configurado como un amplificador no inversor con ganancia de 30 V/V.

2.1.8 Etapa de alimentación. El bloque de alimentación del sistema general proporciona una alimentación de +5 V y -5 V que son suficientes para garantizar el trabajo de los diferentes dispositivos así como para garantizar seguridad al paciente; del mismo modo se sabe que las señales a manejar pueden ser bipolares debido al alto nivel de offset que introducen los electrodos y por esta causa se ha decidido mantener una alimentación dual. En la tabla 17 se presentan los diferentes dispositivos utilizados en la implementación general del hardware así como sus requerimientos de alimentación.

El circuito de potencia consta de dos reguladores para proveer energía a todos los dispositivos del PCB. Como primera instancia esta el regulador a +5 V ADP667 de la empresa Analog Device, y para obtener -5 V se contó con el regulador PT6642 de Texas Instruments. Estos reguladores fueron escogidos por su bajo costo, eficiencia y manejo de corriente.

Tabla 17. Consumo de corriente y rango de tensión de alimentación para los dispositivos de acondicionamiento de señal

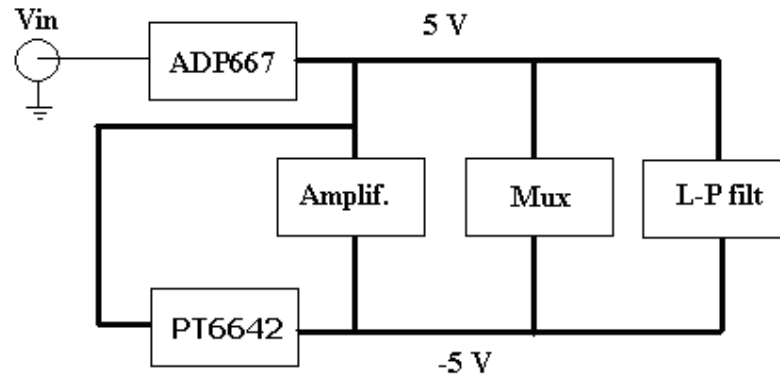
Etapa	Dispositivo	Cantidad	Rango de tensión [V]		Consumo de corriente	Corriente total
			Min	Max	C/U	
Pre-amplif.	AD830	1	4	16,5	50 mA	50 mA
Amplificación Variable	ADG604	1	2,7	5,5	100 pA	100 pA
	AD8610	1	5	13	2,5 mA	2,5 mA
Configuración Inversora	AD8610	1	5	13	2,5 mA	2,5 mA
Filtrado de la Señal de SYNC	AD8620	1	4,5	18	3 mA	3 mA
Multiplexado	AD8170	1	4	6	8,7 mA	8,7 mA
Filtrado L-P	AD8610	2	5	13	2,5 mA	5 mA
Ganancia DC	AD8610	1	5	13	2,5 mA	5 mA

Fuente: Autores del proyecto.

La fuente de corriente Howland tiene un consumo total de corriente de 430 mA según lo estipulado por sus autores Astrid Cubides y Fidel Mieles

En la figura 41 se muestra el diagrama de bloques de la etapa de alimentación para las diferentes unidades funcionales del sistema.

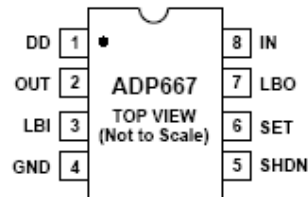
Figura 41. Diagrama de bloques del sistema de Potencia.



Fuente: Autores del proyecto.

2.1.8.1 Descripción de los dispositivos. Como se mencionó anteriormente, el ajuste de la alimentación positiva a +5 V fue efectivo gracias al regulador ADP667 de la casa Analog Device. Este regulador de voltaje de alta precisión es el encargado de proporcionar 5 V en su pín out, además de ser configurado por elementos pasivos externos, proporcionando hasta 250 mA. En la figura 41 se muestra el diagrama de este dispositivo.

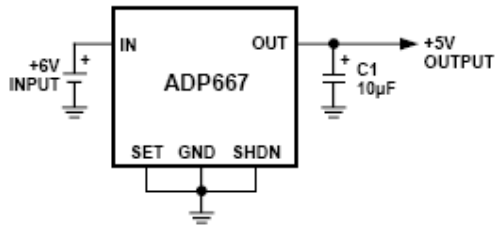
Figura 42. Regulador lineal ADP667



Fuente: Hoja de datos del fabricante

El regulador descrito acepta tensiones de entrada desde 3,5 V hasta 16,5 V pudiendo ajustar su salida en este mismo rango de voltajes por medio de la conexión de resistencias entre sus pines *set* y *out*. Sin embargo, se ha utilizado la configuración sugerida por el fabricante, ver la figura 43, la cual cumple con lo que se necesita.

Figura 43. Configuración del ADP667 para la obtención de 5 V a la salida



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Regulador de Voltaje PT6642

Es un regulador integrado tipo switch (ISR) de la familia PT6640 de la empresa Texas Instruments, el cual es alimentado con un voltaje positivo para producir a la salida tensión negativa. Su distribución de pines es mostrada en la figura 44.

Dentro de sus principales características se encuentran:

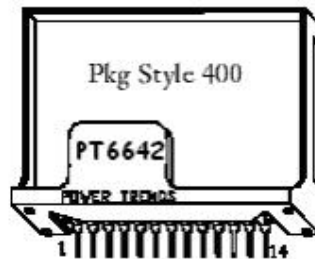
Alimentación en el rango de tensión entre +8 V y +25 V

Eficiencia del 85%

Manejo de corriente de 4 A

Tensiones de salida entre -3 V y -6.5 V

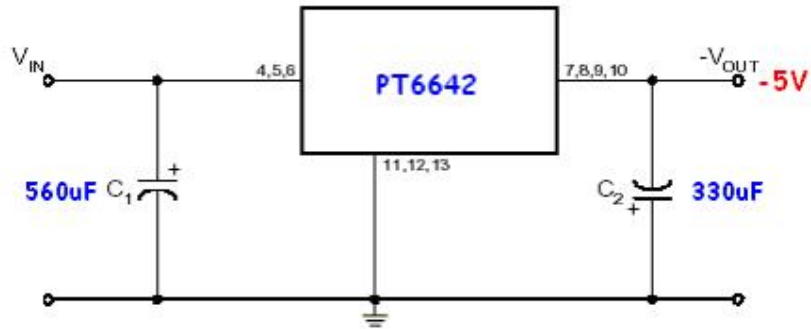
Figura 44. Distribución de pines del PT6642



Fuente: Hoja de datos del fabricante

Para esta aplicación, el PT6642 se utilizó para regular los niveles de tensión de -5 Vdc, para lo cual se empleó la configuración que aparece en la figura 45.

Figura 45. Esquema de conexión del PT6642 para la obtención de -5 V a la salida.

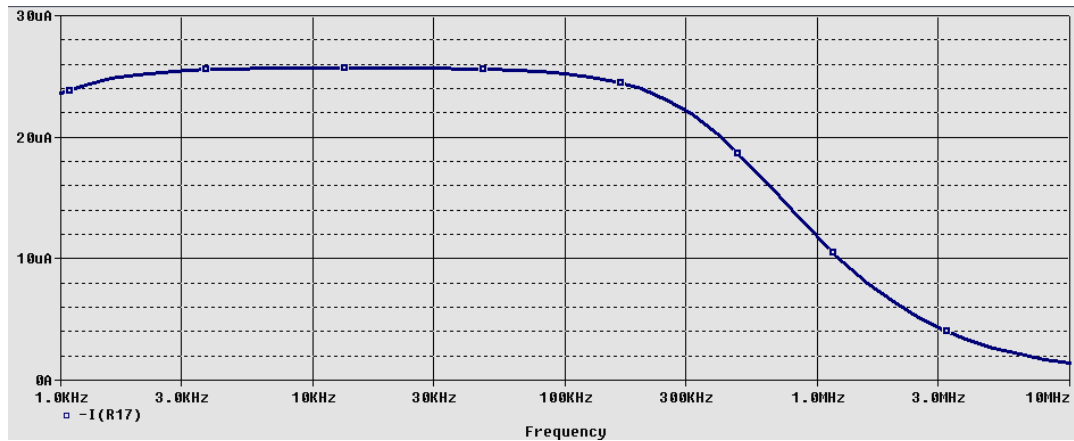


Fuente: Hoja de datos del fabricante

2.2 FUENTE DE CORRIENTE

En la primera toma de muestras en la piel, no se observaron los resultados esperados. Todo esto debido a que la fuente de corriente utilizada (fuente diseñada por Astrid Cubides y Fidel Mieles) presentaba problemas de impedancias de acople con la piel y el detector síncrono, ya que al aplicar la corriente al tejido se presenta una atenuación en la amplitud de la corriente y además este valor no era constante en las frecuencias, por lo cual la medida no era óptima.

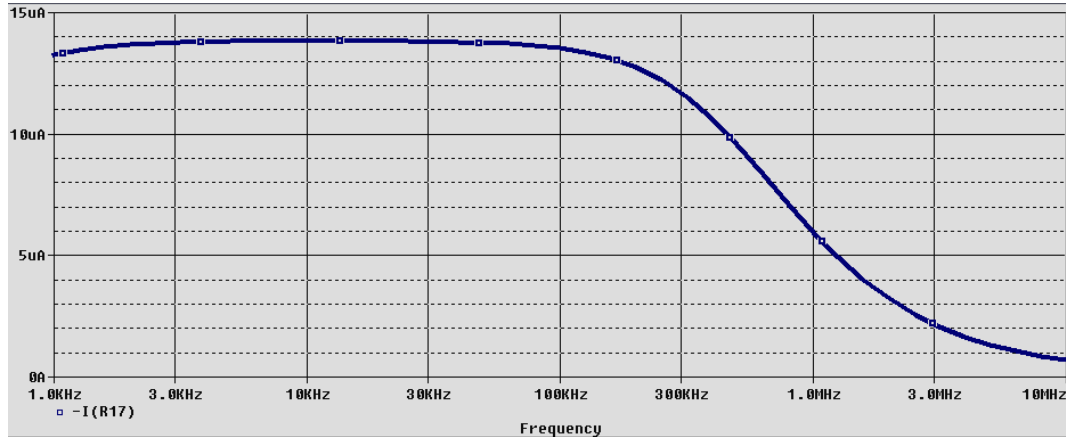
Figura 46. Amplitud de fuente de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 100 k Ω .



Fuente: Autores del proyecto.

Por este motivo la fuente respondía como se indica en las figuras 46 y 47, para una impedancia de carga de 100 kΩ y 200 kΩ respectivamente.

Figura 47. Amplitud de fuente de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 200 kΩ.



Fuente: Autores del proyecto.

Para solucionar este problema se optó por rediseñar la fuente de corriente sin cambiar sus características principales, como lo son sus valores de frecuencia y de amplitud, esto para obtener una impedancia de salida lo suficientemente alta de tal forma que elimine el problema de acople de impedancias.

La configuración de la topología Howland mejorada, ver figura 48, permite obtener mejores resultados de la corriente. El voltaje necesario para manejar la relación de voltaje corriente en esta configuración esta limitado a 600 mVpp. Las siguientes ecuaciones comprueban lo anteriormente dicho.

$$\frac{I_o}{V_{in}} = \frac{1}{\left(\frac{R_2 - R_1 - Z_3}{R_1 + R_2} \right) Z_L - Z_3} \quad (1)$$

$$Z_3 = \frac{sC_3 R_3 + 1}{sC_3 R_3} \quad (2)$$

Si se cumple que $R_2 - R_1 \approx |Z_3|$, entonces la expresión (1) se reduce a

$$I_o \cong \frac{V_{in}}{R_3} \quad (3)$$

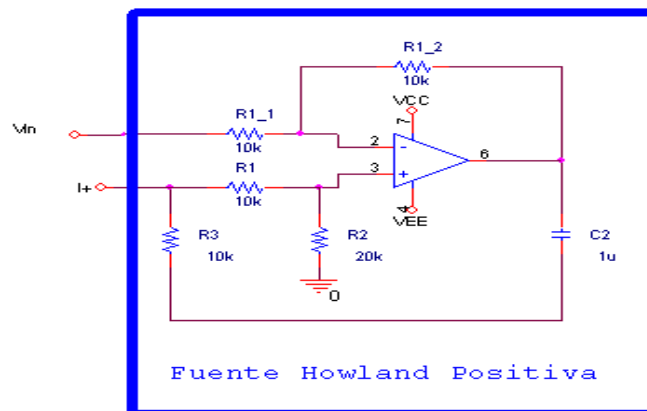
El nuevo diseño de la fuente de corriente está basado en el aumento de la impedancia de salida, es decir, ésta se debe hacer lo más alta posible con el fin que toda la corriente se dirija hacia la carga. A continuación se indica la manera de realizar estos cálculos.

La resistencia de salida de la configuración esta dada por:

$$R_{OUT} = \frac{R_1(R_2 - R_1)}{2R_1 - R_2} \quad (4)$$

En donde según la expresión (4) R_2 debe ser aproximadamente dos veces R_1 para lograr que la resistencia de salida de la topología Howland mejorada tienda a ser infinita. Cabe anotar que en una fuente basada en amplificadores operacionales con alimentación finita, el valor de la alimentación, V_{cc} , limitará la impedancia de salida a un máximo valor $Z_{out} = \frac{V_{cc}}{I_o}$, de acuerdo al teorema de Northon. En la siguiente figura se muestran los valores del nuevo diseño de la topología Howland mejorada.

Figura 48. Conversor voltaje-corriente basado en fuente de corriente Howland mejorada.



Fuente: Ing. David Miranda y autores del proyecto.

La nueva configuración planteada permite un suministro de corriente de 37 μA con la diferencia que esta fuente no varia su amplitud para el rango de impedancias que simularan una carga R_L , similar a la del tejido.

$$R_L = \frac{\rho - K_2}{I * K_1}$$

Donde:

$$K_1 = 4,9814$$

$$K_2 = - 1,0201$$

Valores calculados con los resultados del trabajo de [CIBEL], donde:

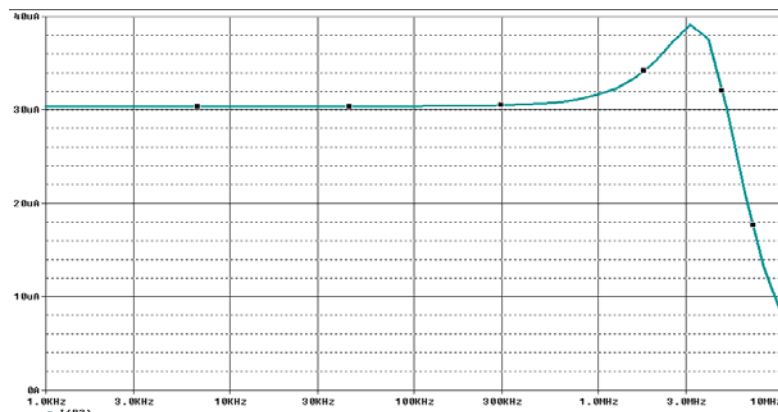
$\rho \rightarrow$ Resistividad eléctrica.

$K_1 \rightarrow$ Parámetro de forma, pendiente de la curva de ajuste.

$K_2 \rightarrow$ Cruce por las abscisas en las curvas de ajuste.

Y la resistividad esta dentro del rango $1 < \rho < 20$ [$\Omega\text{-m}$]. Entonces $R_{\min} = 15 \text{ k}\Omega$ y $R_{\max} = 200 \text{ k}\Omega$ aproximadamente. Esto quiere decir que en el rango de 15 a 200 $\text{k}\Omega$ la fuente mantendrá el suministro constante de corriente.

Figura 49. Amplitud de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 15 $\text{k}\Omega$.

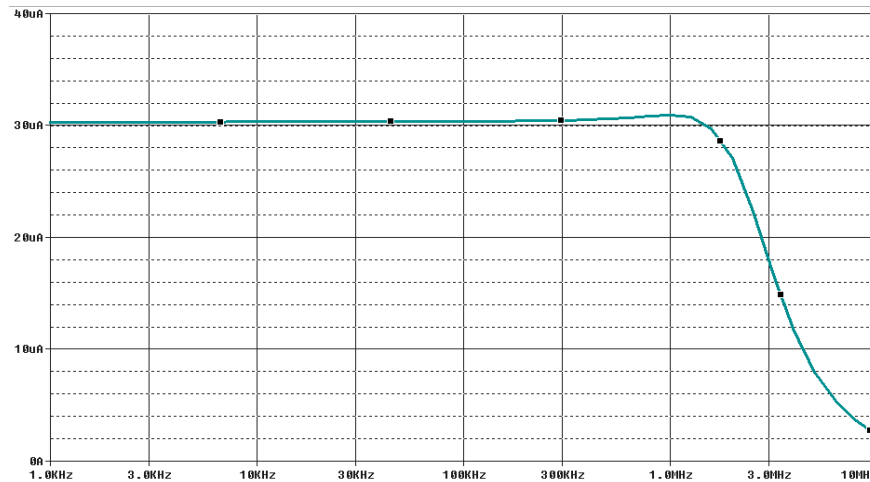


Fuente: Autores del proyecto.

