

**CONDUCTIVÍMETRO DE CORRIENTE ALTERNA BASADO EN LA TÉCNICA
DE VAN DER PAUW PARA CARACTERIZAR SÓLIDOS SEMICONDUCTORES**

**OSCAR ADOLFO AGUILERA ORTIZ
OSCAR JAVIER BAYONA VERGARA**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2007

**CONDUCTIVÍMETRO DE CORRIENTE ALTERNA BASADO EN LA TÉCNICA
DE VAN DER PAUW PARA CARACTERIZAR SÓLIDOS SEMICONDUCTORES**

**OSCAR ADOLFO AGUILERA ORTIZ
OSCAR JAVIER BAYONA VERGARA**

Trabajo de grado para optar el título de Ingeniero Electrónico

Director

Ing. DAVID ALEJANDRO MIRANDA MERCADO, MSc.

Codirector

Ing. JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ, Mpe.

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2007

DEDICATORIA

A mi madre por su sublime amor y fanático apoyo en todos los instantes de mi vida... a sus lágrimas y esfuerzos que han tallado el ser humano que emerge hoy.

Oscar Adolfo

A DIOS quien siempre estuvo a mi lado y fue la luz en momentos de oscuridad. A mi madre, quien con sus palabras de aliento, cariño y amor me brindaron el ambiente propicio y la guía para la realización de mis metas. A mi padre de quien solo tengo palabras de gratitud por su apoyo y constante compañía. A mi hermano, por que siempre ha estado a mi lado pendiente de que todo salga bien. A mis amigos y amigas, porque han sido una gran compañía durante esta etapa de mi vida y de quienes he aprendido muchísimas cosas y espero seguir aprendiendo.

Oscar Javier

AGRADECIMIENTOS

A mis padres, Esperanza y Diego, por sus constantes palabras de aliento.

A mi hermano, Diego Alejandro, por que desde niño me ha cuidado.

A mi abuela, Dora Clemencia, que su recuerdo me acompaña y me acaricia en lo más profundo de mi corazón.

A mi abuelo, Jorge, del cual aprendí a hacer las cosas siempre bien.

A mi familia que me demuestra su apoyo.

A Tania Esperanza que formó parte de mi vida en estos últimos años brindándome su cariño, apoyo y comprensión.

A nuestro director, el profesor David Alejandro Miranda, que ha terminado de perfilar al profesional que soy.

A mi compañero, Oscar Javier, por su paciencia en este duro camino.

Y a todos los que de alguna forma me aprecian.

Oscar Adolfo

A mi familia por todo el apoyo brindado.

A nuestro director de proyecto, Ing. David Alejandro Miranda Mercado MsC, por todo el apoyo desinteresado que nos ofreció durante el trabajo de investigación y en especial por la confianza que depositó en nosotros para la culminación exitosa de las metas propuestas.

A nuestro codirector, Ing. Jaime Guillermo Barrero Pérez Mpe, por sus consejos oportunos en la realización del trabajo de investigación.

Al grupo de investigación CIMBIOS por acogernos durante este último año, permitiéndonos el desarrollo investigativo de este trabajo de grado bajo un ambiente de colaboración y amistad.

A todas las personas que de una u otra manera colaboraron para la culminación exitosa de este trabajo de grado.

Oscar Javier

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	16
1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA	18
1.1 MÉTODOS PARA LA MEDICIÓN DE LA CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA .	18
1.1.1 Método de Dos Puntos.	18
1.1.2 Método de Cuatro Puntos.....	19
1.1.3 Método de Van der Pauw.	21
1.2 TEOREMA DE VAN DER PAUW	22
1.3 IMPLEMENTACIÓN DE LA TÉCNICA DE VAN DER PAUW.....	23
1.4 ESPECTROSCOPIA DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA.....	24
1.5 NUESTRO PROYECTO.....	24
1.6 SEMICONDUCTORES.....	26
2. DISEÑO DEL HARDWARE	30
2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES	32
2.2 ANÁLISIS DE TOPOLOGÍAS Y SELECCIÓN DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS	33
2.2.1 Fuente de Corriente Howland.	33
2.2.2 Fuente de Alimentación Sinusoidal.....	40
2.2.2.1 Sistema de Amplificación de la Tensión de Salida del Generador de Señales.	41
2.2.3 Sistema de Conmutación para el uso del Método de Van der Pauw.	44
2.2.4 Guardas de Tensión.	47
2.2.5 Sensor de Corriente.....	48
2.2.5.1 Amplificador de Transresistencia.	50
2.2.5.2 Amplificador de Tensión.....	52
2.2.6 Sensor de Tensión.....	55
2.2.6.1 Amplificador Diferencial.....	56
2.2.6.2 Amplificador de Tensión con Ganancia Variable.....	58
2.2.7 Detector de Fase.	60
2.2.7.1 Multiplexor Analógico.	61
2.2.7.2 Comparador.	63
2.2.7.3 Filtro Pasa Bajas.	66
2.2.8 Convertidor RMS.	70
2.2.9 Sistema de Control y Procesamiento Digital de las Señales.	75
2.3 ELECTRODOS DE MEDICIÓN.....	76
2.4 REDISEÑO DE LOS SENSORES DE CORRIENTE Y TENSIÓN	77
2.4.1 Sensor de Corriente.....	77
2.4.1.1 <i>Buffers</i> Analógicos.	80
2.4.1.2 Atenuador de Tensión.....	81

2.4.1.3 Amplificador Diferencial.....	82
2.4.1.4 Conmutación de Circuitos.	83
2.4.1.5 Filtro Pasa Bandas.....	85
2.4.2 Sensor de Tensión.....	87
2.5 DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN EXTERNA	89
2.6 ESQUEMÁTICO DEL EQUIPO	93
3. DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO	96
3.1 REGLAS GENERALES PARA EL DISEÑO DE UNA PCB	97
3.1.1 Segmentación.....	97
3.1.2 Ancho de las Pistas.	98
3.1.3 Separación entre Pistas.....	99
3.1.4 Longitud de las Pistas de Señal.....	100
3.1.5 Autoinductancia.	100
3.1.6 Capacitores de Desacople para los Pines de Alimentación.....	102
3.1.7 Inductores para el Filtrado de Ruido por Fuentes de Reloj.....	103
3.1.8 Planos de Tierra.	104
3.2 TOPOLOGÍA DEL CIRCUITO IMPRESO.....	104
4. PRUEBAS	108
4.1 PRUEBAS PRELIMINARES.....	108
4.1.1 Fuente de Alimentación Sinusoidal.....	108
4.1.2 Fuente de Corriente Howland.	109
4.1.3 Convertidor RMS.	111
4.1.4 Sensor de Corriente.....	111
4.2 PRUEBAS FINALES.	113
4.2.1 <i>Buffers</i> Analógicos de los Sensores de Tensión y Corriente.	113
5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	115
BIBLIOGRAFÍA.....	120
ANEXO A.	124
ANEXO B. ESTIMACIÓN DEL ERROR	140
ANEXO C. MANUAL DEL USUARIO	156
ANEXO D. PRESUPUESTO FINAL.....	162

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Método de dos puntos para medida de conductancia eléctrica.	19
Figura 2. Método de cuatro puntos para medida de conductancia eléctrica.	20
Figura 3. Medición para el método de Van der Pauw.	21
Figura 4. Vista superficial de la muestra a la cual se medirá la resistividad eléctrica.	22
Figura 5. Conexiones para las medidas de las resistencias $R_{MN,OP}$, $R_{NO,PM}$	23
Figura 6. Estructura de bandas de energía para materiales tipo conductor, aislante y semiconductor.	28
Figura 7. Diagrama de bloques del conductivímetro de corriente alterna.	32
Figura 8. Fuente de corriente Howland.	33
Figura 9. Fuente de corriente Howland mejorada.	34
Figura 10. Respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland mejorada simulada en Matlab.	38
Figura 11. Respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland mejorada simulada en Orcad.	39
Figura 12. Diagrama de bloques del AD9833.	40
Figura 13. Configuración inversora del amplificador operacional.	42
Figura 14. Sistema de amplificación diseñado.	42
Figura 15. Respuesta en frecuencia del sistema de amplificación.	44
Figura 16. Circuito de conmutación para el uso de la técnica de Van der Pauw. ..	46
Figura 17. Configuración de pines del ADG1434.	47
Figura 18. Implementación de guardas de voltaje.	48
Figura 19. Diagrama de bloques del sensor de corriente.	50
Figura 20. Amplificador de transresistencia con amplificación variable.	51
Figura 21. Respuesta en frecuencia del amplificador de transresistencia.	52
Figura 22. Configuración no inversora del amplificador operacional.	53
Figura 23. Respuesta en frecuencia del amplificador de tensión.	54
Figura 24. Ganancia del amplificador de tensión en función de la frecuencia.	54
Figura 25. Diagrama de bloques del sensor de tensión.	56
Figura 26. Configuración típica del amplificador diferencial AD8130.	57
Figura 27. Respuesta en frecuencia del amplificador diferencial.	58
Figura 28. Configuración del amplificador de tensión con ganancia variable.	59
Figura 29. Respuesta en frecuencia del amplificador variable de tensión.	60
Figura 30. Diagrama funcional del detector sincrónico de fase.	61
Figura 31. Esquema simplificado del circuito interno del multiplexor analógico AD8180.	63
Figura 32. Configuración del comparador AD8561 con histéresis.	64
Figura 33. Respuesta en el tiempo del comparador.	65
Figura 34. Configuración Sallen-Key del filtro pasa bajas.	67
Figura 35. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas.	69

Figura 36. Velocidad de respuesta del filtro pasa bajas.....	69
Figura 37. Valor RMS en función de la frecuencia de la señal de entrada.	70
Figura 38. Configuración típica del convertidor RMS LTC1967.	71
Figura 39. Errores de la señal de salida del convertidor RMS.	72
Figura 40. Error de tensión de DC de la tensión de salida del LTC1967 en configuración típica.	72
Figura 41. Error pico de la tensión de salida de la tensión de salida del LTC1967 en configuración típica.	73
Figura 42. Tiempo de asentamiento de la tensión de salida del LTC1967 en configuración típica.	73
Figura 43. Configuración del convertidor RMS LTC1967 para señales de entrada bipolares.	74
Figura 44. Precisión de salida del convertidor RMS en función de la amplitud de la señal de entrada	75
Figura 45. Amplificador de transresistencia visto desde la fuente de corriente Howland.	78
Figura 46. Puntos de conexión para el sensor de corriente.	79
Figura 47. Diagrama general del sensor de corriente.	80
Figura 48. Configuración de los <i>buffers</i> analógicos.	81
Figura 49. Circuito atenuador de tensión.	82
Figura 50. Topología del AD8130 con ganancia unitaria.	83
Figura 51. Sistema de conmutación del sensor de corriente.	84
Figura 52. Configuración Sallen-Key del filtro pasa bajas.	86
Figura 53. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bandas.	87
Figura 54. Diagrama general del sensor de tensión.	88
Figura 55. Sistema de conmutación de circuitos del sensor de tensión.	88
Figura 56. Diagrama de bloques de una fuente de alimentación.	89
Figura 57. Topología de conexión de los reguladores de tensión LM317 y LM337.	92
Figura 58. Circuito para la implementación de los reguladores de tensión UA78M05, UA79M05 y UA78M33.	92
Figura 59. Esquemático de la fuente sinusoidal.	93
Figura 60. Esquemático del sensor de tensión.	93
Figura 61. Esquemático la fuente de corriente Howland y sistema de conmutación para implementar la Técnica de Van der Pauw.	94
Figura 62. Esquemático del sensor de tensión.	94
Figura 63. Esquemático del sistema de conmutación de circuitos de los sensores de corriente y tensión, y convertidores RMS.	95
Figura 64. Esquemático del detector de fase.	95
Figura 65. Esquema de segmentación del diseño del circuito impreso.	97
Figura 66. Distancia entre pistas en una PCB.	99
Figura 67. Distancia entre pista y punto de soporte mecánico.	99
Figura 68. Acople magnético entre pistas en la PCB.	101
Figura 69. Auto inductancia en función de las dimensiones de la pista.	101

Figura 70. Ubicación de los capacitores de desacople para los pines de alimentación.....	102
Figura 71. Esquema de conexión de los inductores para el filtrado de ruido por fuentes de reloj.	103
Figura 72. Ubicación de los planos de tierra.	104
Figura 73. Diagrama de bloques del PCB.....	105
Figura 74. Cara superior del circuito impreso diseñado.....	106
Figura 75. Cara inferior del circuito impreso diseñado.....	106
Figura 76. Interconexión de los PCB en el trabajo de investigación.	107
Figura 77. Esquema de conexión para la toma de datos de la fuente Howland. .	109
Figura 78. Conexión de las topologías de la fuente de Howland y el amplificador de transresistencia del sensor de corriente.	112

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Características eléctricas del amplificador operacional requeridas por el diseño.	37
Tabla 2. Amplitudes requeridas a la entrada de la fuente de tensión sinusoidal. ...	39
Tabla 3. Lista de ganancias del sistema de amplificación de señales de tensión sinusoidal.	41
Tabla 4. Resistencias seleccionadas para el sistema de amplificación.	43
Tabla 5. Características eléctricas del amplificador operacional requeridas por el diseño y del THS4601.	43
Tabla 6. Configuración lógica en la fase de conmutación para la técnica de Van der Pauw.	45
Tabla 7. Características eléctricas de conmutadores analógicos.	46
Tabla 8. Ganancias de transresistencia del sensor de corriente.	49
Tabla 9. Características eléctricas del OPA657.	51
Tabla 10. Valores de diseño del amplificador de transresistencia.	51
Tabla 11. Ganancias de tensión del sensor de tensión.	55
Tabla 12. Características eléctricas de amplificadores diferenciales.	56
Tabla 13. Características eléctricas de multiplexores analógicos.	62
Tabla 14. Lógica de selección de las entradas del multiplexor analógico AD8180.	63
Tabla 15. Características eléctricas de comparadores.	64
Tabla 16. Valores diseño del filtro pasa bajas de cuarto orden.	68
Tabla 17. Características eléctricas del amplificador AD8610.	68
Tabla 18. Valores máximos del LTC 1967.	71
Tabla 19. Características eléctricas y digitales del 56F8037.	76
Tabla 20. Tensiones de salida del amplificador diferencial del sensor de corriente.	79
Tabla 21. Características eléctricas de amplificadores operacionales.	81
Tabla 22. Características eléctricas del amplificador diferencial AD8130.	82
Tabla 23. Ganancias del sistema de conmutación de circuitos del sensor de corriente.	84
Tabla 24. Valores de diseño del conmutador de circuitos del sensor de corriente.	85
Tabla 25. Valores de diseño del filtro pasa bajas de segundo orden.	86
Tabla 26. Consumo total de corriente del equipo.	90
Tabla 27. Reguladores utilizados en la fuente de alimentación externa.	91
Tabla 28. Tensión de salida de la fuente de alimentación sinusoidal.	108
Tabla 29. Prueba 1: Ancho de banda de la fuente de corriente Howland sin buffer.	110
Tabla 30. Prueba 2: Ancho de banda de la fuente de corriente Howland con buffer.	110

Tabla 31. Comportamiento del convertidor RMS a diferentes valores de frecuencia. 111

Tabla 32. Comportamiento del amplificador de transresistencia del sensor de corriente. 112

Tabla 33. Características eléctricas de los amplificadores operacionales OP184 y AD744. 114

RESUMEN

TÍTULO: CONDUCTIVÍMETRO DE CORRIENTE ALTERNA BASADO EN LA TÉCNICA DE VAN DER PAUW PARA CARACTERIZAR SÓLIDOS SEMICONDUCTORES*

AUTORES: AGUILERA ORTIZ, Oscar Adolfo y BAYONA VERGARA, Oscar Javier†

Palabras claves: Conductividad eléctrica, método de Van der Pauw, fuente de corriente Howland, espectroscopia de impedancia eléctrica, detector sincrónico de fase, convertidor RMS a DC.

Este trabajo describe el diseño y la implementación de un equipo para medir la conductividad eléctrica en varias frecuencias para sólidos semiconductores basado en la técnica de Van der Pauw.

El equipo diseñado está constituido por los siguientes bloques funcionales: una fuente de corriente Howland, que proporciona la corriente de excitación del sólido; un sistema de conmutación, para la implementación de la técnica de Van der Pauw; un sensor de tensión, para medir la respuesta a la excitación por la corriente; un sensor de corriente, para medir la corriente que se inyecta al sólido; un convertidor RMS, para encontrar el valor eficaz de las señales de tensión y de corriente; un detector de fase, que permite hallar la parte real de impedancia eléctrica medida; y un sistema de control para el procesamiento digital de las señales.

La metodología empleada para el desarrollo del dispositivo implementado se describe a continuación: primero, se realizó un análisis teórico detallado de la fuente de corriente Howland, partes esencial del dispositivo, y se determinaron unos criterios de diseño para la misma. Segundo, se elaboró un diseño preliminar de todas las etapas que conforman el equipo, tercero, se realizó su respectiva simulación y análisis, cuarto, se realizó el ajuste al diseño preliminar, quinto, se implementó la primera versión del dispositivo final para validar el diseño, sexto, se rediseñaron las topologías que no funcionaron de la manera esperada. Por último se implementó la segunda versión del dispositivo a la cual se le hicieron pruebas y ajustes.

* Trabajo de grado

† Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas, Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y Telecomunicaciones. Director: Ing. David Alejandro Miranda Mercado, MsC. Codirector: Ing. Jaime Guillermo Barrero Pérez, Mpe.

ABSTRACT

TITLE: CONDUCTIVIMETER OF ALTERN CURRENT BASED ON THE TECHNIQUE OF VAN DER PAUW TO CHARACTERIZE SOLID SEMICONDUCTORS[‡]

AUTHORS: AGUILERA ORTIZ, Oscar Adolfo y BAYONA VERGARA, Oscar Javier[§]

Keywords: Electrical conductivity, Van der Pauw method, Howland current source, electrical impedance spectroscopy, synchronous phase detector, RMS to DC converter.

It is presented the development of a device to measure the electrical conductivity of semiconductor through the Van der Pauw technique. A current sine wave, of different frequencies, was used to excite the sample, and two RMS devices were used to measurement the excitation current and the voltage response. Additionally, a phase detector was implemented to measure the real part of electrical resistivity.

The functional blocks of the device are the following: a Howland current source, that provides the excitation current; a multiplexing system to implement the Van der Pauw technique; a voltage sensor to measure the voltage response of the sample; a sensor for measuring the current injected to solid; a RMS converter to sense the effective value of tension and current signals; a phase-sensitive detector to measure the real part of electrical resistivity; and a system to processing digital signals.

A methodology of adaptive technology was employed using the following sequence: first, a rigorous theoretical analysis of Howland current source was realized, and the design criteria were obtained. Second, the different topologies of devices were simulated and analyzed, and an initial design was proposed. Third, the initial design was adjusted and redesigned. Fourth, the first device was implemented and tested. Fifth, the first device implemented was adjusted and redesigned. Sixth, a second device was implemented based on redesign of first device. Finally, the second device was adjusted and tested.

[‡] Degree Project.

[§] Faculty of Engineering Physic -Mechanicals, School of Engineering Electrical Electronics and Telecommunications. Director: Eng. David Alejandro Miranda Mercado, MsC. Co director: Eng. Jaime Guillermo Barrero Pérez, Mpe.

INTRODUCCIÓN

Los materiales semiconductores están siendo utilizados ampliamente en la fabricación de diodos, transistores, circuitos integrados, microprocesadores, microelectrodos, láseres, celdas solares, entre otros, cuyas aplicaciones están orientadas al desarrollo tecnológico que cada día crece a mayor razón apuntando hacia la optimización del trabajo del hombre.

El estudio de las propiedades eléctricas de los materiales semiconductores proporciona una valiosa información al diseñador de dispositivos electrónicos, que emplea para crear nuevas topologías y/o mejorar algunas características eléctricas de dispositivos ya creados, y a su vez permite caracterizar nuevos materiales.

Un procedimiento utilizado para la caracterización de materiales es la espectroscopia de conductancia que muestra el comportamiento de la conductancia eléctrica del material a excitaciones de corriente alterna de amplitud constante y dentro de un intervalo de frecuencias. El conductivímetro de corriente alterna hace posible medir la conductancia del sólido a diferentes frecuencias permitiendo medir el espectro que caracteriza el material semiconductor.

El presente trabajo se organiza en cuatro capítulos del modo siguiente:

- El capítulo uno presenta la fundamentación teórica para diseñar el equipo para la obtención de la conductividad de sólidos semiconductores.
- El capítulo dos menciona detalladamente de las etapas y la selección de dispositivos que conforman el conductivímetro de corriente alterna basado en la técnica de Van der Pauw para caracterizar sólidos semiconductores.
- El capítulo tres presenta el diseño del circuito impreso con la ubicación de las diferentes topologías al interior del mismo.

- El capítulo cuatro muestra los resultados obtenidos en el proceso de medición con sus respectivos análisis.

Como se mencionó antes, este proyecto tiene como finalidad el diseño y la implementación de un conductivímetro de corriente alterna de excelente desempeño, que a su vez forme parte del equipo de instrumentación perteneciente al grupo interdisciplinario CIMBIOS para el desarrollo de proyectos de investigación.

1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

A continuación se presentan tres métodos para medir la conductividad eléctrica en materiales, la técnica de Van der Pauw, la espectroscopia de impedancia y un fundamento de sólidos semiconductores.

1.1 MÉTODOS PARA LA MEDICIÓN DE LA CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA

En la actualidad existen diversos métodos que permiten la obtención del parámetro de conductividad eléctrica, de los cuales tres presentan gran aceptación por la ASTM (*American Society for Testing and Materials*): El método de dos puntos, el de cuatro puntos y el de Van der Pauw.

1.1.1 Método de Dos Puntos¹. Método que permite determinar la resistividad de un monocristal semiconductor en forma de barra. Básicamente el procedimiento consiste en realizar un contacto ohmico entre los extremos de la barra haciendo circular por ella una corriente y midiendo el voltaje entre dos puntas de prueba colocadas en la superficie, ver figura 1. Recomendado para medir resistividad del orden de 0,1-1,000 ohm-cm.

La resistividad está dada por:

$$\rho = \frac{V S}{I L} \quad (1)$$

¹ MIRANDA MERCADO, David Alejandro. Medición de la resistividad eléctrica de $\text{Sr}_2\text{FeMnO}_6$ en el rango de temperaturas comprendidas entre la temperatura del nitrógeno líquido y temperatura ambiente. Bucaramanga, 2004, p.28. Trabajo de grado (Físico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ciencias. Escuela de Física.

Donde:

ρ : Resistividad.

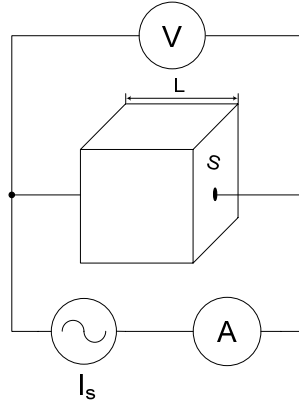
S : Área transversal del semiconductor.

L : Longitud del semiconductor.

V : Tensión medida.

I : Corriente medida.

Figura 1. Método de dos puntos para medida de conductancia eléctrica.



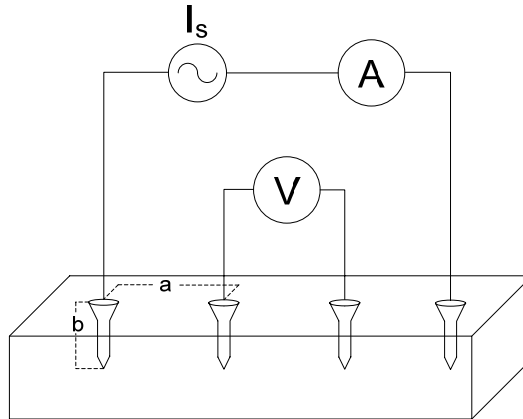
Fuente: Autores del proyecto.

1.1.2 Método de Cuatro Puntos. Este método requiere del uso de cuatro electrodos, dos de ellos para aplicar una señal de corriente, y los otras dos para censar la respuesta en tensión. Este método resulta más preciso que el de dos puntos². Además de la importancia de la forma de la muestra, resulta de igual importancia, la posición de los electrodos, ya que dos de ellos van en los extremos y los restantes en sitios intermedios³.

² WEBSTER, John. The measurement, instrumentation, and sensors handbook. Madison: CRC Press, 1998. cap.46, p 6.

³ Ibid., p. 7.

Figura 2. Método de cuatro puntos para medida de conductancia eléctrica.



Fuente: Autores del proyecto.

La resistividad se encuentra dada por la siguiente expresión

$$\rho = \frac{4\pi a R}{\left[1 + \frac{2a}{(a^2 + 4b^2)^{\frac{1}{2}}} \right] - \left[\frac{2a}{(4a^2 + 4b^2)^{\frac{1}{2}}} \right]} \quad (1)$$

Donde:

ρ = Resistividad promedio.

a = Distancia entre electrodos en metros.

b = profundidad de los electrodos en metros.

R = Relación entre la tensión y la corriente.

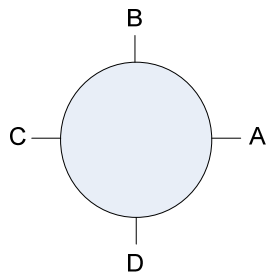
Si la profundidad “ b ” de los electrodos, es pequeña comparada con la distancia de separación “ a ” de los mismos, en el orden de $a > 20b$, la ecuación anterior se puede simplificar obteniendo

$$\rho \approx 2a\pi R \quad (2)$$

1.1.3 Método de Van der Pauw. Es similar al método de cuatro puntos pero con algunas variaciones que permiten tener la ventaja de poder medir muestras de forma arbitraria con espesor uniforme.

En este método se usan cuatro contactos, como se muestra en la figura 3. Es empleado para medir la resistividad de muestras irregulares con una superficie pulida y libre de huecos. La medida se realiza conectando en serie con la corriente aplicada una resistencia estándar R_s y midiendo el voltaje entre las otras dos terminales, se cambia el sentido de la corriente y se repite la medida. Con los datos obtenidos se calcula el valor de la resistividad.

Figura 3. Medición para el método de Van der Pauw.



Fuente: Autores del Proyecto.

Este método es ampliamente usado por su flexibilidad en cuanto al tamaño y forma de las muestras a caracterizar y la exactitud de la medida. Respecto a los dos métodos precedentes tiene la ventaja que las muestras no deben ser cortadas de una forma especial (barras) para realizar las mediciones, pero deben tener un espesor constante, es decir deben tener forma de *wafers*⁴.

⁴ MIRANDA, Medición de la resistividad eléctrica de Sr_2FeMnO_6 en el rango de temperaturas comprendidas entre la temperatura del nitrógeno líquido y temperatura ambiente, Op. cit., p.29.

1.2 TEOREMA DE VAN DER PAUW⁵

Dada una muestra con espesor constante, como un *wafer*, con cualquier forma superficial y libre de huecos en su superficie, ver figura 4, siempre se cumple:

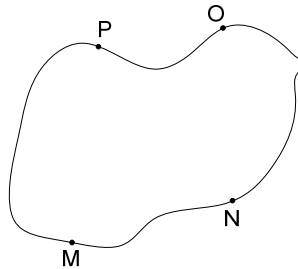
$$e \frac{-\pi \cdot d \cdot R_{MN,OP}}{\rho} + e \frac{-\pi \cdot d \cdot R_{NO,PM}}{\rho} = 1 \quad (3)$$

Donde d es el espesor de la muestra, ρ la resistividad eléctrica y $R_{MN,OP}$, $R_{NO,PM}$ se define de la siguiente manera:

$$R_{MN,OP} = \frac{V_P - V_O}{I_{MN}} \quad (4)$$

$$R_{NO,PM} = \frac{V_M - V_P}{I_{NO}} \quad (5)$$

Figura 4. Vista superficial de la muestra a la cual se medirá la resistividad eléctrica.

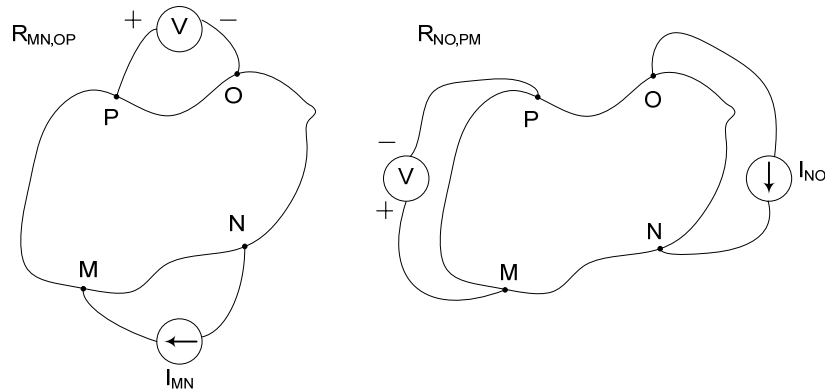


Fuente: Autores del Proyecto.

En la figura 5 se muestra cómo son medidos los potenciales V_M , V_O , y V_P y las corrientes I_{NO} y I_{MN} .

⁵ VAN DER PAUW, L. J. A method of measuring specific resistivity and Hall effect of disc of arbitrary shape. Philips Technical Review, 1958.

Figura 5. Conexiones para las medidas de las resistencias $R_{MN,OP}$, $R_{NO,PM}$.



Fuente: Autores del proyecto.

1.3 IMPLEMENTACIÓN DE LA TÉCNICA DE VAN DER PAUW⁶

La aplicación práctica del método de Van der Pauw exige algunas condiciones, las cuales son presentadas a continuación:

- La muestra debe estar pulida, es decir, su superficie debe estar libre de porosidades.
- El espesor de la muestra debe ser constante, esto es, en forma de lámina.

Después de cumplir las anteriores condiciones se procede a tomar las medidas de corrientes y tensiones para obtener $R_{MN,OP}$, $R_{NO,PM}$. En la figura 5 se presentan las conexiones necesarias para encontrar el valor de estas resistencias. El valor de la resistividad eléctrica se encuentra a partir del teorema de Van der Pauw, es decir, resolviendo la ecuación

⁶ MIRANDA, Medición de la resistividad eléctrica de $\text{Sr}_2\text{FeMnO}_6$ en el rango de temperaturas comprendidas entre la temperatura del nitrógeno líquido y temperatura ambiente, Op. cit., p.31.

$$e^{-\frac{\pi \cdot d \cdot R_{MN,OP}}{\rho}} + e^{-\frac{\pi \cdot d \cdot R_{NO,PM}}{\rho}} = 1 \quad (6)$$

1.4 ESPECTROSCOPIA DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA

La espectroscopia de impedancia eléctrica estudia el comportamiento de la resistividad eléctrica de un material en el dominio de la frecuencia. El análisis espectral permite caracterizar el material que posteriormente será usado en el desarrollo de tecnología para el servicio de campos como la biomedicina, la física del estado sólido, la geofísica, entre otros.

Se han desarrollado múltiples aplicaciones que involucran el uso de la espectroscopia de impedancia eléctrica, tales como la detección temprana de cáncer de cuello uterino⁷.

1.5 NUESTRO PROYECTO

Actualmente en el grupo de investigación CIMBIOS (Ciencia de Materiales Biológicos y Semiconductores⁸) de la Universidad Industrial de Santander se han estado adelantando investigaciones sobre el estudio de las propiedades eléctricas de nuevos materiales como sólidos semiconductores que puedan permitir a futuro el desarrollo de nuevos dispositivos con mejores prestaciones. Como resultado de estos estudios, surge la necesidad de desarrollar nuevos equipos y mejorar las características de algunos ya existentes para la medición de dichas propiedades.

⁷ MIRANDA, David; BARRERO, Jaime y ECHEVERRY, Jorge. Estudio para la detección temprana del cáncer de cuello uterino. Bucaramanga: Sic Editorial, 2007. p.ISBN 978-958-708-264-7.