Los amplificadores operacionales utilizados fueron cambiados ya que la fuente presentaba atenuación del nivel de la corriente para frecuencias mayores de 50

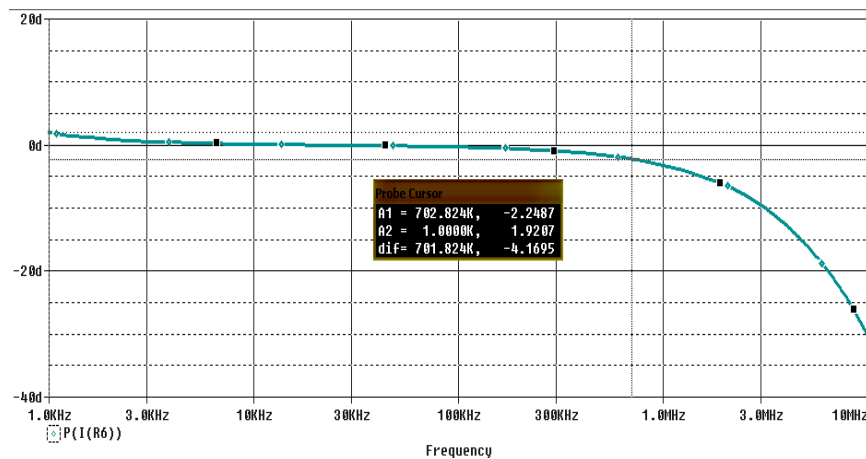
kHz y éstos amplificadores no tenían un BW apropiado; lo anterior se refleja en las figuras 49, 50 y 51.

Figura 50. Amplitud de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 200 k Ω .



Fuente: Autores del proyecto.

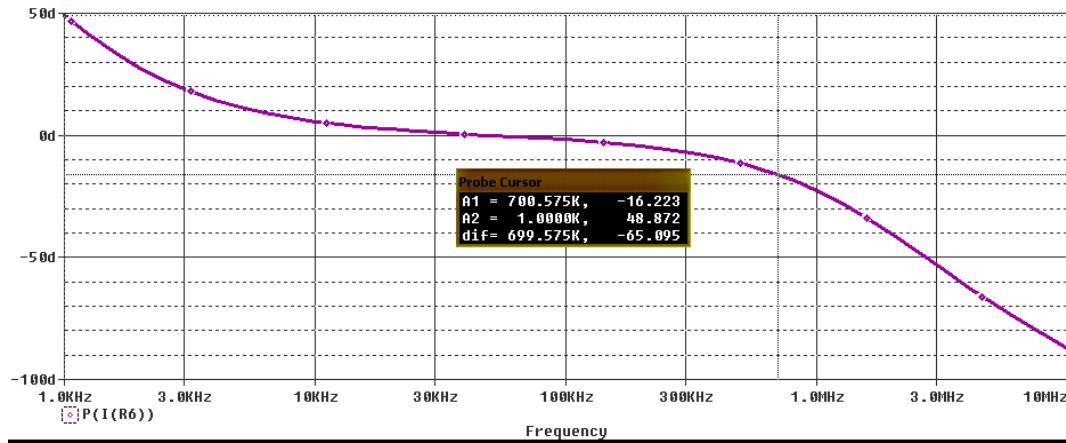
Figura 51. Fase de la corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 200 k Ω .



Fuente: Autores del proyecto.

En la siguiente figura se muestra el desfase de la fuente Howland implementada por [CUBIDES] el cual es de aproximadamente 16,22 grados.

Figura 52. Fase de fuente de corriente para el rango de frecuencias de operación a una carga de 100 kΩ.



Fuente: Autores del proyecto.

Es importante señalar que al momento de acoplar al sistema los elementos de medida para observar los resultados y el comportamiento de la señal a través del rango de frecuencias de operación, se presenta una atenuación. Para comprender esto se hace necesario conocer las características del dispositivo de medición, el cual es el osciloscopio TEKTRONIX TDS1000 y la punta de medición HP9060 con características mostradas en las tablas 18 y 19.

Tabla 18. Especificaciones punta de medición HP9060.

Specifications for HP9060	
x10 POSITION	
Bandwidth	DC~60MHz
Input Capacitance	Nominal 27pF
Compensation Range	20pF~45pF
Attenuation Ratio	10:1
Input Resistance	10MΩ (9MΩ probe +1MΩ scope)
REF POSITION	Probe tip grounded via 9MΩ resistor, scope input grounded
x1 POSITION	
Bandwidth	DC~6MHz
Input Capacitance	170pF
Attenuation Ratio	1:1
Input Resistance	Same as scope
Max Input Voltage	600V(DC+peakAC)
Cable Length	1.4 Meter

Fuente: <http://www.web-tronics.com/hp-9060.html>

Tabla 19. Especificaciones osciloscopio TEKTRONIX TDS1000.

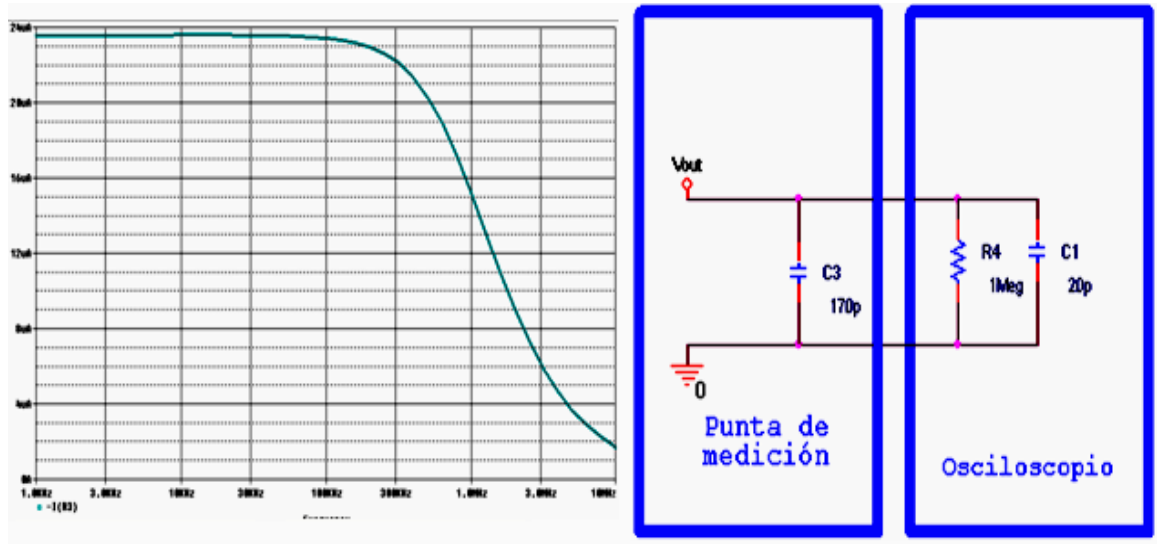
	TDS1001	TDS1002	TDS1012	TDS2002	TDS2004	TDS2012	TDS2014
Display (1/4 VGA LCD)	Mono	Mono	Mono	Color	Color	Color	Color
Bandwidth ¹	40 MHz	60 MHz	100 MHz	60 MHz	60 MHz	100 MHz	100 MHz
Channels	2	2	2	2	4	2	4
External Trigger Input	Present on all models						
Sample Rate on Each Channel	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s	1.0 GS/s
Record Length	2.5 K points on all models						
Vertical Resolution	8-bits						
Vertical Sensitivity	2 mV to 5 V/div on all models with calibrated fine adjustment						
DC Vertical Accuracy	±3% on all models						
Vertical Zoom	Vertically expand or compress a live or stopped waveform						
Max Input Voltage	300 V _{RMS} CAT II; derated at 20 dB/decade above 100 kHz to 13 V _{pk-pk} AC at 3 MHz and						
Position Range	2 mV to 200 mV/div ±2 V; >200 mV to 5 V/div ±50 V						
BW Limit	20 MHz for all models						
Input Coupling	AC, DC, GND on all models						
Input Impedance	1 M Ω in parallel with 20 pF						

Fuente: <http://www.testequity.com/products/980/>

El equivalente de la impedancia de estos elementos de medición ocasiona alteraciones en la magnitud de la amplitud de la fuente de corriente Howland mejorada en el momento de acoplar este bloque de medición. La figura 53 muestra lo descrito anteriormente.

La razón de lo anterior es que la corriente perdida debido a la medición con el osciloscopio hace que la potencia solicitada a la fuente sea mayor que la máxima potencia manejada por esta fuente.

Figura 53. Amplitud de corriente medida por la punta de medición HP9060 y el osciloscopio TEKTRONIX TDS1000.



Fuente: Autores del proyecto.

2.3 ESTIMACIÓN DE ERROR

Realizar una estimación de error permite encontrar los errores que se están generando dentro de un circuito. Estos errores pueden limitar la resolución del sistema, debido a la incertidumbre que se le está agregando a la medición por causa de las características no ideales de los amplificadores.

A continuación se realiza el presupuesto de error de los dispositivos usados en las diferentes etapas del proceso de la señal. Las fuentes de error son normalizadas por la tensión de full-escala¹³ y expresadas en partes por millón (ppm)¹⁴.

Con el fin de hacer una cuantificación y una posterior comparación del error total para cada una de las etapas se toma como patrón de comparación el bit

¹³ El tensión de full-escala es el máximo tensión que entra al amplificador. Esto se hace porque se busca encontrar las máximas contribuciones al error, o contribuciones del peor caso.

¹⁴ Error en partes por millón (ppm)= % error * 10^4

menos significativo LSB, expresado en partes por millón para las diferentes resoluciones de un conversor análogo digital, de esta forma se pretende obtener una apropiada resolución en el proceso de adquisición de señal, para calcular el LSB se recurre a la siguiente expresión:

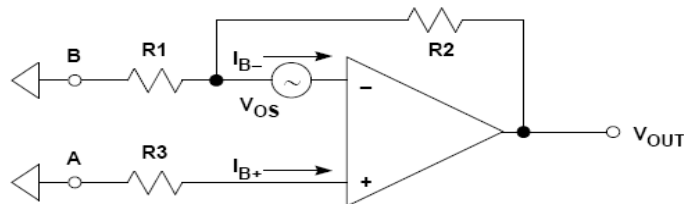
$$LSB = \frac{V_{FE}}{2^n - 1} \quad (2-58)$$

Tabla 20. Valores de LSB para distintas resoluciones del conversor.

Resolución del conversor (bits)	Valor del LSB ²⁸ [ppm]
8	3921,56
10	977,51
12	244,2
14	61,038
16	15,259

Fuente: Autores del proyecto.

Figura 54. Modelo de tensiones de offset para el amplificador operacional.



Fuente: Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Chapter 3. Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999

Donde $NG = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ y,

AVOL Es la ganancia en lazo abierto del amplificador

$$\%(EG)Errorganancia = \frac{NG}{NG + AVOL} \times 100\% \approx \frac{NG}{AVOL} \times 100\% \text{ para } NG \lll AVOL$$

²⁸Partes por millón; ppm(error)=error fraccionario*1e6=error(%)*1e4.

$$NO\ LINEALIDAD\ A_{VOL} = \frac{1}{A_{VOL_{MIN}}} - \frac{1}{A_{VOL_{MAX}}}$$

2.3.1 Etapa de preamplificación. La primera etapa de censado de la señal ajusta una ganancia inicial de 13 V/V aproximadamente, por esta razón el voltaje con el cual se ajusta esta etapa para tal ganancia es de 70 mV.

Tabla 21. Especificaciones de error del amplificador diferencial AD830.

<i>V_{os}</i>	42857 ppm
<i>I_{os}</i>	3571 ppm
<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	300 ppm
<i>EG de A_{VOL}</i>	600 ppm
<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	32,8 ppm
<i>Error sin Ajustar</i>	47360,8 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

Eliminando los errores provocados por el offset gracias al filtro pasa -bandas se obtienen los siguientes resultados.

Tabla 22. Especificaciones de error del amplificador diferencial AD 830 después del ajuste.

<i>EG de A_{VOL}</i>	600 ppm
<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	300 ppm
<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	32,8 ppm
<i>Error Ajustado</i>	932,8 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.2 Etapa de filtrado pasa-banda. Los errores debidos a V_{os} e I_{os} se encuentran de la misma manera que como se hizo con el amplificador diferencial, el error de ganancia (EG) debido a la ganancia de tensión de circuito abierto (A_{VOL}) es aproximadamente igual al cociente entre la ganancia

de lazo cerrado y la ganancia de circuito abierto¹⁶. La no linealidad de lazo cerrado se puede aproximar como el producto de la ganancia por la no linealidad de ganancia de lazo abierto¹⁷. Esta se obtiene de las hojas de datos de los dispositivos.

Tabla 23. Especificaciones de error del filtro pasa bandas.

<i>V_{os}</i>	142,85 ppm
<i>I_{os}</i>	2,142 ppm
<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	3,48 ppm
<i>EG de A_{VOL}</i>	2,63 ppm
<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	2,57 ppm
<i>Error sin Ajustar</i>	153,672 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.3 Amplificación variable. La mayor contribución de error en esta etapa del sistema es proporcional al nivel de ganancia de la señal, es decir, el voltaje base para efectuar la normalización es de aproximadamente 2,8 V.

Tabla 24. Especificaciones de error de la segunda etapa de amplificación.

<i>V_{os}</i>	142,85 ppm
<i>I_{os}</i>	0,1 ppm
<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	27,8 ppm
<i>EG de A_{VOL}</i>	21,04 ppm
<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	2,57 ppm
<i>Error sin Ajustar</i>	194,36 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

¹⁶ Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Analog Devices, Inc. 1999. Capítulo 3, Amplifiers for Signal Conditioning.

¹⁷ Ibid.

Tabla 25. Especificaciones de error de la segunda etapa de amplificación después del ajuste.

<i>EG de A_{VOL}</i>	21,04 ppm
<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	27,8 ppm
<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	2,57 ppm
<i>Error Ajustado</i>	51,41 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.4 Amplificador inversor. En esta parte del proceso de amplificación inversora, el rango dinámico es el mismo generado en la amplificación variable, en este caso el de mayor amplificación.

Tabla 26. Especificaciones de error del amplificador inversor.

<i>Vos</i>	35,714 ppm
<i>Ios</i>	0,00357 ppm
<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	3,48 ppm
<i>EG de A_{VOL}</i>	2,63 ppm
<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	0,642 ppm
<i>Error sin Ajustar</i>	42,469 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 27. Especificaciones de error del amplificador inversor después del ajuste.

<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	3,48 ppm
<i>EG de A_{VOL}</i>	2,63 ppm
<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	0,642 ppm
<i>Error Ajustado</i>	42,469 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.5 Multiplexor analógico AD8170. En su hoja de datos el fabricante

sustenta claramente que para un nivel de ganancia unitario, es decir para un valor de R_F igual a $1\text{ k}\Omega$, quien es la encargada de permitir esa ganancia según la hoja de datos, el valor de offset a la salida se calcula según la formula:

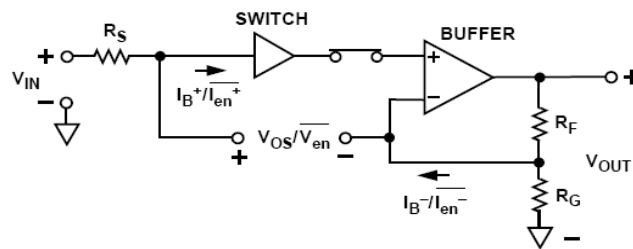
$$V_{OS}(out) = [(I_{B+} \times R_S) + V_{OS}] \left[1 + \frac{R_F}{R_G} \right] + (I_{B-} \times R_F)$$

Donde:

I_{B+} e I_{B-} son las corrientes de polarización.

V_{OS} Es la tensión de desnivel referida a la entrada dada por el fabricante.

Figura 55. Especificaciones de error DC para el AD8170.



Fuente: hoja de datos del fabricante.

Refiriéndose a los datos proporcionados por el fabricante y reemplazándolos en la formula anterior se encuentra que este multiplexor aporta un error de 1173,8 ppm.

2.3.6 Filtrado pasa-bajas del detector sincrónico. Teniendo en cuenta que la ganancia de esta etapa es unitaria, el valor de voltaje base para la normalización permanece estable en este caso de mayor ganancia variable.

Tabla 28. Especificaciones de error del filtro pasa bajas.

V_{OS}	34,96 ppm
I_{OS}	0,251 ppm
<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	4,52 ppm
<i>EG de A_{VOL}</i>	3,41 ppm

<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	0,63 ppm
<i>Error sin Ajustar</i>	43,77 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 29. Especificaciones de error del filtro pasa bajas después del ajuste.

<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	4,52 ppm
<i>EG de A_{VOL}</i>	3,41 ppm
<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	0,63 ppm
<i>Error sin Ajustar</i>	43.77ppm

Fuente: Autores del proyecto.

2.3.7 Amplificación DC. Observando el análisis hecho en cuanto al error de cada una de las etapas del detector sensitivo de fase se visualiza que el error máximo aportado al equipo es el del amplificador diferencial.

Tabla 30. Especificaciones de error del amplificador no inversor DC

<i>Vos</i>	34,96 ppm
<i>Ios</i>	0,035 ppm
<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	10,44 ppm
<i>EG de A_{VOL}</i>	9,86 ppm
<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	0,63 ppm
<i>Error sin Ajustar</i>	55,925 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 31. Especificaciones de error del amplificador no inversor DC después del ajuste.

<i>No Linealidad debido a A_{VOL}</i>	10,44 ppm
<i>EG de A_{VOL}</i>	9,86 ppm

<i>Ruido 0,1 a 10 Hz</i>	0,63 ppm
<i>Error Ajustado</i>	20,93 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

Tomando en cuenta todas las tablas anteriores se puede decir que el error total es aproximadamente igual a 934,45 ppm, es decir, una resolución de 10 a 11 bits. Con esto se garantiza que el DAQ escogido para la adquisición cumple con los requerimientos exigidos (ver anexo B).

3. DISEÑO DEL PCB

Para la elaboración de un circuito impreso es necesario conocer las diferentes opciones con el fin de diseñarlo con la técnica más apropiada, según sea el caso. Una norma que se debe tener en cuenta es la IPC 2221.

3.1 DISEÑO E INTERFERENCIA DEL PCB

Existen varios tipos de PCB según la cantidad de capas:

- PCB de una cara, tiene caminos conductores sobre una sola cara de la placa, presenta limitación en el enrutamiento de las pistas.
- PCB de doble cara, tiene caminos conductores en ambas caras, es necesario el uso de “vías” caminos conductores a través de la placa para interconectarlas.
- PCB multicapa, formado por varias placas superpuestas incluso más de 10, normalmente de 4 a 8, contiene planos de tierra y tensión. Existen incluso PCB flexibles donde el substrato está fabricado en poliéster, fluorocarbonos, Nylon etc; de uso principal en dispositivos electrónicos domésticos.