⁸ <http://tux.uis.edu.co/cimbios/>

Nuestro trabajo de investigación consistió en el desarrollo e implementación de un conductivímetro de corriente alterna basado en la técnica de Van der Pauw, con determinadas características especiales que le permiten medir sólidos semiconductores con impedancias comprendidas entre 1 k Ω y 1 M Ω . Además, el sistema diseñado está soportado por tecnología DSP y comunicación USB con un PC.

En el proyecto se plantearon cuatro fases metodológicas para la adaptación de tecnología, correspondiendo la primera fase a la recopilación de información sobre medición de conductancia en sólidos semiconductores. Posteriormente se llevó a cabo la segunda fase en la que se diseñaron las diversas etapas, que integradas conformaron el conductivímetro. En la tercer fase se diseñó la PCB con los correspondientes estándares, siendo esta fase una de las más críticas, ya que el equipo, por manejar señales de baja amplitud requiere de una correcta ubicación de los IC's para lograr gran inmunidad o blindaje con respecto al ruido. Por último, se realizó la cuarta fase en la que se hicieron las pruebas del equipo físico con sólidos semiconductores de conductancias conocidas, para determinar la exactitud del equipo de medida.

Para la evaluación de las diversas etapas que conforman el conductivímetro, se utilizó software de simulación de circuitos que proporcionó la información necesaria sobre el comportamiento de cada uno de los dispositivos al interior de las diferentes etapas.

Una de las ventajas que ofrece el conductivímetro diseñado en este trabajo de investigación es su bajo costo, ya que un equipo de características similares, tiene un costo que oscila entre US \$5 000 y US \$50 000. Además, la mayoría de equipos disponibles en el mercado no cuentan con todas las características deseadas en el CIMBIOS.

1.6 SEMICONDUCTORES

La materia en estado sólido, de acuerdo a sus propiedades eléctricas, puede ser calificada en tres grupos: aisladores, semiconductores y metales. Estos se diferencian entre sí, principalmente por el grado de resistividad eléctrica que los caracteriza.

A temperatura ambiente, los aisladores constituyen el grupo de resistividad eléctrica mayor (10^{14} - 10^{22} Ω -cm), con lo que su conductividad eléctrica es muy baja. Los metales por el contrario, presentan resistividad baja (10^{-6} - 10^{-4} Ω -cm) siendo excelentes conductores eléctricos.

Entre estos dos grupos se hallan los semiconductores, cuya resistividad es de el orden de 10^{-2} - 10^9 Ω -cm, lo que les confiere propiedades de mucho interés⁹. Un semiconductor es un cuerpo cuya resistividad es superior a la de los metales e inferior a la de los aislantes, su resistividad puede verse afectada por factores como la temperatura, la tensión o la adición de ciertas impurezas¹⁰.

En materia condensada, la energía que los electrones pueden poseer está agrupada en intervalos amplios llamados “bandas”, en donde cada banda se constituye de numerosos niveles que se encuentran ubicados unos cerca de otros. Los electrones con los niveles de energía superiores (menor negatividad), denominados electrones de valencia, se localizan en la banda de valencia¹¹.

⁹ BEMSKI, George. Semiconductores. Washington: Organización de los Estados Americanos, 1980. p.3.

¹⁰ SOLYMAR, Laszlo y WALSH, Donald. Electrical properties of materials. 7 ed. USA: Oxford, 2004. p. 119-212.

¹¹ HAYT hijo, William. Teoría electromagnética. 5 ed. México: McGraw Hill, 1999. p.132

Si en un material la banda de valencia se traslapa suavemente a una banda de conducción, ver figura 6.a, el material se denomina conductor metálico. En este material, cuando un campo externo suministra una energía adicional a los electrones de valencia se produce un flujo de corriente.

Cuando existe una gran brecha entre la banda de valencia y la de conducción, ver figura 6.b, el electrón no alcanza a lograr el paso de una banda a otra, evitando el flujo de corriente. Dicho material se conoce como aislante. Si se pudiera transferir una gran cantidad de energía al electrón, éste sería excitado lo suficiente como para pasar a la banda de conducción, siendo este punto donde se rompe el aislante.

Una condición intermedia se presenta cuando una pequeña brecha separa la banda de valencia de la de conducción, ver figura 6.c, en donde una pequeña cantidad de energía en la forma de luz, calor o campo eléctrico, es suficiente para aumentar la energía de los electrones en la banda de valencia y facilitar la conducción¹². Dichos materiales son aislantes pero con presencia de muchas propiedades de los conductores por lo que recibieron el nombre de semiconductores¹³.

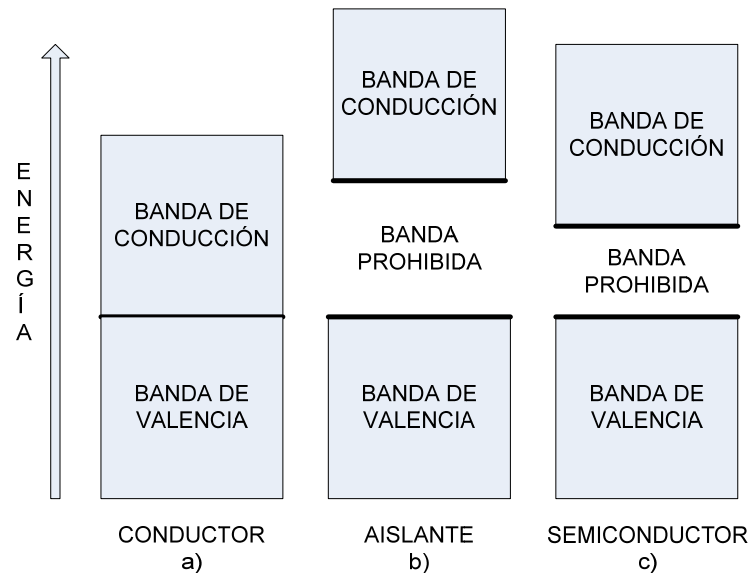
Existen semiconductores intrínsecos y extrínsecos. En un material semiconductor intrínseco, como lo son el silicio o germanio puro, están presentes dos tipos de portadores de carga, los electrones y los huecos. Los electrones que contribuyen a la conducción eléctrica se ubican en la banda de conducción y los huecos en la banda de valencia. Hay que tener en cuenta que cuando un electrón en la banda

¹² SOLYMAR. Op. cit., p. 119-212

¹³ HAYT, Op. cit., p.132

de valencia recibe suficiente energía, generalmente térmica, salta a la banda de conducción y produce un hueco en la banda de valencia¹⁴.

Figura 6. Estructura de bandas de energía para materiales tipo conductor, aislante y semiconductor.



Fuente: Autores del Proyecto.

En la conducción eléctrica en un semiconductor intrínseco, los electrones se mueven en la banda de conducción y los huecos, en igual cantidad pero en sentido contrario al de ellos, en la banda de valencia. La banda prohibida para semiconductores comunes es de alrededor de 1 electrón-volt¹⁵.

Una ventaja de los semiconductores, frente a los conductores, es que presentan una movilidad elevada. Por ejemplo, para semiconductores intrínsecos como el silicio puro, las movilidades de los huecos y de los electrones son $0,12 \text{ m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ y $0,025 \text{ m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ respectivamente, mientras en el germanio, estas son de $0.36 \text{ m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$

¹⁴ HAYT, Op. cit., p.145.

¹⁵ BEMSKI, Op. cit., p. 21.

y $0,17 \text{ m}^2/\text{V}\cdot\text{s}$ respectivamente. Dichos valores se encuentran en un intervalo de 10 a 100 veces la del aluminio, cobre, plata y otros conductores metálicos¹⁶. Las movilidades citadas corresponden a temperatura de 300°K .

Los semiconductores intrínsecos también satisfacen la forma punto de la ley de Ohm ($J = \sigma E$), esto es, la conductividad es razonablemente constante con la densidad de corriente y con la dirección de la misma.

El número de portadores de carga y la conductividad del material pueden ser elevados enormemente si se le añaden pequeñas cantidades de impurezas, obteniendo de esta manera un semiconductor extrínseco. El semiconductor tipo n es aquel que se forma cuando materiales donadores suministran electrones adicionales al material puro mientras el semiconductor tipo p es aquel que se forma cuando materiales aceptores, proveen de huecos extras al material puro. Este proceso es conocido como dopaje¹⁷. Por ejemplo una concentración de donadores de una parte en 10^7 , en el silicio, produce un aumento en la conductividad¹⁸ en un factor de 10^5 .

¹⁶ FINK, D.G y BEATY H.W. Standard handbook for electrical engineers. 12. ed. New York: McGraw Hill, 1987.

¹⁷ SOLYMAR. Op. cit., p. 119-212

¹⁸ HAYT, Op. cit., p.146.

2. DISEÑO DEL HARDWARE

La caracterización de la resistividad eléctrica de materiales semiconductores, requiere la medida de la resistencia eléctrica del material en las diferentes posiciones de los electrodos, referente a la técnica de Van der Pauw, y la variación de la frecuencia de la fuente de excitación. Basado en esta premisa se dispone al diseño del *hardware*.

La manera en que se mide el espectro de impedancia eléctrica consiste en inyectar corriente a un material y medir la respuesta en tensión del mismo, para lo cual se requiere de una fuente de corriente. Existen varias topologías de fuentes de corriente tales como la fuente de corriente Howland, amplificador inversor de transconductancia, amplificador no inversor de transconductancia, la fuente de corriente basada en espejo de corriente (*the current-mirror current source*), entre otras. De las fuentes de corriente anteriormente enumeradas, las mejores alternativas son la fuente de corriente Howland y el espejo de corriente. Ambas tienen un buen desempeño y no presentan una gran diferencia en su comportamiento, según reporta Bertemes¹⁹ (2002). La diferencia entre estas dos radica en el número de amplificadores operacionales que conforman cada topología: la fuente de corriente Howland utiliza sólo un amplificador operacional mientras que la fuente de corriente espejo de corriente utiliza tres. Para el conductivímetro de corriente alterna se seleccionó la fuente de corriente Howland, por su estabilidad, menor cantidad de componentes activos y fácil implementación²⁰.

¹⁹ BERTEMES FILHO, Pedro. Tissue characterisation using an impedance spectroscopy probe. Sheffield, 2002, 189 p. Tesis doctoral (Doctor of Philosophy). University of Sheffield. Department of Medical Physics and Clinical Engineering.

²⁰ AGUILERA, Oscar; BAYONA, Oscar y MIRANDA, David. Criterios de diseño de la fuente de corriente Howland. En: Revista UIS Ingenierías. Bucaramanga. Vol. 6, No. 1 (ene.- jun. 2007); p. .

La fuente de corriente necesita de una fuente de tensión sinusoidal a la entrada, la cual debe tener características de variación de la frecuencia y de tensión eléctrica para permitir la medida en un amplio intervalo de magnitudes.

La tensión eléctrica generada en el sólido, consecuencia de la excitación suministrada por la fuente de corriente Howland, se amplifica por medio de un sensor de tensión. Posteriormente, la señal acondicionada se convierte a un valor de tensión eléctrica de corriente continua equivalente su valor RMS, este valor será procesado por el sistema de control.

La técnica de Van der Pauw exige la medida de las resistencias eléctricas $R_{MN,OP}$ y $R_{NO,PM}$ como se mencionó en el numeral 1.2. Estos valores requieren la conmutación entre los electrodos que inyectan corriente al material y los electrodos que se usan para medir de la respuesta en tensión. Para llevar a cabo esto, se conecta la fuente de corriente Howland y el sensor de tensión eléctrica a un sistema de conmutación que permite la conmutación.

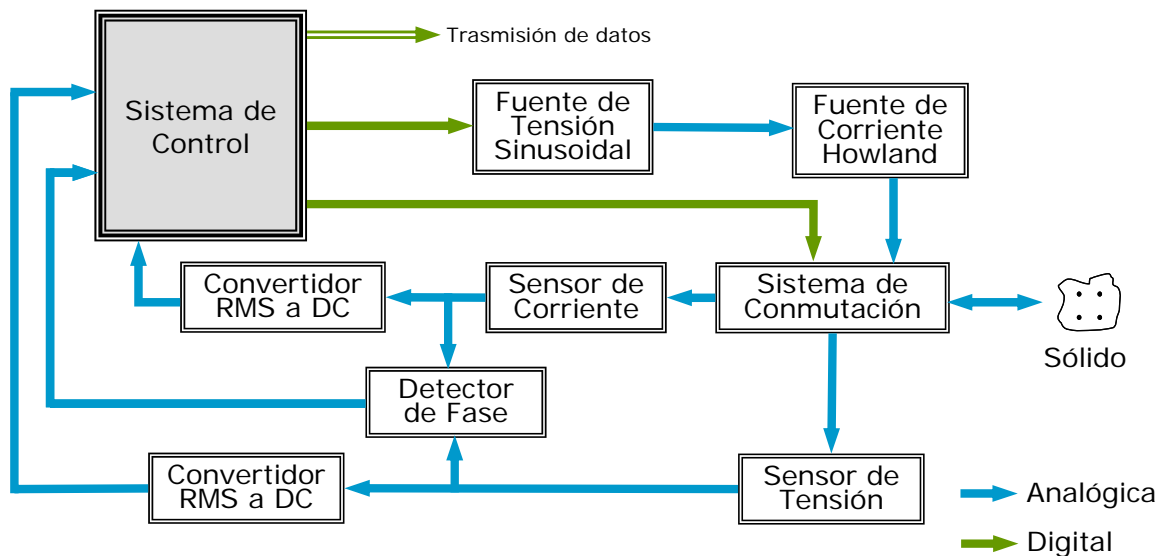
Adicionalmente, se implementó un sensor de corriente que sirve para acondicionar la señal de corriente suministrada al sólido y, a su vez, como lazo de realimentación para el control de la fuente de corriente. De la misma forma que con la señal de tensión, se mide el valor RMS de la señal de corriente amplificada.

Considerando al sólido semiconductor como una impedancia eléctrica con parte real e imaginaria y como la técnica de Van der Pauw requiere los valores de la resistencia eléctrica del sólido, se implementó un detector de fase que permite medir la parte real de la impedancia del sólido. Los valores RMS de la corriente de excitación y la respuesta en tensión del sólido permiten calcular magnitud y la parte imaginaria de la impedancia eléctrica del sólido.

2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES

En la figura 7 se muestra el diagrama de bloques del conductivímetro de corriente alterna basado en la técnica de Van der Pauw, en donde se diferencia las señales analógicas y digitales.

Figura 7. Diagrama de bloques del conductivímetro de corriente alterna.



Fuente: Autores del Proyecto.

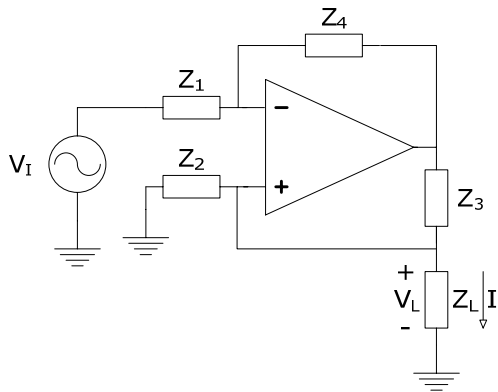
El sistema de control, mostrado en la figura 7, se encarga del control digital y del procesamiento de las señales analógicas, almacenando los datos necesarios para el cálculo de conductancia del sólido semiconductor. Adicionalmente el sistema transmite los datos almacenados a un computador para su análisis *off-line* a través de un puerto de comunicaciones USB.

2.2 ANÁLISIS DE TOPOLOGÍAS Y SELECCIÓN DE COMPONENTES ELECTRÓNICOS

A continuación se hace presentan de las diferentes topologías y la configuración de cada una de ellas con los dispositivos seleccionados, para la obtención de los objetivos planteados del proyecto.

2.2.1 Fuente de Corriente Howland. La fuente de corriente Howland, mostrada en la figura 8, es una fuente de corriente controlada por tensión con la cual se han desarrollado múltiples aplicaciones tales como la detección temprana de cáncer de cuello uterino²¹, tomografía de impedancia eléctrica²², estimulación electrocutánea²³, excitación de sensores resistivos y piezoresistivos²⁴, entre otros.

Figura 8. Fuente de corriente Howland.



Fuente: Autores del proyecto.

²¹ MIRANDA, Estudio para la detección temprana del cáncer de cuello uterino, Op. cit., p.

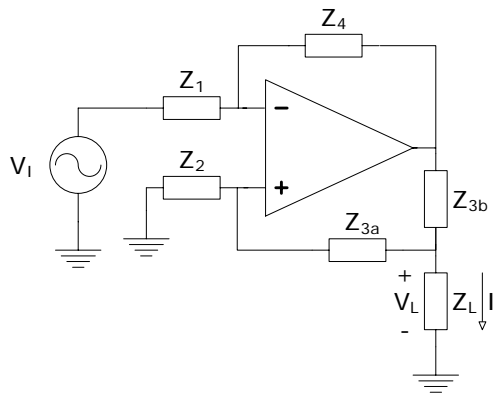
²² ROSS, Alexander *et al.* Current source design for electrical impedance tomography. En: Physiological Measurement. Vol. 24, No. 2 (Mayo 2003); p. 509-516.

²³ POLETO, Christopher y VAN DOREN, Clayton. A high voltage, constant current stimulator for electrocutaneous stimulation through small electrodes. En: IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 46, No. 8 (Agosto 1999); p. 929-936.

²⁴ PELICIA, Marcos y dos REIS, Carlos. Fully integrated programmable Howland current source for sensors excitation. En: IEEE INTERNATIONAL CARACAS CONFERENCE ON DEVICES, CIRCUITS AND SYSTEMS. (4 : 2002 : Aruba). IEEE, 2002. p. C028-C1-4.

Para este caso se seleccionó la topología de la fuente de corriente Howland mejorada, mostrada en la figura 9, debido a que por adicionar una impedancia en el lazo de realimentación positiva sólo se suministra una fracción de la tensión en modo común a la entrada del amplificador aumentando el rango dinámico a la salida de la fuente de corriente e incrementando la capacidad de corriente que se le puede suministrar a la carga.

Figura 9. Fuente de corriente Howland mejorada.



Fuente: Autores del proyecto.

La respuesta de la fuente de corriente Howland mejorada es la ideal bajo la suposición de amplificador operacional ideal, pero en condiciones reales se ha encontrado que el ancho de banda es una característica crítica de su comportamiento en frecuencia, Aguilera *et al*²⁵ (2007), ver anexo A.

La función de transferencia de la fuente de corriente Howland mejorada se aproxima a un sistema de segundo orden como muestra la ecuación (7).

$$G(s) \approx \frac{a_1 s}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (7)$$

²⁵ AGUILERA; BAYONA y MIRANDA, Op. cit., p. .

A continuación se presentan los criterios de diseño de la fuente de corriente Howland mejorada²⁶. Se parte de que $Z_4 = Z_1 = R$, $Z_{3a} = R + \frac{1}{sC}$ (criterio para mejorar la estabilidad de la fuente de corriente Howland), $Z_{3b} = R$, $Z_2 = 2R$ y $Z_L = R_L$ (resistencia de carga).

- Ganancia de lazo abierto del amplificador operacional

$$A_v \geq \frac{8\sqrt{2}}{3} \frac{|Z_{out}|}{R} \quad (8)$$

- Ancho de banda del amplificador operacional

$$\omega_b \approx \frac{2}{3} \frac{4R_L + 3R}{A_v R} \frac{\omega_0}{Q} \quad (9)$$

Donde $|Z_{out}|$ es la magnitud de la impedancia de salida y $\frac{\omega_0}{Q}$ es el ancho de banda de la fuente de corriente Howland. La ganancia de frecuencia central esta definida por $G_{HC} = -\frac{1}{R}$.

La magnitud de la impedancia de salida debe ser mayor que la máxima resistencia de carga para evitar suministrar una intensidad de corriente errónea por causa del divisor de corriente entre el paralelo de las impedancias de salida de la fuente y de carga. La impedancia de salida de la fuente de corriente esta dada por la ecuación (10).

$$|Z_{out}| \approx \frac{3}{8} \frac{A_v}{\sqrt{2}} R_{3b} \quad (10)$$

En la ecuación (10) se puede observar que a mayor valor de la resistencia $R_{3b} = R$ mayor será la magnitud de la impedancia de salida $|Z_{out}|$ y la ganancia a

²⁶ AGUILERA; BAYONA y MIRANDA, Op. cit., p. .

frecuencia central de la fuente de corriente Howland mejorada es inversamente proporcional a la resistencia R . De esta manera, se dispone a encontrar un punto de equilibrio para hallar R partiendo de la máxima magnitud de corriente que se suministra a la carga.

La máxima magnitud de corriente a la salida de la fuente de corriente Howland es $100 \mu\text{A}$, al tomar $R = 1 \text{ M}\Omega$ se encuentra que la magnitud de la tensión sinusoidal a la entrada de fuente de corriente es de 100 V dificultando el manejo de tensiones de este nivel, por lo tanto se selecciona $R = 100 \text{ k}\Omega$ que lleva a suministrar una tensión sinusoidal de 10 V de magnitud a la entrada de la fuente de corriente.

Con el valor de $R = 100 \text{ k}\Omega$ se puede calcular la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional, tomando como máxima resistencia de carga $R_L = 1 \text{ M}\Omega$ se especifica la magnitud de la resistencia de salida de la fuente de corriente Howland como $|Z_{out}| = 100 \text{ M}\Omega$, reemplazando estos valores en la ecuación 8 se tiene que

$$A_v \geq \frac{8\sqrt{2}}{3} \frac{|Z_{out}|}{R} = \frac{8\sqrt{2}}{3} \frac{100 \text{ M}}{100 \text{ k}} = 3,771 \text{ k } \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

La especificación del ancho de banda del amplificador operacional se halla mediante la ecuación (9). Como se plantea en los objetivos del proyecto, se requiere un ancho de banda de la fuente de corriente Howland $f_H = 350 \text{ kHz}$ para una carga $R_L = 1 \text{ M}\Omega$ y un ancho de banda $f_H = 1 \text{ MHz}$ para una carga $R_L = 150 \text{ k}\Omega$. A continuación se calculan los anchos de banda mínimos para el amplificador operacional bajo las condiciones dadas:

$$\omega_b \approx \frac{2}{3} \frac{4R_L + 3R}{A_v R} \frac{\omega_0}{Q} = \frac{2}{3} \frac{4 \cdot 1 \text{ M}\Omega + 3 \cdot 100 \text{ k}\Omega}{3,771 \text{ k } \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot 100 \text{ k}\Omega} \cdot 350 \text{ kHz} \cdot 2\pi = 16,716 \text{ k } \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\omega_b \approx \frac{2}{3} \frac{4R_L + 3R}{A_v R} \frac{\omega_0}{Q} = \frac{2}{3} \frac{4 \cdot 150 \text{ k}\Omega + 3 \cdot 100 \text{ k}\Omega}{3,771 \text{ k} \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot 100 \text{ k}\Omega} \cdot 1 \text{ MHz} \cdot 2\pi = 9,996 \text{ k rad/s}$$

Para cumplir con ambos objetivos se seleccionó el mayor valor de ancho de banda para el amplificador operacional, $\omega_b = 16,716 \text{ k rad/s}$. El producto de la ganancia de lazo abierto por ancho de banda del amplificador, que es un parámetro que caracteriza a los amplificadores operacionales, muestra a continuación:

$$A_v \cdot \omega_b = 3,771 \text{ k} \frac{\text{V}}{\text{V}} \cdot 16,716 \text{ k rad/s} = 63,041 \text{ M rad/s} \rightarrow 10,333 \text{ MHz}$$

Adicionalmente, al valor del producto de la ganancia de lazo abierto por el ancho de banda, $A_v \cdot f_b = 10,333 \text{ MHz}$, se consideran los parámetros no ideales del amplificador operacional para su selección: la corriente de polarización de entrada, el *slew rate*, el porcentaje de distorsión armónica total y la tensión de desnivel. Se seleccionó el amplificador operacional AD744 de *Analog Devices* cuyas características se ajustan a los criterios de diseño como se muestra en la tabla 1.

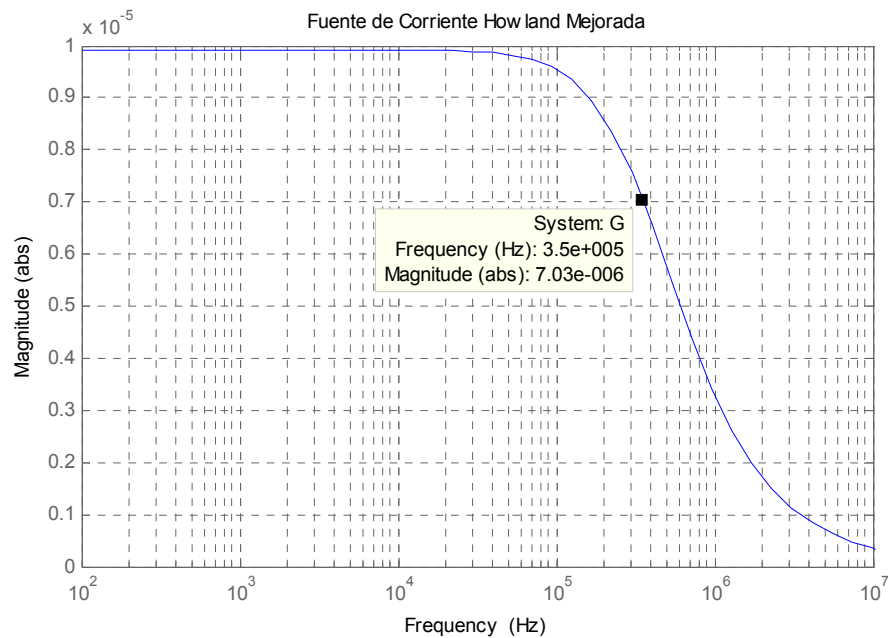
Tabla 1. Características eléctricas del amplificador operacional requeridas por el diseño.

Parámetro	Valor		Unidad
	Diseño	AD744	
Ganancia por ancho de banda	$\geq 10,333$	13	MHz
Máxima corriente de polarización de entrada	≤ 1000	100	pA
<i>Slew rate</i>	≥ 63	75	V/ μ s
Porcentaje de distorsión armónica total	$\leq 0,1$	0,0003	%
Máxima tensión de desnivel de entrada	≤ 10	0,5	mV
Impedancia de entrada diferencial	$\geq 100 \text{ M}\Omega$	$3 \cdot 10^{12} 5,5$	ΩpF

Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Analog Devices*.

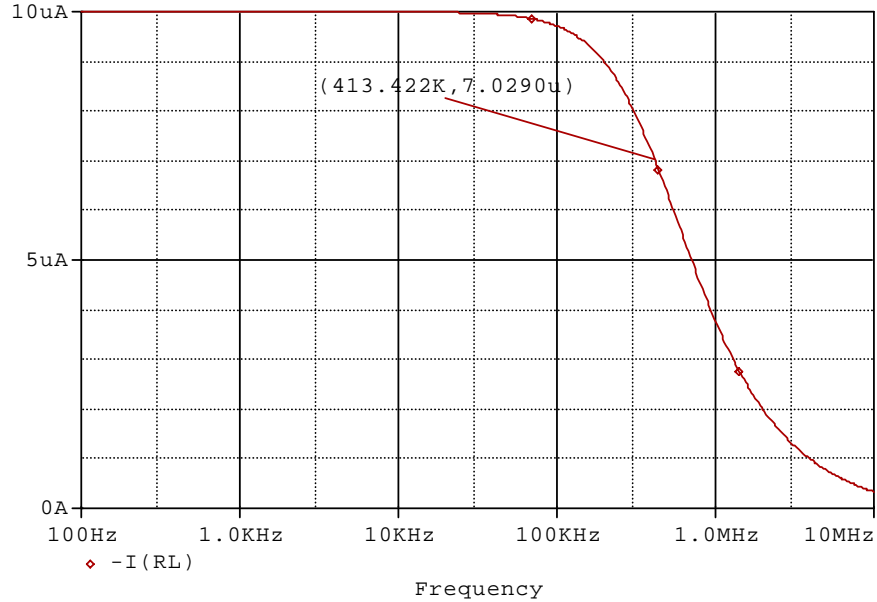
La figura 10 muestra la respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland mejorada simulada en MatLab con los valores de las resistencias establecidas para el diseño: se tomó al capacitor para mejorar la estabilidad de la fuente de corriente a $C = 1 \mu F$ y como amplificador operacional el AD744. Se puede observar que se cumple con el requerimiento de ancho de banda $f_H = 350 \text{ kHz}$ de la fuente de corriente Howland para una resistencia de carga $R_L = 1 \text{ M}\Omega$ como se plantea en los objetivos del proyecto. A su vez se garantiza el diseño de la fuente de corriente Howland mejorada en una simulación de Orcad mostrada en la figura 11.

Figura 10. Respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland mejorada simulada en Matlab.



Fuente: Autores del proyecto.

Figura 11. Respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland mejorada simulada en Orcad.



Fuente: Autores del proyecto.

Para medir un rango amplio de magnitudes de impedancia eléctrica es necesario suministrar diferentes amplitudes de tensión sinusoidal a la entrada de la fuente de corriente Howland para generar las intensidades de corrientes que se requieren, la tabla 2 muestra las magnitudes de la tensión sinusoidal considerando la ganancia de transconductancia de la fuente de corriente.

Tabla 2. Amplitudes requeridas a la entrada de la fuente de tensión sinusoidal.

Corriente de salida (μA)	Ganancia de transconductancia ($\mu\text{A/V}$)	Tensión de entrada (V)
100,0	10	10,0
10,0		1,0
1,0		0,1

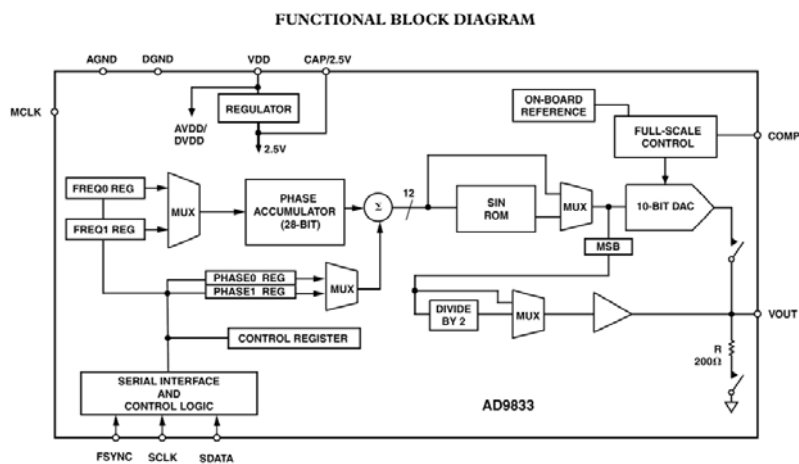
Fuente: Autores del proyecto.

2.2.2 Fuente de Alimentación Sinusoidal. El estudio de la espectroscopia de impedancia eléctrica requiere las medidas de impedancia eléctrica del material a diferentes frecuencias de la señal de excitación. Partiendo de esta necesidad el generador de onda sinusoidal debe permitir el ajuste de la frecuencia de la señal de salida bajo parámetros establecidos previamente. Para este requerimiento se empleó el circuito integrado AD9833 de *Analog Devices*.

El AD9833 es un generador de señales programable capaz de producir señales sinusoidales, triangulares y cuadradas. Se programa digitalmente la frecuencia y la fase, por medio de una interfase serial de tres vías compatible con el modulo SPI *Serial Peripheral Interface*. También se puede programar el tipo de señal a la salida. El circuito integrado requiere de un reloj de referencia y capacitores de desacople para generar señales sinusoidales hasta de 12,5 MHz.

Internamente el AD9833 se constituye de los siguientes bloques funcionales: un oscilador controlado numéricamente (*numerically controlled oscillator NCO*), moduladores de frecuencia y fase, SIN ROM, un convertidor digital a analógico y un regulador. La figura 12 muestra el diagrama de bloques del AD9833.

Figura 12. Diagrama de bloques del AD9833.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Analog Devices*.