Entre las tecnologías de montaje de componentes están:

- *Through Hole Technology* (THT): Los componentes se montan a un lado de la placa y las soldaduras se establecen al otro lado, los componentes son grandes y hay necesidad de gran espacio. Se usa para circuitos muy simples.

- *Surface Mount Technology (SMT)*: Tecnología de montaje superficial, los componentes se sueldan en el mismo lado que son montados, permite mayor complejidad que los THT, los componentes son pequeños ofreciendo necesidad de menos espacio y circuitos más densos, los componentes pueden ser montados en los dos lados de la placa.

El PCB ha sido desarrollado en una placa de doble cara con tecnología de montaje superficial, ya que representa la mejor ventaja disponible de diseño para circuitos. Para asegurar el correcto funcionamiento de esta tarjeta fue necesario tener en cuenta algunas consideraciones de diseño de tarjetas de circuitos impresos (PCB) de doble cara como la compatibilidad electromagnética EMC la cual establece los límites de la interferencia electromagnética EMI, los campos electromagnéticos EMF y las interferencia de radio frecuencia RFI.

3.1.1 Compatibilidad electromagnética. Según la normativa internacional IEC50 (161) se define como la capacidad de cualquier aparato, equipo o sistema para funcionar de forma satisfactoria en su entorno electromagnético sin provocar perturbaciones electromagnéticas sobre cualquier cosa de ese entorno". Por lo tanto, podemos decir que la compatibilidad electromagnética debe ocuparse de dos problemas diferentes, que dan lugar a dos ramas de la misma:

- Ese aparato, equipo o sistema debe ser capaz de operar adecuadamente *en ese entorno* sin ser interferido por otro (inmunidad o otra *susceptibilidad* electromagnética).
- Además, no debe ser fuente de interferencias que afecten a otros equipos de ese entorno (*emisiones* electromagnéticas).

Por otro lado, puesto que un sistema puede estar compuesto de subsistemas, también debe estudiar las posibles interferencias internas entre los mismos.

3.1.2 Interferencia electromagnética. La interferencia electromagnética es generada por las variaciones en la corriente eléctrica y en las caídas de tensión (ruido electromagnético) ocasionadas por el uso de las máquinas eléctricas e inclusive otros equipos electrónicos, las cuales se filtran en los circuitos electrónicos del sistema.

Además existen otras posibles causas de interferencia electromagnética tales como: los fenómenos atmosféricos (rayos, etc.) el mismo cuerpo humano el cual puede generar tensión estática y hasta la misma interacción con otros componentes electrónicos.

El ruido térmico, el cual se produce por las fluctuaciones estadísticas del movimiento electrónico en los conductores debido a la temperatura es una de las fuentes naturales que causan mayor interferencia en el desempeño de un sistema.

Una de las causas por las cuales los componentes pasivos desarrollan en los PCB interferencia de RF no deseada, es que los mismos componentes presentan características ocultas que sólo se manifiestan a altas frecuencias, cada una de las resistencias, capacitores, bobinas e incluso pistas en un PCB a altas frecuencias presentan comportamientos muy diferentes a los de bajas frecuencias.

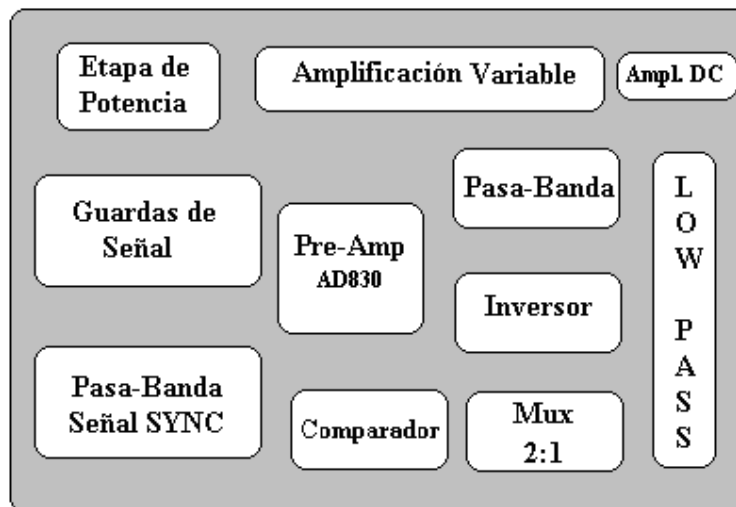
Cada pista en el PCB tiene un valor de impedancia finita, la inductancia de esa impedancia es otra causa en el desarrollo de interferencia de RF dentro de un PCB. Las pistas en una tarjeta pueden ser muy inductivos, sobre todo pistas que son eléctricamente largas. En el dominio de frecuencia, una línea de la transmisión eléctricamente larga, es una que excede aproximadamente $1/10$ de la longitud de onda λ de las señales presente de las pistas.

Para eliminar la interferencia de RF dentro de un PCB, se uso donde fue posible, el concepto de cancelación o minimización de flujo magnético, el cual

consiste en tener un camino de retorno adyacente y paralelo a su fuente, la suma de los campos magnéticos emitidos se cancela o minimiza debido a que estos campos tienen aproximadamente la misma magnitud pero direcciones opuestas

3.1.3 Distribución del PCB en áreas específicas. El diseño de la tarjeta del detector sincrónico ha sido planteado en bloques diferentes cada uno con su respectiva labor y ubicación. El área del PCB está definido por los bloques funcionales que determinan el individual proceso que necesita el sistema descrito en el capítulo 2. En la figura 56 se aprecia la distribución aplicada a cada una de las etapas que comprende este diseño.

Figura 56. Distribución de bloques del PCB diseñado.



Fuente: Autores del Proyecto

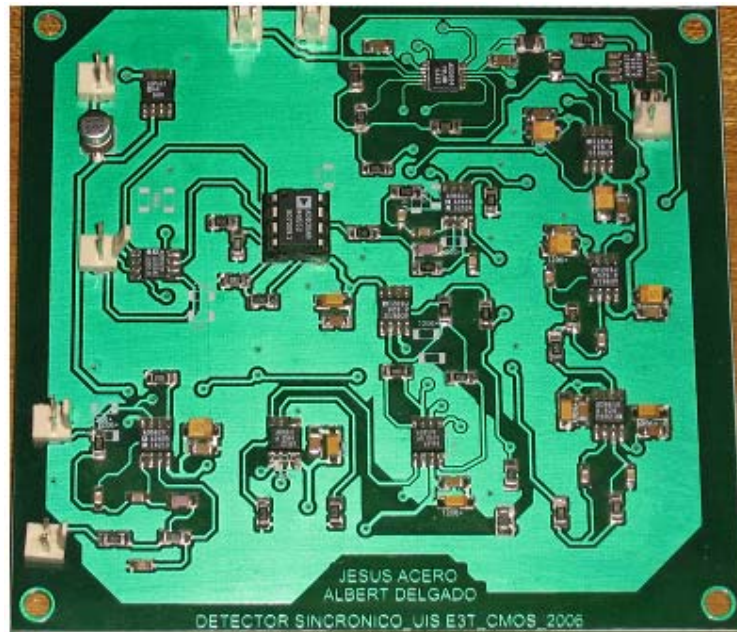
En cuanto a los elementos pertenecientes a cada etapa se han colocado lo más cerca posible al integrado que los contiene, esto con el fin de identificar cada uno de ellos así como la etapa a la que pertenecen y de esta manera permitiendo elaborar un enrutado característico y que se acomodará lo más posible para evitar interferencias electromagnéticas, longitudes y anchos grandes de pistas.

Se enrutaron pistas de señales teniendo presente la necesidad de cancelación

de flujo magnético en las señales con alta interferencia de RF. Aunque se trató lo más posible de evitar muchos caminos en la cara Bottom del PCB fue necesario y del mismo modo plasmar pegados superficiales (footprints) de algunas capacitancias de desacople de fuentes de potencia.

En la figura 57 se muestra el diseño del PCB, y en la tabla 32 y 33 la distribución de los componentes de las etapas del sistema como circuitos integrados, conectores, *jumpers* y demás elementos.

Figura 57. PCB Diseñado.



Fuente: Autores del Proyecto.

Tabla 32. Distribución de circuitos integrados.

ELEMENTO	DESCRIPCIÓN	REFERENCIA
IC1	Amplificador Operacional	AD8610
IC2	Amplificador de Instrumentación	INA217
IC3	Amplificador Operacional	AD8610
IC4	Comparador	AD8611
IC5	Amplificador Operacional	AD8038
IC6	Mux 2:1	AD8170
IC7	Amplificador Operacional	AD8610
IC8	Amplificador Operacional	AD8610
IC9	Regulador a +5V	ADP667
IC10	Regulador a -5V	ADM660
IC11	Amplificador Operacional	AD8620
IC12	Mux 4:1	ADG604
IC13	Amplificador Operacional	AD8038
IC14	Amplificador Operacional	AD8620

Fuente: Autores del Proyecto.

Tabla 33. Distribución de Conectores

JUMPER/ELEMENTO	DESCRIPCIÓN
J1	Entrada de señal
J2	Entrada de señal
J3	Entrada de señal de sincronía.
J4	Control de Ganancia Variable
J6	Conector de Voltaje Batería DC +9V
J7	Salida DC

Fuente: Autores del Proyecto.

3.1.4 Metodologías de conexión a tierra. Teniendo en cuenta que el PCB que se diseño opera a frecuencias medias, se optó por aplicar la conexión a tierra multipunto, el cual minimiza la impedancia de tierra en el sistema de distribución de potencia del PCB desviando las corrientes de RF de los planos al chasis de tierra; la baja impedancia es proporcionada principalmente por la mínima inductancia característica de los planos de cobre grandes, a diferencia de las delgadas pistas de la conexión de tierra de único punto, la topología de tierra multipunto con planos de 0 V mantiene una referencia adecuada en el PCB, estas considerables áreas de metal conductor proporcionan una referencia adecuada a altas frecuencias, ofreciendo una inductancia parcial muy pequeña. Un plano de referencia se usa como la conexión de tierra para todos los circuitos asociados, de manera que las corrientes de retorno fluyen en el plano y no en las pistas.

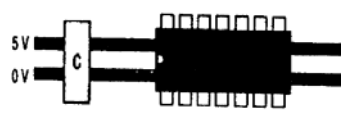
3.1.5 Desacople de fuentes de potencia. Debido a que los condensadores de desacople tienen un bajo incremento de impedancia a frecuencias altas, el ruido de alta frecuencia se desvía eficazmente de la red de distribución de potencia. Los condensadores de desacople son particularmente útiles para reducir los picos de sobre corriente propagados en el PCB. El desacople asegura la baja impedancia de la fuente de alimentación.

Para asegurar el correcto desempeño de los dispositivos utilizados además de evitar las fluctuaciones de la fuente de potencia, los condensadores de desacople que el fabricante recomienda han sido tenidos principalmente en cuenta y se ubicaron lo más cerca posible a los respectivos pines de alimentación. La mayoría de las capacitancias de desacople recomendadas son de 0,1 μF y 10 μF cerámicas y de tantalio respectivamente colocadas en paralelo. Para más detalle se aconseja referirse a los datasheets correspondientes.

En la figura 58 se observa la implementación que se uso en el PCB, en la ubicación de condensadores para componentes con pines de alimentación y tierra ubicados en un único y en diferentes lados del dispositivo, con longitudes

pequeñas de las pistas.

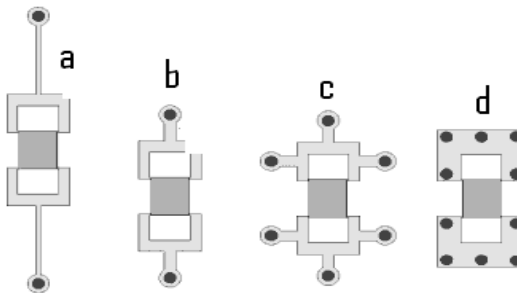
Figura 58. Ubicación de condensadores del desacople en PCB.



Fuente: KEITH ARMSTRONG C. Op. Cit.

Donde se requiere desempeños de alta frecuencia, la existencia de múltiples vías y pistas de poca longitud reduce la inductancia total de las interconexiones. La figura 59 muestra los cuatro formas de de conexión de los pads con las pistas o vías de las señales. La figura 59-a es una deficiente conexión por su pistas demasiado largas, la figura 59-b y c mejoran ya que las longitudes son mas cortas pero la figura 59-c es superior ya que tiene más puntos de conexiones a los planos. Usando un tamaño aumentado de los *pads* de montaje superficial SMT con múltiples pistas o vías de interconexiones a tierra o a alimentación como la figura 59-c y d se logra un mejoramiento en el desempeño de alta frecuencia. Si la vía esta ubicada dentro del *pad* como en la figura 59-d se logra un beneficio adicional, la mayoría de conexiones de capacitares de desacople elaborado en este PCB corresponde a conexiones como el observado en la figura 59-c.

Figura 59. Método de conexión de los *pads* en montaje superficial.



Fuente: KEITH ARMSTRONG C. Op. Cit.

3.1.6 Longitud de las pistas de transmisión. Una regla común para calcular la longitud de las pistas y mantener la integridad de la señal se basa en los

tiempos de caída y levantamiento de las señales. La máxima longitud de una línea de transmisión depende del tiempo de tránsito de los pulsos a lo largo de la ruta, el tiempo que el borde final de una señal necesita para alcanzar el extremo final de la pista no debe ser superior a la mitad del tiempo de levantamiento o caída. La velocidad de propagación de las señales en un PCB de topología superficial *micostrip* como el desarrollado, esta dada por:

$$V_p = \frac{1}{(3.335\sqrt{0.475\varepsilon_r + 0.67})} \text{ m/ns} \quad (\text{Ecuación A1})$$

La expresión para la máxima longitud de las pistas estará dada por:

$$l_{\max} = V_p * tr / 2 \quad (\text{Ecuación A2})$$

Donde *tr* son los tiempos de elevación o caída de la señal y *Vp* es la velocidad de propagación de la señal en las pistas.

3.1.7 Ancho de las pistas de transmisión. Un factor importante considerado en el diseño del la tarjeta de circuito impreso es el ancho de las pistas y su separación, especialmente para la red de distribución de potencia. El mínimo ancho de los conductores en la tarjeta debe ser determinado principalmente en base a la capacidad de transportar la corriente requerida por los dispositivos junto con un posible factor como lo es la máxima elevación permitida de temperatura. El aumento de temperatura permisible en los conductores esta definida como la diferencia entre la máxima temperatura ambiente en la cual el PCB será usado y la máxima temperatura segura de operación. La resistencia de las pistas permite calcular las pérdidas por efecto Joule en los conductores o pistas. Se puede así determinar la corriente eficaz máxima admisible en una pista de un PCB por medio de gráficos como el indicado en la figura 60, para un PCB de espesor total de 1,6 mm²⁹.

²⁹ KEITH ARMSTRONG C. Eng MIEE MIEEEM Design Techniques for EMC Part 5: PCB Design and Layout. www.emc-journal.co.uk, 2005.

Figura 60-a. Corriente vs. Sección Transversal.

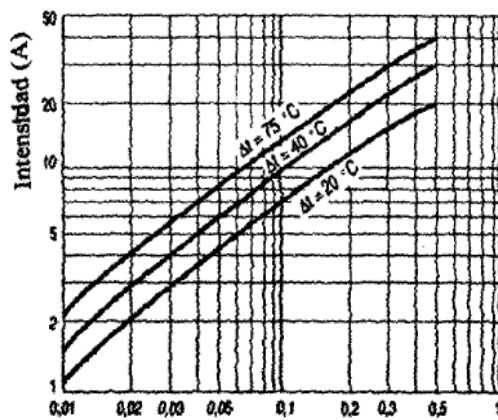
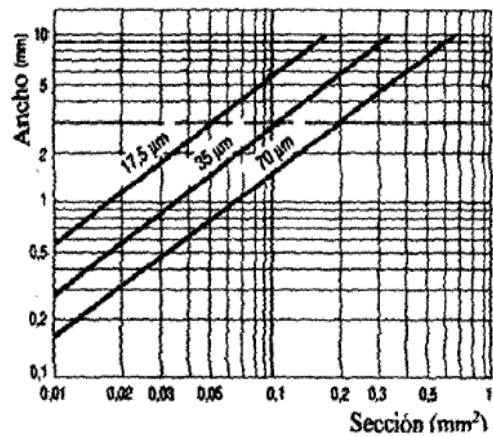


Figura 60-b. Ancho del conductor Vs. Sección transversal



Fuente: Generic Standard on Printed Board Design IPC-2221. Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuits, 2001

En la tarjeta desarrollada el mayor nivel de voltaje de alimentación es de 5 V; de acuerdo con la tabla 34 y sus valores correspondientes el PCB diseñado corresponde al Tipo B2 de conductores externos desnudos en el PCB y la mínima separación recomendada entre conductores es de 0,1 mm. Por consiguiente se ha establecido un mayor valor de separación entre pistas para asegurar un buen aislamiento eléctrico; con el fin de evitar el desprendimiento de las pistas en el momento de soldar los diferentes elementos de montaje superficial se tomo la decisión de incrementar el ancho de las pistas de señal a un valor de aproximadamente 0,4 mm y 0,6 mm para los caminos de potencia.

Teniendo en cuenta la separación de los pines de los dispositivos utilizados las pistas han sido acomodadas a sus diferentes espaciamientos incrementando su ancho a medida que se alejan del dispositivo. La separación del plano de referencia de tierra y las demás pistas es de 0,5mm.

Tabla 34. Espaciamiento entre conductores eléctricos

Voltage Between Conductors (DC or AC Peaks)	Minimum Spacing						
	Bare Board				Assembly		
	B1	B2	B3	B4	A5	A6	A7
0-15	0.05 mm	0.1 mm	0.1 mm	0.05 mm	0.13 mm	0.13 mm	0.13 mm
16-30	0.05 mm	0.1 mm	0.1 mm	0.05 mm	0.13 mm	0.25 mm	0.13 mm
31-50	0.1 mm	0.6 mm	0.6 mm	0.13 mm	0.13 mm	0.4 mm	0.13 mm
51-100	0.1 mm	0.6 mm	1.5 mm	0.13 mm	0.13 mm	0.5 mm	0.13 mm
101-150	0.2 mm	0.6 mm	3.2 mm	0.4 mm	0.4 mm	0.8 mm	0.4 mm
151-170	0.2 mm	1.25 mm	3.2 mm	0.4 mm	0.4 mm	0.8 mm	0.4 mm
171-250	0.2 mm	1.25 mm	6.4 mm	0.4 mm	0.4 mm	0.8 mm	0.4 mm
251-300	0.2 mm	1.25 mm	12.5 mm	0.4 mm	0.4 mm	0.8 mm	0.8 mm
301-500	0.25 mm	2.5 mm	12.5 mm	0.8 mm	0.8 mm	1.5 mm	0.8 mm
> 500 See para. 6.3 for calc.	0.0025 mm /volt	0.005 mm /volt	0.025 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt	0.00305 mm /volt

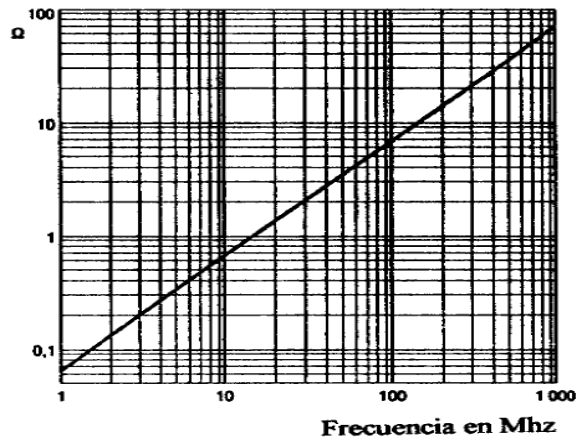
B1 - Internal Conductors
 B2 - External Conductors, uncoated, sea level to 3050 m
 B3 - External Conductors, uncoated, over 3050 m
 B4 - External Conductors, with permanent polymer coating (any elevation)
 A5 - External Conductors, with conformal coating over assembly (any elevation)
 A6 - External Component lead/termination, uncoated
 A7 - External Component lead termination, with conformal coating (any elevation)

Fuente: Generic Standard on Printed Board Design IPC-2221

3.1.8 Impedancia de las pistas por efecto inductivo. La impedancia de una pista de una PCB tiene una componente inductiva, que puede ser significativa a altas frecuencias. En una primera aproximación se puede admitir una inductancia de 10 nH/cm para cualquier pista. La impedancia viene dada por la expresión: $Z = 0,06.L.F$, donde L = Longitud total de la pista en centímetros, F= Frecuencia en MHz.

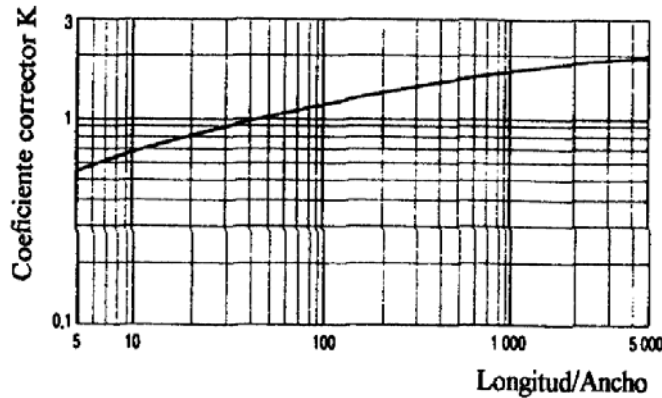
La figura 61 permite obtener la impedancia por efecto inductivo de 10 nH/cm. de pista en función de la frecuencia. Es suficiente multiplicar el valor resultante del gráfico por la longitud de la pista en cm. para determinar la Z total.

Figura 61. Impedancia por efecto inductivo de pista en función de la frecuencia.



Fuente: Generic Standard on Printed Board Design IPC-2221

Figura 62. Coeficiente corrector para el ancho de las pistas.



Fuente: Generic Standard on Printed Board Design IPC-2221.

Para un cálculo más preciso, se debe aplicar un coeficiente corrector que integra el ancho de las pistas obtenido de la figura 62. La impedancia viene dada entonces por $Z = L \cdot Z_i \cdot K$ donde L = longitud de la pista en cm. y Z_i = impedancia en unidad de 10 nH en función de la frecuencia, K = coeficiente corrector (Figura 62). En nuestro caso se debe aclarar que el rango de frecuencias en los cuales se trabajo esta dado en la banda de 10 kHz a 700 kHz las cuales son las especificadas por la fuente Howland de corriente.

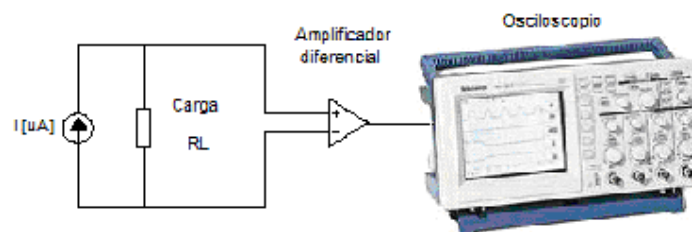
4. PRUEBAS Y CALIBRACIÓN DEL EQUIPO

En este capítulo se presentan las pruebas realizadas al bioimpedanciometro diseñado. Además, se muestra una discusión de los resultados obtenidos. Las pruebas y calibraciones del equipo se hicieron utilizando diferentes soluciones de NaCl al 0,9% disuelta en agua desmineralizada y apirógena que simulan las propiedades del tejido humano. El hecho que los tejidos se comporten como medios electrolíticos se debe a su alto contenido de agua y sales minerales.

4.1 PRUEBAS

4.1.1 Fuente de corriente Howland mejorada. Se hicieron pruebas a la nueva configuración de la fuente Howland mejorada. Se realizaron ensayos de carga fija a diferentes frecuencias de la señal de excitación. Los valores de las cargas seleccionadas se obtuvieron de tal manera que no excedieran el rango dinámico del DAQ. En la figura 63 se muestra la forma en que se realizaron las pruebas de carga fija y frecuencia variable para la medición de tensión.

Figura 63. Diagrama para la medición tensión-corriente.



Fuente: Autores del proyecto.

En la siguiente tabla se muestran los valores de tensión medidos, junto con su valor de incertidumbre, al realizar la prueba con una carga de 1 k Ω a las

frecuencias en las cuales trabaja la fuente howland.

Tabla 35. Prueba de carga fija 1 kHz y frecuencia variable.

Frecuencia (kHz)	Voltaje medido Vp[mV]	Corriente (uA)
10,000 ± 0,001	517, 18 ±15, 51	43, 10 ±1, 72
50,000 ± 0,001	517, 09 ±15, 51	43, 09 ±1, 72
100,000 ± 0,001	517, 00 ±15, 51	43, 08 ±1, 72
350,000 ± 0,001	514, 33 ±15, 42	42, 86 ±1, 71
500,000 ± 0,001	512, 58 ±15, 37	42, 72 ±1, 70
700,000 ± 0,001	510, 02 ±15, 30	42, 52 ±1, 70

Fuente: Autores del proyecto.

En las tablas 36 y 37 se muestran las pruebas para otras cargas y con estas tablas se comprueba que el comportamiento de la fuente de corriente howland se mantiene aproximadamente constante para diferentes frecuencias.

Tabla 36. Prueba de carga fija 10 kHz y frecuencia variable.

Frecuencia (kHz)	Voltaje medido Vp [V]	Corriente (uA)
10,000 ± 0,001	5, 17 ± 0, 15	43, 08 ±1, 72
50,000 ± 0,001	5, 17 ± 0, 15	43, 08 ±1, 72
100,000 ± 0,001	5, 17 ± 0, 15	43, 08 ±1, 72
350,000 ± 0,001	5, 15 ± 0, 15	42, 92 ±1, 71
500,000 ± 0,001	5, 14 ± 0, 15	42, 83 ±1, 71
700,000 ± 0,001	5, 12 ± 0, 15	42, 66 ±1, 70

Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 37. Prueba de carga fija 15 kHz y frecuencia variable

Frecuencia (kHz)	Voltaje medido Vp [V]	Corriente (uA)
10,000 ± 0,001	7, 75 ±0, 23	43, 05 ±1, 72
50,000 ± 0,001	7, 75 ±0, 23	43, 05 ±1, 72
100,000 ± 0,001	7, 74 ±0, 23	43, 00 ±1, 72
350,000 ± 0,001	7, 73 ±0, 23	42, 94 ±1, 28
500,000 ± 0,001	7, 70 ±0, 23	42, 77 ±1, 28
700,000 ± 0,001	7, 64 ±0, 22	42, 44 ±1, 27

Fuente: Autores del proyecto.

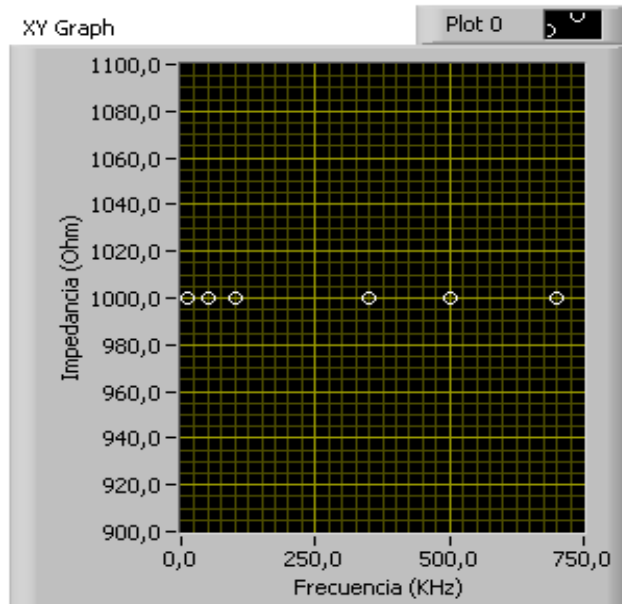
Debido a que el tejido tiene alta impedancia, no se han tomado cargas de bajos Ohms, por el contrario se trato de utilizar cargas que representaran la piel humana. En esta parte se debe enfatizar que al tomar muestras, el flujo de corriente que circulará por el tejido puede verse disminuida debido a las perdidas en los cables de los electrodos y por el mismo contacto de la piel con los electrodos. (Excelente la idea pero deben explicar mejor esto, al párrafo le falta fuerza argumentativa)

4.1.2 Pruebas del Software. La interfaz creada en Lab-view 7.1 permite de una forma sencilla obtener resultados de pruebas efectuadas al sistema mediante la tarjeta de adquisición (DAQ6008) de la empresa Nacional Instruments. Este software permite guiar al usuario de la manera más práctica y fácil posible en el manejo y la toma de datos; para mayor comprensión, en el manual del usuario se explica más detalladamente el procedimiento a realizar (ver anexo A).

Para lograr confirmar lo desarrollado en cuanto al software se refiere se han hecho unas pruebas que implican como carga una serie de resistencias y el arreglo de resistencias y capacitor concerniente al modelo circuital del tejido; las siguientes graficas muestran lo anteriormente nombrado. Para probar el

software escrito se hicieron algunas pruebas con cargas resistivas y con un modelo circuital de tejido humano.

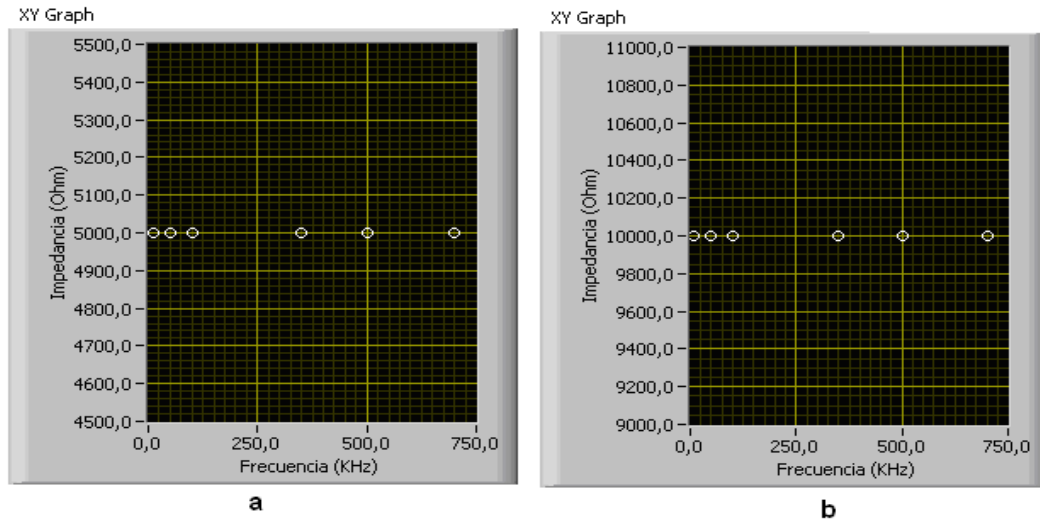
Figura 64. Prueba para una resistencia de 1 k Ω .



Fuente: Autores del proyecto.

El comportamiento de la fuente de corriente Howland para cargas resistivas es casi constante y esto se puede ver reflejado en las figuras 65a y 65b; donde se observa que las impedancias para las diferentes frecuencias se mantienen constantes.

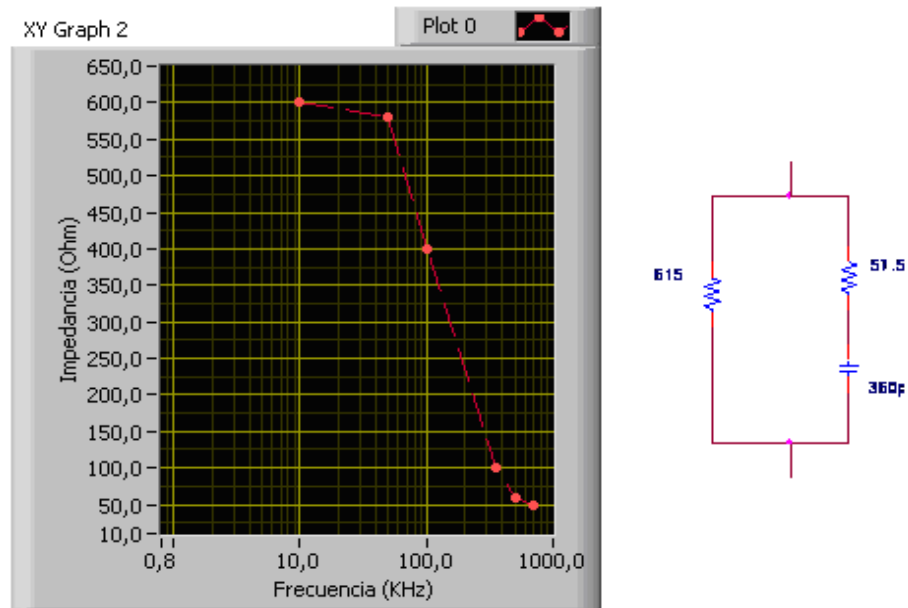
Figura 65. Prueba para una resistencia de 5 kΩ y 10 kΩ.



Fuente: Autores del proyecto.

El equivalente circuital se modela y simula para corroborar el perfecto funcionamiento del equipo en condiciones ideales, es decir, el sensado de tensión e inyección de corriente se efectúa en un mismo punto sin espaciado entre ellos; esto se ve en la siguiente figura.

Figura 66. Prueba para la configuración circuital del tejido.



Fuente: Autores del proyecto.

4.1.3 Pruebas de medición de fase introducida por el equipo. El desfase introducido por el equipo está determinado por el aporte de la fuente de corriente, la preamplificación, el filtrado pasa-bandas y la ganancia variable. Las pruebas se realizaron para varias cargas a diferentes frecuencias de excitación. En la tabla 38 se puede observar que el mayor desfase es de aproximadamente 16°, a una frecuencia de 700 kHz, el cual concuerda con la simulación presentada en el capítulo 2.

Tabla 38. Resultados de las pruebas de medición de desfase introducido por el bioimpedanciometro.

$R_L (\Omega)$	FRECUENCIAS (kHz)					
	10	50	100	350	500	700
500	0	0	0	5,32	8,43	15,45
850	0	0	0	5,42	8,86	15,63
1000	0	0	0	5,55	8,92	15,71
5000	0	0	0	5,74	8,15	15,98
10000	0	0	0	5,85	8,33	15,25

Fuente: Autores del proyecto.

4.2 PROCEDIMIENTO DE CALIBRACIÓN

El proceso de calibración consiste en comparar los resultados de una medición con un valor estándar³⁰. En el caso de la calibración de equipos de medición de resistividad o conductividad eléctrica se pueden utilizar solución salina, polvo de PVC (Polyvinyl Vinychnon Chloride), polvo de aluminio, TX-150 o superstuff (material compuesto de acrylamida y de NN'-metileno bis-acrimalida, para una solución de gel del 7%). Todos estos productos, excepto la solución salina, son tóxicos, produciendo gases nocivos en su manipulación. Es por ello que se procedió a efectuar la calibración utilizando la solución salina al 0,9%

³⁰ FERRERO A. SLICONE S. "Measurement Uncertainty". *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine* Vol. 9, No 3,, June 2006. pp 41-51.

disuelta en agua apirógena y desmineralizada con el fin de obtener diferentes concentraciones, y por ende, diferentes conductividades. La concentración para cada una de las soluciones se obtuvo de tal forma que sus resistividades estuvieran distribuidas en el rango de medición del equipo (1,9-20 Ω -m). La conductividad para cada una de las soluciones se midió con el conductivímetro elaborado como trabajo de pregrado por Samuel Jaimes y Juan Pablo Valencia³¹.