2.2.2.1 Sistema de Amplificación de la Tensión de Salida del Generador de Señales. Se diseñó un sistema de amplificación que suministra las magnitudes de tensión sinusoidal a la entrada de la fuente de corriente Howland para generar el rango de intensidades de corriente mencionadas en la tabla 2. Las ganancias que el sistema de amplificación debe proporcionar se muestran en la tabla 3, partiendo de la amplitud típica de salida del generador de señales de $0,3 V_p$.

Tabla 3. Lista de ganancias del sistema de amplificación de señales de tensión sinusoidal.

Tensión de Entrada V_i (V)	Tensión de Salida V_o (V)	Ganancia G_v (V/V)
0,3	10,0	33,333
	1,0	3,333
	0,1	0,333

Fuente: Autores del proyecto.

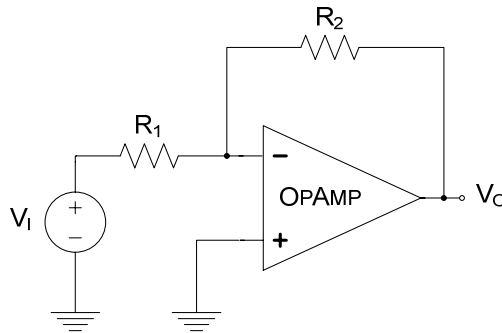
La tabla 3 muestra que el sistema de amplificación necesita proporcionar ganancias mayores y menores que 1, según sea el caso; para cumplir con esto se seleccionó la configuración inversora del amplificador operacional, mostrada en la figura 13, cuya ganancia esta dada por la ecuación 11²⁷.

$$G_v = R_2/R_1 \quad (11)$$

La figura 14 muestra el sistema de amplificación diseñado en el cual se observa un multiplexor que selecciona la resistencia del lazo de realimentación negativa de la configuración inversora del amplificador operacional permitiendo la variación de la ganancia de tensión eléctrica. El multiplexor seleccionado es el ADG1204 de *Analog Devices* que permite señales bipolares hasta de ± 24 V y cuya resistencia en conducción es de 120Ω .

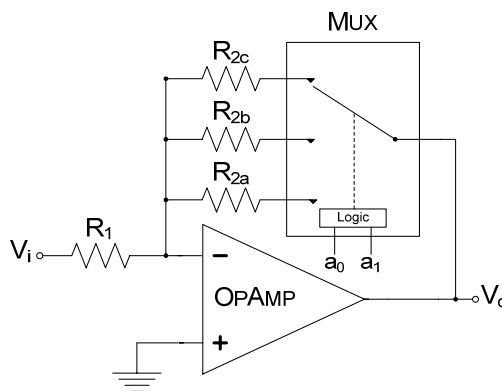
²⁷ SEDRA, Adel y SMITH, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4 ed. México: Oxford, 2002. p. 66. + 1 Disco compacto (CD-ROM). ISBN 970-613-379-8.

Figura 13. Configuración inversora del amplificador operacional.



Fuente: Autores del proyecto.

Figura 14. Sistema de amplificación diseñado.



Fuente: Autores del proyecto.

Considerando la máxima resistencia de entrada²⁸ posible de la configuración inversora dada por $R_{iN} = R_1$, la resistencia en conducción del multiplexor de 120Ω y las ganancias requeridas para el sistema de amplificación la tabla 4 muestra los valores de resistencia seleccionados para esta configuración.

²⁸ SEDRA y SMITH, Op. cit., p. 68.

Tabla 4. Resistencias seleccionadas para el sistema de amplificación.

Resistencia de Entrada $R_{IN}=R_1$ (k Ω)	Ganancia G_v (V/V)	R_2^* (k Ω)	$R_2=R_2^*-120$ (k Ω)
10	33,333	333,333	333,21
	3,333	33,333	33,21
	0,333	3,333	3,21

Fuente: Autores del proyecto.

Se seleccionó el amplificador operacional THS4601 de *Texas Instruments* cuyas especificaciones cumplen con los parámetros de diseño del sistema de amplificación, ver tabla 5, entre los que se encuentran: amplio producto de ganancia por ancho de banda, alta impedancia de entrada.

Tabla 5. Características eléctricas del amplificador operacional requeridas por el diseño y del THS4601.

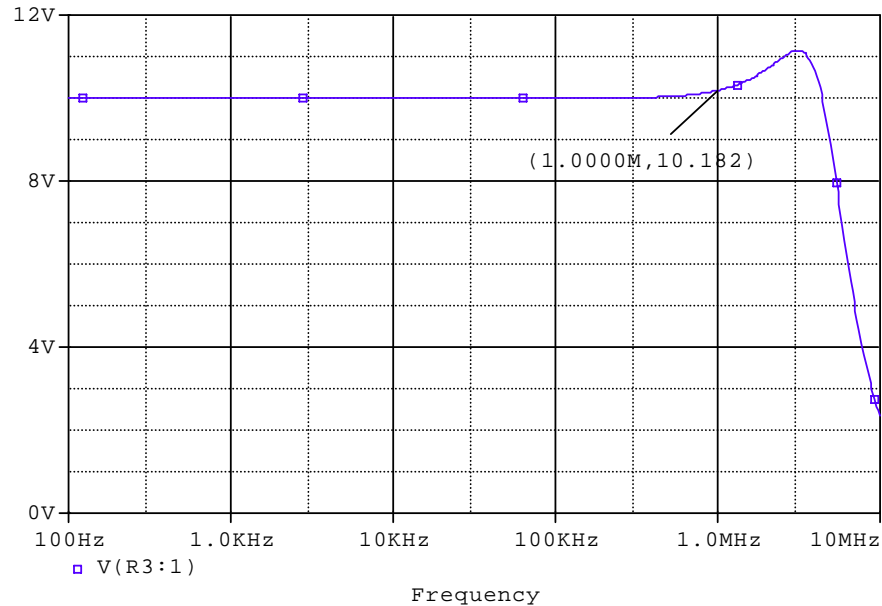
Parámetro	Valor		Unidad
	Diseño	THS4601	
Ganancia por ancho de banda	$\geq 33,333$	180	MHz
Máxima corriente de polarización de entrada	≤ 1000	100	pA
<i>Slew rate</i>	≥ 63	100	V/ μ s
Tensión de ruido a la entrada ($f > 10$ kHz)	≤ 10	5,4	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Máxima tensión de desnivel de entrada	≤ 10	4	mV
Impedancia de entrada diferencial	≥ 100 M Ω	$10^9 10$	ΩpF

Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Texas Instruments*.

La figura 15 muestra la respuesta en frecuencia del sistema de amplificación para una señal de salida de 10 V. Se considera a la señal de entrada con amplitud 0,3 V_p, por lo cual se requiere de una ganancia de tensión de 33,333 V/V. En la figura 15 se observa un error máximo de 1,82 % de la magnitud de tensión eléctrica (el

error máximo correspondiente a 1 MHz, dado que es el ancho de banda efectivo de todo el equipo) consecuencia del comportamiento del amplificador operacional como un sistema mayor de primer orden.

Figura 15. Respuesta en frecuencia del sistema de amplificación.



Fuente: Autores del Proyecto.

2.2.3 Sistema de Conmutación para el uso del Método de Van der Pauw. El método de Van der Pauw requiere de la medida de la resistencia del material en dos configuraciones distintas $R_{MN,OP}$ y $R_{NO,PM}$, para esto se hace necesaria la conmutación de los electrodos conectados al material semiconductor, de tal manera que la inyección de corriente por los electrodos y la medición de tensión a través de los mismos puedan localizarse en diferentes posiciones para cumplir con los requerimientos del método de Van der Pauw.

La lógica empleada para el sistema de conmutación usando conmutadores analógicos se muestra en la tabla 6. En donde, IN_x es la señal de control digital

del conmutador analógico x cuya salida es Dx , I+ e I- son los puntos de conexión de las señales provenientes de la fuente de corriente Howland, mientras que V+ y V- corresponde a la tensión de respuesta para ser acondicionada con el sensor de tensión.

Tabla 6. Configuración lógica en la fase de conmutación para la técnica de Van der Pauw.

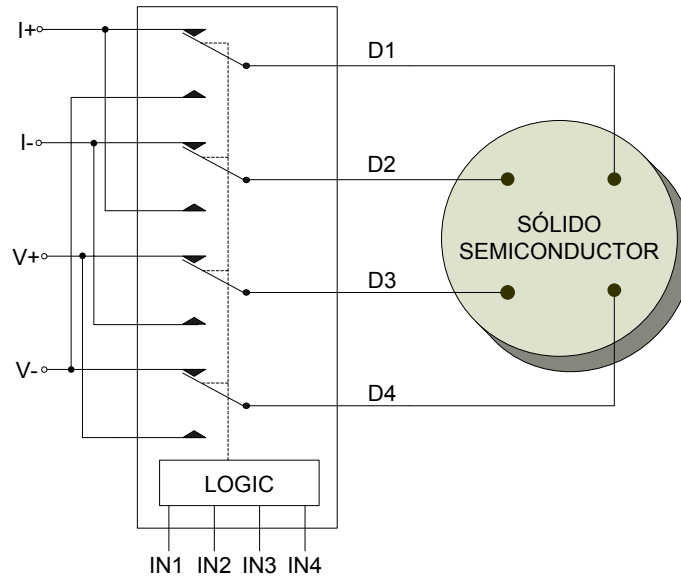
\overline{EN}	$IN1$	$IN2$	$IN3$	$IN4$	$D1$	$D2$	$D3$	$D4$
1	X	X	X	X	Off	Off	Off	Off
0	1	1	1	1	I+	I-	V+	V-
0	0	0	0	0	V-	I+	I-	V+

Fuente: Autores del proyecto.

El sistema de conmutación empleado para la implementación de la técnica de Van der Pauw se basa en un circuito integrado constituido por cuatro conmutadores independientes como se muestra en la figura 16.

Es necesario considerar que para la correcta operación de la etapa de conmutación es importante la seleccionar un conmutador analógico que tenga una baja resistencia en conducción, pues ésta introduce errores en la medida de la impedancia eléctrica del sólido semiconductor, en especial para bajas impedancias. La tabla 7 lista tres de los mejores conmutadores analógicos de *Analog Devices* que pueden operar con señales bipolares. Cabe anotar que los conmutadores analógicos de *Analog Devices* son los que presentan las mejores características técnicas y relación costo/beneficio disponibles en el mercado.

Figura 16. Circuito de conmutación para el uso de la técnica de Van der Pauw.



Fuente: Autores del Proyecto.

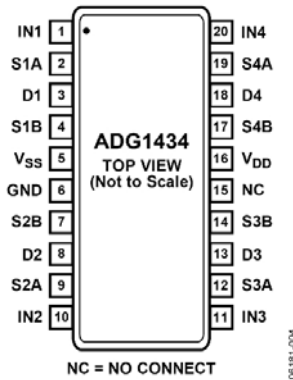
Tabla 7. Características eléctricas de conmutadores analógicos.

Parámetro	Conmutadores Analógicos			Unidad
	ADG1434	ADG333A	ADG436	
Número de canales	4	4	2	-
Resistencia en conducción (típica)	4	20	12	Ω
Corriente de fuga	50	100	50	pA
Ancho de banda	200	-	-	MHz
Tensión de alimentación máxima	± 15	± 15	± 15	V

Fuente: Hojas de datos de los dispositivos. *Analog Devices*.

Al comparar las características de los conmutadores se encontró que el circuito integrado ADG1434 de *Analog Devices* es el que presenta las mejores características para el módulo de conmutación y se ajusta a los requerimientos de diseño. En la figura 17 se muestra la configuración de pines del ADG1434.

Figura 17. Configuración de pines del ADG1434.

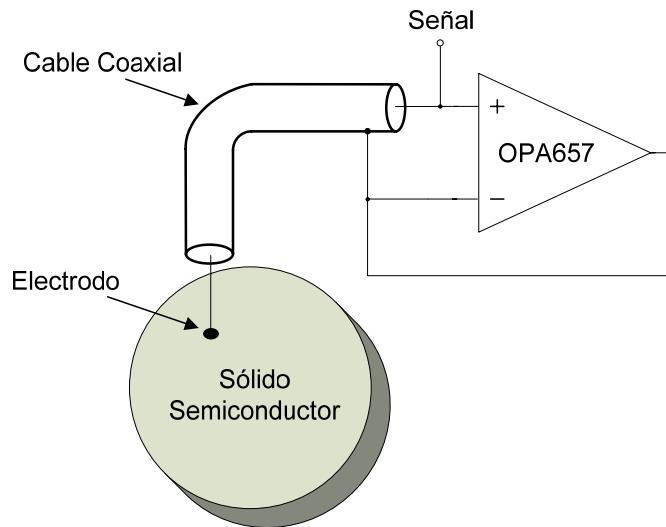


Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Analog Devices*.

2.2.4 Guardas de Tensión. Existen varias complicaciones que se presentan al medir señales de baja tensión. En el diseño de un sistema de adquisición de datos, una de las preguntas que debe hacerse es si el sistema se encuentra aislado de señales no deseadas. Para asegurarse que el sistema opera de forma correcta, se debe comenzar por lograr adquirir la señal del sólido semiconductor libre de distorsiones. Es por ello, que en la toma de medidas en el material semiconductor se emplearon cables coaxiales en cada señal, tanto de corriente como de tensión, pues éste proporciona el blindaje necesario para minimizar la introducción de ruido en el sistema de adquisición por los cables de conexión.

El uso de cable coaxial representa un efecto capacitivo, entre el conductor interno y la chaqueta externa del mismo, lo cual puede inducir variaciones en la señal. Esto sugiere el uso de una guarda de tensión que minimice las pérdidas en el cable coaxial. La guarda de tensión consiste en un técnica utilizada para minimizar pérdidas en un conductor coaxial y se implementa con un *buffer* analógico (con ganancia unitaria) que conecta el cable interno y la chaqueta externa, ver figura 18.

Figura 18. Implementación de guardas de voltaje.



Fuente: Autores del Proyecto.

Las principales características de una guarda de voltaje son su alta impedancia de entrada, su baja impedancia de salida, y su alto rechazo al modo común (CMRR), siendo este último uno de los parámetros más importantes a tener en cuenta con el fin de minimizar las señales en modo común.

La guarda de voltaje se implementó con el circuito integrado OPA657 de *Texas Instruments* que tiene: un rechazo de modo común CMRR de 89 dB, una corriente de polarización de entrada de 2 pA, una elevada impedancia de entrada de 1 T Ω y un impedancia de salida de 0,02 Ω . La figura 18 muestra el circuito de la guarda de voltaje implementada.

2.2.5 Sensor de Corriente. El sensor de corriente consiste en un amplificador de transresistencia al cual entra la corriente suministrada por la fuente de corriente Howland y suministra una tensión eléctrica proporcional a la corriente de entrada. Se empleó un convertidor RMS de precisión, el LCT1967 de *Linear Technology*,

para sensar el valor eficaz de la señal de corriente. El LTC 1967 presenta un buen desempeño cuando el nivel de amplitud de la onda de entrada se encuentra dentro del rango de 0,1 V a 1 V, ver numeral 2.2.8.

La tabla 8 muestra las ganancias de transresistencia del sensor de corriente considerando los niveles de corriente suministrada al sólido por la fuente de corriente Howland y los niveles de tensión eléctrica a la salida del sensor de corriente requerido por el convertidor RMS.

Tabla 8. Ganancias de transresistencia del sensor de corriente.

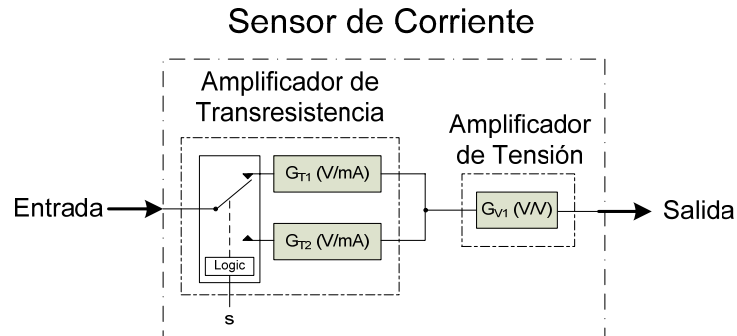
Corriente suministrada al sólido (μA)	Tensión de salida del sensor de corriente (V)	Ganancia del amplificador de Transresistencia (V/mA)
1,0	1,0	1000
10,0	0,1	10
100,0	1,0	10

Fuente: Autores del proyecto.

Las ganancias de transresistencia mostradas en la tabla 8 sugieren el uso de varias etapas de amplificación para que la respuesta en frecuencia del sistema no se vea alterada. Esto se debe a que entre mayor nivel de amplificación tenga la etapa, menor será su ancho de banda²⁹. Por tal razón se diseñó una amplificación basada en dos etapas, de las cuales la primera es un amplificador de transresistencia con ganancia variable; y la segunda de amplificación corresponde a un amplificador operacional en configuración no inversora con una ganancia fija. La figura 19 muestra el diagrama de bloque del sensor de corriente.

²⁹ SEDRA y SMITH, Op. cit., p. 92-97.

Figura 19. Diagrama de bloques del sensor de corriente.



Fuente: Autores del proyecto.

2.2.5.1 Amplificador de Transresistencia. Se implementó un amplificador de transresistencia para medir la corriente inyectada por la fuente Howland. La corriente es amplificada como una señal de tensión eléctrica y se mide su valor eficaz con un convertidor RMS.

Para que el amplificador de transresistencia no interfiera con la corriente aplicada al sólido semiconductor, el amplificador operacional que lo conforma debe tener las siguientes características: baja corriente de polarización de entrada y una alta resistencia de entrada, entre otros. De esta manera se seleccionó el amplificador operacional OP657 de *Texas Instruments*, la tabla 9 muestra sus características eléctricas.

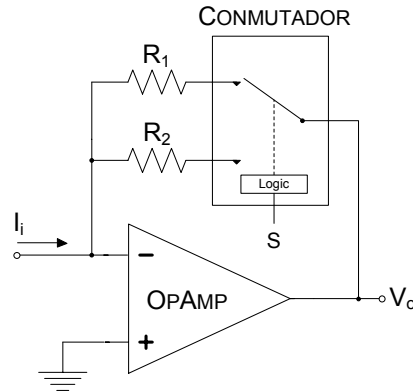
El amplificador de transresistencia implementado cuenta con una ganancia variable. La ganancia variable se implementó con un conmutador analógico como se muestra en la figura 20. Se seleccionó el conmutador analógico ADG1434 cuyas características se muestra en la tabla 7.

Tabla 9. Características eléctricas del OPA657.

Parámetro	Valor	Unidad
Ganancia por ancho de banda	1,60	GHz
Corriente de polarización de entrada	2,00	pA
Tensión de ruido a la entrada	4,80	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Tensión de desnivel a la entrada	$\pm 0,25$	mV
Rechazo de modo común	89	dB

Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Analog Devices*.

Figura 20. Amplificador de transresistencia con amplificación variable.



Fuente: Autores del Proyecto

En la tabla 10 se presentan las dos ganancias para el amplificador de transresistencia y los valores de las respectivas resistencias de realimentación. El diseño realizado mantiene un ancho de banda mínimo de 1 MHz.

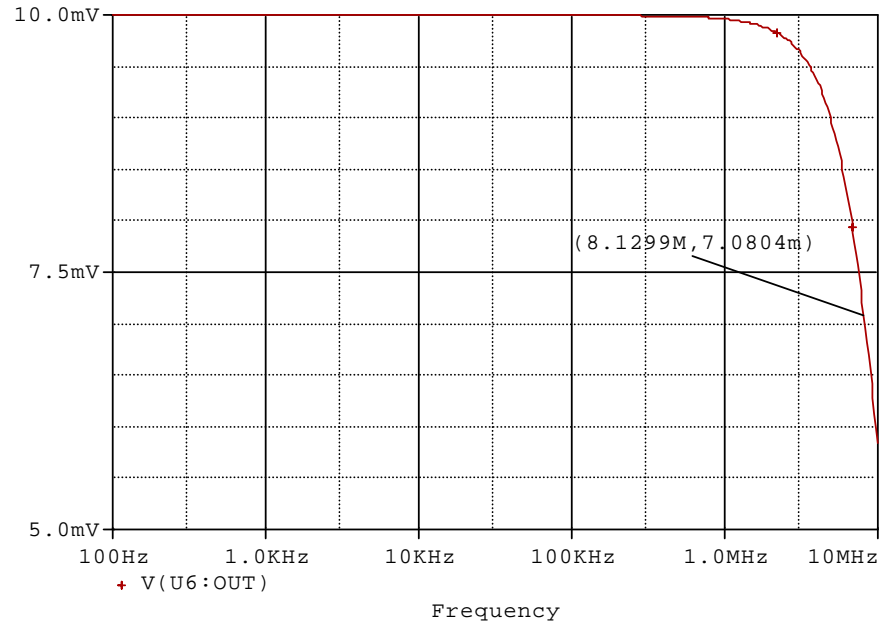
Tabla 10. Valores de diseño del amplificador de transresistencia.

Ganancia del amplificador de transresistencia (V/mA)	
10,0	$R_1 = 10 \text{ k}\Omega$
0,1	$R_2 = 100 \Omega$

Fuente: Autores del proyecto.

La figura 21 muestra la respuesta en frecuencia del circuito amplificador de transresistencia cuyo ancho de banda es de 8,13 MHz para una ganancia de 10 V/mA la cual permite amplificar una corriente de 1 μ A.

Figura 21. Respuesta en frecuencia del amplificador de transresistencia.



Fuente: Autores del proyecto.

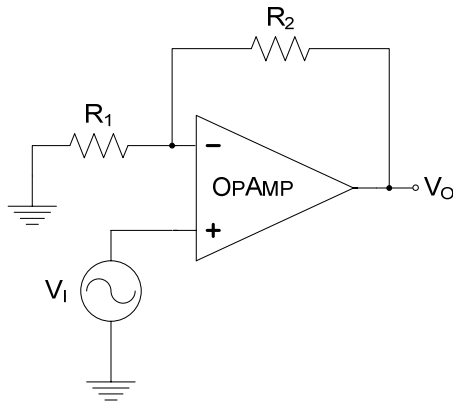
2.2.5.2 Amplificador de Tensión. Se implementó un amplificador con ganancia de 10 V/V con un amplificador no inversor con ganancia de 10 V/V, ver figura 22. La ganancia de tensión de la configuración no inversora esta dada por $G_V = 1 + R_2/R_1$ ³⁰.

Se seleccionaron los valores $R_1 = 100 \Omega$ y $R_2 = 909 \Omega$ para obtener una ganancia de 10 V/V y como amplificador operacional al OPA657 debido a su alta impedancia de entrada, ancho de banda, rechazo en modo común, entre otras, ver

³⁰ SEDRA y SMITH, Op. cit., p. 81-85.

tabla 9. La figura 23 muestra la respuesta en frecuencia del amplificador de tensión.

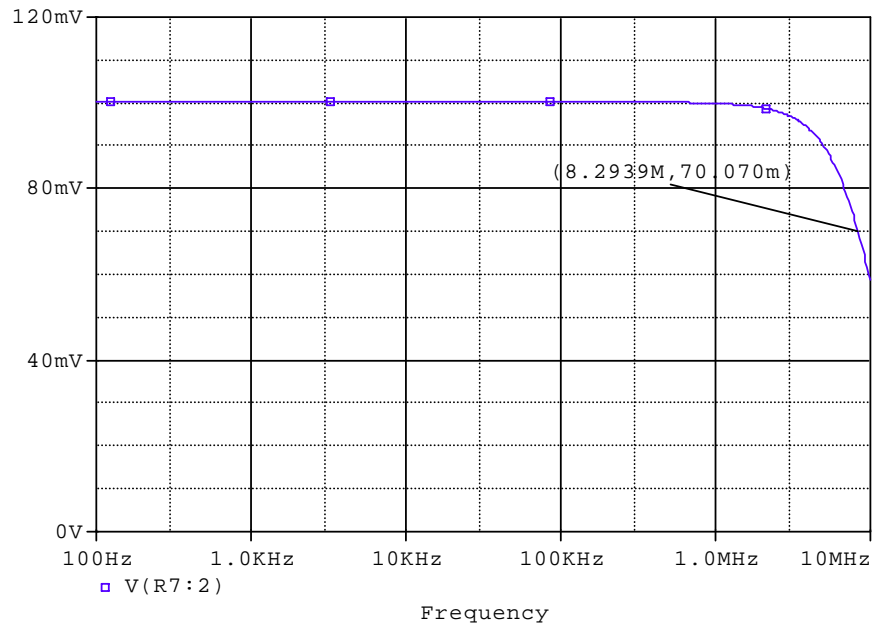
Figura 22. Configuración no inversora del amplificador operacional.



Fuente: Autores del Proyecto

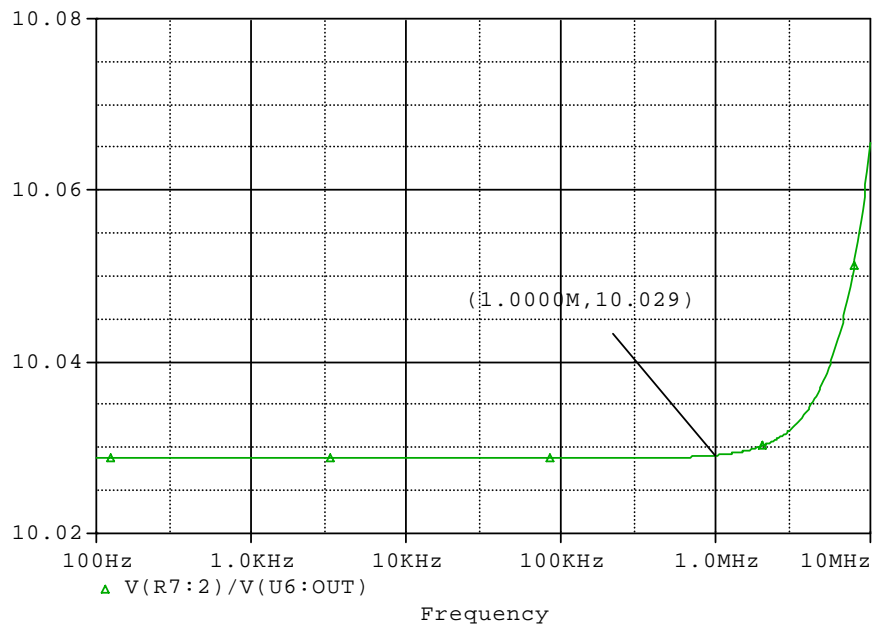
En la figura 23 se puede observar que el ancho de banda del sensor de corriente es de 8,29 MHz. Este ancho de banda es mayor que el de la señal a su entrada, véase figura 20. Esto se debe a que el amplificador de tensión se comporta como un sistema mayor al de primer orden la consecuencia a esto se refleja en el cambio de la ganancia del sistema en altas frecuencias, las señales de corriente que se van a medir no son gravemente afectadas por la no linealidad del sistema por que el porcentaje de error de ganancia no supera el 0,007 % para el ancho de banda de las frecuencias de interés de 1 MHz, como muestra la figura 24.

Figura 23. Respuesta en frecuencia del amplificador de tensión.



Fuente: Autores del proyecto.

Figura 24. Ganancia del amplificador de tensión en función de la frecuencia.



Fuente: Autores del proyecto.

2.2.6 Sensor de Tensión. El sensor de tensión se encarga de la adquisición y acondicionamiento de la respuesta en tensión del sólido. Las características principales del sensor de tensión para cumplir con el tipo de señal que se va medir son: alta impedancia de entrada, baja corriente de polarización de entrada, alto rechazo en modo común y ancho de banda mayor a 1 MHz.

La tabla 11 muestra las ganancias del sensor tensión considerando el rango de respuesta en tensión del sólido y los niveles de salida del sensor de tensión requeridos por el convertidor RMS, ver numeral 2.2.8.

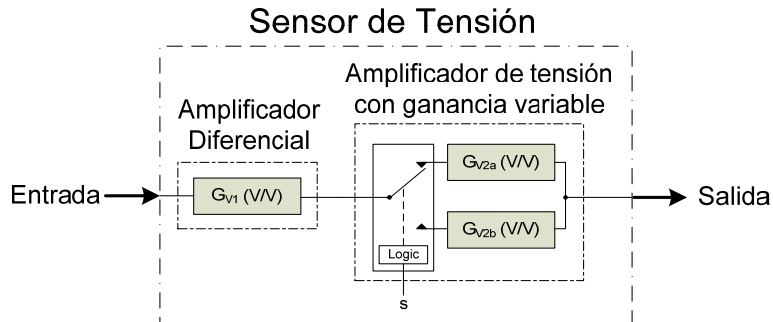
Tabla 11. Ganancias de tensión del sensor de tensión.

Rango de tensión generada en el sólido (V)	Rango de salida del sensor de tensión (V)	Ganancia de tensión del sensor de tensión (V/V)
0,01 – 0,1	0,1 - 1	10
0,1 - 1	0,1 - 1	1

Fuente: Autores del proyecto.

Los valores de ganancia de tensión de la tabla 11 sugieren el empleo de dos etapas de amplificación. La primera se utilizó un amplificador diferencial para obtener la señal diferencial y garantizar un rechazo en modo común; en la segunda se implementó un amplificador operacional en configuración no inversora con ganancia variable. La figura 25 muestra el diagrama de bloques del sensor de tensión.

Figura 25. Diagrama de bloques del sensor de tensión.



Fuente: Autores del proyecto.

2.2.6.1 Amplificador Diferencial. El amplificador diferencial es el encargado de preamplificar la respuesta en tensión del semiconductor. La señal medida es de muy baja potencia y requiere ser tratada cuidadosamente, por lo cual, el amplificador diferencial debe tener una alta impedancia a la entrada. La tabla 12 muestra algunas características eléctricas de dos amplificadores diferenciales de *Analog Devices*.

Tabla 12. Características eléctricas de amplificadores diferenciales

Parámetro	Amplificadores diferenciales		Unidad
	AD8130	AD830	
Resistencia de entrada	1	0,37	MΩ
Rechazo en modo común	100	100	dB
Ganancia por ancho de banda	200	40	MHz
Corriente de polarización de entrada	0,5	5	μA
Ruido de tensión a la entrada	4,5	27	nV/√Hz
<i>Slew Rate</i>	1060	240	V/μs

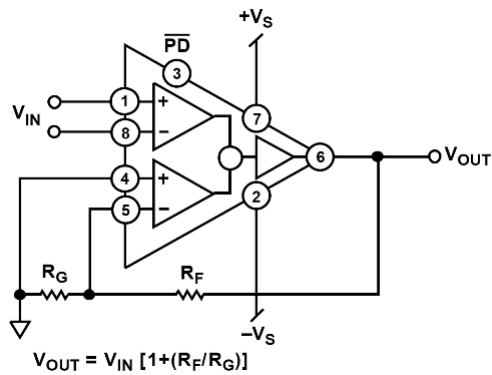
Fuente: Hojas de datos de los dispositivos, *Analog Devices*.

Se seleccionó el amplificador diferencial AD8130 de *Analog Devices* el cual está basado en arquitectura llamada realimentación activa. La principal característica

de la realimentación activa es que posee dos pares diferenciales a la entrada, mientras que los amplificadores operacionales convencionales solo tienen uno. Típicamente, en la arquitectura de realimentación activa, uno de los dos pares diferenciales recibe a la entrada la señal diferencial, mientras el otro es usado para la realimentación. La arquitectura de realimentación activa ofrece ventajas sobre un amplificador operacional convencional, esto se ve reflejado en algunos parámetros del dispositivo, tales como un excelente rechazo en modo común CMRR, además de un par de entradas que presentan una alta impedancia como lo muestra la tabla 12.

En la figura 26 se muestra la configuración típica del AD8130. La ganancia del amplificador esta dada por $V_{OUT}/V_{IN} = 1 + R_F/R_G$.

Figura 26. Configuración típica del amplificador diferencial AD8130.