Para el caso de la medición en soluciones salinas, el conductivímetro utiliza el método de **Van der Pauw**, preferido en situaciones donde se requiere de mayor precisión. La técnica de **Van der Pauw** ha sido estudiada con muy buenos resultados, y se puede usar como estándar primario para la calibración de equipos de medición de resistividad eléctrica³².

Para cada una de las soluciones se efectuó un barrido en las frecuencias de operación (10 kHz, 50 kHz, 100 kHz, 350 kHz, 500 kHz, 700 kHz) obteniendo un nivel de voltaje DC a la salida del detector, es decir, después del filtrado pasa-bajas. Este nivel de DC, como se explicó en el capítulo 2, es proporcional a la parte real de la impedancia eléctrica. Estas pruebas se realizaron con agua apirógena.

Las conductividades medidas para diferentes concentraciones se presentan en la tabla 39. En esta tabla se puede observar que a medida que aumenta la concentración de cloruro de sodio la conductividad aumenta, como reportan Jaimes et al³³.

³¹ Jaimes Samuel, Valencia Juan P. DISEÑO DE UN MEDIDOR DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA DE SOLUCIONES SALINAS, HACIENDO USO DE UNA CELDA DE CONDUCTANCIA CALCULABLE, PARA LA CALIBRACIÓN DE UNA SONDA TETRAPOLAR UTILIZADA EN LA MEDICIÓN DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA EN TEJIDO HUMANO.

³² Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999. cap 43, p. 9

³³ OpCit. Jaimes Samuel, Valencia Juan P

Tabla 39. Conductividades medidas en las concentraciones de solución salina.

SOLUCION (ml de NaCl al 0,9%)	CONDUCTIVIDAD [μS/cm]
3,50 \pm 0,10	553,61 \pm 1,54
7,00 \pm 0,10	1120,00 \pm 0,66
14,00 \pm 0,10	2004,00 \pm 0,99
22,00 \pm 0,10	2944,00 \pm 1,38
32,00 \pm 0,10	4160,10 \pm 1,03
39,00 \pm 0,10	5024,10 \pm 1,20

Fuente: Autores del proyecto.

Con el fin de obtener mejores resultados en la medición y posterior calibración, el detector sincrónico se ajusta a tres niveles de ganancia variable, que determinan las diferentes concentraciones a medir; los rangos están especificados según la concentración de la solución de la siguiente manera:

Tabla 40. Niveles de conductividad asociadas para las diferentes ganancias.

Rango de Conductividad (μS/cm)	Rango de resistividad [Ω m]	#	Valor total de la Ganancia
500 – 1208	8,3 – 20,0	1	390
1209 – 2944	3,4 – 8,3	2	780
2945 – 5200	1,9 – 3,4	3	1560

Fuente: Autores del proyecto.

Se debe aclarar que la división por rangos se hace para adquirir medidas óptimas. Esto quiere decir que aunque con la ganancia 1 se pueden obtener medidas en todo el rango (de 0,5 Ω -m a 20 Ω -m) los valores óptimos de medición se obtienen en el rango dado en la tabla 40.

El valor de voltaje para cada una de las ganancias y las diferentes

concentraciones es presentado en la tabla 41.

Tabla 41. Relación voltajes DC (V) vs. Conductividad para el barrido de frecuencia.

Ganancia	Conductividad ($\mu\text{S}/\text{cm}$)	Frecuencias (kHz)					
		10	50	100	350	500	700
1	518,41	4,255	4,255	3,874	3,827	3,783	3,739
	838,43	3,512	3,392	3,035	2,991	2,861	2,730
	1208,00	2,483	2,485	2,412	2,393	2,230	2,067
2	1800,00	4,255	4,255	4,255	4,255	3,853	3,438
	2416,00	3,213	3,214	3,140	3,129	2,899	2,669
	2944,00	1,965	1,966	1,927	1,921	1,778	1,655
3	3456,00	4,245	4,246	4,246	4,246	4,067	3,881
	3824,00	4,208	4,203	4,087	4,072	3,797	3,522
	4192,00	3,490	3,489	3,395	3,384	3,185	2,986
	4640,10	2,983	2,983	2,927	2,919	2,742	2,564
	5088,10	2,685	2,690	2,653	2,647	2,492	2,336

Fuente: Autores del proyecto.

Con estos valores se podría decir que no se está utilizando todo el rango dinámico del equipo que va desde 1 a 5 V, pero no es así, ya que se utiliza tres niveles de ganancia para la división de las medidas, y de acuerdo a esto, se puede obtener una mejor resolución en la toma de datos para cada uno de los niveles sin tener que limitar el alcance del equipo.

Con los datos de la tabla 41 se obtuvieron los polinomios de calibración de primer orden mediante el comando *polyfit* de MATLAB. Se escribió una pequeña rutina para tal fin y se obtuvieron los polinomios presentados en la tabla 42.

Tabla 42. Funciones de calibración obtenidas para cada una de las frecuencias de trabajo.

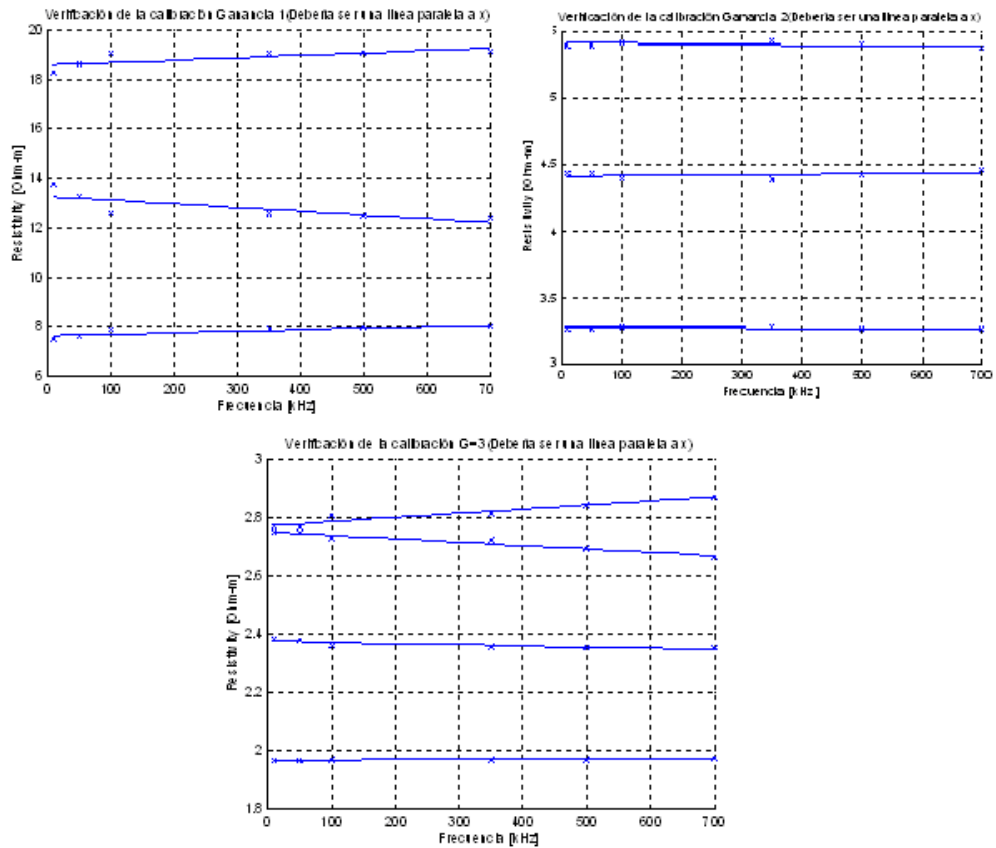
Ganancia	Regresión lineal
1	$\rho1[\Omega.m] = 6.0489 * V[v] - 7.5022$
	$\rho2[\Omega.m] = 6.2026 * V[v] - 7.7832$
	$\rho3[\Omega.m] = 7.6017 * V[v] - 10.4534$
	$\rho4[\Omega.m] = 7.7511 * V[v] - 10.6333$
	$\rho5[\Omega.m] = 7.1561 * V[v] - 8.0029$
	$\rho6[\Omega.m] = 6.6443 * V[v] - 5.7402$
2	$\rho1[\Omega.m] = 0.9314 * V[v] + 1.4352$
	$\rho2[\Omega.m] = 0.9317 * V[v] + 1.4336$
	$\rho3[\Omega.m] = 0.9227 * V[v] + 1.4966$
	$\rho4[\Omega.m] = 0.9212 * V[v] + 1.5066$
	$\rho5[\Omega.m] = 1.0295 * V[v] + 1.4367$
	$\rho6[\Omega.m] = 1.1860 * V[v] + 1.2952$
3	$\rho1[\Omega.m] = 0.5139 * V[v] + 0.5855$
	$\rho2[\Omega.m] = 0.5166 * V[v] + 0.5758$
	$\rho3[\Omega.m] = 0.5268 * V[v] + 0.5708$
	$\rho4[\Omega.m] = 0.5275 * V[v] + 0.5727$
	$\rho5[\Omega.m] = 0.5543 * V[v] + 0.5883$
	$\rho6[\Omega.m] = 0.5807 * V[v] + 0.6174$

Fuente: Autores del proyecto.

Con los polinomios obtenidos de la regresión lineal se verifica el escaso margen de diferencia que existen entre cada uno de ellos para las diferentes frecuencias y ganancias como lo son los valores de pendiente y cortes con el eje de la resistividad.

En la figura 67 y 68 se muestran las gráficas de las funciones de calibración para cada uno de los niveles de operación, graficadas en el rango de tensión de medición del equipo.

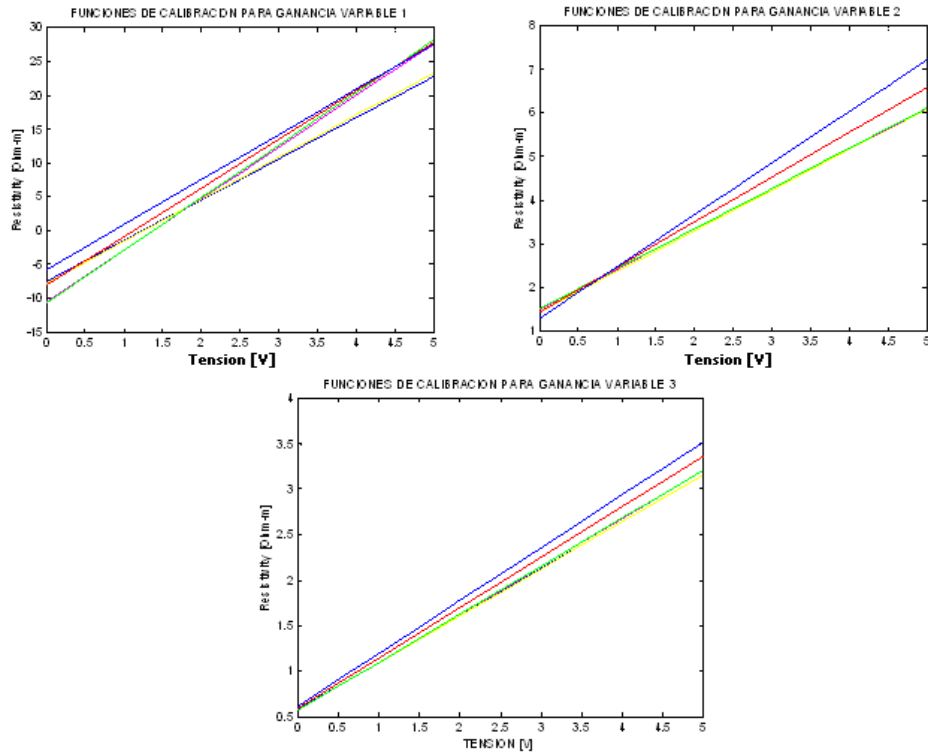
Figura 67. Verificación de la calibración para las diferentes ganancias.



Fuente: Autores del proyecto

Con estas gráficas se concluye que las pendientes para cada una de las concentraciones a diferentes frecuencias se ajustan a un valor aproximado a cero siendo casi paralelas entre si. Aunque existen unas leves variaciones en las pendientes, se puede decir que la calibración es aproximada al comportamiento ideal (paralelas al eje de frecuencia) de las soluciones salinas dentro del rango de frecuencias utilizado.

Figura 68. Funciones de calibración para los diferentes rangos.



Fuente: Autores del proyecto

En la figura 68 se muestran las simulaciones de los polinomios obtenidos de la calibración para cada uno de los niveles de ganancia. En ellas se observa que la diferencia de pendientes como de cortes con eje de la resistividad en cada uno de los polinomios es mínima comparada entre ellas como se mencionó previamente.

La calibración de la sonda se puede hacer para cada uno de los rangos o se puede hacer una calibración general que abarcaría todo el rango de medición del equipo. Sin embargo, como se muestra más adelante, las funciones de calibración por rango permiten obtener una mayor exactitud que las de todo el rango.

Los polinomios de calibración de primer orden obtenidos para la calibración general, como la verificación de la calibración se presentan en la tabla 43 y las

figuras 69 y 70.

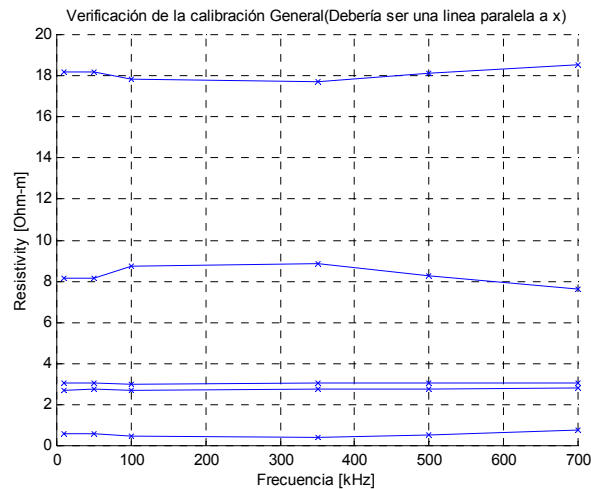
Tabla 43. Funciones de la calibración general.

Frecuencias[kHz]	Regresión lineal
10,000 ± 0,001	$\rho_1[\Omega.m] = 4.7286 * V[v] - 1.9181$
50,000 ± 0,001	$\rho_2[\Omega.m] = 4.7294 * V[v] - 1.9215$
100,000 ± 0,001	$\rho_3[\Omega.m] = 5.1861 * V[v] - 2.2899$
350,000 ± 0,001	$\rho_4[\Omega.m] = 5.2284 * V[v] - 2.2887$
500,000 ± 0,001	$\rho_5[\Omega.m] = 5.3215 * V[v] - 1.9999$
700,000 ± 0,001	$\rho_6[\Omega.m] = 5.3967 * V[v] - 1.6716$

Fuente: Autores del proyecto

Con estas ecuaciones se puede ver que la calibración general se comporta de una manera similar a la calibración por ganancias aunque es mas precisa ésta última.

Figura 69. Verificación de la calibración general.

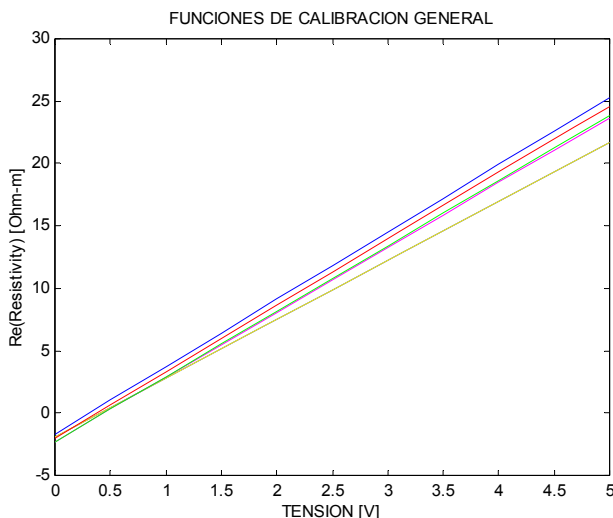


Fuente: Autores del proyecto

Con las figuras 69 y 70, se fortalece la idea de una correcta calibración general para su posterior ajuste dentro de todo el rango de resolución del equipo de

medida.

Figura 70. Funciones de calibración general.



Fuente: Autores del proyecto

Con las figuras anteriores se puede validar el uso de esta calibración ya que su comportamiento es bueno y comprende todo el rango dinámico del equipo. La uniformidad de las calibraciones en toda la escala de resistividades así como sus polinomios muestran valores coherentes al igual que el ajuste por ganancias; señalando al mismo tiempo que su error de aproximación es poco mayor que la calibración por niveles descrita anteriormente.

4.3 ESTIMACIÓN DEL ERROR DE MEDICIÓN

Para tratar de una manera crítica los valores medidos y obtener conclusiones provechosas de ellos, es necesario valorar el error asociado a la magnitud en cuestión durante el proceso de medición.

En las medidas que se obtuvieron con el conductímetro se puede considerar un grado de incertidumbre relacionado en la tabla 44. Estas pruebas se realizaron con agua desmineralizada del laboratorio de química de la UIS.

Tabla 44. Incertidumbre de medidas por el conductivimetro.