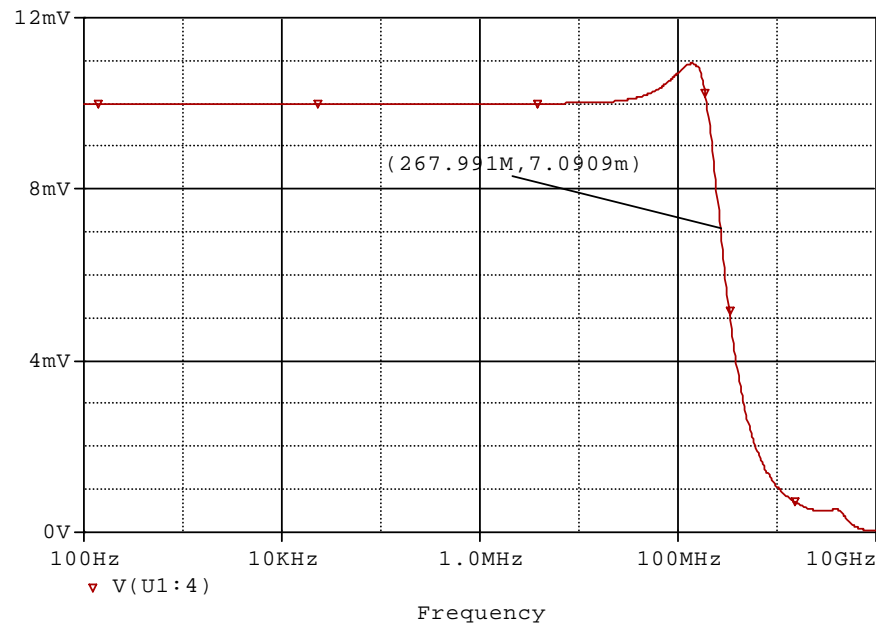


Fuente: Hoja de datos del fabricante.

El amplificador diferencial se diseñó con una ganancia fija de 1 V/V considerando la menor amplificación del sensor de tensión, ver tabla 11, y el control sobre la ganancia de los amplificadores con ganancia variable. En la figura 27 se muestra la respuesta en frecuencia del amplificador diferencial para una entrada de 10 mV.

Como se puede apreciar que el ancho de banda de amplificador diferencial es de 267,99 MHz.

Figura 27. Respuesta en frecuencia del amplificador diferencial.



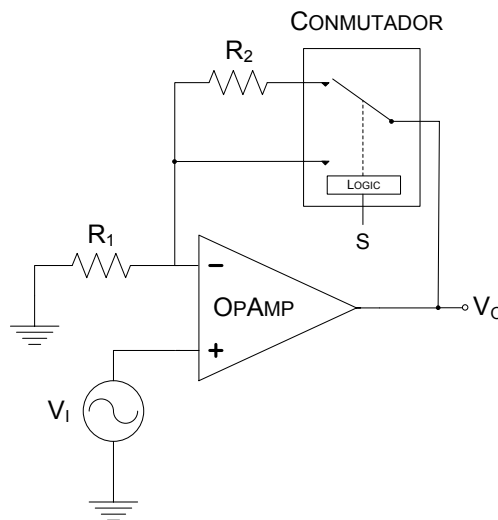
Fuente: Autores del proyecto

2.2.6.2 Amplificador de Tensión con Ganancia Variable. Después de adquirir la señal de tensión con el amplificador diferencial, el amplificador de tensión con ganancia variable amplifica la señal con una ganancia que se selecciona de acuerdo al rango de tensiones determinado por el rango de entrada al convertidor RMS. Esta amplificación se realiza con dos amplificadores operacionales en configuración no inversora en cascada.

El amplificador de tensión con ganancia variable debe tener la posibilidad de proporcionar ganancias de tensión de 10 V/V y 1V/V para cumplir con lo establecido en la tabla 11, esto se logra al conectar un conmutador analógico en el

lazo de realimentación negativa, el cual selecciona entre una resistencia y un cortocircuito de acuerdo con la ganancia de la configuración no inversora dada por $G_v = 1 + R_2/R_1$. En la figura 28 se muestra esta configuración.

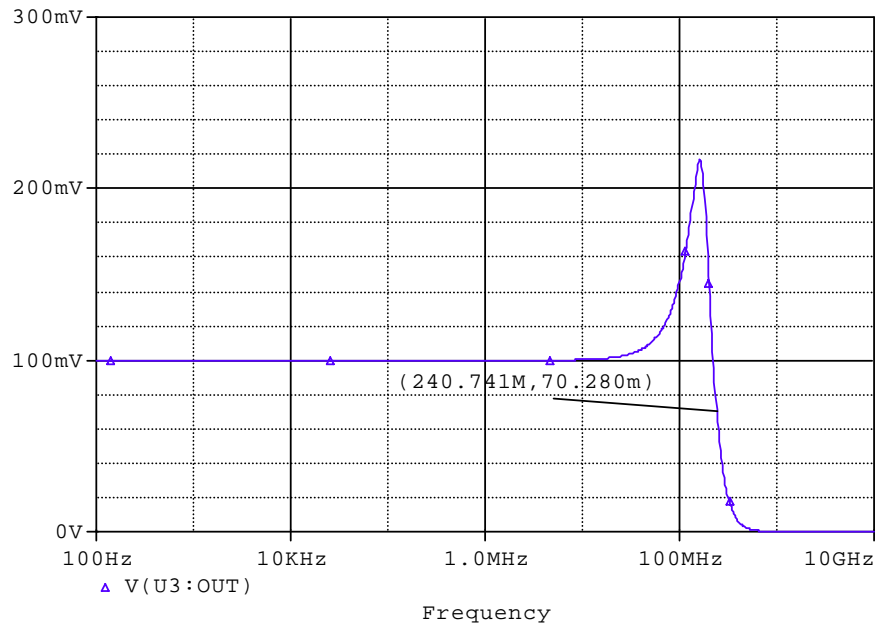
Figura 28. Configuración del amplificador de tensión con ganancia variable.



Fuente: Autores del proyecto.

Se seleccionó el amplificador operacional OPA657, véase tabla 9, el conmutador ADG1434, véase tabla 7, y $R_1 = 221 \Omega$ y $R_2 = 2 \text{ k}\Omega$ para obtener una ganancia de 10 V/V. En la figura 29 se muestra la respuesta en frecuencia del amplificador de ganancia variable, cuyo ancho de banda es de 240 MHz cumpliendo con el requerimiento de diseño del equipo.

Figura 29. Respuesta en frecuencia del amplificador variable de tensión.



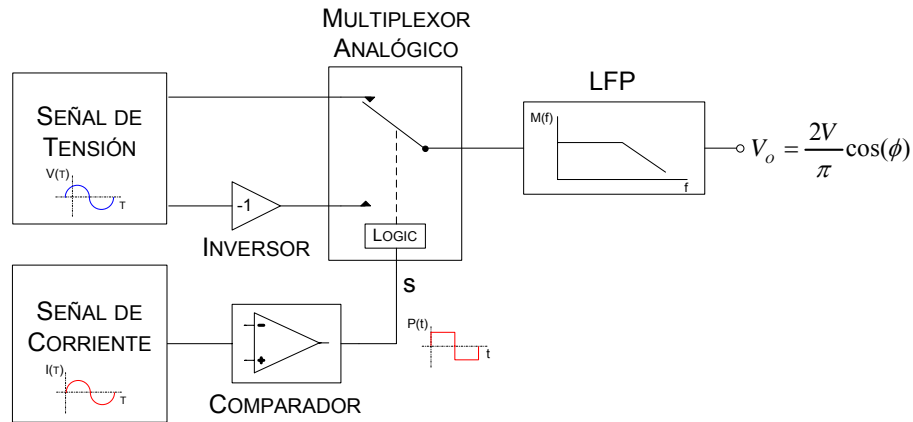
Fuente: Autores del proyecto.

2.2.7 Detector de Fase. El detector sincrónico de fase, o detector sensitivo de fase, permite medir la componente en fase con una señal de referencia, en nuestro caso mide la componente de la señal de tensión en fase con la corriente de excitación. Con este valor se puede calcular la parte real del espectro de impedancia eléctrica.

El principio de funcionamiento del detector sincrónico consiste en la utilización de un multiplexor analógico que selecciona entre la señal entregada por el sensor de tensión y su señal invertida. La selección se controla por una señal cuadrada que se encuentra en fase con la señal de corriente inyectada al sólido semiconductor. La señal a la salida del multiplexor se pasa por un filtro pasa bajas que permite obtener un nivel de tensión de corriente continua proporcional al producto de la

amplitud de la señal de voltaje por el conseno del ángulo de desfase. La figura 30 muestra un diagrama simplificado de un sincrónico.

Figura 30. Diagrama funcional del detector sincrónico de fase.



Fuente: Autores del proyecto.

La señal de tensión de DC a la salida del detector sincrónico está por la expresión

$V_0 = \frac{2V}{\pi} \cos(\phi)$, donde ϕ es el desfase existente entre la tensión y la corriente.

2.2.7.1 Multiplexor Analógico. El multiplexor analógico es el encargado de conmutar la señal de tensión. La conmutación se controla mediante una señal de referencia cuadrada que se encuentra en sincronía con la señal de corriente. La señal que controla la conmutación es una onda cuadrada que proviene de un sistema de comparación, ver numeral 2.2.7.2. Entre las características principales a tener para seleccionar el multiplexor analógico se destaca la velocidad de conmutación y el ancho de banda de las señales su entrada. Para el diseño se consideró que la máxima frecuencia para la señal sinusoidal de excitación es menor de 1 MHz. En la tabla 13 se muestran algunas características eléctricas de dos multiplexores analógicos de alimentación dual.

Tabla 13. Características eléctricas de multiplexores analógicos.

Parámetro	Multiplexores analógicos		Unidad
	AD8180	AD8170	
Conmutación de canal	10	10	ns
Ganancia por ancho de banda (gran señal)	150	100	MHz
Diferencial de Fase	0,02	0,05	Grados
Diferencial de Ganancia	0,02	0,02	%
Tensión de desnivel de entrada	1	5	mV
Corriente de polarización de entrada	1	7	μ A
Ruido de tensión a la entrada	4.5	10	nV/ \sqrt Hz
Resistencia de entrada	2.2	1.7	M Ω
Entrada digital tensión mínima del 1 lógico	2.0	2.0	V
Entrada digital tensión máxima del 0 lógico	0.8	0.8	V

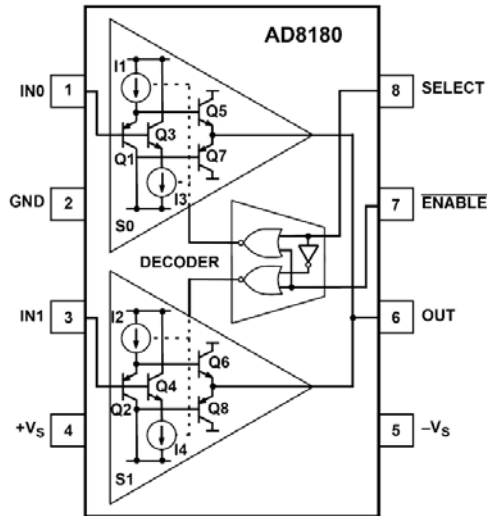
Fuente: Hojas de datos de los dispositivos, *Analog Devices*.

Se seleccionó el multiplexor analógico AD8180 de *Analog Devices* por su ancho de banda, tiempos de respuesta (t_{on} y t_{off}), resistencia de entrada y nivel de ruido, ver tabla 13.

En la figura 31 se muestra un esquema simplificado del circuito interno del AD8180, el cual contiene dos *buffers* (S_0 y S_1) con una salida en común. El decodificador se encarga de interpretar las señales lógicas presentes en las entradas *enable* y *select*, para posteriormente habilitar o deshabilitar los respectivos *buffers*.

La lógica de selección de las respectivas entradas del multiplexor analógico se presenta en la tabla 14.

Figura 31. Esquema simplificado del circuito interno del multiplexor analógico AD8180.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Analog Devices*.

Tabla 14. Lógica de selección de las entradas del multiplexor analógico AD8180.

<i>Select</i>	\overline{Enable}	<i>OUT</i>
0	0	IN0
1	0	IN1
0	1	Deshabilitada
1	1	Deshabilitada

Fuente: Hoja de datos del dispositivo.

2.2.7.2 Comparador. El multiplexor analógico necesita una señal de control digital para seleccionar entre la señal proveniente del sensor de tensión y la señal invertida. Dicha señal de control es obtenida con un comparador que convierte la señal sinusoidal a la salida del sensor de corriente en una señal cuadrada en fase con la misma.

El comparador debe permitir que su rango de señal de entrada se encuentre dentro del rango de tensión entregado por el sensor de corriente, señales sinusoidales bipolares hasta de $1 V_p$. Adicionalmente su señal de salida cumpla con los requerimientos del pin de selección del circuito integrado AD8180. La tabla 15 muestra algunas características eléctricas de dos comparadores.

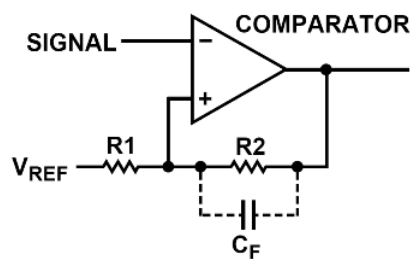
Tabla 15. Características eléctricas de comparadores

Parámetro	Comparadores		Unidad
	AD8561	AD790	
Retardo de propagación	6,5	40	ns
Rango de tensión de entrada en modo común	-5 a 3	-5 a 3	V
Tensión de desnivel de entrada	1	0,2	mV
Corriente de polarización de entrada	-3	2,5	μA
Salida digital tensión mínima del 1 lógico	2,6	4,3	V
Salida digital tensión máxima del 0 lógico	0,3	0,5	V

Fuente: Hoja de datos de los dispositivos, *Analog Devices*.

Se seleccionó el comprador AD8561 de *Analog Devices* considerando su corto retardo de propagación y la flexibilidad para configurar la histéresis. Esto se obtiene al adicionar un lazo de realimentación positiva como se muestra en la figura 32.

Figura 32. Configuración del comprador AD8561 con histéresis.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo.

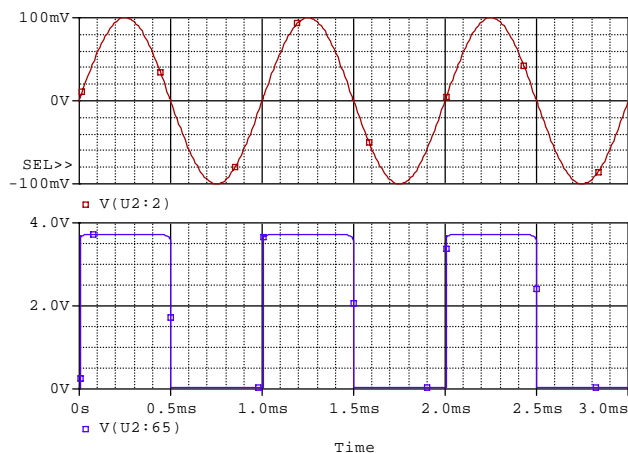
Las ecuaciones 12 y 13 definen la histéresis del circuito comparador mostrado en la figura 32. La salida del comparador podrá conmutar a un valor lógico alto cuando la tensión de entrada es mayor que V_{HI} y no podrá conmutar a un lógico bajo hasta que la tensión de entrada sea menor que V_{LO} . Además V_{REF} define el centro de la ventana y V_+ la tensión de alimentación positiva.

$$V_{HI} = (V_+ - 1 - V_{REF}) \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{REF} \quad (12)$$

$$V_{LO} = V_{REF} \left(1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) \quad (13)$$

Se consideró la situación en que el ruido de la señal entregada por el sensor de corriente pudiera conmutar erróneamente el multiplexor analógico, y se tomó a $V_{HI} = 1,5 \text{ mV}$ y $V_{LO} = -1,5 \text{ mV}$. Con estos valores de referencia se seleccionó $R_1 = 90,9 \Omega$ y $R_2 = 121 \text{ k}\Omega$. En la figura 33 se muestra la respuesta en el tiempo del comprador cuando el sensor de corriente le entrega una la señal sinusoidal de 100 mV/V , sin ruido.

Figura 33. Respuesta en el tiempo del comprador.



Fuente: Autores del proyecto.

2.2.7.3 Filtro Pasa Bajas. Esta etapa se encarga de filtrar la señal de salida del multiplexor analógico para obtener la señal de tensión DC proporcional a la amplitud de la componente en fase con la corriente inyectada al sólido.

Se diseñó un filtro pasa bajas Butterworth dado que presenta una respuesta máximamente plana. La magnitud de la función de transferencia para un filtro Butterworth de orden N -ésimo, con frecuencia de banda pasante ω_p esta dada por la ecuación (14) y la máxima atenuación A_{\max} , cuando $\omega = \omega_p$, esta dada por la ecuación (15)³¹.

$$|T_{(j\omega)}| = \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^{2N}}} \quad (14)$$

$$A_{\max} = 20 \cdot \log \sqrt{1 + \varepsilon^2} \quad (15)$$

Se utilizó el siguiente algoritmo para el diseño del filtro Butterworth. Primero, se seleccionó un valor de atenuación máxima se puede calcular el valor de ε por medio de la ecuación (15). Segundo se seleccionó la frecuencia de corte. Tercero, se seleccionó el valor de atenuación mínima A_{\min} , para la frecuencia ω_s . Cuarto, se determinó el orden mínimo del filtro con la ecuación (16).

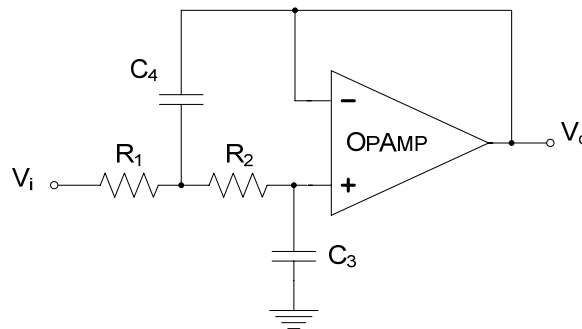
$$N \geq \frac{\log \left(\frac{\sqrt{10^{\frac{A_{\min}}{10}} - 1}}{\varepsilon} \right)}{\log \left(\frac{\omega_p}{\omega_s} \right)} \quad (16)$$

³¹ SEDRA y SMITH, Op. cit., p. 892-897.

Quinto, una vez seleccionado el orden del filtro Butterworth se determinaron sus modos naturales, o polos del filtro, y el factor de calidad.

Para implementar el filtro Butterworth se seleccionó la configuración Sallen-Key³² la cual corresponde a un filtro de segundo orden con un solo amplificador. Esta configuración presenta un buen desempeño para factores de calidad de polo Q menores de 10. En la figura 34 se muestra la configuración Sallen-Key para un filtro pasa bajas.

Figura 34. Configuración Sallen-Key del filtro pasa bajas.



Fuente: Autores del proyecto.

Considerando atenuar la componente de 60 Hz se tomó $A_{\max} = 3 \text{ dB}$, $\omega_p = 2\pi \cdot 10 \text{ rad/s}$, $A_{\min} = 40 \text{ dB}$ y $\omega_p = 2\pi \cdot 60 \text{ rad/s}$, dando como resultado un filtro pasa bajas de cuarto orden. Se diseñó un filtro de cuarto orden con dos filtros Sallen-Key conectados en cascada. Los valores del diseño se muestran en la tabla 16.

³² SEDRA y SMITH, Op. cit., p. 937.

Tabla 16. Valores diseño del filtro pasa bajas de cuarto orden.

	Filtro A $Q = 1,31$	Filtro B $Q = 0,54$	Unidad
R_1	150	182	k Ω
R_2	150	182	k Ω
C_3	39	33	nF
C_4	270	220	nF

Fuente: Autores del proyecto.

Se seleccionó el amplificador operacional AD8610 *Analog Devices* por su ancho de banda, alta impedancia de entrada y baja corriente de polarización de entrada, entre otros, ver tabla 17.

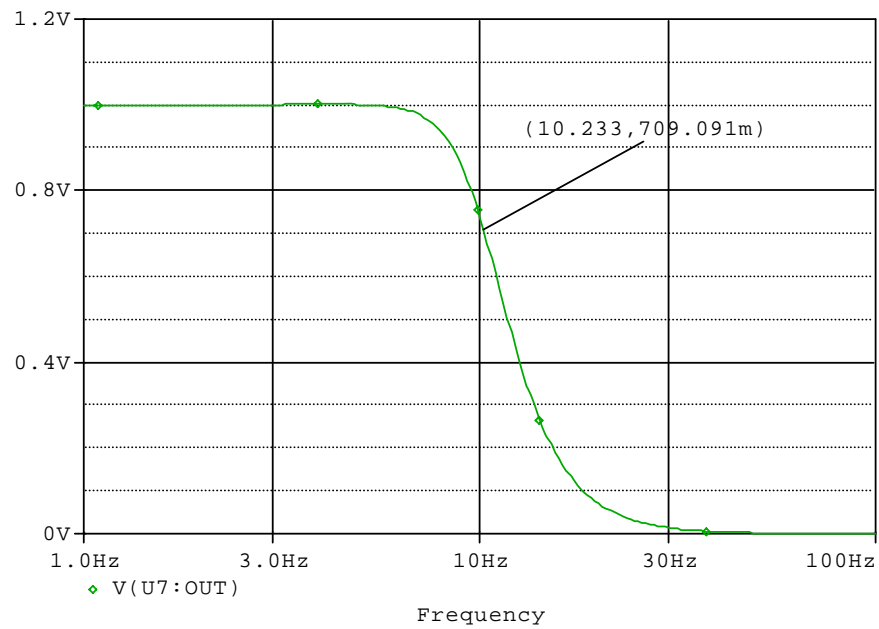
Tabla 17. Características eléctricas del amplificador AD8610.

Parámetro	AD8610	Unidad
Ganancia por ancho de banda	25	MHz
Máxima corriente de polarización de entrada	10	pA
<i>Slew rate</i>	50	V/ μ s
Porcentaje de distorsión armónica total	0,0003	%
Máxima tensión de desnivel de entrada	100	μ V
Capacitancia de entrada diferencial	8	pF
Rechazo en modo común	95	dB

Fuente: Autores del proyecto.

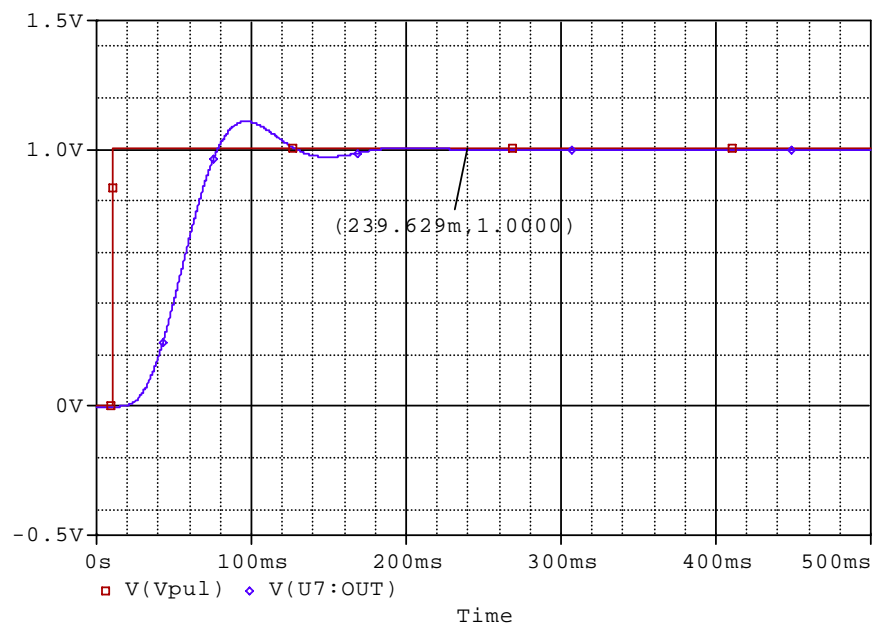
En la figura 35 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas. Se puede observar que la frecuencia de banda pasante es de 10,23 Hz. En la figura 36 se muestra que la velocidad de respuesta del filtro pasa bajas es de aproximadamente de 230 ms.

Figura 35. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bajas.



Fuente: Autores del proyecto.

Figura 36. Velocidad de respuesta del filtro pasa bajas.



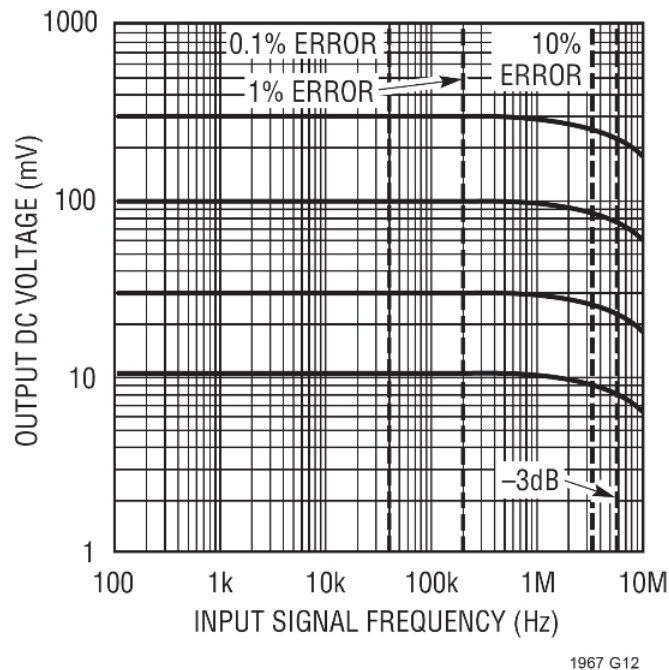
Fuente: Autores del proyecto.

2.2.8 Convertidor RMS. El convertidor RMS permite medir el valor eficaz de una señal sinusoidal. Éste convertidor se implementó para medir las señales entregadas por los sensores de corriente y tensión.

Se seleccionó el circuito integrado LTC1967 de *Linear Technology* principalmente por su desempeño en frecuencia, dado que permite convertir señales hasta de 1 MHz con un error menor del 3% y un tiempo de respuesta corto, ver figura 37.

El LTC1967 presenta mejor respuesta a las características requeridas que los existentes en el mercado, pues por lo general el ancho de banda de estos es menor a 1MHz comportándose bien a solo a bajas frecuencias, además de presentar un pequeño rango de amplitud sobre el cual el dispositivo operaría de forma óptima. Si bien es cierto que existen convertidores con mayor ancho de banda pero la frecuencia mínima a la entrada debe ser mayor a 1 MHz.

Figura 37. Valor RMS en función de la frecuencia de la señal de entrada.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Linear Technology*.

Las características eléctricas del convertidor RMS LTC1967 se muestran en la tabla 18. Estas características se consideran en el diseño implementado.

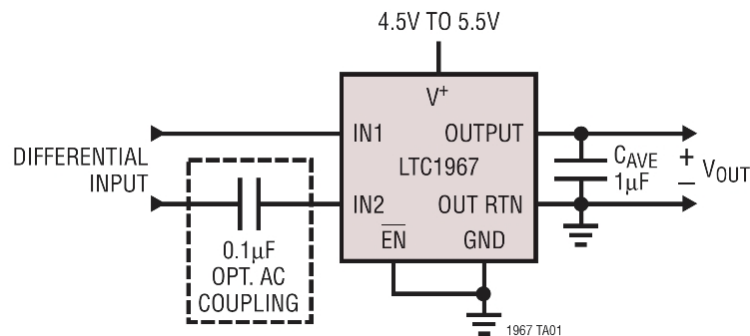
Tabla 18. Valores máximos del LTC 1967.

Parámetro	Valor	Unidad
Rango de tensión de alimentación	0 a 6	V
Tensión de desnivel de salida	0,1	mV
Tensión de desnivel de entrada	0,2	mV
Impedancia de entrada en modo común	100	MΩ
Mínima tensión RMS a la entrada	5	mV
Máxima corriente de entrada	± 10	mA

Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Linear Technology*.

En la figura 38 se muestra la configuración típica del convertidor RMS, en donde se observa un capacitor de acople a la entrada diferencial y un capacitor C_{AVE} a la salida del dispositivo requerido para la conversión de señales de entrada a baja frecuencia. El LTC1967 emplea una entrada diferencial, respondiendo a la salida con el valor RMS de la diferencia de voltaje existente entre los pines 2 y 3 de entrada.

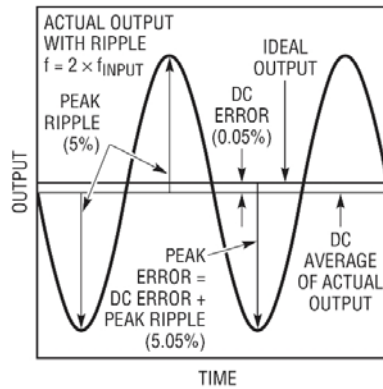
Figura 38. Configuración típica del convertidor RMS LTC1967.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Linear Technology*.

El capacitor C_{AVE} a la salida del convertidor RMS en la configuración típica afecta al valor promedio (error de tensión de corriente continua) y al rizado (error pico) de la tensión de salida. En la figura 39 se ilustran dichos errores, y el tiempo de asentamiento de la señal de salida.

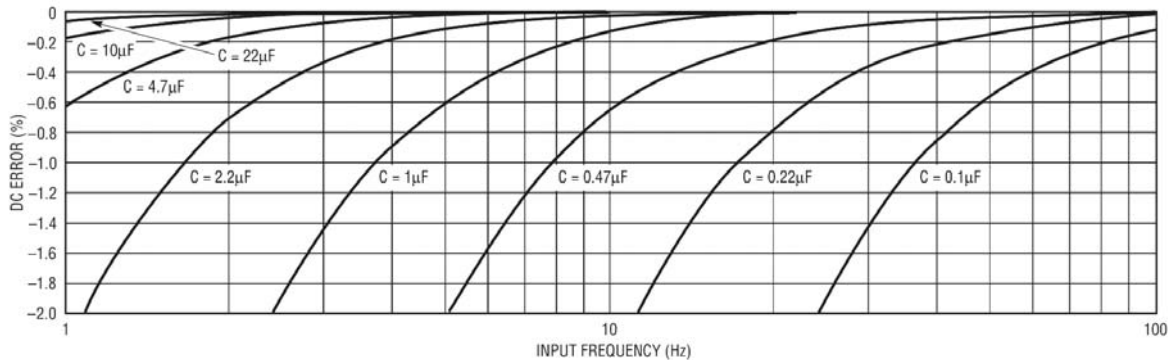
Figura 39. Errores de la señal de salida del convertidor RMS.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Linear Technology*.

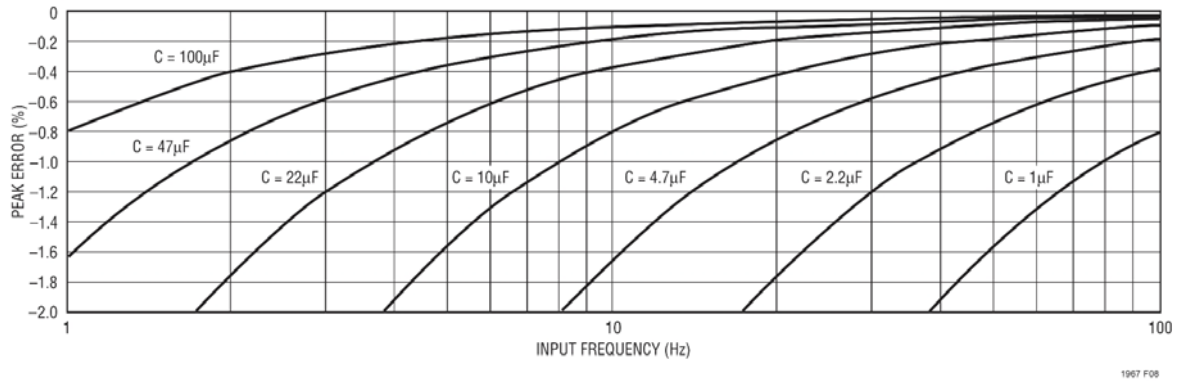
Las curvas de error de tensión de DC en función de la frecuencia se muestra en la figura 40, las de error pico en función de la frecuencia en la figura 41 y las de porcentaje de asentamiento en función del tiempo de asentamiento en la figura 42.