Concentración NaCl 0,9% (ml)	Conductividad (μS/cm)	Porcentaje Incertidumbre (%)
3,5 \pm 0,1	518,4 \pm 8,0	\pm 1,5
5,0 \pm 0,1	838,4 \pm 19,2	\pm 2,3
7,0 \pm 0,1	1208,0 \pm 8,0	\pm 0,7
10,0 \pm 0,1	1800,0 \pm 16,0	\pm 0,9
14,0 \pm 0,1	2416,0 \pm 24,0	\pm 1,0
18,0 \pm 0,1	2944,0 \pm 32,0	\pm 1,1
22,0 \pm 0,1	3456,0 \pm 48,0	\pm 1,4
25,0 \pm 0,1	3824,0 \pm 24,0	\pm 0,6
28,0 \pm 0,1	4192,0 \pm 32,0	\pm 0,8
32,0 \pm 0,1	4640,1 \pm 48,0	\pm 1,0
36,0 \pm 0,1	5088,1 \pm 32,0	\pm 0,6
39,0 \pm 0,1	5344,1 \pm 64,0	\pm 1,2

Fuente: Autores del proyecto

La anterior tabla muestra los diferentes niveles de concentración en mililitros de NaCl al 0,9% y su respectivo valor de conductividad indicando en ella también el valor de incertidumbre que hay sobre éstas medidas para su posterior uso en el cálculo de errores. La variación en la lectura de conductividades es desigual en el momento de su inicialización, pero a medida que se estabiliza el sistema esta medida tiende a mantenerse dentro de límites cercanos al valor más estático, esta es la razón por la cual aparece en las medidas un porcentaje de incertidumbre.

Para medir el error entre el equipo (bioimpedanciometro) y el resultado del conductivimetro se utilizan los polinomios de calibración dados, los cuales permiten obtener para cada rango de concentraciones la conductividad medida por el dispositivo.

Tabla 45. Relación medidas conductividad

Conductividad ($\mu\text{S/cm}$) Conductivimetro	Conductividad ($\mu\text{S/cm}$) Bioimpedanciometro	Error
838,43	780,17	6,95%
2416,00	2262,33	6,36%
4192,00	4215,00	0,55%
5380,10	5404,67	0,46%

Fuente: Autores del proyecto.

Así mismo se puede encontrar un valor de conductividad del equipo según los polinomios de calibración generales, para esto se hace el mismo procedimiento que el anterior, pero utilizando los mismos polinomios para todo el rango de valores obtenidos.

Tabla 46. Relación medidas conductividad

Conductividad ($\mu\text{S/cm}$) Conductivimetro	Conductividad ($\mu\text{S/cm}$) Bioimpedanciometro	Error
838,43	733,83	12,48%
2416,00	1747,67	27,66%
4192,00	4595,33	9,62%

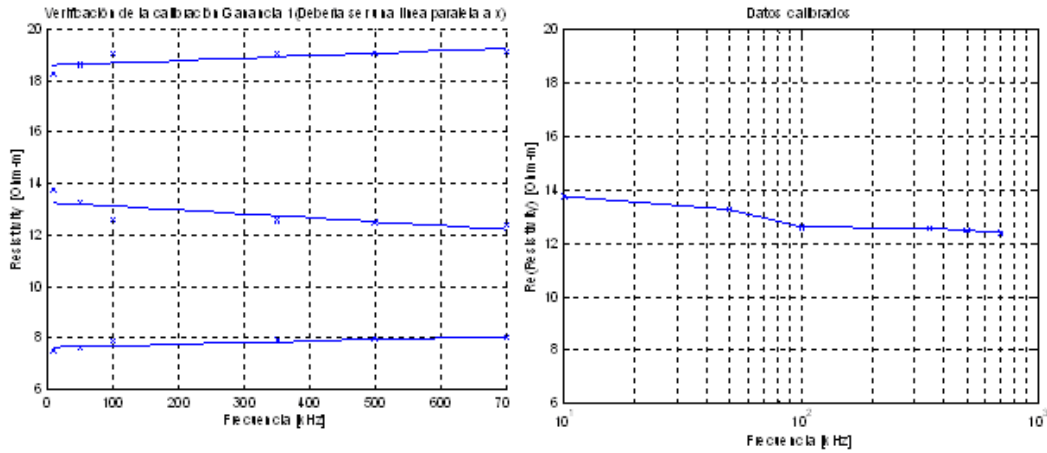
Fuente: Autores del proyecto.

Con esta tabla se corrobora que el porcentaje de error en la toma de medidas con calibración general es mayor que si se tomasen con la calibración por ganancias, demostrando lo esperado anteriormente.

4.4 VERIFICACIÓN DE LA CALIBRACIÓN

Para comprobar la correcta calibración, se tomaron pruebas en diferentes concentraciones de NaCl 0,9% para cada una de las ganancias.

Figura 71. Pruebas para la verificación de la calibración al rango de ganancia 1.

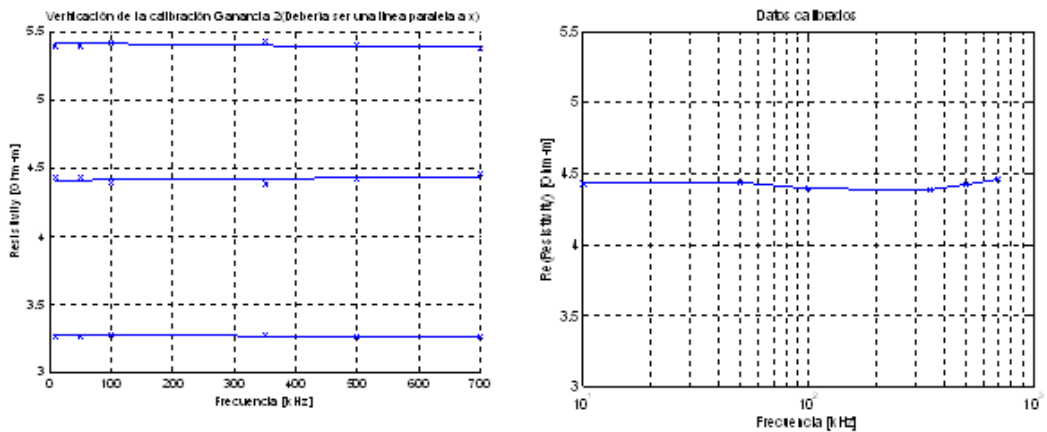


Fuente: Autores del proyecto.

En la figura 71 se puede observar que el comportamiento de la resistividad se comporta casi constante a diferentes frecuencias. Esto se debe a que la solución salina es un medio electrolítico que se tiene comportamiento sólo resistivo hasta los 40 MHz.

Con esto se puede obtener un porcentaje de error medio entre el valor medido y el valor esperado por la calibración, este error es de 7,6472%.

Figura 72. Pruebas para la verificación de la calibración al rango de ganancia 2.

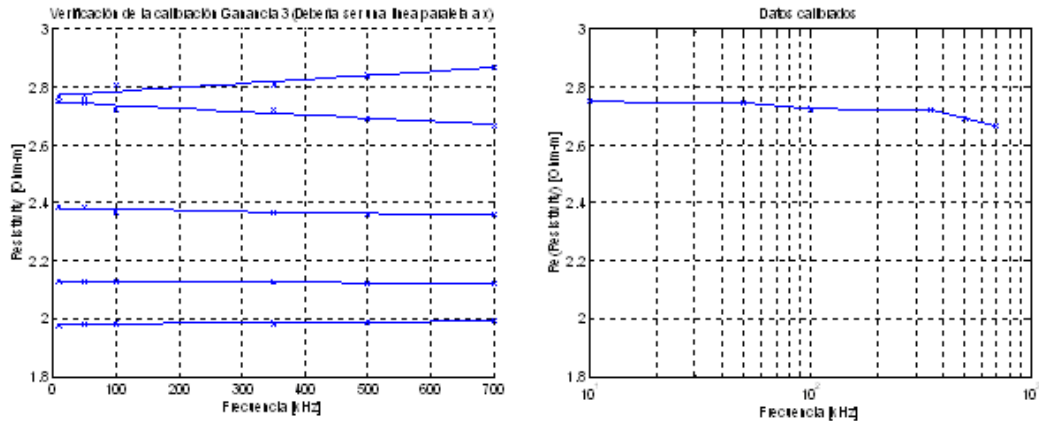


Fuente: Autores del proyecto.

En la ganancia 2 se observa un comportamiento muy parecido al de la

ganancia 1 y el porcentaje de error medio tomado entre el valor medido y el esperado es igual a 6,8266%.

Figura 73. Pruebas para la verificación de la calibración al rango de ganancia 3.



Fuente: Autores del proyecto.

Los resultados con la ganancia 3 no son muy dispares a los de las otras ganancias, teniendo un error medio entre el valor medido y el esperado igual a 3,9109%.

El escaso porcentaje de error de las medidas hechas se debe a la buena calibración del equipo de medida y con ello se comprueba su correcto funcionamiento.

4.5 MEDICIONES EN PIEL IN-VIVO

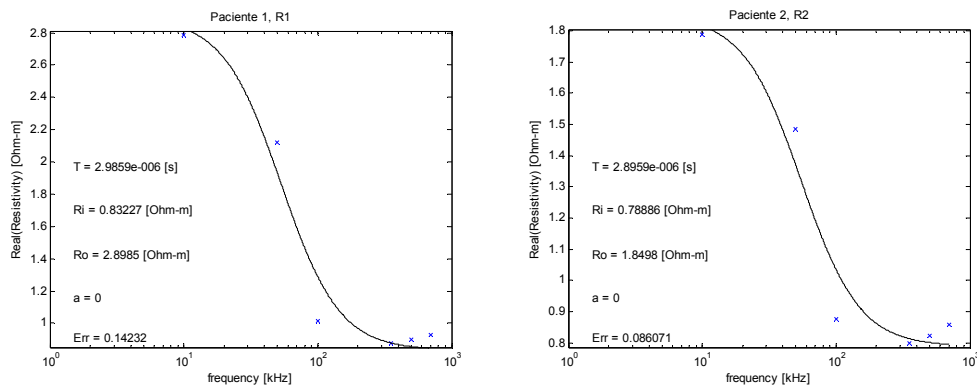
Se realizaron varias mediciones en piel siguiendo el procedimiento:

- Se realiza una limpieza tanto de la piel en donde se toma la medida como en la sonda de medición.
- Se ubica la sonda de medición en donde se va a tomar la medida, para ello se debe mantener una presión constante sobre el tejido para el perfecto contacto de los electrodos con la piel.

- Después de realizar los pasos anteriores se procede a tomar las medidas utilizando el programa en Labview para su posible visualización, registro y análisis.

En la figura 74, se puede observar la parte real del espectro de impedancia eléctrica medido con el bioimpedanciometro diseñado, y los parámetros del modelo de Cole-Cole obtenidos con el algoritmo propuesto por [MIRANDA]. Las medidas para el paciente 1 fueron tomadas en el brazo, y para el paciente 2 en el abdomen. Estas curvas sugieren que los datos obtenidos con el bioimpedanciometro pueden ser ajustados al modelo de Cole-Cole con un error cuadrático medio menor de 0,14.

Figura 74. Parte real del espectro para medidas en piel (brazo y abdomen).



Fuente: Autores del proyecto.

4.5.1 Modelo Cole-Cole. El modelo Cole-Cole [COLE_41], es un modelo teórico-experimental que de una manera correcta describe el comportamiento del espectro de impedancia eléctrica en la zona de dispersión β .

Los parámetros del modelo Cole-Cole son:

La resisitividad a frecuencias altas (ρ_{∞}), la resisitividad a frecuencias bajas (ρ_0), el periodo característico (τ) y un parámetro que depende de la

heterogeneidad del medio llamado parámetro de dispersión (α), reflejados en su ecuación característica:

$$\rho(j\omega) = \rho_\infty + \frac{\rho_0 - \rho_\infty}{1 + (j\omega\tau)^{1-\alpha}}$$

Donde $\rho_\infty = \rho_0(1 - m)$ y m es el límite de polarizabilidad.

5. CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES

Un bloque importante en la implementación y ajuste del bioimpedanciometro es la fuente de corriente, la cual debe operar a una amplitud constante dentro del rango de frecuencias de trabajo, en este caso por la zona de dispersión β . Es de importancia destacar el comportamiento de dicha fuente en el momento de hacer el acople del sistema a las muestras. A altas frecuencias el nivel de amplitud de la corriente, para impedancias altas, se ve disminuido debido a la potencia finita suministrada por la fuente, esto se debe principalmente a la presencia de capacitancias, e inductancias, parásitas que consumirán parte de la corriente suministrada por la fuente, haciendo que la corriente que debe circular por la carga disminuya. Lo anterior es equivalente a decir que la potencia requerida por el equivalente entre la carga y las capacitancias e inductancias parásitas es mayor que la que puede suministrar la fuente, por ello el voltaje disminuye.

Al momento de acoplar instrumentos de medida a un sistema que maneja corrientes muy pequeñas (μA), la impedancia de entrada de este instrumento provoca caídas significantes de tensión y corriente, por lo cual se debe tener cuidado al tomar las medidas respectivas.

El diseño de la configuración Howland mejorada consta de una impedancia alta a la salida (teóricamente infinito, como se muestra en el capítulo 2) que en la práctica se ve limitado por el voltaje de alimentación finito del amplificador operacional que conforma dicha fuente, el acople con la impedancia característica de la muestra y las pérdidas debidas a capacitancias e inductancias parásitas. Con el fin de mejorar los resultados se sugiere tener en cuenta el nivel de potencia que va a manejar la fuente.

En cuanto al diseño del detector sincrónico, se logró un desfase mínimo (recuérdese que éste es introducido los diferentes elementos constituyentes) y

un comportamiento apropiado en cuanto a la respuesta ante una señal ruidosa de entrada. Se debe tener cuidado en el diseño de la etapa de preamplificación dado que el flujo de corriente que ingresa por esta etapa produce una pequeña disminución en la amplitud de la corriente suministrada por la fuente Howland (esto se puede sumar a las pérdidas de las que se comentó anteriormente).

Un parámetro de gran importancia en el diseño de los filtros activos es el tiempo de respuesta de los mismos, además de su respuesta impulsional. Por ejemplo, una respuesta subamortiguada en un filtro de segundo orden conducirá a errores en la medición. En el diseño realizado se optimizaron los tiempos de respuesta de los filtros a 20 ms, con característica críticamente amortiguada.

El arreglo de electrodos empleado en la sonda ha sido diseñado bajo la suposición que éstos sean del tamaño apropiado, es decir, ni muy pequeños que aumente la interfaz electrodo-electrolito, ni muy grandes que la corriente aplicada circule por fuera del tejido epithelial. Una mayor área en los electrodos, aumenta el contacto con la piel y por ende hacen que disminuyan los efectos asociados con la interfaz electrodo electrolito.

Cabe señalar que en el tejido existen factores que hacen visible las pérdidas en los niveles de flujo de corriente, entre ellos los tejidos adiposos y los óseos.

Para los usos que implican medidas en el cuerpo, los electrodos de cloruro de plata no son convenientes debido a la toxicidad asociada a éstos, mientras que los metales nobles, tales como oro o el platino, son de uso frecuente para estas mediciones.

El problema principal de los electrodos usados en medidas de bioimpedancia se asocia a la alta impedancia de los mismos electrodos, y también el contacto de la superficie del electrodo-cuerpo (generalmente piel). Por esta razón se

utilizo la técnica de la configuración de electrodos tetrapolares que minimizan este inconveniente. Los artículos consultados sugieren el uso de electrodos de oro para minimizar los problemas asociados con la medición de la impedancia eléctrica en tejido humano.

En el diseño de la sonda de medición se debe tener mucho cuidado. La primera opción en nuestra toma de datos se hizo utilizando la sonda de medición elaborada por Julio Cibel y Gretty Aponte³⁴. Esta sonda se utilizó como punto de partida para la elaboración de una nueva sonda de medición³⁵, que contará con las especificaciones apropiadas para la medición de la impedancia eléctrica:

- Utilización de cable coaxial especial (1,5 mm de diámetro aproximadamente), similar al empleado en la sonda del Profesor Brown de Sheffield, UK.
- Mínima disminución en el diámetro de los electrodos.
- Minimización en la separación entre electrodos.
- Riguroso aplanamiento y pulimento del área de contacto de los electrodos.

La nueva sonda de medición nos permitió obtener mejores resultados, respecto a los encontrados con la sonda anterior. Hechas las modificaciones y utilizando la nueva sonda de medición se logró mejorar el desempeño y por consiguiente comprobar que el flujo de corriente en el tejido se incrementa. Cabe anotar que la sonda utilizada por Cibel et al, presenta marcadas pérdidas de corriente a

³⁴ Cibel Julio, Aponte Gretty. MEDICIÓN DE ESPECTRO DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA EN TEJIDO CERVICOUTERINO SANO Y DISPLÁSICO IN-VITRO. SEGUNDA FASE, 2006, UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER.

³⁵ Dado que el diseño de la sonda no era objetivo de este trabajo de grado, nos valimos de los resultados preliminares de un estudio de Tanatocronodiagnóstico que se está realizando en nuestro grupo de investigación, CIMBIOS, por parte de la estudiante de Ingeniería Electrónica Yeny Jara y la estudiante de Física Johanna Célis.

altas frecuencias debida principalmente a los cables de conexión utilizados.

En cuanto a la calibración del equipo, se utilizaron diferentes soluciones electrolíticas (agua desmineralizada y solución salina). Estas soluciones reflejan el comportamiento eléctrico de los tejidos a baja frecuencia (alto porcentaje de agua mas sales minerales). En el capítulo de pruebas se hace referencia a los dos tipos de calibración, calibración por rangos y calibración general, que permite ajustar muestras según los requerimientos y necesidades que el usuario tenga. El equipo diseñado cuenta con la capacidad de ajustar medidas dentro de un rango de conductividades eléctricas comprendido entre $500 \mu\text{S}/\text{cm}$ y aproximadamente $5200 \mu\text{S}/\text{cm}$, es decir, entre $2[\Omega\text{-m}]$ y $20 [\Omega\text{-m}]$.