Figura 40. Error de tensión de DC de la tensión de salida del LTC1967 en configuración típica.



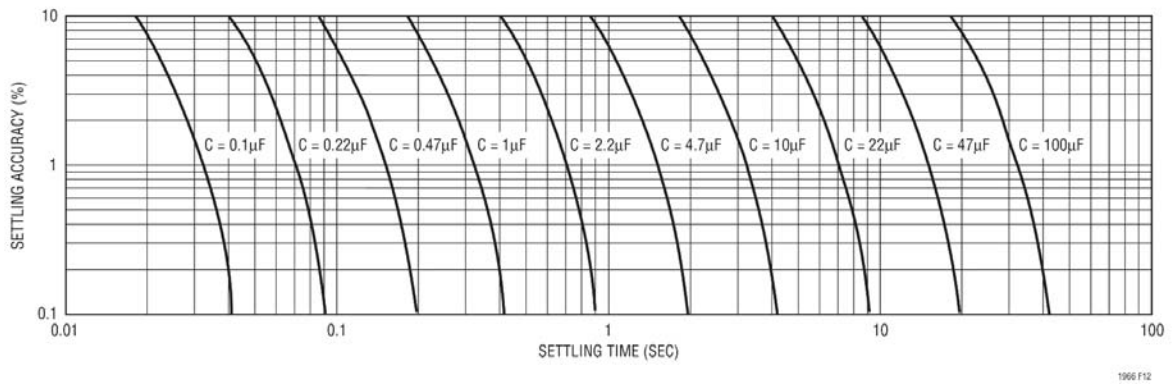
Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Linear Technology*.

Figura 41. Error pico de la tensión de salida de la tensión de salida del LTC1967 en configuración típica.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Linear Technology*.

Figura 42. Tiempo de asentamiento de la tensión de salida del LTC1967 en configuración típica.



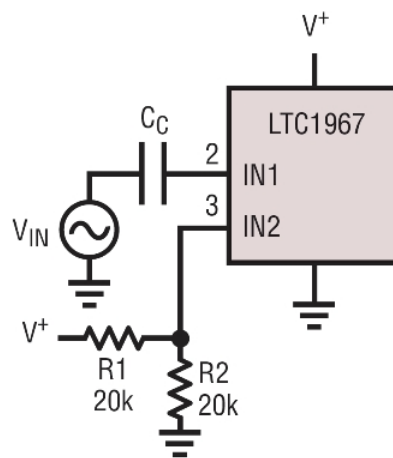
Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Linear Technology*.

Se seleccionó a $C_{AVE} = 1 \mu\text{F}$, resultando un error de tensión de corriente continua despreciable y un error pico de $-0,8 \%$ para una señal de 100 Hz de frecuencia, con un tiempo asentamiento de 400 ms, ver figura 40, figura 41 y figura 42.

El convertidor RMS solamente acepta señales unipolares a su entrada debido a que se alimenta con una fuente sencilla. Considerando que las señales

entregadas por los sensores de corriente y tensión son bipolares, se implementó la topología mostrada en la figura 43. En esta topología se puede observar que el divisor de tensión proporciona un nivel de tensión positiva a una de las entradas para lograr que la diferencia de tensión entre las dos entradas, vista desde el convertidor, siempre sea positiva.

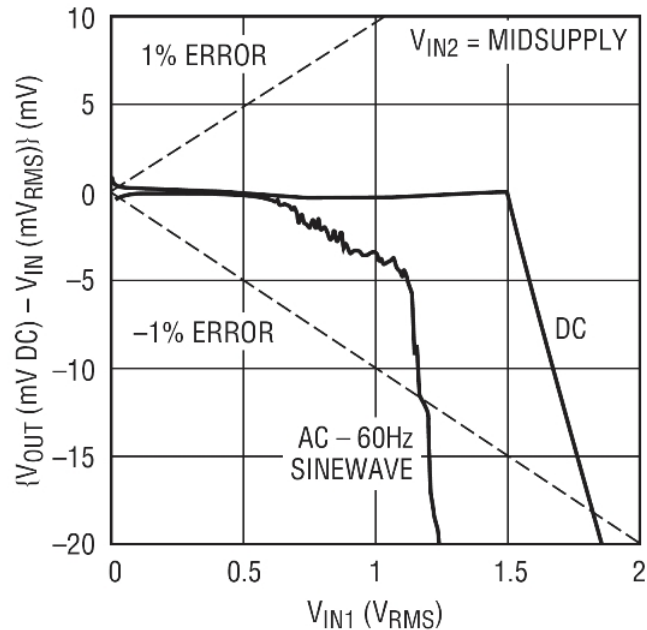
Figura 43. Configuración del convertidor RMS LTC1967 para señales de entrada bipolares.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Linear Technology*.

Para el convertidor RMS se eligieron entradas de tensión sinusoidal con magnitud comprendida en el rango de 100 mV a 1 V. Se consideró una diferencia máxima de $-0,3 V_{RMS}$, entre el valor eficaz de la señal de entrada y la tensión de corriente continua a la salida. Estos valores conducen a un error menor al 1 %. En la figura 44 se muestra la precisión de salida del convertidor en función de la amplitud de la señal de entrada.

Figura 44. Precisión de salida del convertidor RMS en función de la amplitud de la señal de entrada



1967 G17

Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Linear Technology*.

2.2.9 Sistema de Control y Procesamiento Digital de las Señales. El sistema de control y procesamiento digital de las señales es el sistema de desarrollo MC56F8037EVM de *Freescale Semiconductor*, que utiliza al 56F8037 como unidad de procesamiento.

El 56F8037 es un controlador digital de señales (*digital signal controller DSC*) de la familia 56800E de Motorola. Éste combina, en un sencillo chip, la potente capacidad de procesamiento de un DSP y la funcionalidad de un microcontrolador, con un juego de periféricos para crear soluciones extremadamente efectivas. Dichos periféricos son usados especialmente para control industrial, control de movimiento, inversores de propósito general, sistemas de seguridad, fuentes conmutadas y aplicaciones en monitoreo médico. Dentro de estos periféricos se

encuentran: moduladores de ancho de pulso (PWM), convertidores análogo a digital, temporalizadores cuadráticos, módulos de comunicación serial (QSPI, QSCI), entre otros. La tabla 19 muestra características eléctricas y digitales del DSC 56F8037.

Tabla 19. Características eléctricas y digitales del 56F8037.

Parámetro	Valor	Unidad
Frecuencia de procesamiento	32	MHz
Tensión eléctrica de operación	3,0 a 3,6	V
Memoria Flash	65	kB
RAM	8	kB
PWM	1 x 6 canales	-
Convertidores analógico a digital (12 bit's)	2 x 4 canales	-
Temporalizadores (16 bit's)	8	-
Puertos entrada/salida (máximo)	53	-
QSCI	2	-
QSPI	2	-
I ² C	1	-
CAN	1	-

Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Freescale*.

2.3 ELECTRODOS DE MEDICIÓN

Los electrodos utilizados para la medición de conductividad eléctrica, deben cumplir con unos parámetros de excelente desempeño, pues son ellos la conexión entre el equipo de medida y la muestra analizada. Esto hace necesaria la descripción de las características que estos deben presentar y su modo de operación para obtener una correcta medida.

Algunas de las características que deben presentar son:

- Flexibles al manejo.

- Superficie redondeada que permita tener un buen contacto con la muestra a analizar.
- Baja impedancia, de manera que su uso no afecte la medida de conductividad.

Después de planteadas las características que deben presentar las puntas utilizadas para la aplicación y adquisición de las señales en el sólido semiconductor, se optó por la utilización de las puntas de contacto eléctrico diseñadas e implementadas por Miranda³³ (2004).

Las puntas de contacto eléctrico seleccionadas se encuentran fabricadas en platino, con un electrodo de grafito y unas pinzas de agarre talladas en aluminio que permiten fijar la muestra a analizar.

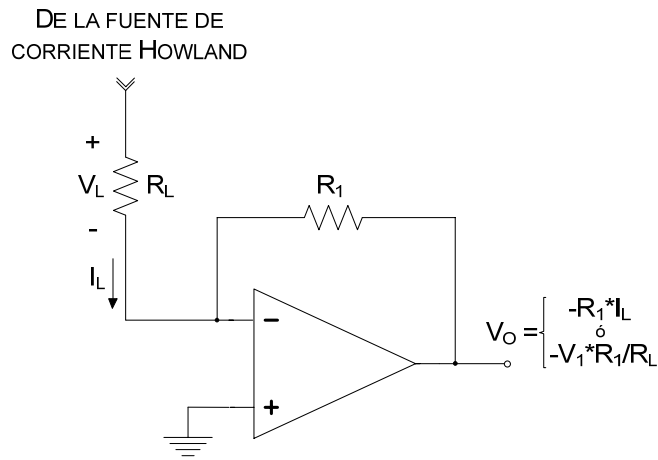
2.4 REDISEÑO DE LOS SENSORES DE CORRIENTE Y TENSIÓN

Se realizaron algunas pruebas preliminares del equipo diseñado para observar el desempeño de los diferentes bloques funcionales, llegándose a la conclusión de rediseñar los sensores de corriente y tensión.

2.4.1 Sensor de Corriente. En el numeral 2.2.5 se presenta un amplificador de transresistencia a la entrada del sensor de corriente el cual se ve afectado por la resistencia de carga de tal forma que, visto desde la fuente de corriente Howland, se comporta algunas veces como un amplificador y otras como un atenuador de tensión. La figura 45 muestra la topología del amplificador de transresistencia visto desde la fuente de corriente Howland.

³³ MIRANDA. Medición de la resistividad eléctrica de $\text{Sr}_2\text{FeMnO}_6$ en el rango de temperaturas comprendidas entre la temperatura del nitrógeno líquido y temperatura ambiente. Op. cit., p. 47-50.

Figura 45. Amplificador de transresistencia visto desde la fuente de corriente Howland.



Fuente: Autores del proyecto.

En la figura 45 se observa una configuración inversora del amplificador de transresistencia visto desde la fuente de corriente Howland, en donde, si la resistencia de carga R_L es mayor que la resistencia del lazo de realimentación R_1 se presenta un circuito atenuador de tensión ó si R_L es menor que R_1 se presenta un circuito amplificador de tensión. Aquí es en donde el amplificador operacional es un punto crítico del diseño debido a que los fabricantes de éstos aseguran un buen comportamiento sólo a ganancias de tensión mayores ó menores que la unidad, pero no para ambas.

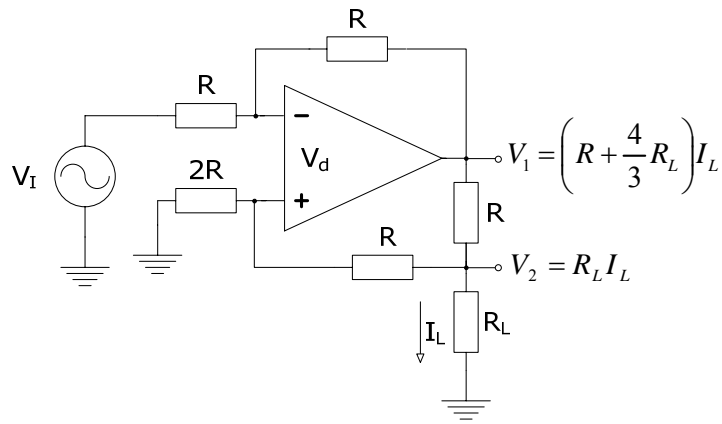
Para suplir este inconveniente se realiza la medida de tensión en dos puntos de la fuente de corriente Howland como se muestra en la figura 46. Mediante el uso de un atenuador de tensión y un amplificador diferencial con ganancia unitaria se puede hallar una tensión V_o proporcional a la corriente de la fuente de corriente I_L de la siguiente manera

$$V_o = \frac{3}{4}V_1 - V_2$$

$$V_o = \frac{3}{4}\left(R + \frac{4}{3}R_L\right)I_L - R_L I_L$$

$$V_o = \frac{3}{4}R I_L$$

Figura 46. Puntos de conexión para el sensor de corriente.



Fuente: Autores del proyecto.

La tabla 20 muestra la tensión de salida del amplificador diferencial correspondiente a la corriente suministrada al sólido, dado que $R = 100 \text{ k}\Omega$.

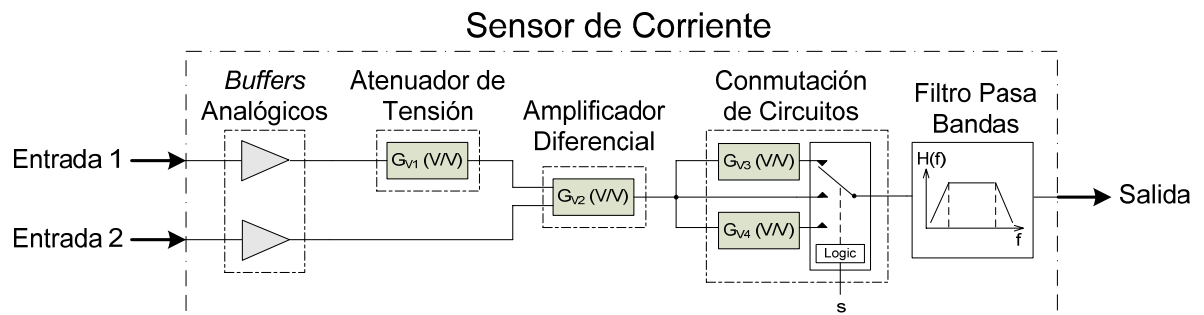
Tabla 20. Tensiones de salida del amplificador diferencial del sensor de corriente.

Corriente suministrada al sólido (μA)	Tensión de salida del amplificador diferencial (V)
1,0	0,075
10,0	0,75
100,0	7,5

Fuente: Autores del proyecto.

El sensor de corriente se diseñó con cinco etapas: la primera son dos *buffers* analógicos; la segunda es un atenuador de tensión; la tercera es un amplificador diferencial; la cuarta es un sistema de conmutación de circuitos para que el rango de amplitud de la onda de entrada al convertidor RMS se ajuste dentro de 0,1 V a 1 V, ver numeral 2.2.8, y la quinta un filtro pasa bandas. La figura 47 muestra el diagrama general del sensor de corriente.

Figura 47. Diagrama general del sensor de corriente.

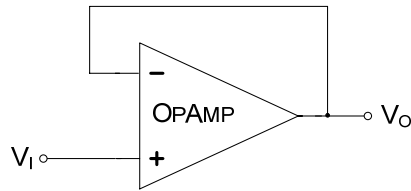


Fuente: Autores del proyecto.

2.4.1.1 Buffers Analógicos. Se diseñaron dos *buffers* analógicos en la etapa de entrada del sensor de corriente para evitar cargar la fuente de corriente Howland, en la figura 48 se muestra la configuración empleada. Las características eléctricas para el amplificador operacional que constituye el *buffer* son la alta impedancia de entrada, baja corriente de polarización de entrada, producto ganancia por ancho de banda mayor a 1 MHz y alto rechazo en modo común. En la tabla 21 se muestran las características eléctricas de tres amplificadores operacionales.

Al comparar las características eléctricas de los amplificadores operacionales de la tabla 20, se seleccionó al AD744 como circuito integrado para la implementación de los *buffers* analógicos.

Figura 48. Configuración de los *buffers* analógicos.



Fuente: Autores del proyecto.

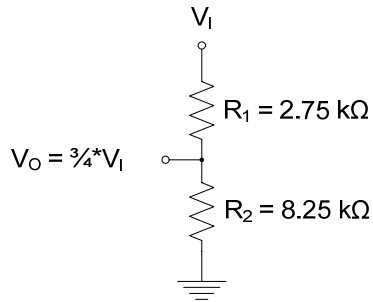
Tabla 21. Características eléctricas de amplificadores operacionales.

Parámetro	Amplificadores Operacionales			Unidad
	AD744	OP42	AD8675	
Ganancia por ancho de banda	13	10	10	MHz
Corriente de polarización de entrada	30	130	500	pA
Rechazo en modo común	88	82	130	dB
Impedancia de entrada	$3 \cdot 10^{12}$	$1 \cdot 10^{12}$	10^9	Ω
Tensión de alimentación máxima	± 15	± 15	± 15	V

Fuente: Hojas de datos de los dispositivos, *Analog Devices*.

2.4.1.2 Atenuador de Tensión. El atenuador de tensión proporciona una fracción de la tensión V_1 , de la figura 46, para posteriormente hallar una tensión proporcional a la corriente de salida de fuente de corriente que no dependa de la resistencia de carga. Este se implementó con una configuración de dos resistencias en serie como se muestra en la figura 49, de tal manera que el divisor tensión sea $\frac{3}{4}V_1$.

Figura 49. Circuito atenuador de tensión.



Fuente: Autores del proyecto.

2.4.1.3 Amplificador Diferencial. El amplificador diferencial esta encargado de realizar la sustracción de la señal de tensión de la carga a la señal entregada por el atenuador de tensión, resultando en una tensión que es proporcional a la corriente de carga de la forma $V_o = \frac{3}{4} R I_L$, en donde R es la resistencia de fuente de corriente Howland.

Se seleccionó el circuito integrado AD8130 de *Analog Devices* como amplificador diferencial con amplificación unitaria de acuerdo con los criterios de selección expuestos en el numeral 2.2.6.1. Sus características eléctricas se muestran en la tabla 22.

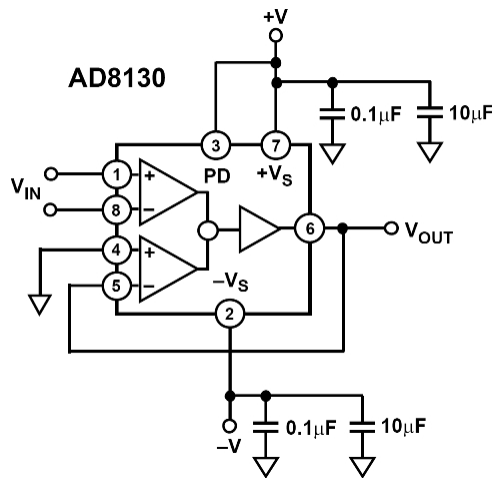
Tabla 22. Características eléctricas del amplificador diferencial AD8130.

Parámetro	AD8130	Unidad
Resistencia de entrada	1	MΩ
Rechazo en modo común	100	dB
Ganancia por ancho de banda	270	MHz
Corriente de polarización de entrada	0,5	μA
Ruido de tensión a la entrada	4,5	nV/√Hz
<i>Slew Rate</i>	1060	V/μs

Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Analog Devices*.

En la figura 50 se muestra la topología de conexión del amplificador diferencial con ganancia unitaria.

Figura 50. Topología del AD8130 con ganancia unitaria.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Analog Devices*.

2.4.1.4 Conmutación de Circuitos. El sistema de conmutación de circuitos ajusta el nivel de tensión de salida del amplificador diferencial para que sea convertido a su valor RMS por el LTC1957; el cual especifica un rango de tensión óptimo de operación de entrada de 0,1 V a 1 V, ver numeral 2.2.8. La tabla 23 muestra las ganancias del sistema de conmutación de circuitos considerando los niveles de tensión a la salida del amplificador diferencial, ver tabla 20, y el rango de tensión de entrada del convertidor RMS LTC1967.

Dado que el sistema de conmutación de circuitos debe atenuar, amplificar o dejar pasar la señal de salida del amplificador diferencial, véase la tabla 23, y considerando que los amplificadores operacionales del mercado están diseñados solo para operar con ganancias de lazo cerrado mayores o iguales que unidad; se implementaron tres circuitos para tal propósito: un amplificador, un seguidor y un circuito atenuador de tensión.

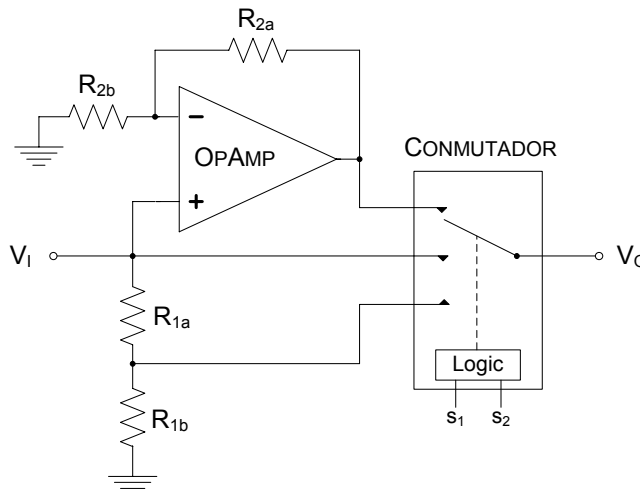
Tabla 23. Ganancias del sistema de conmutación de circuitos del sensor de corriente.

Tensión de salida del amplificador diferencial (V)	Rango de tensión salida del sensor de corriente (V)	Ganancia del sistema de conmutación (V/V)
0,075	0,1 V a 1 V	> 1,33
0,75		= 1
7,5		< 2/15

Fuente: Autores del proyecto.

En la figura 51 se ilustra el sistema de conmutación de circuitos para el sensor de corriente. Allí el amplificador de tensión es una configuración no inversora del amplificador operacional, el atenuador es un divisor de tensión resistivo y el seguidor simplemente deja pasar la señal directamente del amplificador de tensión a la salida del sensor; los tres circuitos están interconectados a un conmutador analógico que permite la selección dependiendo de la magnitud de corriente.

Figura 51. Sistema de conmutación del sensor de corriente.



Fuente: Autores del proyecto.

Se seleccionó al THS4601 de *Texas Instruments* como amplificador operacional del inversor de tensión por su alta impedancia de entrada, baja corriente de polarización de entrada, baja tensión *offset*, alto producto de ganancia por ancho de banda y tensión de alimentación de ± 12 V, ver tabla 5. Como conmutador analógico se tomó al ADG1434 de *Analog Devices* por su baja resistencia en conducción, ancho de banda y por permitir señales bipolares, ver tabla 7. En la tabla 24 se muestran los valores de diseño del conmutador de circuitos del sensor de corriente.

Tabla 24. Valores de diseño del conmutador de circuitos del sensor de corriente.

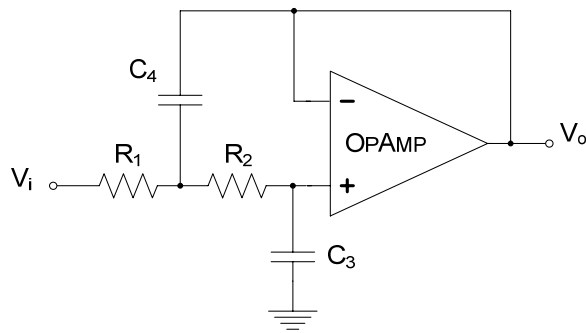
Circuito	Ganancia (V/V)	Valores de resistencias (k Ω)		Tensión de salida del Sensor de corriente (mV)
Atenuador de tensión	3/23	R _{1a} = 1000	R _{1b} = 150	978,26
Amplificador de tensión	10	R _{1b} = 0,909	R _{2b} = 0,1	750,00
Seguidor	1	-	-	750,00

Fuente: Autores del proyecto.

2.4.1.5 Filtro Pasa Bandas. El filtro pasa bandas esta diseñado para minimizar las componentes de alta frecuencia y de continua de la señal medida. El filtro pasa bandas esta formado por un filtro pasa bajas en cascada con un filtro pasa altas pasivo.

Se diseñó un filtro pasa bajas Butterworth en configuración Sallen-Key, ver figura 52, mediante los pasos descritos en el numeral 2.2.7.3. Se tomó $A_{\max} = 0.4$ dB, $\omega_p = 2\pi$ M rad/s, $A_{\min} = 30$ dB y $\omega_s = 20\pi$ M rad/s, dando como resultado un filtro pasa bajas de segundo orden. Los valores del diseño se muestran en la tabla 25.

Figura 52. Configuración Sallen-Key del filtro pasa bajas.



Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 25. Valores de diseño del filtro pasa bajas de segundo orden.

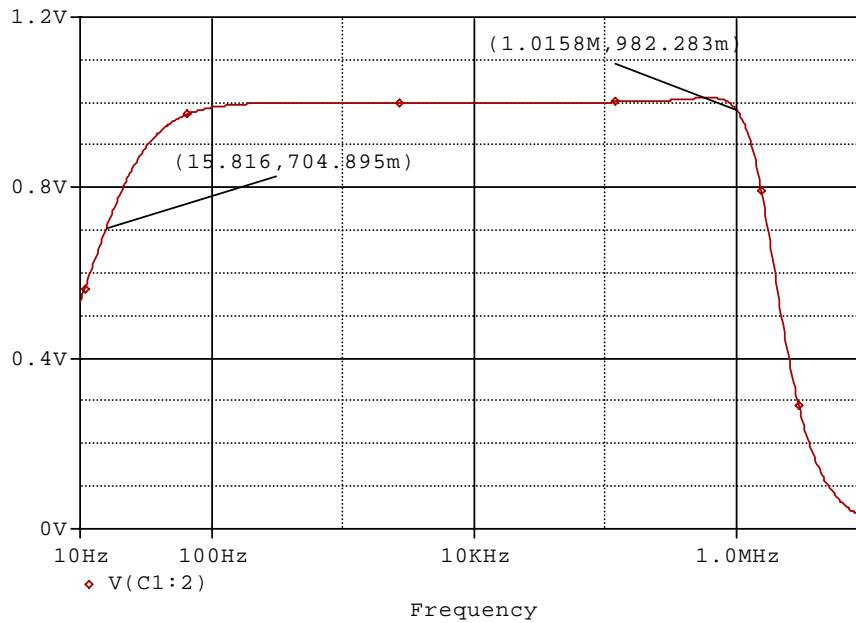
	Filtro $Q = 0,707$	Unidad
R_1	13	$k\Omega$
R_2	13	$k\Omega$
C_3	4,7	pF
C_4	10	pF

Fuente: Autores del proyecto.

Se seleccionó el amplificador operacional AD8610 *Analog Devices* por su ancho de banda, alta impedancia de entrada y baja corriente de polarización de entrada, entre otros, ver tabla 17.

Los filtros pasivos son afectados por resistencia de entrada de la carga, por esta razón se diseñó un filtro pasa altas con un capacitor de $1 \mu\text{F}$ considerando la mínima resistencia de entrada de la siguiente etapa de $10 k\Omega$. Esto arroja una frecuencia de corte de $15,915 \text{ Hz}$. En la figura 53 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro pasa bandas.

Figura 53. Respuesta en frecuencia del filtro pasa bandas.

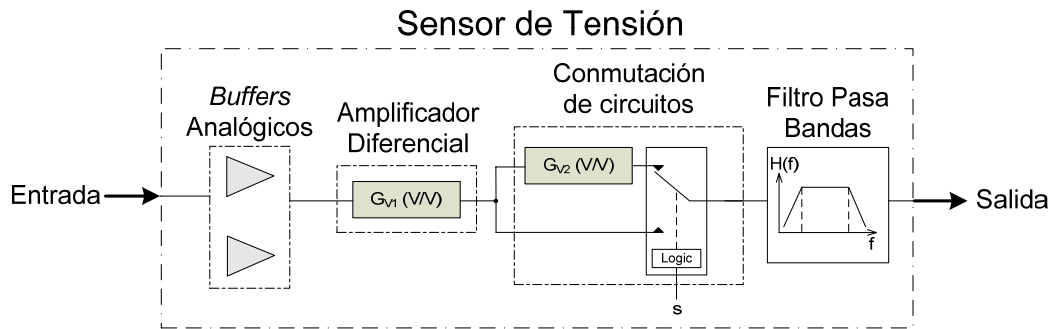


Fuente: Autores del proyecto.

2.4.2 Sensor de Tensión. En las pruebas preliminares se encontró que el sensor de tensión diseñado en el numeral 2.2.6 cargaba la fuente de corriente Howland, para solucionar esta falla se implementaron dos *buffres* analógicos como primera etapa del sensor de tensión. Los *buffers* analógicos diseñados para el sensor de tensión son idénticos a los del numeral 2.4.1.1.

Adicionalmente se presenta un problema en la etapa del amplificador de tensión del numeral 2.2.6.2, ya que el amplificador operacional utilizado no presenta una correcta operación para ganancias de 1 V/V. La corrección de este inconveniente se efectúa con la implementación de un sistema conmutador de circuitos que selecciona entre el paso directo del amplificador diferencial hacia la salida del sensor de tensión y un amplificador no inversor. En la figura 54 se muestra un diagrama general del sensor de tensión, en donde el filtro pasa bajas es igual al diseñado en el numeral 2.4.1.5.

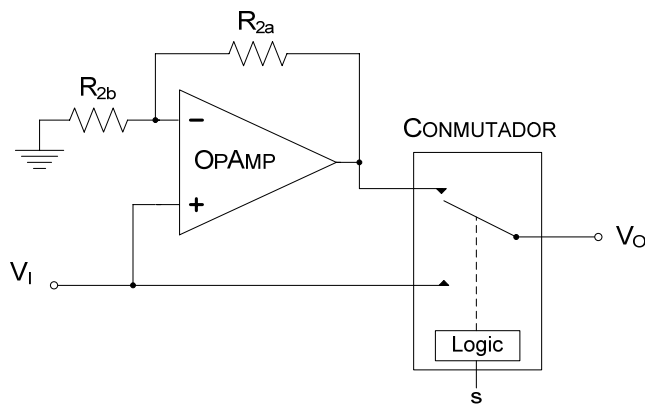
Figura 54. Diagrama general del sensor de tensión.



Fuente: Autores del proyecto.

En la figura 55 se muestra el sistema de conmutación de circuitos del sensor de tensión. Se seleccionó como amplificador de tensión al OPA657 de *Texas Instruments* por su alta impedancia de entrada y ancho de banda, ver tabla 9, y al conmutador analógico al ADG1434 de *Analog Devices*, ver tabla 7.

Figura 55. Sistema de conmutación de circuitos del sensor de tensión.



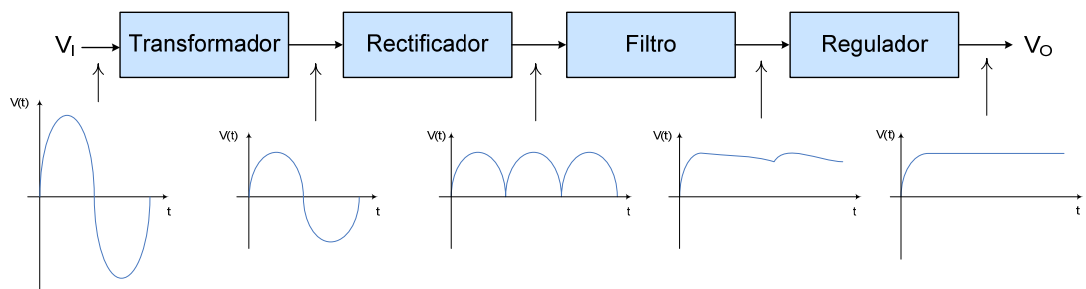
Fuente: Autores del proyecto.

2.5 DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN EXTERNA

Debido a que los componentes electrónicos utilizados para la implementación del conductivímetro se alimentan con diferentes niveles de tensión: $\pm 12\text{ V}$, $\pm 5\text{ V}$, y $3,3\text{ V}$, se hizo necesario el diseño de una fuente de alimentación externa, capaz de transformar la tensión de alterna suministrada por la red de distribución en una tensión de continua que alimente los circuitos integrados con los valores de tensión requeridos por los mismos. Se debe aclarar que el diseño de esta fuente es un ítem adicional a los planteados en este trabajo de grado.

Para la obtención la señal de tensión de continua a partir de la entrada de tensión alterna de la red se debe seguir un proceso de conversión como el que se plantea en el diagrama de bloques de la figura 56. Se requieren cuatro etapas, las cuales se analizaran a continuación.

Figura 56. Diagrama de bloques de una fuente de alimentación.



Fuente: Autores del proyecto.

El transformador reduce la tensión de la red para obtener una salida de tensión adecuada para la fuente de alimentación de continua. Para suministrar tensiones tanto como positivas como negativas se emplea un transformador con derivación central.