El manejo de señales de bajo orden de amplitud hace que éstas sean vulnerables a las interferencias y al ruido. Una celda de Faraday es una buena técnica para brindar un buen blindaje al equipo en general. Por lo anterior se hizo un recubrimiento conductor (simulando una celda de Faraday) al chasis del bioimpedanciometro utilizando papel aluminio. Además, en el diseño del PCB se tuvieron en cuenta las siguientes recomendaciones:

- Emplear mínima anchura en las pistas, con el fin de minimizar pérdidas por efecto Joule.
- Utilizar condensadores de desacople en las fuentes de alimentación.
- Máximo espaciamiento posible entre pistas conductoras.
- Acortar las longitudes de las pistas para reducir efectos inductivos.
- Emplear redundancia en planos de tierra.
- Emplear ángulos de 45° en el enrutado de las pistas.

- Elaboración de la tarjeta (detector sincrónico) en fibra de vidrio que permite mayor inmunidad al ruido e interferencias.

Dado que la fuente de [CUBIDES], utilizada como base en este trabajo, trabaja sólo con seis frecuencias, se sugiere sea modificada la fuente de excitación de tal manera que permita hacer medidas con un mayor número de frecuencias para la señal sinusoidal de excitación.

BIBLIOGRAFIA

[ACKMANN_84] ACKMANN J, SEITZ M “*Methods of complex impedance measurements in biologic tissue*”. *Critical Review in Biomedical Engeneering*, Vol. 11, 1984. pp 281-311.

[ALEMÁN_05] ALEMÁN B, PÁEZ B. Modelado y simulación de propiedades eléctricas de tejido epitelial estratificado sano. Trabajo de grado para optar el título de Ing. Electrónico. Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Bioingeniería. Bucaramanga, 2005.

[BOURNE_01] J.R. Bourne (ed.), B. Rigaud, J.-P. Morucci, N. Chauveau, "Bioelectrical Impedance Techniques in Medicine", *Critical Reviews in Biomedical Engineering*, 24(4-6), pp. 323-351, 1996.

[BROWN1] BROWN, B.H *et al. Relation between tissue structure and imposed electrical current flow in cervical neoplasia*. UK: *Lancet*, 2000. p. 892–895.

[BROWN_98] BROWN B, TIDY J, BOSTON K, DBLACKETT A, SHARP F. “*Tetrapolar measurement of cervical tissue structure using impedance spectroscopy*”. *Proceedings of the 20th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, Vol 20 No 6. 1998, 2886-2889.

[COLE_41] COLE K, COLE R. “*Dispersion and Absorption in Dielectrics*”. *Journal of Chemical Physics*. Vol. 9. pp 341-351. Abril de 1941.

[CRILE] CRILE G W, HOSMER H R and Rowland A. F 1922. The electrical conductivity of animal tissues under normal and pathological conditions *Am. J. Physiol.* **60** 59–106

[CUBIDES_01] CUBIDES, Astrid y MIELES, Fidel. Diseño de una fuente de corriente senoidal y de pulsos bifásicos para medición de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano. Bucaramanga, 2006. Trabajo de pregrado en Ingeniería Electrónica. Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas.

[GABRIEL1_96] GABRIEL C, GABRIEL S, CORTHOUT E. “*The dielectric properties of biological tissues: I. Literature survey*”. UK: *Phys. Med. Biol.* Vol 41, pp 2231-3349, 1996.

[GABRIEL2_96] GABRIEL S, LAU R, GABRIEL C. “*The dielectric properties of biological tissues: II. Measurements in the frequency range 10Hz to 20GHz*”. UK: *Phys. Med. Biol.* Vol 41, pp 2251-2269, 1996.

[GABRIEL3_96] GABRIEL S, LAU R, GABRIEL C. “*The dielectric properties of biological tissues: III. Parametric models for the dielectric spectrum of tissues*”. UK: *Phys. Med. Biol.* Vol 41. pp 2271-2293, 1996.

[GARCIA_01] GARCÍA, Cristihan y VARGAS, Juan Carlos. *Diseño y montaje de un sistema de adquisición de Señales de voltaje para la medida de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano*. Bucaramanga, 2005, p. Trabajo de grado (Ing. Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Bioingeniería.

[GEDDES] GEDDES L A and BAKER L E 1967. The specific resistance of biological material—A compendium of data for the biomedical engineer and physiologist *Med. Biol. Eng.* **5** 271–93

[GONZALEZ_01] GONZALEZ, C. “Endoscopic measurement of electric impedance spectra and their dependence on tissue properties in Barrett’s Oesophagus”. Sheffield, UK, 2001, 200p. Tesis doctoral. University of Sheffield.

Department of Medical Physics and Clinical Engineering.

HORENSTEIN, Mark N. Circuitos y Dispositivos Microelectrónicos. Segunda Ed. Boston University.

[IVORRA_05] IVORRA A, J. Aguiló, J. Millán, "Design considerations for optimum impedance probes with planar electrodes for bioimpedance measurements", Proceedings of 24th International Semiconductor Conference, Sinaia (Romany), vol. 1, 269-272, October 9-13, 2001.

[BOURNE_02] BOURNE J.R. (ed.), RIGAUD B., MORUCCI J.-P., CHAUVEAU N., "Bioelectrical Impedance Techniques in Medicine", Critical Reviews in Biomedical Engineering, 24(4-6), pp. 323-351, 1996.

[KESTER_99] KESTER W, BRYANT J. "*Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning*". Chapter 3. *Amplifiers for signal conditioning. Analog Devices. 1999.*

[NEBUYA_99] NEBUYA S, BROWN B.H, SMALLWOOD R.H, MILNES P, WATERWORTH A.R, NOSHIRO M. "*Measurement of high frequency electrical transfer impedances from biological tissues*". *Electronics Letters*. Vol. 35 No 23. Noviembre de 1999.

[MIRANDA_05] MIRANDA, David. Detección precoz de cáncer de cuello uterino basada en espectro de impedancia eléctrica. Bucaramanga, 2005. Trabajo de grado para Maestría en Ingeniería Electrónica. Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas.

[OGATA] OGATA KATSUHICO. "Ingeniería de Control Moderna, tercera edición, editorial Pearson Prentice Hall, México 1998.

[ROBILLARD] ROBILLARD P.N., POUSSART D., "Spatial Resolution of Four Electrode Array", IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. BME-26, no. 8, pp. 465-470, 1979.

[RIGAUD_96] RIGAUD BERNARD, MORUCCI JEAN-PIER. *"Bioelectrical Impedance Techniques in Medicine, Part III. Impedance Imaging, First Section General Concept and Hardware"*. Nashville: Editorial Advisory Board, Critical Review in Biomedical Engineering Vol. 24 Issues 4-6 1996. p.536-554.

[ROBLES_01] ROBLES, Andrea y CHÁVEZ, Felipe. *Medición de impedancia eléctrica en tejido cervicouterino In-Vitro*. Bucaramanga, 2005, p. Trabajo de grado (Ing. Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Bioingeniería.

[SCHWAN] SCHWAN H. "Über die Niederfrequenzleitfähigkeit von Blut und Blutserum bei verschiedenen Temperaturen *Kaiser Wilhelm-Inst. Biophys*". Frankfurt a. M. pp 531-45

[SCHWAN 0_1] SCHWAN H." *Electricals properties of tissues and cell suspensions: mechanisms and models*". IEEE, 1994.

SEDRA, Adel y SMITH, Kenneth. Circuitos Microelectrónicos. 4 Ed. Oxford University Press, 1999.

[STEENDIJK] STEENDIJK P., G. Mur, E.T. Van Der Velde, J. Baan, "The Four-Electrode Resistivity Technique in Anisotropic Media: Theoretical Analysis and Application on Myocardial Tissue in Vivo", IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 40, no. 11, pp. 1138- 1148, 1993.

[WALKER_00] WALKER D.C, BROWN B.H, HOSE D.R, SMALLWOOD R.H. "Modelling the electrical impedivity of normal and premalignant cervical tissue".

Electronics Letters. Vol. 36, No 19. Department of Medical Physics and Clinical Engineering. University of Sheffield. Septiembre de 2000.

[WALKER_01] DAWN CAROL WALKER, *Modeling the Electrical Properties of Cervical Epithelium*. UK October 2001 Thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy, University of Sheffield, Department of Medical Physics and Clinical Engineering.

[WALKER_02] WALKER D.C, BROWN B.H, HOSE D.R, SMALLWOOD R.H, JONES D.M. "Modelled current distribution in cervical squamous tissue". *Electronics Letters*. Vol. 23, pp 159-168. Department of Medical Physics and Clinical Engineering. University of Sheffield. Enero de 2002.

[XIANG_01] XIANG J, JONES N, CHENG D, SCHLINDWEIN F. "Direct inversion of the apparent complex-resistivity spectrum". *Geophysics*, Vol. 66, No 5. pp 1399-1404. Septiembre-Octubre de 2001.

[YAMAMOTO] YAMAMOTO Y and YAMAMOTO T 1987 Measurement of electrical bio-impedance and its applications *Med. Progr. Through Technol.* **12** 171–83.

ANEXO A.

MANUAL DE USUARIO

Con este manual se busca lograr un mejor entendimiento del sistema implementado para su uso. En él se explican claramente los pasos a seguir para la correcta manipulación y adquisición de los resultados , así como la ubicación de la sonda para la toma de datos.

A1. Requerimientos del sistema

Pentium 4, 1.8 GHz, 256 MB RAM

Puerto USB (DAQ-6008)

Windows XP

LabView 7.1

A2. Características eléctricas del equipo

- **Fuente de Corriente Senoidal:**
 - **Voltaje de alimentación:** 6 V – 9 V, 420 mA
 - **Impedancia de salida de la fuente:**
 - Senoidal: 5 M Ω
 - Pulsos Bifásicos: 660 Ω
 - **Conectores de salida por fuente:** 2
 - **Conectores de salida para sincronía de señal**
 - Senoidal: 1
 - **Rangos de amplitud por fuente:**
 - Senoidal:** 37,4 μ A, 25,12 μ A,
13,78 μ A y 11 μ A.
 - Pulsos Bifásicos:** 2 mA, 4,8 mA,
6,2 mA y 8,7 mA

- **Frecuencias para señal senoidal:** 10 kHz, 50 kHz, 100 kHz, 350 kHz, 500 kHz y 700kHz
- **Períodos para señal de pulsos bifásicos:** 100 μ s, 200 μ s, 400 μ s, 600 μ s, 800 μ s y 1 ms
- **Detector sincrónico**
 - **Voltaje de alimentación:** 6 V – 9 V, 90 mA
 - **Conectores de salida:** 1 Tensión DC
 - **Conectores de salida:** 2 para el manejo de la ganancia en la segunda etapa de amplificación.

En este caso se tienen en cuenta las especificaciones de la fuente de corriente senoidal ya que la de pulsos bifásicos se omite para esta aplicación.

Figura A1. Vista Frontal del Bioimpedanciometro.



Fuente: Autores del Proyecto.

A3. ELECTRODOS

Se hace importante mencionar el gran desempeño que deben cumplir en esta tarea los electrodos de medida, por tal razón es necesario describir su modo de uso para un óptimo trabajo en una buena toma de datos.

Figura A2. Electrodo de Medida



Fuente: Autores del Proyecto.

Para los usos que implican las medidas dentro del cuerpo, los electrodos de cloruro de plata no son convenientes debido a la toxicidad posible, y metales nobles como el oro o el platino a menudo son usados en cambio de los primeros mencionados

El problema principal asociado con los electrodos usados en medidas de bioimpedancia es la alta impedancia de los electrodos y también la superficie de cuerpo-electrodo (por lo general la piel) el contacto. Por tal motivo se utiliza esta configuración de electrodo tetrapolar con el fin de disminuir este problema.

Es decir dos de los electrodos son utilizados para la inyección de la corriente, mientras el par restante permiten medir el voltaje que permitirá al sistema determinar la impedancia característica de la muestra.

Figura A3. Configuración Tetrapolar de los Electrodo.

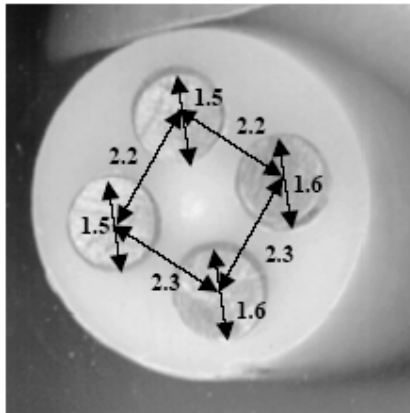


Fuente: Fuente: Dawn Carol Walker. Modelling the electrical properties of cervical epithelium. Department Medical Physics and Clinical Engineering University Sheffield October 2001.

Para este caso los electrodos cumplen una serie de requisitos como lo son su material en los cuales se basan que para la presente aplicación es oro y

obviamente su distancia de separación entre ellos mismos; la siguiente figura permite distinguir su separación.

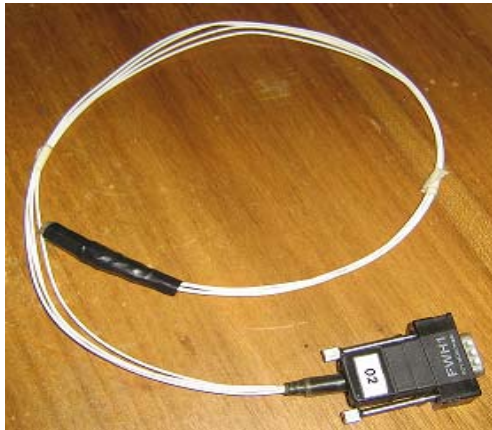
Figura A4. Medidas de diámetro y espaciamento entre electrodos.



Fuente: Autores del Proyecto.

La impedancia entre los electrodos y el cuerpo puede variar considerablemente, entonces una fuente constante corriente es deseable para asegurar que la corriente conducida en el sistema es afectada lo menos posible. Idealmente, la fuente corriente debería tener una alta impedancia de salida como posible, esto para minimizar el efecto de impedancia de los contactos.

Figura A5. Sonda de medición empleada.



Fuente: Autores del Proyecto.

A4. MODO DE EMPLEO DEL BIO-IMPEDANCIOMETRO

La idea se encuentra plasmada en la siguiente figura que describe el uso del bioimpedanciometro *Mark III de Sheffield* que se nombro en el capitulo primero.

Figura A6. Sistema Monocanal *Mark III de Sheffield*.



Fuente: Fuente: MD. PhD. Carlos Augusto González Correa, Universidad de Caldas, Manizales, Colombia.

Antes de ejecutar la interfaz gráfica asegúrese de las conexiones de la tarjeta de adquisición de datos al hardware.

Figura A7. Tarjeta de adquisición de datos (DAQ6008).



Fuente: Hoja de datos del Fabricante.

Una vez revisadas las conexiones, ejecute la interfaz gráfica con el nombre **INTERFAZ**, la cual se encuentra en la carpeta **Bioimpedanciometro**; en la figura A8 se presenta el pantallazo inicial, se puede observar una ventana dando una bienvenida e indicando el acceso al software.

Figura A8. Presentación inicial de la interfaz.



Fuente: Autores del Proyecto.

Una vez se da clic en aceptar aparecerá la ventana o pantalla que se muestra en la Figura A9, donde se solicita el número de puntos a leer para realizar la

grafica del espectro de impedancia, el nombre de la persona quien realizará la prueba, y el número o numeración de la muestra; además se muestran la hora y la fecha de la CPU del PC, las cuales se reportarán como las de la elaboración de la prueba, por tanto, se recomienda que el PC posea fecha y hora actualizadas.

También se pueden observar 4 botones (INICIAR PROCESO, CRÉDITOS, MANUAL DE USUARIO, SALIR), los cuales se detallarán posteriormente.

Figura A9. Datos iniciales de la toma de datos.

The screenshot shows a software window titled 'BIOIMPEDANCIOMETRO'. On the left side, there is a vertical navigation menu with buttons for 'INICIO', 'PROCESO', 'ESPECTRO DE IMPEDANCIA', and 'GUARDAR PRUEBA'. The main area of the window has a blue background with a human figure. At the top, there are logos for 'Universidad Industrial de Santander' and 'CEMOS'. The title of the main area is 'Implementación de un Bioimpedanciómetro para la medición de Impedancia Eléctrica de un Tejido'. Below this, there are several input fields: 'NUMERO DE PUNTOS A LEER:' with the value '2', 'PERSONA QUIEN REALIZA LA PRUEBA:' with the value 'FULANO DE TAL', and 'NUMERACION DE LA MUESTRA:' with the value 'A2000'. To the right, there is a 'FECHA Y HORA' field showing 'Jue, 27 de Jul de 2006' and '05:32:30 p.m.'. At the bottom, there are four buttons: 'INICIAR PROCESO', 'CREDITOS', 'MANUAL DE USUARIO', and 'SALIR'.

Fuente: Autores del Proyecto.

Al dar click sobre el botón marcado “**CRÉDITOS**” aparecerá la siguiente ventana, indicando la información acerca del título de la tesis de grado , sus autores y directores entre otros datos, al dar click en salir, se cierra esta ventana y se accede a la ventana principal.

Figura A10. Créditos del proyecto.



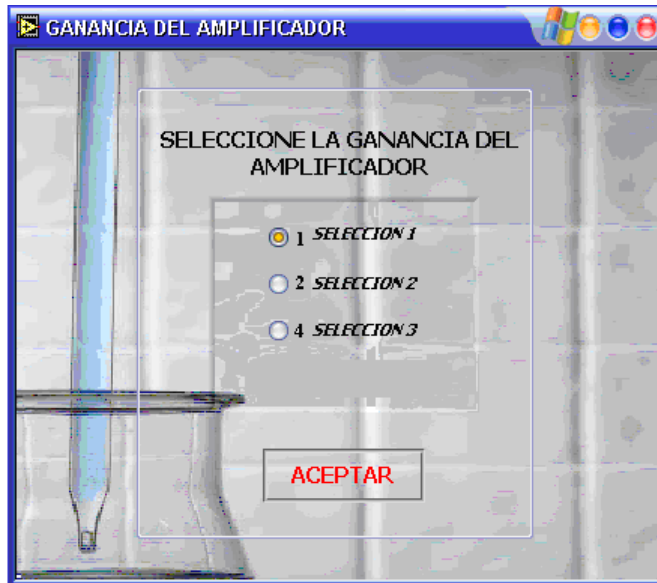
Fuente: Autores del Proyecto.