Debido a que los niveles de tensión continua más elevados son de ± 12 V, o diferencialmente 24 V, se hace necesario que el transformador suministre en el secundario una tensión pico de por lo menos 28,4 V, considerando que la etapa de rectificación de la onda completa produce una caída en tensión de aproximadamente 1.4 V y que el regulador especifica una diferencia de tensión mínima de entrada-salida de 3 V.

La corriente que manejará el transformador es un parámetro de gran relevancia, por esto se hizo un análisis del consumo de corriente de los diversos circuitos integrados que componen el diseño del conductivímetro, expresado en cada una de las hojas de datos, ver tabla 26, llegando a la conclusión de que la especificación de corriente para el transformador de 1 A es suficiente para el suministro de corriente de los componentes electrónicos que conforman el diseño.

Tabla 26. Consumo total de corriente del equipo.

Elemento	Corriente por unidad (mA)	Cantidad	Corriente total por dispositivo (mA)
AD9833	5,0	1	5,0
THS4601	10,0	2	20,0
AD744	5,0	1	5,0
ADG1204	0,17	1	0,17
OPA657	15,0	1	15,0
LTC1967	0,34	2	0,68
ADG1434	0,2	2	0,4
AD8130	10,0	2	20,0
AD8561	5,0	1	5,0
AD8180	4,0	1	4,0
AD8610	3,5	2	7,0
Corriente total (mA)			82,25

Fuente: Hoja de datos de los dispositivos, *Analog Devices–Texas Instruments–Linear Technology*.

En la etapa de rectificación la onda de tensión sinusoidal del transformador se convierte en una tensión rectificadas de onda completa. Para nuestro caso se utilizó

un puente rectificador que convierte la tensión sinusoidal en una señal unipolar que tiene la forma de una onda pulsante que se indica en la figura 56. El frecuencia de esta la onda es de 120 Hz, es decir el doble de la frecuencia de la señal de tensión suministrada por la red.

La etapa de filtrado esta encargada de minimizar las componentes de alterna y se implementó con el uso de un condensador electrolítico en paralelo cuyo valor es de 3300uF, dicho condensador cumple la función de cargarse al valor máximo de tensión entregado por la etapa de rectificado de la fuente y se descarga lentamente cuando la señal pulsante a la salida del rectificador desaparece.

La salida del filtro, aunque es mucho más constante que sin filtro, presenta una tensión de rizo. Para reducir la componente de rizo y estabilizar la magnitud de tensión de DC causado por cambios en la corriente de carga, se utiliza un regulador. La tabla 27 muestra los reguladores de tensión de *Texas Instruments* utilizados para la fuente de alimentación externa.

Tabla 27. Reguladores utilizados en la fuente de alimentación externa.

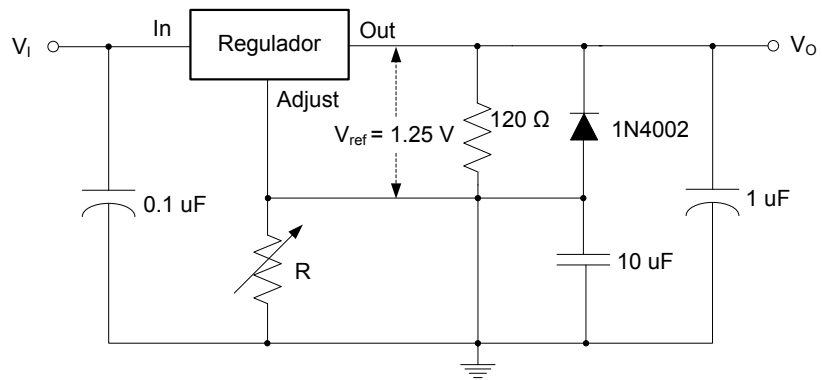
Tensión de DC (V)	Regulador seleccionado	Tipo de salida	Máxima corriente de salida (A)
+12,0	LM317	Ajustable	1,5
-12,0	LM337	Ajustable	1,5
+5,0	UA78M05	Fija	0,5
-5,0	UA79M05	Fija	0,5
+3,3	UA78M33	Fija	0,5

Fuente: Hoja de datos del dispositivo, *Texas Instruments*.

En la figura 57 se muestra la topología de conexión empleada para conexión de los reguladores de tensión LM317 y LM337, para las tensiones de +12 V y -12 V respectivamente. En donde R es una resistencia variable de 2K Ω , que se ajusta

para poder obtener a la salida el valor deseado. El cálculo de V_O se obtiene mediante el uso de la ecuación 17, allí I_{Adj} es típicamente de 50uA.

Figura 57. Topología de conexión de los reguladores de tensión LM317 y LM337.

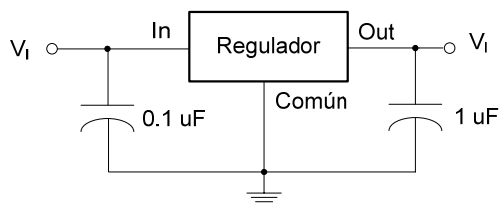


Fuente: Autores del proyecto.

$$V_0 = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + (I_{Adj} * R_2) \quad (17)$$

En la figura 58 se muestra la topología de circuito para la implementación de los reguladores UA78M05, UA79M05 y UA78M33.

Figura 58. Circuito para la implementación de los reguladores de tensión UA78M05, UA79M05 y UA78M33.

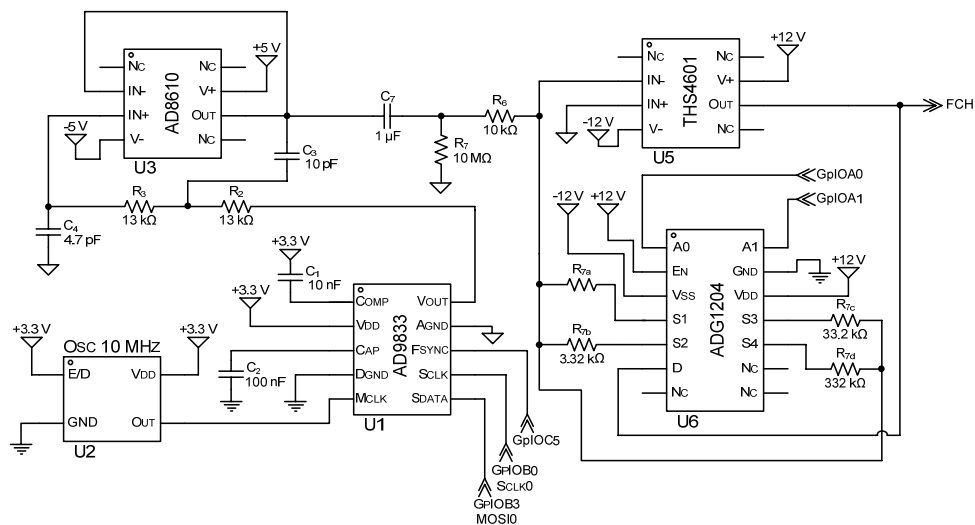


Fuente: Autores del proyecto.

2.6 ESQUEMÁTICO DEL EQUIPO

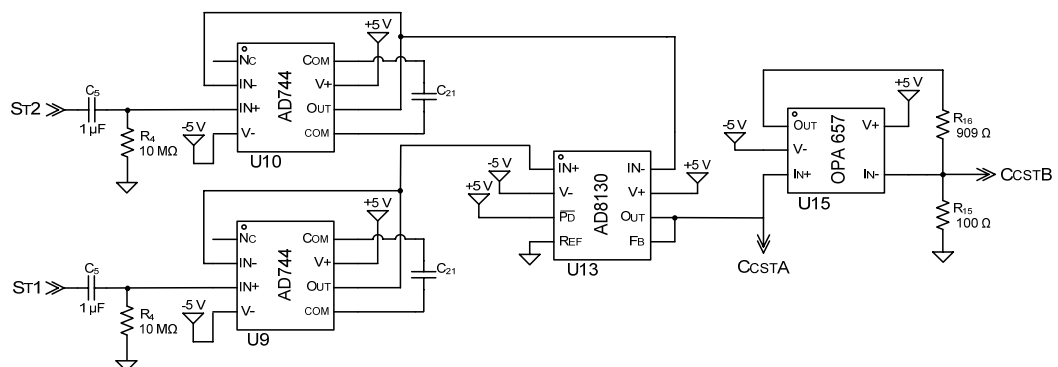
A continuación se presentan las figuras de los esquemáticos de las etapas que constituyen el conductivímetro de corriente alterna.

Figura 59. Esquemático de la fuente sinusoidal.



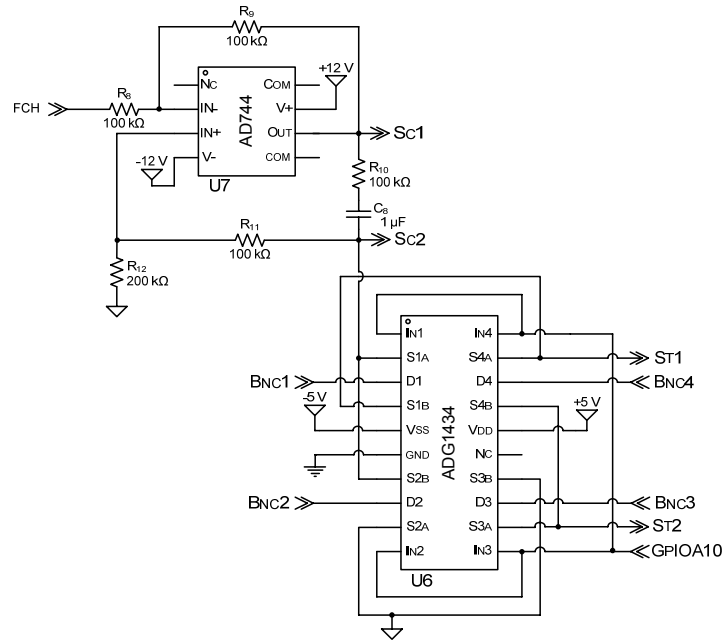
Fuente: Autores del proyecto.

Figura 60. Esquemático del sensor de tensión.



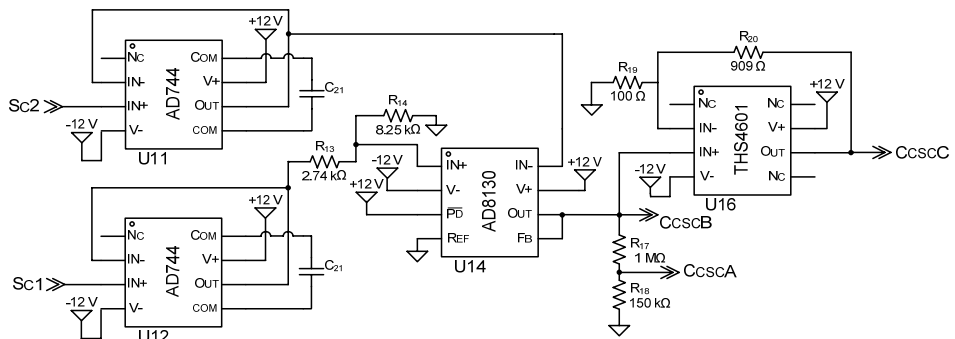
Fuente: Autores del proyecto

Figura 61. Esquemático la fuente de corriente Howland y sistema de conmutación para implementar la Técnica de Van der Pauw.



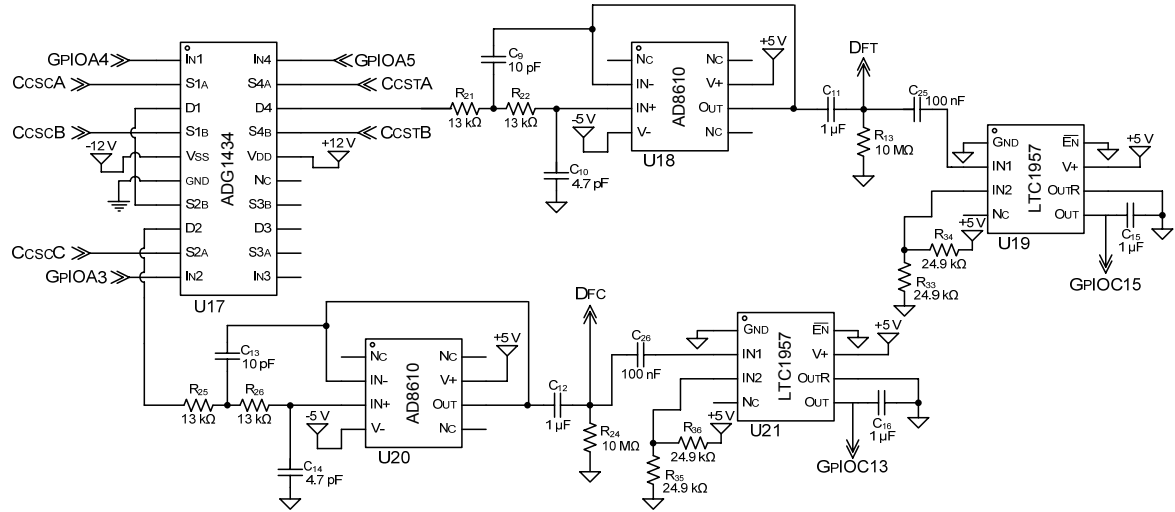
Fuente: Autores del proyecto.

Figura 62. Esquemático del sensor de tensión.



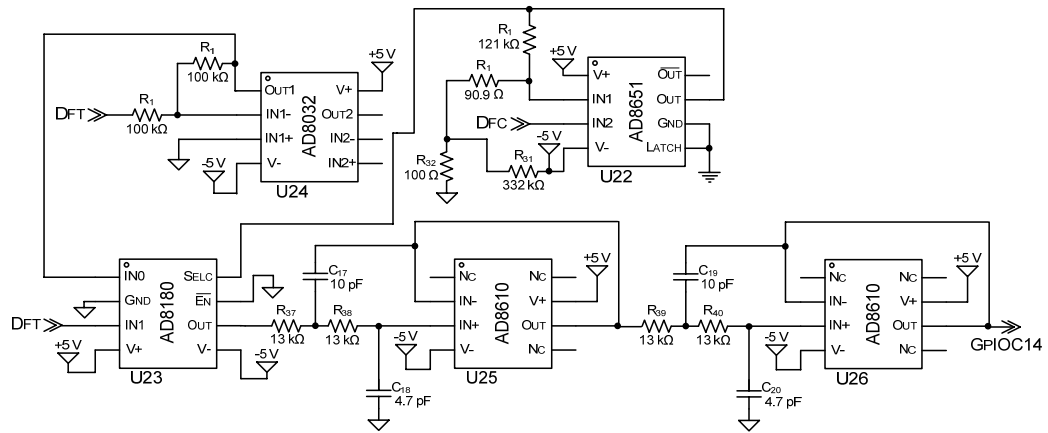
Fuente: Autores del proyecto.

Figura 63. Esquemático del sistema de conmutación de circuitos de los sensores de corriente y tensión, y convertidores RMS.



Fuente: Autores del proyecto.

Figura 64. Esquemático del detector de fase.



Fuente: Autores del proyecto.

3. DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO

El circuito impreso (PCB, siglas en inglés de *Printed Circuit Board*) permite la conexión eléctrica de los diferentes componentes electrónicos que componen una determinada aplicación, además, brinda soporte mecánico entre los dispositivos electrónicos dándole robustez al diseño.

Se diseñó un PCB en tecnología de doble cara, con elementos de montaje superficial y algunos conectores DIP. Este tipo de PCB facilita el enrutamiento de la gran cantidad de dispositivos interconectados. El tipo de PCB doble cara se caracteriza por presentar pistas conductoras a ambos lados de la placa y la comunicación entre pistas de una cara y otra se efectúa mediante el uso de *vias* (orificio con paredes metalizadas que sirve de conexión entre conductores de diferentes capas)³⁸.

El diseño de la PCB soporta el uso de tecnología SMD (*surface mount technology*) y permite aprovechar las ventajas que ofrece ésta tecnología, en especial su diminuto tamaño y la mejor relación señal a ruido.

Otra ventaja que ofrece la tecnología SMD es que presenta excelente desempeño para circuitos digitales, proporcionando ondas de calidad que se ven poco afectadas por los procesos de conmutación³⁹.

La fuente de alimentación (trabajo adicional al proyecto de investigación) para el conductivímetro de corriente alterna basado en la técnica de Van der Pauw, se

³⁸ VARTERESIAN, Jon. *Fabricating printed circuit board*. Woburn: Elsevier Science, 2002. p.14. ISBN 1-878707-50-7.

³⁹ JIMÉNEZ MOLINOS, Francisco. *III Curso de Diseño y Fabricación de Placas de Circuito Impreso*. Noviembre 2006.

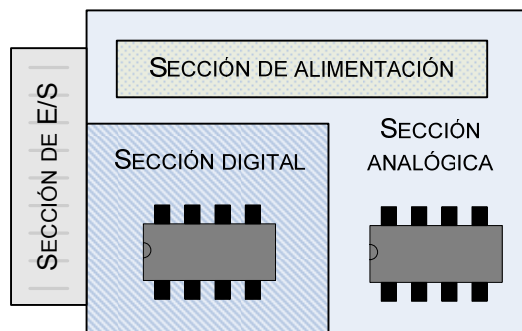
implementó al igual que el conductivímetro en una tarjeta de circuito impreso, PCB, doble cara, combinando con tecnología SMD y DIP.

3.1 REGLAS GENERALES PARA EL DISEÑO DE UNA PCB

Para mejorar el diseño de la PCB es recomendable tener en cuenta algunas consideraciones. A continuación se presentan los criterios de diseño tenidos en cuenta para implementar el conductivímetro de corriente alterna.

3.1.1 Segmentación⁴⁰. En el diseño de un circuito impreso se ubican los dispositivos electrónicos en áreas discretas que permite aislar, físicamente, los circuitos digitales y los analógicos. Este aislamiento impide que las fuentes de ruido de algunos circuitos integrados y elementos pasivos, como el ruido generado por los circuitos digitales, produzcan algún tipo de interferencia en otros componentes electrónicos. Un ejemplo, es el ruido introducido por componentes digitales en los pines de alimentación de los circuitos. En la figura 65 se muestra el esquema de segmentación empleado en el diseño.

Figura 65. Esquema de segmentación del diseño del circuito impreso.



Fuente: Autores del proyecto.

⁴⁰ MONTROSE, Mark. ECM and the printed circuit board: Design, theory, and layout made simple. New York: Wiley Interscience-IEEE, 1999. p. 106-111. ISBN 0-7803-4703-X.

3.1.2 Ancho de las Pistas. El ancho mínimo de pistas se encuentra determinado por la intensidad de corriente que éstas deben transportar y su impedancia eléctrica. La necesidad de minimizar las pérdidas por efecto *Joule* implican que la resistencia de los caminos sea la menor posible.

Existen diferentes técnicas para el diseño de una pista de transmisión de señales en un circuito impreso multicapas. Las dos topologías más utilizadas son: *Microstrip* (sencilla y embebida) y *Stripline* (sencilla y doble). Para este caso se diseñó con la técnica *Microstrip*, en la cual la pista de conducción está separada del plano de tierra por un material dieléctrico.

La impedancia de la pista se aproxima por la ecuación (18). En donde, W es el ancho de la pista, T es el espesor de la pista, H es la distancia entre la pista de señal y el plano de referencia, y ϵ_r es la permitividad relativa del material dieléctrico⁴¹.

$$Z_0 = \left(\frac{79}{\sqrt{\epsilon_r + 1,41}} \right) \text{Ln} \left(\frac{5,98H}{0,8W + T} \right) \Omega \quad (18)$$

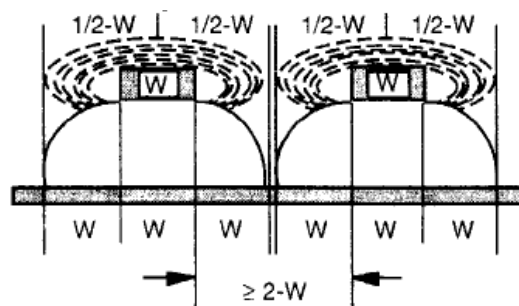
El ancho de las pistas se calculó considerando el valor de corriente que circula por las mismas y las señales de baja potencia propias de la medición de impedancia eléctrica en semiconductores, cuyo valor de corriente no supera los 50 mA. Para el cálculo del tamaño de la pista también se consideraron las recomendaciones de los fabricantes⁴². Los anchos de las pistas escogidos son: 0,4064 mm para pistas de datos, 1,016 mm para las pistas de alimentación y de tierra.

⁴¹ MONTROSE, Op. cit., p. 171-172.

⁴² VARTERESIAN, Op. cit., p. 62-63.

3.1.3 Separación entre Pistas. La distancia de separación entre dos pistas contiguas debe ser igual o mayor que dos veces el ancho de la pista⁴³, ver figura 66. Esto debe ser considerado de manera especial para pistas por donde circulen señales consideradas críticas, las cuales pueden producir interferencia en una pista o componentes electrónicos.

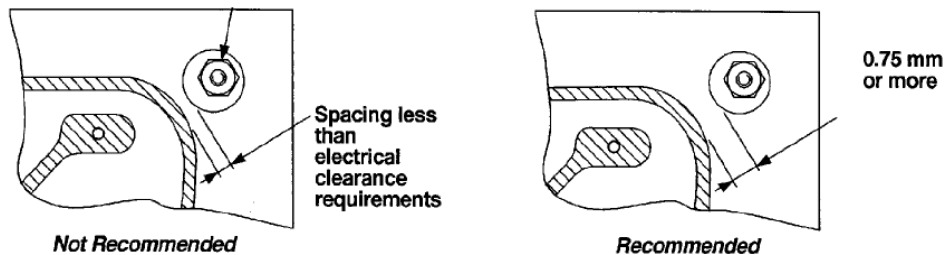
Figura 66. Distancia entre pistas en una PCB.



Fuente: MONTROSE, Op. cit., p. 211.

Se recomienda que la separación mínima entre una pista por la cual se desplaza una señal y el punto de conexión de la tarjeta al chasis⁴⁴ debe ser de 0,75mm, ver figura 67.

Figura 67. Distancia entre pista y punto de soporte mecánico.



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

⁴³ MONTROSE, Op. cit., p. 210-212.

⁴⁴ INSTITUTE OF INTERCONNECTING AND PACKAGING ELECTRONIC CIRCUITS. IPC-2221: Generic standard on printed board design. Northbrook: IPC, 1998. p. 54.

3.1.4 Longitud de las Pistas de Señal⁴⁵. La longitud máxima que puede tener una pista es otro factor crítico al diseñar una PCB. Se debe garantizar la integridad y correcta transmisión de las diferentes señales que circulan por los caminos de la PCB.

Para determinar si el trazo de una pista es eléctricamente largo se debe pensar en el dominio del tiempo; la definición establece, que la longitud máxima de la pista, tiene que permitir la propagación de la señal en la mitad del tiempo de caída o levantamiento de la misma.

Asumiendo que la velocidad típica de propagación es el 60% de la velocidad de la luz, se puede calcular la máxima longitud de la línea por medio de la ecuación (19).

$$l_{\max} = \frac{t_r}{2t'_{pd}} \quad (19)$$

Donde t_r es el tiempo de elevación o caída de la señal, t'_{pd} es el retardo de la señal de propagación.

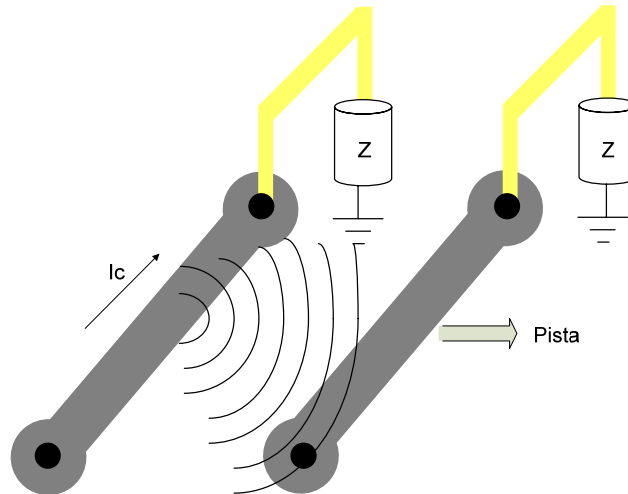
3.1.5 Autoinductancia. Cuando por una pista conductora pasa un flujo de corriente, se genera un campo magnético producido por el movimiento de las cargas eléctricas. Este fenómeno de inducción magnética provoca alteraciones en las señales de los conductores cercanos, ver figura 68. Este fenómeno es crítico cuando hay corrientes elevadas con transitorios bruscos⁴⁶.

El comportamiento de la autoinductancia en función de la separación de las pistas y su ancho es mostrado en la figura 69.

⁴⁵ MONTROSE, Op. cit., p. 195

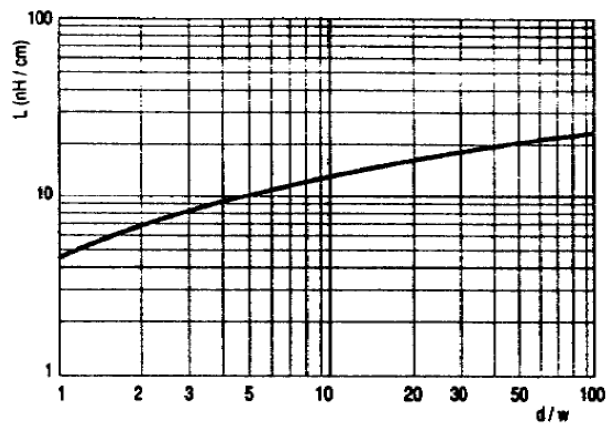
⁴⁶ MONTROSE, Ibid., p.35

Figura 68. Acople magnético entre pistas en la PCB.



Fuente: Autores del proyecto.

Figura 69. Auto inductancia en función de las dimensiones de la pista.

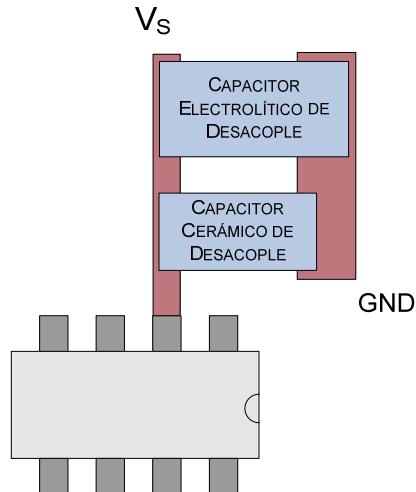


Fuente: Tecnología de Circuitos Impresos. Curso 2001-2002.

3.1.6 Capacitores de Desacople para los Pines de Alimentación. El desacople puede reducir el ruido introducido en los pines de alimentación de los dispositivos electrónicos. El uso de varios capacitores de desacople permite minimizar el rizado de la tensión de alimentación y como elementos almacenadores de energía para el suministro de la demanda de potencia.

En su implementación se conectan los capacitores de desacople en paralelo entre los pines de alimentación y tierra en cada uno de los circuitos integrados, tan cerca como sea posible a los pines. Esto ayudará a filtrar el ruido de las conmutaciones de los circuitos digitales. Típicamente se utilizan los capacitores cerámicos como filtros y los electrolíticos como almacenadores de energía. La figura 70 muestra la ubicación de los capacitores de desacople⁴⁷.

Figura 70. Ubicación de los capacitores de desacople para los pines de alimentación.



Fuente: Autores del proyecto.

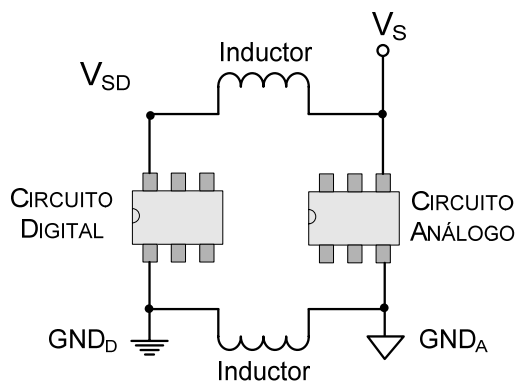
Para desacoplar las señales de alimentación se consideraron las recomendaciones de los fabricantes especificadas en las hojas de datos y se

⁴⁷ MONTROSE, Op. cit., p. 144-148

seleccionaron capacitores cerámicos de 0,1 μF y electrolíticos de 1 μF . Adicionalmente, sólo se implementaron capacitores de desacople en los circuitos considerados como los más susceptibles a la interferencia electromagnética: el generador de señales, la fuente de corriente Howland, las guardas de tensión, el sistema de conmutación para el uso de la técnica de Van der Pauw, el amplificador diferencial del sensor de tensión y el amplificador de transresistencia del sensor de corriente.

3.1.7 Inductores para el Filtrado de Ruido por Fuentes de Reloj. En algunas situaciones, osciladores (circuitos generadores de señales de reloj) inyectan corriente de radio frecuencia sobre la pistas del circuito impreso. Esta corriente se propaga por las pistas de tierra y alimentación como resultado del pobre desacople e inmunidad de las fuentes de alimentación⁴⁸. Para minimizar esta posible fuente de ruido, se ubicaron inductores en la sección de alimentación para aislar eléctricamente los nodos que alimentan los circuitos digitales de los analógicos, ver figura 71.

Figura 71. Esquema de conexión de los inductores para el filtrado de ruido por fuentes de reloj.

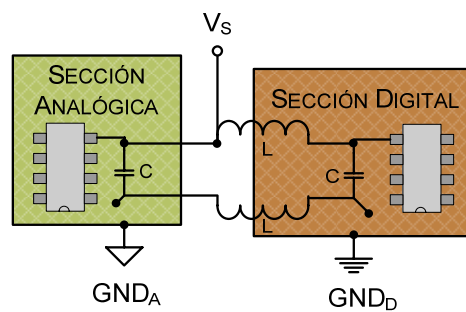


Fuente: Autores del proyecto.

⁴⁸ MONTROSE, Op. cit., p. 74-76

3.1.8 Planos de Tierra. Los planos de tierra capturan el flujo de radio frecuencia generada internamente por los componentes y osciladores, cada plano de tierra se posiciona de acuerdo a la segmentación de los circuitos y se conectan a su respectiva referencia de tierra⁴⁹. En la figura 72 se muestra la ubicación de los planos de tierra.

Figura 72. Ubicación de los planos de tierra.



Fuente: Autores del proyecto.

3.2 TOPOLOGÍA DEL CIRCUITO IMPRESO

El diagrama de figura 73 ilustra la ubicación de las diferentes etapas que conforman el conductivímetro. El PCB fue diseñado considerando cumplir con los criterios de compatibilidad electromagnética.

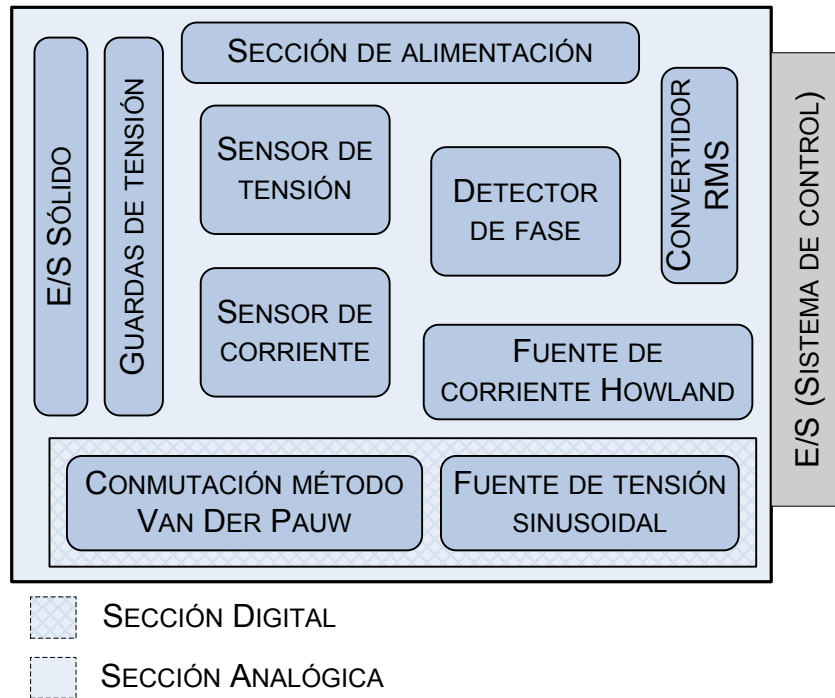
Se ubicaron los diferentes bloques funcionales del sistema lo más cerca posible de tal manera que las pistas fuesen lo más cortas para minimizar interferencias.

La conexión con el sistema de control y los conectores de los electrodos de medición (E/S sólido) se ubicaron estratégicamente en lados opuestos. Esta decisión se tomó para evitar que la sección digital introduzca ruido a la entrada-

⁴⁹ MONTROSE, Op. cit., p. 120-123

salida analógica que se conecta con los electrodos de medición, la cual es susceptible a la interferencia por señales de reloj.

Figura 73. Diagrama de bloques del PCB.

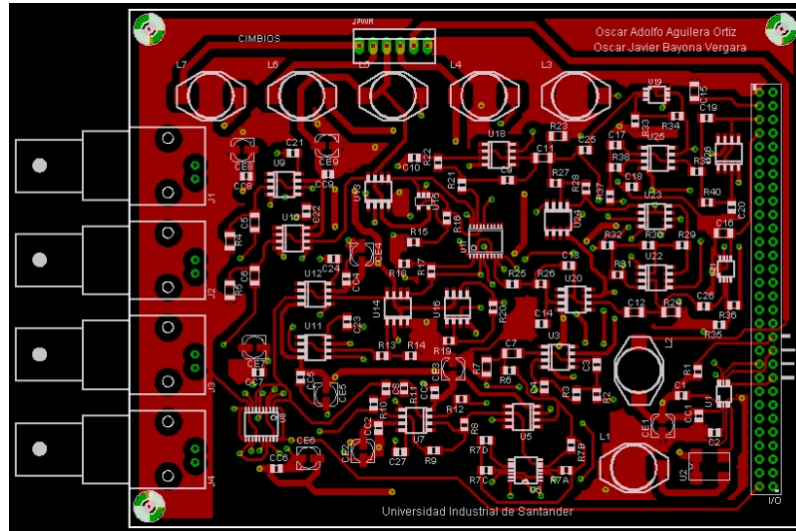


Fuente: Autores del proyecto.

La etapa de conexión a los electrodos de medición se implementó mediante el uso de cuatro conectores tipo BNC, los cuales se acoplan a los electrodos de medición. Contigua a esta etapa se ubicaron las guardas de tensión en cada uno de los conectores.

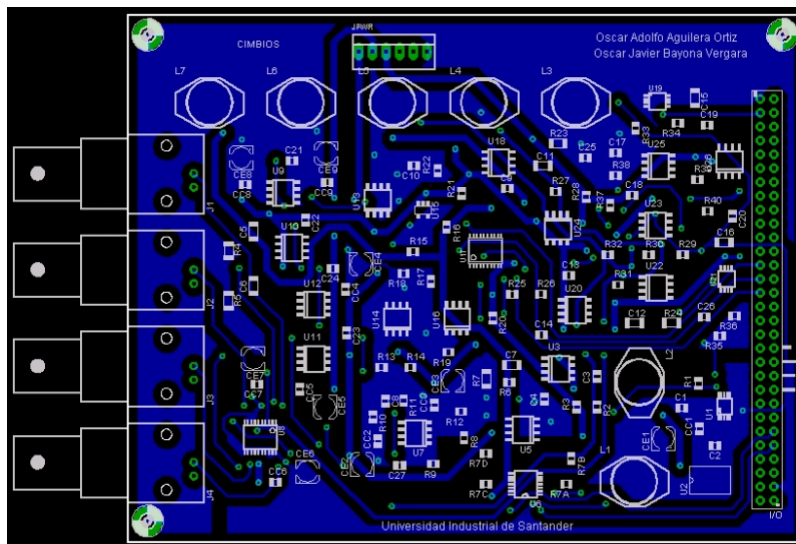
A continuación se muestra la cara superior en la figura 74 y la cara inferior en la figura 75 del circuito impreso diseñado.

Figura 74. Cara superior del circuito impreso diseñado.



Fuente: Autores del proyecto.

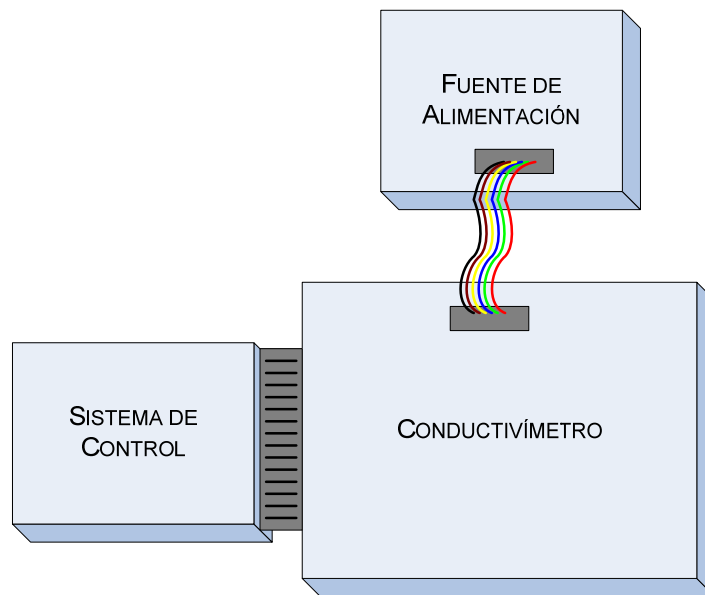
Figura 75. Cara inferior del circuito impreso diseñado.



Fuente: Autores del proyecto.

La figura 76 muestra la interconexión del conductivímetro con el sistema de control, MC56F8037EVM, y la fuente de alimentación.

Figura 76. Interconexión de los PCB en el trabajo de investigación.



Fuente: Autores del proyecto.

4. PRUEBAS

A continuación se presentan las pruebas preeliminares y finales del equipo diseñado, con las cuales se completa el estudio de las etapas que lo conforman.

4.1 PRUEBAS PRELIMINARES

El rediseño de los sensores de corriente y tensión se basaron en los datos obtenidos de las pruebas que se presentan a continuación permitiendo observar el comportamiento de las etapas que conforman el conductivímetro de corriente alterna.

4.1.1 Fuente de Alimentación Sinusoidal. La fuente de alimentación sinusoidal se comportó conforme a los requerimientos de diseño. En la tabla 28 se muestra la tensión de salida de la fuente sinusoidal a diferentes frecuencias, especificando las ganancias del sistema de amplificación.

Tabla 28. Tensión de salida de la fuente de alimentación sinusoidal.

Frecuencia (kHz)	Tensión de salida de la fuente de alimentación sinusoidal (V)		
	0,33 V/V	3,33 V/V	33,3 V/V
0,1	0,103	1,05	10,07
1	0,103	1,05	10,07
10	0,103	1,05	10,07
100	0,103	1,05	10,07
1	0,103	1,05	10,07

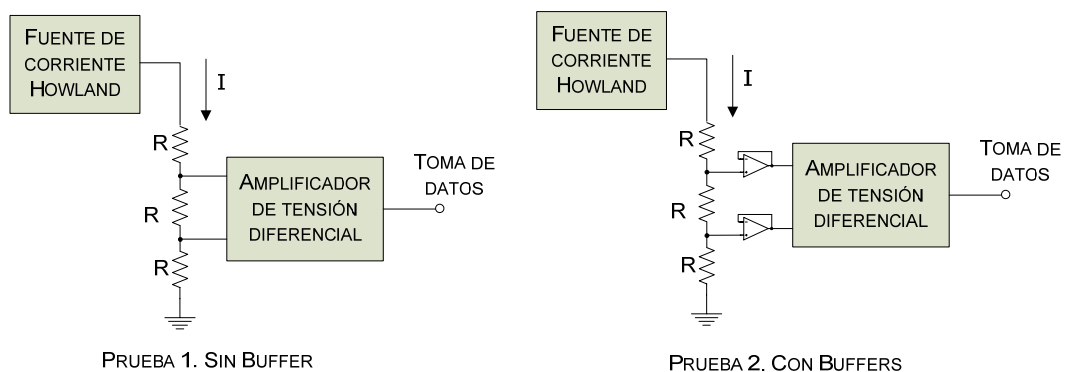
Fuente: Autores del proyecto.

4.1.2 Fuente de Corriente Howland. La topología de la fuente de corriente Howland se analizó mediante un método indirecto de medida, con la ejecución del siguiente procedimiento:

- Inyección de una señal sinusoidal proveniente de un generador de señales externo, para la obtención de una corriente determinada.
- Utilización de tres resistencias en serie, como impedancia de carga de la fuente de corriente Howland.
- Medición de la tensión diferencial mediante la etapa de entrada del sensor de tensión.

En la figura 77 se muestra es esquema de conexión para la toma de datos. Con los valores de tensión y resistencia de carga se halló el valor real de la magnitud de la corriente y el ancho de banda correspondiente de la fuente de corriente Howland.

Figura 77. Esquema de conexión para la toma de datos de la fuente Howland.



Fuente: Autores del proyecto.

En la tabla 29 y tabla 30 se muestran los datos obtenidos de las pruebas de ancho de banda de la topología fuente de corriente Howland.

Tabla 29. Prueba 1: Ancho de banda de la fuente de corriente Howland sin buffer.

Resistencia de carga 3R (kΩ)	Corriente (μA)	Ancho de banda (kHz)
0,3	100	1400
3	100	1400
30	10	70
300	1	4,5

Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 30. Prueba 2: Ancho de banda de la fuente de corriente Howland con buffer.

Resistencia de carga 3R (kΩ)	Corriente (μA)	Ancho de Banda (kHz)
0,3	100	2000
3	100	2000
30	10	360
300	1	5

Fuente: Autores del proyecto.

En base estos resultados se optó por rediseñar el sensor de tensión, colocando una configuración de *buffers* analógicos a la entrada del sensor de tensión, logrando un buen desacople entre las etapas de fuente de corriente Howland y el sensor de tensión, permitiendo de esta manera un mayor ancho de banda.

4.1.3 Convertidor RMS. Al igual que la fuente de corriente Howland, el convertidor RMS se analizó mediante el suministro de una señal de tensión sinusoidal proveída por un generador de señales que permitió medir los datos registrados en la tabla 31.

Tabla 31. Comportamiento del convertidor RMS a diferentes valores de frecuencia.

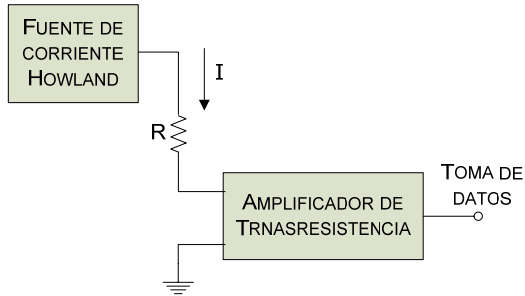
Amplitud de la señal sinusoidal (V)	Valor RMS (mV)			
	Frecuencia (kHz)			
	1	10	100	1000
0,1	73	77,3	77	76
0,2	142	138	140	140
0,4	282	273	274	272
0,6	418	412	414	410
0,8	561	551	548	520
1	709	693	670	660
1,2	825	810	790	770
1,4	946	946	920	905

Fuente: Autores del proyecto.

Las pruebas efectuadas a esta etapa, permitieron constatar un óptimo funcionamiento del convertidor RMS-DC.

4.1.4 Sensor de Corriente. En la figura 78 se muestra la conexión de la prueba de acople de las etapas de fuente de corriente Howland y el amplificador de transresistencia del sensor de corriente. En la tabla 32 se muestra los datos medidos de la amplitud y frecuencia de la señal de salida.

Figura 78. Conexión de las topologías de la fuente de Howland y el amplificador de transresistencia del sensor de corriente.



Fuente: Autores del proyecto.

Tabla 32. Comportamiento del amplificador de transresistencia del sensor de corriente.

Resistencia de carga (kΩ)	Corriente (μA)	Frecuencia (kHz)	Amplitud de la señal obtenida (mV _p)	Ancho de banda (kHz)
1	100	0,1	100	1000
		1	95	
		10	95	
		100	95	
		300	90	
		600	80	
		800	72	
		1000	70	
10	100	0,1	1000	80
		1	1000	
		10	1000	
		80	700	
		100	600	
		300	260	
		600	140	
		1000	100	
100	10	1	94	8
		8	70	
		10	55	
		100	100	

Fuente: Autores del proyecto.

Al comparar los datos de la con los obtenidos en la simulación se observó que el amplificador de transresistencia del sensor de corriente no logró un buen desempeño, ocasionando limitaciones en el ancho de banda de la fuente Howland.

4.2 PRUEBAS FINALES.

Luego del rediseño de los sensores de tensión y corriente, se hicieron las pruebas para evaluar el desempeño del equipo. Se presentaron inconvenientes con los *buffers* analógicos y los filtros pasa bandas de los sensores de tensión y corriente; impidiendo el correcto acople de las etapas.

4.2.1 Buffers Analógicos de los Sensores de Tensión y Corriente. La señal de salida de los *buffers* presenta un nivel alto de error que impide la medición de la señal.

En el análisis de estimación del error, del anexo B, se muestra que el error referido a la entrada por causa de las imperfecciones de DC y de ruido inherentes al amplificador operacional del *buffer* es del 50 % de la señal. A pesar de eso se encontró que el error es mayor al estimado, en la se muestra la señal de entrada y salida del *buffer* del sensor de tensión.

Las causas de este error se deben al uso del AD744 como amplificador operacional del *buffer*, debido al amplio ancho de banda a ganancia unitaria de 13 MHz y a los niveles de ruido poco favorables para la implementación del mismo; la razón de uso de este amplificador se debe a las limitaciones que se tuvieron para adquirir nuevos dispositivos electrónicos.

Una posible solución a este obstáculo es el uso del amplificador operacional OP184, por sus bajos niveles de ruido y bajo producto de ganancia por ancho de banda. En la tabla 33 se muestran las características del OP184 y del AD744

Tabla 33. Características eléctricas de los amplificadores operacionales OP184 y AD744.

Parámetro	Valor		Unidad
	OP184	AD744	
Ganancia por ancho de banda	4	13	MHz
Tensión de ruido de entrada	3,9	22	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Corriente de ruido de entrada	0,4	0,01	pV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Tensión de desnivel de entrada	100	500	μV

Fuente: Hojas de datos de los dispositivos, *Analog Devices*.

5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El presente trabajo fue el resultado de una dedicada labor analítica y experimental de las topologías que conforman el conductivímetro de corriente alterna, con lo cual se expone las pautas para el diseño de un medidor de conductividad para un amplio rango de frecuencias y bajas señales de excitación. A continuación se hacen mención de las principales conclusiones del trabajo realizado:

- Se diseñó e implementó una fuente de tensión sinusoidal que genera señales con frecuencias comprendidas entre 100 Hz y 1 MHz con amplitudes de tensión de 0,1 V, 1 V y 10 V. Esta fuente proporciona la tensión de entrada de la fuente de corriente Howland para generar la corriente de salida.
- El diseño de una fuente de corriente Howland requiere un análisis a profundidad de las ecuaciones que rigen cada parte de la misma. La corriente e impedancia de salida de la fuente dependen de la ganancia de lazo abierto y el ancho de banda del amplificador operacional utilizado para implementar la fuente Howland; y de la magnitud de la impedancia de carga, que en los casos ideales no afecta la operación del amplificador operacional. En su implementación se encontró que su comportamiento difiere de los datos obtenidos en el diseño y simulación, dado a que el amplificador operacional seleccionado, AD744 de Analog Devices, tiene un polo dinámico que depende de la capacitancia de carga vista desde su salida. Para compensar al amplificador operacional se recomienda implementar un circuito que permita disminuir la corriente en los pines de entrada del AD744, para de esa manera asegurar que toda la corriente generada por la fuente de corriente sea proporcionada a la impedancia de carga y no sea consumida por el amplificador operacional. Cabe anotar que con pruebas experimentales en las

que se logró compensar el polo dinámico, bajo condiciones controladas y para valores específicos de carga, se pudieron verificar los cálculos realizados con el modelo matemático propuesto para la fuente de corriente Howland.

- Se implementó una fuente de corriente Howland cuyas especificaciones de ancho de banda se presentan a continuación: 1 MHz para resistencias de carga de hasta 3 k Ω ; 70 kHz para resistencias de carga de hasta 30 k Ω y 4,5 kHz para resistencia de carga de hasta 300 k Ω . Para resistencias de carga mayores a 300 k Ω , el ancho de banda de la fuente es muy pequeño debido a que el polo del amplificador operacional se acerca al origen cuando la resistencia es mayor. Bajo estas condiciones aparecen unas pérdidas debidas al aumento de la corriente de polarización en el terminal no inversor del amplificador operacional. Con base en este hecho experimental se sugiere compensar el amplificador operacional por medio de la inserción de un seguidor de tensión entre las dos resistencias que conforman el divisor de tensión (a la entrada del terminal no inversor) y el terminal inversor.
- Se diseñó e implementó un sistema de conmutación que cumple con los requerimientos propios para la medición de la conductividad eléctrica en sólidos semiconductores mediante la aplicación del método de Van der Pauw.
- Se implementó un sensor de corriente y uno de tensión. En las pruebas en la primera implementación (luego de haber realizado varias simulaciones exitosas y realizar pruebas de módulos por separado) se encontró que el sensor de corriente basado en un amplificador de transresistencia introducía una alta componente de ruido a la señal de corriente. Además, el sensor de tensión cargaba a la fuente de corriente, produciendo una caída en la tensión en la carga y el ancho de banda de la fuente de corriente. Por esta razón se rediseñaron ambos sensores, mejorando los resultados obtenidos en la primera implementación. A pesar de las mejoras sustanciales obtenidas con la

segunda implementación se presentaron algunos inconvenientes con la adquisición de las señales tensión y corriente, dado que en la señal de salida de los buffers analógicos (etapa de entrada de cada sensor) se presenta un nivel alto de ruido que adicionaba error en la medición de ambas señales. Las causas de este fenómeno se atribuyen a las características del amplificador operacional empleado como buffer, el AD744, debido a la alta densidad de ruido espectral introducido por el amplio ancho de banda a ganancia unitaria (13 MHz). Para minimizar los errores experimentales en la medición de tensión y corriente, en la segunda implementación se reemplazó el AD744 por el AD8610, el cual presenta un ancho de banda menor, y por lo tanto, menor densidad de ruido espectral. Los buffers del sensor de tensión se eliminaron dado que la implementación del AD8610 no minimizaba el nivel de ruido después del buffer, mientras que la remoción de los mismos si disminuyó el ruido presente después del buffer. Un aspecto a considerar es que los filtros pasa bajas después de los buffers del sensor de tensión no operaban apropiadamente, por lo cual fue necesario eliminarlos, como se concluye más adelante. Las pruebas experimentales realizadas sugieren que, para la próxima implementación de la etapa de sensado, se debe seleccionar un amplificador operacional que tenga un ancho de banda de ganancia unitaria cercano a 1 MHz y bajos niveles de densidad de ruido espectral. Una posibilidad puede ser el uso del OP184 de Analog Devices, sin embargo, es necesaria la evaluación experimental del mismo.

- Con base en las pruebas experimentales realizadas en la primera implementación se diseñó un filtro pasa bajas Butterworth para mejorar la salida de la etapa de los sensores de tensión y de corriente. El diseño se realizó con las siguientes especificaciones: $A_{\max} = 0.4 \text{ dB}$, $\omega_p = 2\pi \text{ M rad/s}$, $A_{\min} = 30 \text{ dB}$ y $\omega_s = 20\pi \text{ M rad/s}$, configuración Sallen-Key, y se seleccionó como amplificador operacional el AD8610 de *Analog Devices*. Al realizar las

pruebas experimentales sobre la segunda implementación, se encontró que la frecuencia de corte caía a 600kHz; adicionalmente, la señal de salida dentro de este rango presentaba un nivel de ruido poco propicio para la medición de las señales. Dado que no fue posible minimizar el ruido introducido por el amplificador operacional AD8610, se removió de la tarjeta, con lo cual se redujo el ruido en la señal de tensión. Estos hallazgos experimentales apuntan a que se deben seleccionar los amplificadores operacionales para el filtro pasa bajas, de tal manera que se ajusten mejor a los requerimientos de diseño, como son: el ancho de banda; bajos niveles de ruido de tensión y corriente de entrada. Se sugiere el uso de amplificadores operacionales para los cuales el fabricante garantice su aplicación en filtros activos de ganancia unitaria.

- El convertidor RMS LTC1967 de *Linear Technology* presenta un buen desempeño para señales sinusoidales de frecuencias hasta de 1 MHz, con amplitudes dentro del rango de 100 mV y 1 V. En las pruebas realizadas al segundo montaje se encontró que éste convertidor opera mejor cuando la amplitud de la señal de entrada se encuentra alrededor de 1 V. Esto se puede atribuir a que las señales de menor amplitud se ven más afectadas por el ruido y las imperfecciones de DC de los dispositivos electrónicos.
- Se diseñó un software en LabView que controla la medición y visualización de los datos permitiendo al usuario un manejo rápido y fácil del conductivímetro de corriente alterna.
- Un aspecto que produjo limitaciones en la implementación del conductivímetro, fue la introducción de niveles de ruido significativos en especial para señales de bajo nivel de amplitud. Algunas fuentes de esta perturbación son el ruido de la fuente de alimentación, el ruido térmico de las resistencias y otros ruidos que obedecen a procesos básicos naturales de los dispositivos electrónicos.

- Se desarrolló un software para programar el sistema de desarrollo MC56F8037EVM, mediante el cual se controla y procesan las señales del equipo y a su vez la comunicación con el computador por puerto USB. Las ventajas del sistema de desarrollo son la conversión ADC hasta de 12 bits y la velocidad de procesamiento de los datos.

El presente trabajo hizo parte fundamental en la formación como ingenieros, ya que se realizaron estudios en temas teóricos que se complementan a los realizados a lo largo de la carrera y que permitieron la apropiación de los conocimientos relacionados con la ingeniería electrónica. Adicionalmente se adquirió experiencia en el diseño e implementación de equipos electrónicos, que es un aspecto importante debido a que se buscaron las posibles causas y soluciones a los inconvenientes que se presentan en los diseños de este tipo de desarrollos. Por último, se resalta que se fortalecieron las relaciones humanas que se constituyen como parte fundamental del desarrollo como profesional.

BIBLIOGRAFÍA

AGUILERA, Oscar; BAYONA, Oscar y MIRANDA, David. Criterios de diseño de la fuente de corriente Howland. En: Revista UIS Ingenierías. Bucaramanga. Vol. 6, No. 1 (ene.- jun. 2007); p. .

APONTE, Gretty y CARO, Julio. Medición de espectro de impedancia eléctrica en tejido cervicouterino sano y displásico *In-Vitro* (segunda fase). Bucaramanga, 2006, 154 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y Telecomunicaciones.

BEMSKI, George. Semiconductores. 2 ed. Washington: Organización de los Estados Americanos, 1980. 58 p. ISBN: 0827010680.

BERTEMES FILHO, Pedro. Tissue characterisation using an impedance spectroscopy probe. Sheffield, 2002, 189 p. Tesis doctoral (Doctor of Philosophy). University of Sheffield. Department of Medical Physics and Clinical Engineering.

CUBIDES, Yorlen 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, 128 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y Telecomunicaciones.

DELGADO, Albert y ACERO, Jesús. Implementación de un bioimpedanciometro para la medición de espectro de impedancia eléctrico en tejido humano. Bucaramanga, 2006, 150 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad

Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y Telecomunicaciones.

FINK, D.G y BEATY H.W. Standard handbook for electrical engineers. 12 ed. New York: McGraw Hill, 1987.

HAYT hijo, William. Teoría electromagnética. 5 ed. México: McGraw Hill, 1999. 525 p. ISBN: 968-422-966-6.

JAIMES, Samuel y VALENCIA, Juan. 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. Bucaramanga, 2006, 147 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y Telecomunicaciones.

JIMÉNEZ MOLINOS, Francisco. III Curso de Diseño y Fabricación de Placas de Circuito Impreso. Noviembre 2006.

KEITHLEY, J. F.; ERDMAN, R. J. y YEAGER, J. R. Low level measurements: For effective low current, low voltage, and high impedance measurements. Ohio: Keithley Instruments, Inc., 1984.

MIRANDA, David; BARRERO, Jaime y ECHEVERRY, Jorge. Estudio para la detección temprana del cáncer de cuello uterino. Bucaramanga: Sic Editorial, 2007. p.ISBN 978-958-708-264-7.

MIRANDA MERCADO, David Alejandro. Medición de la resistividad eléctrica de $\text{Sr}_2\text{FeMnO}_6$ en el rango de temperaturas comprendidas entre la temperatura del

nitrógeno líquido y temperatura ambiente. Bucaramanga, 2004, 107 p. Trabajo de grado (Físico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ciencias. Escuela de Física.

MONTROSE, Mark. ECM and the printed circuit board: Design, theory, and layout made simple. New York: Wiley Interscience-IEEE, 1999. 325 p. ISBN 0-7803-4703-X.

PELICIA, Marcos y dos REIS, Carlos. Fully integrated programmable Howland current source for sensors excitation. En: IEEE INTERNATIONAL CARACAS CONFERENCE ON DEVICES, CIRCUITS AND SYSTEMS. (4 : 2002 : Aruba). IEEE, 2002. p. C028-C1-4.

POLETTI, Christopher y VAN DOREN, Clayton. A high voltage, constant current stimulator for electrocutaneous stimulation through small electrodes. En: IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 46, No. 8 (Agosto 1999); p. 929-936.

ROSS, Alexander *et al.* Current source design for electrical impedance tomography. En: Physiological Measurement. Vol. 24, No. 2 (Mayo 2003); p. 509-516.

SEDRA, Adel y SMITH, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4 ed. México: Oxford, 2002. 1237 p. + 1 Disco compacto (CD-ROM). ISBN 970-613-379-8.

SOLYMAR, Laszlo y WALSH, Donald. Electrical properties of materials. 7 ed. USA: Oxford, 2004. p. 119-212.

VAN DER PAUW, L. J. A method of measuring specific resistivity and Hall effect of disc of arbitrary shape. Philips Technical Review, 1958.

VARTERESIAN, Jon. Fabricating printed circuit board. Woburn: Elsevier Science, 2002. 236 p. ISBN 1-878707-50-7.

WEBSTER, John. The measurement, instrumentation, and sensors handbook. Madison: CRC Press, 1998. cap.46, p 6.

ANEXO A

CRITERIOS DE DISEÑO DE LA FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND

Oscar Adolfo Aguilera Ortiz

Estudiante de Ingeniería Electrónica

Grupo de Investigación: CIMBIOS

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander

adolfoaguileraortiz@gmail.com

Oscar Javier Bayona Vergara

Estudiante de Ingeniería Electrónica

Grupo de Investigación: CIMBIOS

Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones

Universidad Industrial de Santander

obayona@gmail.com

David Alejandro Miranda Mercado

Físico e Ingeniero con Maestría en Ingeniería, Área, Ingeniería Electrónica

Profesor Tiempo Completo

Grupo de Investigación: CIMBIOS

Escuela de Física

Universidad Industrial de Santander

dalemir@uis.edu.co, davidmiranda@tux.uis.edu.co

RESUMEN

Se presenta el análisis teórico de la fuente de corriente Howland con el fin de suministrar un criterio para la selección de los componentes pasivos y activos que la conforman. La metodología de estudio de la fuente de corriente Howland se hace en cuatro partes, primero se analiza el circuito en condiciones ideales, amplificador operacional ideal, segundo, se analizan los efectos de la ganancia finita de lazo abierto y ancho de banda finito de amplificador operacional. Tercero, se determinan y explican unos criterios para el diseño de una fuente de corriente Howland, y por último, se presenta un ejemplo numérico en el que se emplea un amplificador de *Analog Devices*.

Palabras Clave: Amplificador operacional., corriente, fuente de corriente, Howland, diseño.

ABSTRACT

It is presents the theoretical analysis of the source of Howland current with the purpose of providing a criterion for the selection of the passive and active components that conform it. The methodology to study the Howland current source are divided in fourth parts, first, the circuit is analyzed over ideal conditions, ideal operational amplifier. Second, the finite open loop gain and finite band wide effects are studied. Third, some design criteria to design a Howland current source are determined and explained. Finally, a numerical example with an Analog Devices amplifier is presented.

Keywords: Operational amplifier, current, current source, Howland, design.

INTRODUCCIÓN

En diversos campos de la ciencia como la biomedicina, la física del estado sólido, la geofísica, entre otros, se estudian propiedades eléctricas de los materiales. Una técnica cada vez es más empleada para caracterizar diversos materiales es la espectroscopia de impedancia eléctrica, que estudia el comportamiento de la impedancia eléctrica del material en el dominio de la frecuencia. La manera en que se mide el espectro de impedancia eléctrica consiste en inyectar corriente a un material y medir la respuesta en tensión del mismo, para lo cual se requiere de una fuente de corriente.

En el diseño de un equipo para la medición de propiedades eléctricas de materiales, excitación determinados medios por estímulos de corriente, algunas aplicaciones biomédicas, y otros tantos más, es necesario contar con una fuente de corriente que tenga una alta impedancia de salida y que presente una apropiada respuesta en frecuencia junto con una estabilidad ante posibles oscilaciones.

Existen varias topologías de fuentes de corriente tales como la fuente de corriente Howland, amplificador inversor de transconductancia, amplificador no inversor de transconductancia, la fuente de corriente basada en espejo de corriente (*the current-mirror current source*), entre otras. De las fuentes de corriente anteriormente enumeradas, la fuente Howland y el espejo de corriente tienen un buen desempeño y no presentan una gran diferencia en su comportamiento, según reporta Pedro Bertemes Filho en su tesis doctoral "*Tissue Characterisation using an Impedance Spectroscopy Probe*" [1]. La diferencia entre estas dos radica en el número de amplificadores operacionales que conforman cada topología: la fuente de corriente Howland utiliza sólo un amplificador operacional mientras que la fuente de corriente espejo de corriente utiliza tres.

Se han desarrollado múltiples aplicaciones que involucran en uso de una fuente de corriente Howland, tales como la detección temprana de cáncer de cuello uterino [8], tomografía de impedancia eléctrica [5], estimulación electro-cutánea [6], excitación de sensores resistivos y piezoresistivos [7]. Hasta el momento no se ha reportado un análisis a profundidad de la fuente de corriente Howland que tenga en cuenta la ganancia de lazo abierto y el ancho de banda del amplificador operacional. Cabe anotar que en el diseño de una fuente de corriente Howland una de las mayores limitaciones es la correcta selección del amplificador operacional con que se implementará. Esta selección se simplifica si se definen criterios de diseño que involucren las características no ideales del amplificador operacional.

A continuación se presenta el análisis de la fuente de corriente Howland con amplificador operacional ideal, los efectos de la ganancia finita de lazo abierto y el ancho de banda finito. Además, se determinan y explican unos criterios para el diseño de una fuente de corriente Howland, y se presenta un ejemplo de diseño.

1. ANÁLISIS MATEMÁTICO DE LA FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND

1.1 FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

La fuente de corriente Howland usa un amplificador operacional con realimentación inversora y no inversora, como se muestra en la figura 1 [2]. La corriente de salida en función de la tensión de entrada es

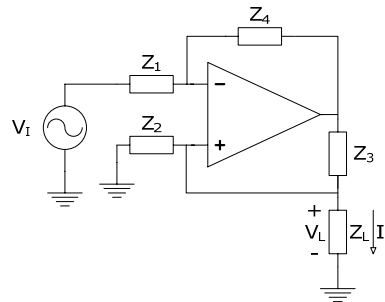
$$I_L = -\frac{Z_2 Z_4}{Z_1 Z_2 Z_3 + Z_L (Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4)} V_I \quad (1)$$

si $Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$ y $Z_4 = Z_1$, entonces

$$I_L = -\frac{1}{Z_3} V_I \quad (2)$$

La ecuación 2 muestra que la corriente de la fuente Howland es independiente de la impedancia de la carga.