Al dar click en **“MANUAL DE USUARIO”**, se indicará al usuario la dirección donde se encuentra el presente documento.

Al dar click en el botón **“SALIR”**, el sistema preguntará mediante una ventana de diálogo si realmente se desea salir de la aplicación o no, al dar click en **“SI”** se cerrará la interfaz gráfica y para poder acceder nuevamente será necesario ejecutarlo desde la carpeta correspondiente como se indicó al inicio de este documento; al dar click en **“NO”**, se volverá a la pantalla inicial.

Una vez hecho lo anterior, la interfaz solicita la selección de la Ganancia variable con el fin de ajustar a un rango aceptable la señal de muestra; en esta ventana aparecerán tres valores de ganancia (1, 2, 4) V/V. Enseguida de dar clic en **“ACEPTAR”** se observa una ventana que muestra los diferentes valores de frecuencias que permanecerán fijas para cada barrido, además de tener la opción de elegir el valor de amplitud fijo de la corriente con el fin de ajustarlos desde la interfaz de LAB-view.

Figura A11. Selección de la amplificación del sistema.



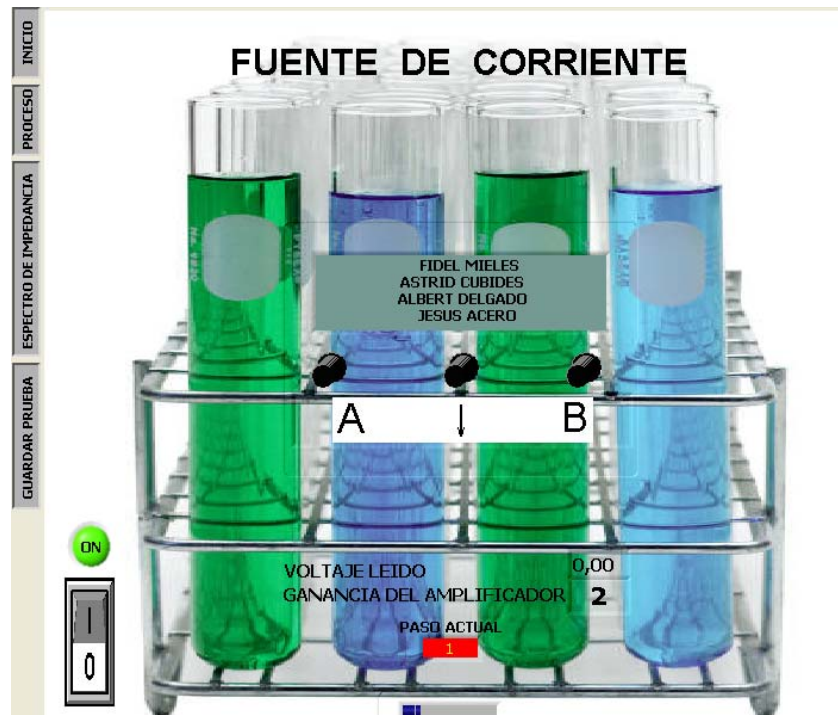
Fuente: Autores del Proyecto.

Energice el dispositivo teniendo en cuenta las características especificadas anteriormente, en el ítem A2.

En el momento en que se enciende el dispositivo se visualiza en la pantalla los nombres del equipo que realizó el trabajo del diseño y elaboración de la fuente de corriente además de los nombres del grupo CMOS, el de la UIS y el de la escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

Luego de esto la interfaz muestra la pantalla LCD simulada en la interfaz de labview con los tres pulsadores que permiten el proceso que se describe a continuación.

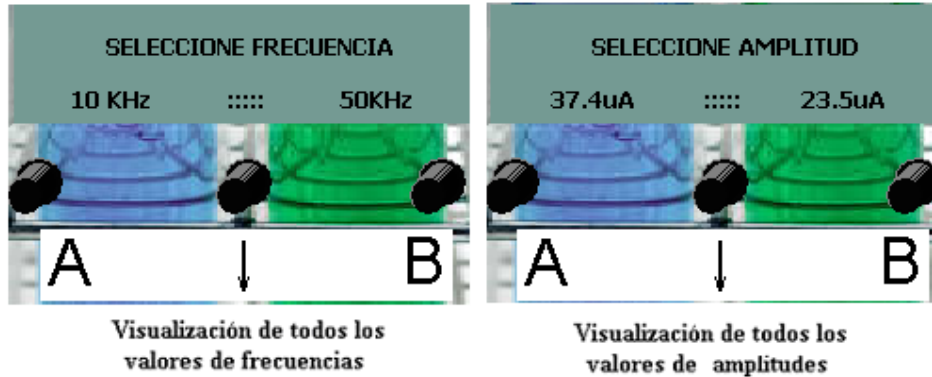
Figura A12. Interfaz de manejo de la fuente de corriente.



Fuente: Autores del Proyecto.

Al seleccionar el modo de señales senoidales con el botón izquierdo la pantalla mostrará la gama de frecuencias a las cuales opera la fuente de corriente. Inmediatamente después de seleccionar la frecuencia de la muestra, se continúa escogiendo uno de los valores de amplitud de la señal senoidal a aplicar al paciente; cabe señalar que los diferentes valores se visualizan de dos en dos, es decir para conocer todo el menú de valores tanto de frecuencias como de amplitudes se debe oprimir el pulsador de la mitad; en la siguiente figura se observa lo descrito aquí. Esta misma pantalla y los tres pulsadores se encuentra en la presentación del software.

Figura A13. Selección de frecuencia y amplitud de la corriente.



Fuente: Autores del Proyecto.

El sistema informa que el proceso se ha iniciado y que la sonda debe ubicarse en el tejido antes de continuar. (Los valores de frecuencia aparecen en **kHz** y los de la amplitud de corriente en **μA**; microamperios).

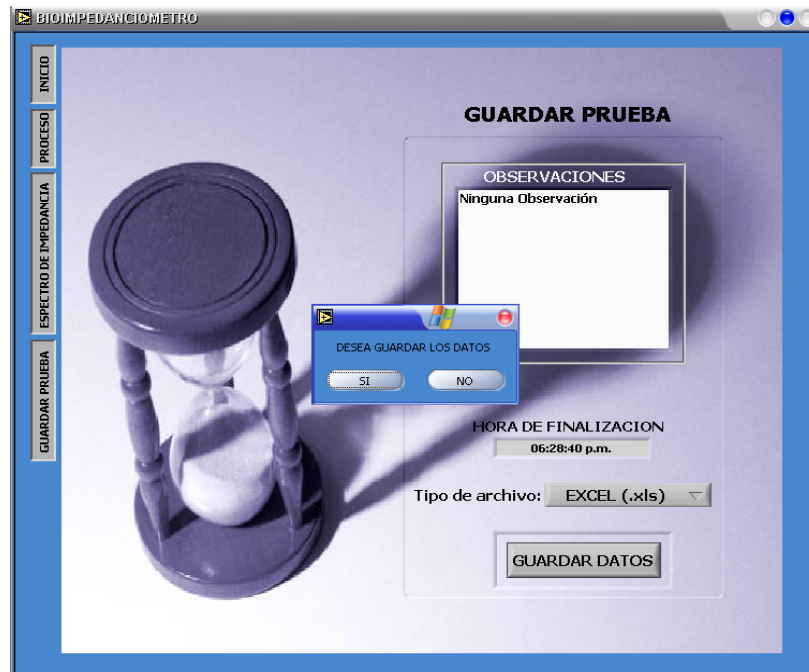
Al finalizar el número de pasos el sistema informa que se ha concluido con la toma de datos y que se procederá a graficar el espectro de impedancia al dar click en **“GRAFICAR”**.

Realizado lo anterior, se grafica el espectro de impedancia en una ventana que permite hacer zoom sobre áreas específicas así como mover la gráfica para su mejor visualización.

Al dar click en **“SIGUIENTE”** se accede a una ventana que permite hacer alguna observaciones finales acerca del espectro visualizado las cuales se emplearán para le respectivo análisis por parte del experto.

Además, se proporciona al usuario la opción del tipo de formato de los datos a reportar ya sea en Excel (***xls**) o texto (***txt**), hora de finalización de la prueba y el botón **“GUARDAR DATOS”**.

Figura A14. Observaciones y modo de archivado de los datos.



Fuente: Autores del Proyecto.

Una vez se da click sobre el botón **“GUARDAR DATOS”** el sistema pregunta si realmente se desean guardar los datos, al dar click en **“SI”** se abrirá una ventana de diálogo en cual se dará la ruta y el nombre del archivo a guardar con los datos de la prueba para su posterior análisis; y el sistema quedará habilitado para realizar una nueva prueba.

Si se da click en **“NO”** se perderán los datos y son recuperables, igualmente el sistema queda habilitado para una nueva prueba, volviendo a la pantalla inicial. Los datos son grabados por defecto en la carpeta **Bioimpedaciometro** y con el nombre de **PRUEBAS**.

A5. INICIALIZACIÓN AUTOMÁTICA DE LA INTERFAZ

La interfaz al mismo tiempo permite hacer la misma operación descrita

anteriormente, pero de forma automática. Esta opción permite al usuario operar más fácil el bioimpedanciometro; la configuración de calibración cargará en la toma de datos los polinomios de calibración que ajustarán los datos censados al oprimir el botón 'Tomar Dato' y que posteriormente guardará en un archivo al escoger la opción 'Guardar'. En la siguiente figura se muestra la inicialización de la interfaz automática.

Figura A15. Interfaz de presentación automática.



Fuente: Autores del Proyecto.

Para la medición de la impedancia eléctrica en el tejido se hace necesario seguir los siguientes pasos:

- Determinar el área de piel en la cual será tomada la muestra.
- Verificar que el tejido superficial se encuentre limpio, de lo contrario proceda a limpiarlo.

- Notar que los electrodos se encuentren en buen estado (que no estén rotos).
- Enciender el PC y vaya a la interfaz de LAB-VIEW donde se hará el análisis de los datos a obtener.
- Ajustar la amplitud fija de la corriente a inyectar en la presente muestra. Esto para graficar.
- Encender el dispositivo (Bio-impedanciometro) y espere hasta que en la pantalla LCD y en la interfaz grafica aparezca el menú de las frecuencias de la corriente.
- Proceder a acomodar la sonda en el sitio donde la muestra será tomada.
- Inmediatamente después aparecerá la presentación donde debe escoger la frecuencia con la cual se tomará la primera muestra.
- Cuatro opciones de amplitud de la señal de corriente a inyectar en el tejido aparecerán y se deberá escoger un valor fijo para las diferentes opciones de muestras a efectuar, es decir un valor fijo de amplitud para los datos que aparecerán al inyectar señales de corriente a diferentes frecuencias.
- Repetir el procedimiento anterior pero escogiendo cada vez mas una frecuencia diferente con el mismo valor de amplitud.
- Cada muestra es registrada y visualizada en la interfaz la cual también permite ajustar cuatro diferentes niveles de ganancia en el sistema de censado de la señal.

- La interfaz en LAB_VIEW permitirá concluir un posterior análisis de las muestras tomadas además de registrarlas y archivarlas dentro de su aplicación.

ANEXO B.

MODULO DE ADQUISICIÓN DE DATOS DAQ-6008

Para la adquisición de datos del sistema se escogió la tarjeta DAQ6008 de la empresa *National Instruments*; este es un modulo de adquisición de datos portátil multifuncional de propósito general que reúne las especificaciones técnicas requeridas en el presente proyecto.

Figura B1. Tarjeta de adquisición de datos DAQ-6008



Fuente: Hoja de datos del Fabricante.

El DAQ6008 se comunica con el computador a través del puerto USB. Posee un sistema de alimentación que es soportada por el puerto USB.

El hardware usb-6008 que tiene las siguientes características principales:

- 8 entradas analógicas SE / 4 diferenciales)
- 10 kS/s de velocidad de entrada
- 12 bits de resolución de entrada
- rango de entrada de +/- 0,05 hasta +/- 20 V
- 2 Salidas analógicas de 0 a 5 V
- 12 bits de resolución de salida
- 150 Hz de velocidad de salida

- 12 líneas digitales de entrada/slida
- 1 contador/temporizador de 32 bits
- 1 Trigger digital

Las características de las entradas analógicas y digitales se presentan en las siguientes tablas.

Tabla B1. Características de las entradas analógicas del DAQ6008

ENTRADAS ANALÓGICAS	8 referenciadas a tierra 4 diferenciales
TIPO DE CONVERTOR	Aproximaciones sucesivas
TAZA DE MUESTREO MÁXIMA	10 kS/s
EXACTITUD DE TEMPORIZACIÓN	100ppm de la taza de muestreo
PROTECCIÓN CONTRA SOBREVOLTAJE	± 35 V
IMPEDANCIA DE ENTRADA	144 k Ω
VOLTAJE DE TRABAJO	± 10 V
RESOLUCIÓN	12 bits para entrada diferencial 11 bits para entrada referenciada a tierra
RESOLUCIÓN DE TEMPORIZACIÓN	41,67ns(tiempo base 24 MHz)
RANGO DE ENTRADA REFERIDA A TIERRA	± 10 V
RANGO DE ENTRADA DIFERENCIAL	± 20 V; ± 10 V; ± 5 V; ± 4 V; ± 2.5 V; ± 2 V; ± 1.25 V; ± 1 V

Fuente: Hoja de datos y especificaciones del Fabricante.

Tabla B2. Características de las salidas analógicas del DAQ6008.

RESOLUCIÓN	12 bits
IMPEDANCIA DE SALIDA	50 Ω
RANGO DE TENSIÓN DE SALIDA	0 a 5 V
TIPO DE CONVERTOR	Aproximaciones sucesivas
CORRIENTE DE SALIDA	5 mA
SLEW RATE	1 V/us
CORRIENTE DE SALIDA EN CORTOCIRCUITO	50 mA
EXACTITUD ABSOLUTA (sin carga)	7 mV

Fuente: Hoja de datos y especificaciones del Fabricante.

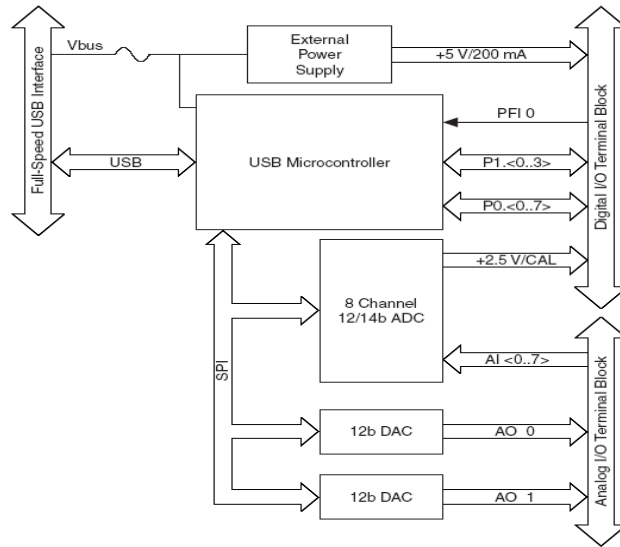
Tabla B3. Características de las entradas/salidas digitales del DAQ6008.

RANGO MÁXIMO DE TENSIÓN DE SALIDA	-0,5 a 5,8 V respecto a tierra.
RESISTENCIA <i>PULL-UP</i>	4,7 k Ω a 5 V
VOLTAJE DE SALIDA BAJO (I=8.5mA)	0,8V
VOLTAJE DE SALIDA ALTO (I=-0.6mA)	2 V min, 5 V máx.
CORRIENTE DE FUGA	50 μ A
DIRECCIÓN DE CONTROL	Cada canal se habilita como entrada o salida.
COMPATIBILIDAD	TTL, LVTTTL, CMOS.

Fuente: Hoja de datos y especificaciones del Fabricante.

El sistema funcional de la tarjeta esta presentado en la figura B2.

Figura B2. Bloque funcional del DAQ-6008.



Fuente: Hoja de datos y especificaciones del Fabricante.

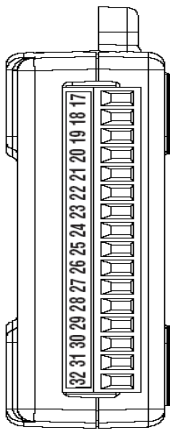
La distribución de terminales tanto análogos como digitales están representados en las figuras B3 Y B4 respectivamente.

Figura B3. Terminales análogos del DAQ-6008.

Module	Terminal	Signal, Single-Ended Mode	Signal, Differential Mode
	1	GND	GND
	2	AI 0	AI 0+
	3	AI 4	AI 0-
	4	GND	GND
	5	AI 1	AI 1+
	6	AI 5	AI 1-
	7	GND	GND
	8	AI 2	AI 2+
	9	AI 6	AI 2-
	10	GND	GND
	11	AI 3	AI 3+
	12	AI 7	AI 3-
	13	GND	GND
	14	AO 0	AO 0
	15	AO 1	AO 1
	16	GND	GND

Fuente: Hoja de datos y especificaciones del Fabricante.

Figura B4. Terminales digitales del DAQ-6008.

Module	Terminal	Signal
	17	P0.0
	18	P0.1
	19	P0.2
	20	P0.3
	21	P0.4
	22	P0.5
	23	P0.6
	24	P0.7
	25	P1.0
	26	P1.1
	27	P1.2
	28	P1.3
	29	PFI 0
	30	+2.5 V
	31	+5 V
	32	GND

Fuente: Hoja de datos y especificaciones del Fabricante.