Fig. 1. Fuente de corriente Howland.



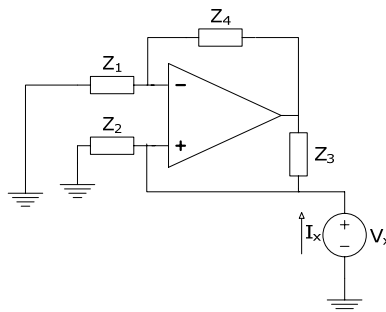
La resistencia de salida del circuito de la figura 1 y encontrada por medio del circuito de la figura 2, esta dada por

$$Z_{out} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{Z_1 Z_2 Z_3}{Z_1 Z_3 - Z_2 Z_4} \quad (3)$$

como $Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4$, entonces

$$Z_{out} \rightarrow \infty \quad (4)$$

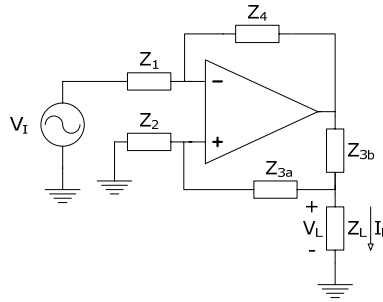
Fig. 2. Configuración de la fuente de corriente Howland para hallar la resistencia de salida.



1.2 FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND CON AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

La fuente de corriente Howland mejorada, mostrada en la figura 3, agrega una impedancia en la realimentación no inversora, con el fin de suministrar sólo una fracción de la tensión en la carga a la impedancia Z_2 , disminuyendo la tensión en modo común. A su vez se incrementa la corriente que se le puede suministrar a la carga y así aumentar el rendimiento de la fuente de corriente [1].

Fig. 3. Fuente de corriente Howland mejorada.



El análisis del circuito de la fuente de corriente Howland mejorada mostrado en la figura 3, muestra que la corriente de salida en función de la tensión de entrada es

$$I_L = -\frac{Z_4(Z_2 + Z_{3a})}{Z_1 Z_{3b}(Z_2 + Z_{3a}) + Z_L(Z_1 Z_{3a} + Z_1 Z_{3b} - Z_2 Z_4)} V_I \quad (5)$$

Partiendo del análisis hecho en las ecuaciones 1 y 2, suponiendo que $Z_4 = Z_1$, entonces

$$I_L = -\frac{Z_2 + Z_{3a}}{Z_{3b}(Z_2 + Z_{3a}) + Z_L(Z_{3a} + Z_{3b} - Z_2)} V_I \quad (6)$$

si $Z_2 = Z_{3a} + Z_{3b}$, entonces

$$I_L = -\frac{1}{Z_{3b}} V_I \quad (7)$$

La ecuación (7) Esto muestra que la corriente de salida de la fuente de corriente Howland mejorada es independiente de la impedancia de la carga.

La resistencia de salida de la fuente de corriente Howland mejorada de la configuración del circuito mostrado en la figura 3 y hallada por medio del circuito de la figura 4, es

$$Z_{out} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{Z_1 Z_{3b}(Z_2 + Z_{3a})}{Z_1 Z_{3a} + Z_1 Z_{3b} - Z_2 Z_4} \quad (8)$$

como $Z_4 = Z_1$, entonces

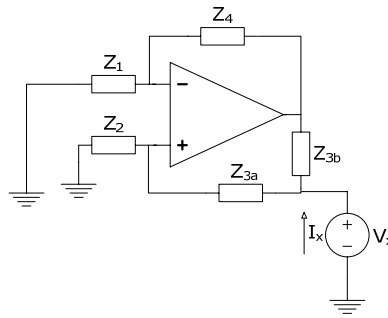
$$Z_{out} = \frac{Z_{3b}(Z_2 + Z_{3a})}{Z_{3a} + Z_{3b} - Z_2} \quad (9)$$

y si $Z_2 = Z_{3a} + Z_{3b}$, entonces

$$Z_{out} \rightarrow \infty \quad (10)$$

El análisis de la resistencia de salida ratifica la definición de fuente de corriente, en donde la resistencia de salida de una fuente de corriente ideal es infinita.

Fig. 4. Configuración de la fuente de corriente Howland mejorada para hallar la resistencia de salida.

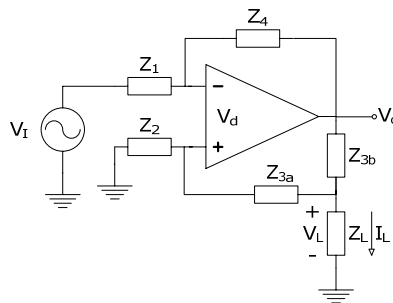


1.3 FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND MEJORADA TENIENDO EN CUENTA LA GANANCIA DE LAZO ABIERTO Y EL ANCHO DE BANDA DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Hasta el momento solo se ha analizado la fuente de corriente Howland con el amplificador operacional ideal, ahora se incluirá en el análisis la ganancia de lazo abierto y el ancho de banda del amplificador operacional en la configuración de un polo. La figura 5 muestra la fuente de corriente Howland mejorada indicando las nuevas consideraciones, en donde

$$V_o = \frac{A_v}{1 + j \frac{\omega}{\omega_b}} V_d$$

Fig. 5. Fuente de corriente Howland mejorada considerando cuenta la ganancia de lazo abierto y el ancho de banda del amplificador operacional.



La corriente de salida en función de la tensión de entrada, teniendo en cuenta que para simplificar el análisis

$Z_4 = Z_1$ y $A = \frac{A_v}{1 + \frac{s}{\omega_b}}$, donde $s = j\omega$, es

$$I_L = -\frac{Z_2 + Z_{3a}}{Z_{3b}(Z_2 + Z_{3a}) + Z_L(Z_{3a} + Z_{3b} - Z_2) + \frac{2}{A}[Z_{3b}(Z_L + Z_2 + Z_{3a}) + Z_L(Z_2 + Z_{3a})]} V_I \quad (11)$$

si $Z_2 = Z_{3a} + Z_{3b}$, entonces

$$I_L = -\frac{2Z_{3a} + Z_{3b}}{Z_{3b}(2Z_{3a} + Z_{3b}) + \frac{2}{A}[Z_{3b}(Z_L + 2Z_{3a} + Z_{3b}) + Z_L(2Z_{3a} + Z_{3b})]} V_I \quad (12)$$

En la anterior ecuación se puede observar que si $A_v \rightarrow \infty$ y $\omega_b \rightarrow \infty$, por lo tanto $A \rightarrow \infty$, el resultado de la corriente que suministra la fuente Howland es igual al de la ecuación (7), o sea

$$I_L = -\frac{1}{Z_{3b}} V_I \quad (13)$$

Reescribiendo la ecuación (12) de la forma $G(s) = \frac{I_L}{V_I} = \frac{G_H}{1 + \frac{s}{\omega_H}}$, y suponiendo que todas las impedancias

son puramente resistivas, en donde $Z_{3a} = R_{3a}$, $Z_{3b} = R_{3b}$ y $Z_L = R_L$, se obtiene:

$$G_H = -\frac{(2R_{3a} + R_{3b})A_v}{(R_{3b}A_v + 2R_L)(2R_{3a} + R_{3b}) + 2R_{3b}(R_L + 2R_{3a} + R_{3b})} \quad (14)$$

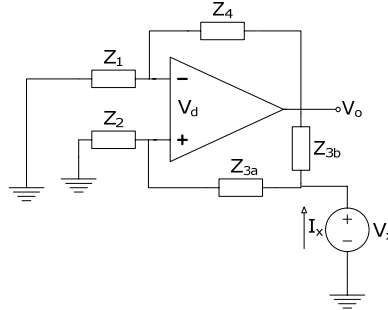
$$\omega_H = \frac{\omega_b}{2} \frac{(R_{3b}A_v + 2R_L)(2R_{3a} + R_{3b}) + 2R_{3b}(R_L + 2R_{3a} + R_{3b})}{R_{3b}(R_L + 2R_{3a} + R_{3b}) + R_L(2R_{3a} + R_{3b})} \quad (15)$$

en donde se muestra que G_H es la ganancia de transconductancia de corriente continua y ω_H es ancho de banda de la fuente corriente Howland mejorada.

La resistencia de salida de la fuente de corriente Howland mejorada del circuito de la figura 5 considerando que $Z_4 = Z_1$, la ganancia de lazo abierto y el ancho de banda del amplificado operacional, y hallada por medio del circuito de la figura 6, es

$$Z_{out} = \frac{V_x}{I_x} = \frac{Z_{3b}(Z_2 + Z_{3a})(A + 2)}{A(Z_{3a} + Z_{3b} - Z_2) + 2(Z_{3a} + Z_{3b} + Z_2)} \quad (16)$$

Fig. 6. Configuración de la fuente de corriente Howland mejorada considerando cuenta la ganancia de lazo abierto y el ancho de banda del amplificador operacional para hallar la resistencia de salida.



Si $Z_2 = Z_{3a} + Z_{3b}$ se reemplaza en la ecuación (16), se tiene que

$$Z_{out} = \frac{Z_{3b}(2Z_{3a} + Z_{3b})(A + 2)}{4(Z_{3a} + Z_{3b})} \quad (17)$$

en la anterior ecuación se verifica que si $A \rightarrow \infty$ entonces

$$Z_{out} \rightarrow \infty \quad (18)$$

La magnitud de la impedancia de salida de la fuente de corriente Howland mejorada, partiendo de la ecuación (17), teniendo en cuenta la ganancia de lazo abierto y el ancho de banda del amplificador operacional, se muestra a continuación

$$|Z_{out}| = \left| \frac{Z_{3b}(2Z_{3a} + Z_{3b})}{4(Z_{3a} + Z_{3b})} \left(\frac{A_v}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_b}\right)^2}} + 2 \right) \right| \quad (19)$$

2. CRITERIOS DE DISEÑO DE UNA FUENTE HOWLAND

Del análisis matemático de la fuente de corriente Howland se encuentra que los principales parámetros que deben tenerse en cuenta para el diseño de una fuente de corriente como la que se muestra en la figura 5 son:

- La ganancia de lazo abierto del amplificador operacional A_v : como muestra las ecuaciones de ganancia de transconductancia de corriente continua (14), ancho de banda (15) y magnitud de la impedancia de salida (19) de la fuente de corriente Howland mejorada.
- El ancho de banda del amplificador operacional ω_b : como muestra las ecuaciones de ancho de banda (15) y magnitud de la impedancia de salida (19) de la fuente de corriente Howland mejorada.

De acuerdo con lo analizado en las ecuaciones (1), (11) y (16) es conveniente considerar que $Z_4 = Z_1$ y $Z_2 = Z_{3a} + Z_{3b}$, adicionalmente a esto se recomienda que la impedancia Z_{3a} tenga un capacitor de acople para mejorar la estabilidad de la fuente de corriente Howland (ver apartado 3).

2.1 MAGNITUD DE LA RESISTENCIA DE SALIDA DE LA FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND MEJORADA

Un criterio que facilita el diseño y mejora la impedancia de salida es que $Z_{3a} \approx Z_{3b}$, por lo tanto, debido a que Z_{3a} tiene una parte reactiva y se asume que la impedancia Z_{3b} es puramente resistiva, se puede suponer que

$$Z_{3a} = \alpha R_{3b} \quad (20)$$

De esta forma la ecuación (19) toma la forma

$$|Z_{out}| = \left| \frac{2\alpha + 1}{4(\alpha + 1)} \right| R_{3b} \left(\frac{A_v}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_b}\right)^2}} + 2 \right) \quad (21)$$

Dentro del ancho de banda de la fuente de corriente Howland $\frac{A_v}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_b}\right)^2}} \gg 2$, de esta manera la

magnitud de la resistencia de salida de la fuente de corriente Howland es

$$|Z_{out}| \approx \left| \frac{2\alpha + 1}{4(\alpha + 1)} \right| R_{3b} \frac{A_v}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_b}\right)^2}} \quad (22)$$

Si $\alpha \rightarrow 1$ se logra cumplir con que $Z_{3a} \approx R_{3b}$, y así la magnitud de la impedancia de salida toma la siguiente forma

$$|Z_{out}| \approx \frac{3}{8} R_{3b} \frac{A_v}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_b}\right)^2}} \quad (23)$$

El peor caso para la magnitud de la impedancia de salida es que en la frecuencia de la fuente de tensión sinusoidal sea la frecuencia del ancho de banda del amplificador operacional ω_b , de esta manera se tiene que la ecuación (23) toma la forma

$$|Z_{out}| \approx \frac{3}{8} \frac{A_v}{\sqrt{2}} R_{3b} \quad (24)$$

La ganancia de lazo abierto del amplificador operacional se determina a partir de la magnitud de la resistencia de salida de la fuente de corriente Howland, a continuación se muestra la condición que debe cumplir para garantizar la resistencia de salida

$$A_v \geq \frac{8\sqrt{2}}{3} \frac{|Z_{out}|}{R_{3b}} \quad (25)$$

2.2 ANCHO DE BANDA DE LA FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND MEJORADA

El ancho de banda del amplificador operacional se puede conocer a partir de la ecuación (15), como $Z_{3a} = R_{3a} \approx R_{3b}$ se tiene que

$$\omega_H \approx \frac{\omega_b}{2} \frac{3R_{3b}(A_v + 2) + 8R_L}{3R_{3b} + 4R_L} \quad (27)$$

De esta manera se tiene que la especificación del ancho de banda del amplificador operacional es

$$\omega_b \approx 2 \frac{3R_{3b} + 4R_L}{3R_{3b}(A_v + 2) + 8R_L} \omega_H \quad (28)$$

La ecuación (28) muestra que el ancho de banda del amplificador operacional es función de R_{3b} , R_L , de la especificación del ancho de banda de la fuente de corriente y de la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional.

El mayor requerimiento para el ancho de banda del amplificador operacional es cuando la resistencia de carga toma su mayor valor.

2.3 OTROS PARÁMETROS NO IDEALES DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

2.3.1 SLEW RATE (SR)

Velocidad de respuesta del amplificador operacional, como se muestra a continuación

$$\left| \frac{dv_o}{dt} \right| \leq SR \quad (29)$$

donde v_o es la tensión de salida del amplificador operacional. Si la tensión de salida viene dada de la forma $v_o = V_{o\max} \text{sen}(\omega t)$, se obtiene que el slew rate es

$$SR = \omega V_{o\max} \quad (30)$$

Despejando la frecuencia

$$\omega_{FP} = \frac{SR}{V_{o\max}} \quad (31)$$

donde ω_{FP} es la máxima frecuencia de la tensión a la salida que no presenta distorsión por velocidad de respuesta del amplificador operacional [2].

2.3.2 PORCENTAJE DE DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL (THD)

La distorsión armónica es consecuencia de la no linealidad de los microcircuitos que conforman el amplificador operacional. El porcentaje de distorsión armónica total se calcula por medio de la siguiente ecuación

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A_1} \quad (32)$$

donde A_1 es la amplitud pico de la señal de frecuencia fundamental (ω_0) y A_n es la amplitud pico de la señal de frecuencia del respectivo armónico ($n\omega_0$) [4].

2.3.3 CORRIENTE DE POLARIZACIÓN DE ENTRADA (I_B)

Las terminales de entrada del amplificador operacional deben estar alimentadas con corriente de continua para que funcione correctamente [3]. Un criterio de selección es

$$I_B = \frac{I_{L\max}}{100} \quad (33)$$

donde $I_{L\max}$ es la máxima corriente de la fuente de corriente Howland.

2.3.4 TENSIÓN DE OFFSET (V_{OS})

El voltaje de desnivel aparece por los desacoplamientos presentes en la etapa de entrada diferencial del amplificador, debido a esto la tensión de Offset se amplifica a la salida del amplificador por el factor de amplificación de lazo cerrado de la configuración. Por esta razón es necesario determinar cuales son los niveles de señal deseada a la salida y de acuerdo el factor de amplificador seleccionar la máxima tensión de Offset de amplificador operacional que no afecte de forma significativa la señal de salida [3].

2.3.5 DENSIDAD ESPECTRAL DE RUIDO

El ruido es inherente a los dispositivos electrónicos, por lo tanto es importante seleccionar un amplificador operacional que cumpla la siguiente condición

$$\int_{\Delta\omega} I_{ND}^2 d\omega \ll I_L \quad (34)$$

donde I_{ND} es la densidad espectral de ruido de corriente y I_L es la corriente de la carga.

3. MEJORA DE LA ESTABILIDAD EN AC DE LA FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND MEJORADA

Anteriormente se menciono que para mejorar la estabilidad de la fuente de corriente de Howland se recomienda que la impedancia Z_{3a} tenga un capacitor de acople, en donde

$$Z_{3a} = R_{3a} + \frac{1}{sC_{3a}} \quad (35)$$

De esta manera la función de transferencia de la fuente de corriente Howland de la ecuación (11) toma la forma de un sistema de segundo orden de siguiente forma

$$G(s) = \frac{I_L}{V_I} = \frac{a_1s + a_0}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (36)$$

De acuerdo con lo analizado en el apartado 2 es conveniente suponer que $Z_4 = Z_1 = R$, $Z_{3a} = R + \frac{1}{sC}$, $Z_{3b} = R$, $Z_2 = 2R$ y $Z_L = R_L$, se tiene que

$$a_1s + a_0 = \frac{A_v\omega_b}{2RC(4R_L + 3R)}(3RCs + 1) \quad (37)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} = \frac{\omega_b}{2RC(4R_L + 3R)} \left(3A_vR^2C + 2RC(4R_L + 3R) + 2\frac{R + R_L}{\omega_b} \right) \quad (38)$$

$$\omega_0^2 = \frac{\omega_b(A_v + 2)(R + R_L)}{2RC(4R_L + 3R)} \quad (39)$$

Con lo analizado anteriormente se puede suponer en la ecuación (37) que $3RCs \gg 1$, y que en la ecuaciones (38) y (39) el sumando que tiene como factor A_v es mucho mayor que los demás, de esta manera los coeficientes del sistema se simplifican a:

$$a_0 \approx 0 \quad (40)$$

$$a_1 \approx \frac{3}{2} \frac{A_v\omega_b}{4R_L + 3R} \quad (41)$$

$$\frac{\omega_0}{Q} \approx \frac{3}{2} \frac{A_v\omega_b R}{4R_L + 3R} \quad (42)$$

$$\omega_0^2 \approx \frac{A_v\omega_b(R + R_L)}{2RC(4R_L + 3R)} \quad (43)$$

Esto aproxima la función de transferencia de la fuente de corriente Howland al siguiente sistema de segundo orden

$$G(s) \approx \frac{a_1 s}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2} \quad (44)$$

$$G_{HC} = \frac{a_1 Q}{\omega_0} \quad (45)$$

$$\omega_1, \omega_2 = \omega_0 \sqrt{1 + \frac{1}{4Q^2}} \mp \frac{\omega_0}{2Q} \quad (46)$$

donde ω_0 es la frecuencia central, G_{HC} es la ganancia de frecuencia central y ω_1, ω_2 son las frecuencias de en donde la ganancia de frecuencia central cae en 3 dB, por lo tanto el ancho de banda de la fuente de la fuente esta definido por $\frac{\omega_0}{Q}$ [3].

De la ecuación (42) se puede determinar el ancho de banda del amplificador operacional de la siguiente manera

$$\omega_b \approx \frac{2}{3} \frac{4R_L + 3R}{A_v R} \frac{\omega_0}{Q} \quad (47)$$

Una vez definido ω_b se puede seleccionar el valor del capacitor C , para determinada frecuencia de corte, por medio de la ecuación (46).

4. EJEMPLO NUMÉRICO

Se desea diseñar una fuente de corriente Howland con un ancho de banda de 2 MHz, resistencia de salida de 10 MΩ y máxima resistencia de carga de 1 kΩ.

4.1 FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND SIN GARANTIZAR ESTABILIDAD EN AC

Para esto se maneja la misma suposición hecha para el desarrollo de las ecuaciones (11), (14), (15), (25) y (28), para simplificar se supone que $Z_{3b} = R$, esto significa que $Z_4 = Z_1 = R$, $Z_{3a} = R$, $Z_2 = 2R$ y $Z_L = R_L$. De acuerdo a lo analizado en la ecuación (25) para disminuir el requerimiento de la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional se selecciona una resistencia alta, $R = 100 \text{ k}\Omega$, teniendo en consideración que la selección de un resistencia muy alta genera ruido térmico que es mas apreciable. Reemplazando $R = 100 \text{ k}\Omega$ en la ecuación (25) se tiene

$$A_v \geq \frac{8\sqrt{2}}{3} \frac{10 \text{ M}\Omega}{100 \text{ k}\Omega} \approx 377.124$$

y luego en la ecuación (28) se tiene

$$\omega_b \approx 2 \frac{300 \text{ k}\Omega + 4 \text{ k}\Omega}{300(377.124 + 2) \text{ k}\Omega + 8 \text{ k}\Omega} (2\pi * 2) \text{ M rad/s}$$

$$\omega_b \approx 67.171 \text{ k rad/s}$$

Con los resultados de ganancia de lazo abierto, A_v , y ancho de banda del amplificador, ω_b , se encuentra el producto ganancia por ancho de banda del amplificador operacional mínimo requerido, dando como resultado

$$A_v f_b = A_v \frac{\omega_b}{2\pi} \approx 4.03 \text{ MHz}.$$

Se selecciona el circuito integrado AD744 de Analog Devices que especifica el producto ganancia por ancho de banda como $A_v f_b \approx 13 \text{ MHz}$, cumpliendo con el requerimiento y los parámetros no ideales de amplificador operacional como se mencionó en el apartado (2.3).

La simulación en MATLAB de la ecuación (11) con los parámetros anteriormente encontrados y con $V_I = 1 \text{ V}$ se muestra en la figura 7. El ancho de banda obtenido de la fuente de corriente Howland es de 7.88 MHz, este resultado es mucho mejor del esperado y se debe a las especificaciones del AD744 son mejores con respecto a los criterios de selección.

También se generó el comportamiento de la fuente de corriente howland en un software especializado en simulación de circuitos, la figura 8 muestra el resultado y se obtiene como ancho de banda 7.76 MHz.

Fig. 7. Respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland simulada en MATLAB y con el AD744 como amplificador operacional.

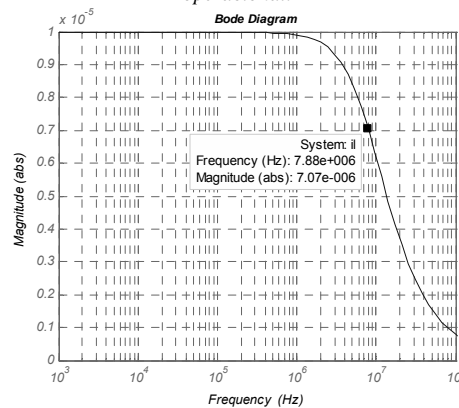
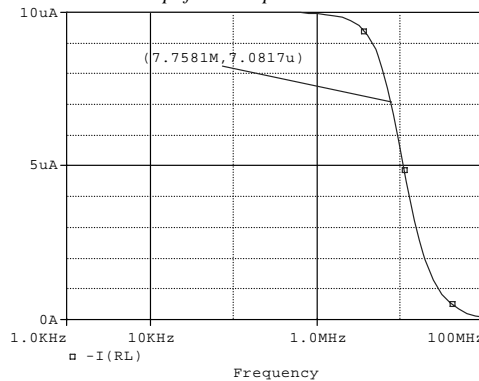


Fig. 8. Respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland simulada en el software especializado y con el AD744 como amplificador operacional.



4.2 FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND CON MEJORA EN LA ESTABILIDAD AC

Partiendo de lo tratado en el apartado 3, del análisis de la impedancia Z_{3b} , se selecciona de igual forma que en punto anterior a $R = 100 \text{ k}\Omega$, y del análisis de la magnitud de la impedancia de salida de la ecuación (25), se tiene que

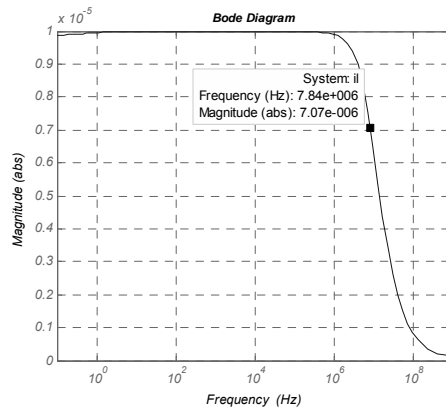
$$A_v \geq \frac{8\sqrt{2}}{3} \frac{10 \text{ M}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} \approx 377.124$$

Con este valor y como el ancho de banda requerido para la fuente de corriente que es $2\pi * 2 \text{ M rad/s}$, se tiene que el ancho de banda de amplificador operacional es

$$\omega_b \approx \frac{2}{3} \frac{4 \text{ k}\Omega + 300 \text{ k}\Omega}{377.124 * 100 \text{ k}\Omega} 2\pi * 2 \text{ M rad/s} = 67.532 \text{ k rad/s}$$

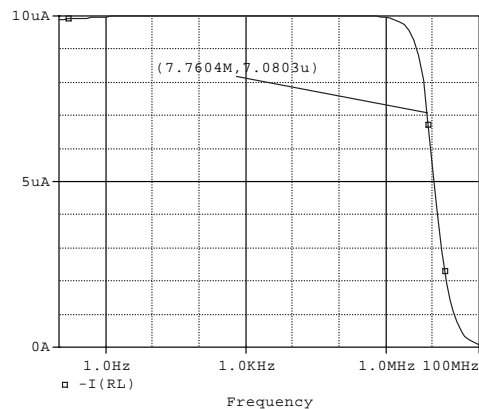
El producto ganancia por ancho de banda es $A_v f_b = A_v \frac{\omega_b}{2\pi} \approx 4.05 \text{ MHz}$ y nuevamente se selecciona el AD744 y se simula en MATLAB la ecuación (11) con $V_I = 1 \text{ V}$, la respuesta en frecuencia se muestra en la figura 9.

Fig. 9. Respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland, mejorando estabilidad, simulada en MATLAB y con el AD744 como amplificador operacional.



El resultado de la respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland es mucho mejor del esperado, frecuencia de corta alta 7.84 MHz, debido a que los parámetros del AD744 son mejores a la especificaciones de selección. La figura 10 muestra el comportamiento de la respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland hallado en un software especializado en simulación de circuitos y la frecuencia de corte alta de la fuente de corriente es 7.76 MHz.

Fig. 10. Respuesta en frecuencia de la fuente de corriente Howland, mejorando estabilidad, simulada en el software especializado y con el AD744 como amplificador operacional.



5. CONCLUSIÓN

Se determinaron unos criterios para el diseño de una fuente de corriente Howland que involucran características no ideales del amplificador operacional. Para el diseño de una fuente de corriente Howland requiere un análisis a profundidad de las ecuaciones que rigen el sistema. La corriente de salida y la impedancia de salida de la fuente de corriente Howland dependen de ganancia de lazo abierto y de ancho de banda del amplificador operacional, como se muestra en las ecuaciones (11), (14), (15) y (19). En estas ecuaciones también se aprecia el aporte significativo que hace la impedancia de carga, que en los casos ideales es cero, ecuaciones (2), (4), (7) y (10).

El análisis de las ecuaciones (11), (14), (15) y (19), determina los criterios para el diseño de una fuente de corriente Howland mejorada como la que se muestra en el circuito de la figura (5). Los criterios de diseño para la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional se muestra en la ecuación (25), y ancho de banda del amplificador operacional en las ecuaciones (28) o (47), según se tenga en cuenta la estabilidad del sistema. Estos criterios se sometieron a prueba, en el ejemplo numérico, y los resultados obtenidos corresponden con las simulaciones, figuras (7), (8), (9) y (10).

Cabe anotar que la máxima corriente que puede generar la fuente de corriente Howland del nivel de tensión de la fuente de alimentación del amplificador operacional, y esta a su vez limita la máxima resistencia de carga a un valor dado por $\frac{\text{Voltaje}_{\text{Alimentacion}}}{I_{\text{Salida}}}$.

REFERENCIAS

- [1] P. Bertemes Filho, "Tissue Characterisation using an Impedance Spectroscopy Probe", A thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy. Department of Medical Physics and Clinical Engineering, University of Sheffield. September 2002, ch 2.
- [2] A. R. Hambley. *Electrónica*, 2da ed., Ed. Prentice Hall, España, 2000, pp 117-118.
- [3] A. S. Sedra, K. C. Smith, *Circuitos Microelectrónicos*, 4ta ed., Ed. Oxford, México, 2002, pp 900-908.
- [4] L. W. Couch II, *Sistemas de comunicación digitales y analógicos*, 5ta ed., Ed. Pearson Educación, México, 1998, pp 247-248.
- [5] A. S. Ross, G. J. Saulnier, J. C. Newell, D. Isaacson, "Current source desing for impedance tomography", *Institute of physics publishing, Physiological measurement* 24, pp. 509-516, 2003.

- [6] C. J. Poletto, C. L. Van Doren, "A High Voltage, Constant Current Stimulator for Electrocutaneous Stimulation Through Small Electrodes", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 46, NO. 8, pp. 929-936, 1999.
- [7] M. M. Pelicia, C. A. dos Reis Filho, "Fully Integrated Programmable Howland Current Source For Sensors Excitation", *Fourth IEEE International Cracas Conference on Devices, Circuits and Systems*, pp. 1-4, 2002
- [8] Miranda, D, Barrero J, Echeverri J. *Estudio para la detección temprana del cáncer de cuello uterino. Bucaramanga*. Sic Editorial, 127p, 2007. ISBN: 9789587082647

ANEXO B. ESTIMACIÓN DEL ERROR

A continuación se presenta la estimación del error de las etapas que conforman el conductivímetro de corriente alterna, considerando las características eléctricas de los dispositivos electrónicos como lo son: las corrientes y tensiones de desnivel de entrada; las corrientes y tensiones de ruido de entrada; y el ruido Johnson asociado a las resistencias.

El análisis de estimación de error se calcula mediante los siguientes pasos:

- a. Cálculo de la tensión de desnivel total referida a la entrada (RTI, *Referred to Input*) para que pueda ser comparada con la señal de entrada*.
- b. Cálculo de la tensión de ruido referida a la entrada (RTI, *Referred to Input*) para que pueda ser comparada con la señal de entrada†.
- c. Cálculo del error de ganancia de lazo abierto para amplificadores operacionales.
- d. Estimación del error total.

B.1 FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND

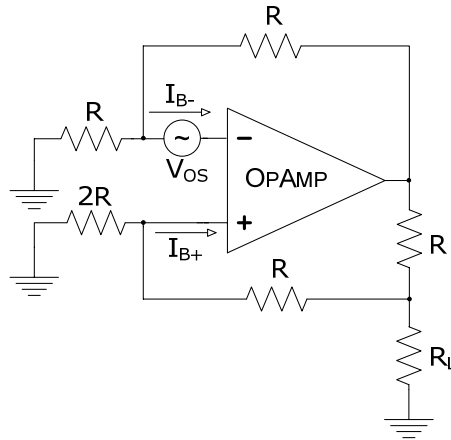
El modelo para calcular la tensión de desnivel de entrada total de la fuente de corriente Howland se muestra en la figura B.1. En donde I_{B+} e I_{B-} son las corrientes

*KESTER, Walt; BRYANT, James y JUNG, Walt. Practical design techniques for sensor signal conditioning: Amplifiers for signal conditioning. Estados Unidos: Analog Devices, Inc., 1999. p. 5 ISBN-0-916550-20-6.

†KESTER, Ibid., p. 13.

de polarización de entrada y V_{OS} es la tensión de desnivel de entrada del amplificador operacional.

Figura B.1. Modelo para calcular la tensión de desnivel de entrada total de la fuente de corriente Howland..



Fuente: Autores del proyecto.

Para calcular las corrientes de polarización de cada entrada se emplean las ecuaciones (B.1)[‡] y (B.2)[§], dado que los fabricantes de amplificadores operaciones especifican en sus hojas de datos la corriente de desnivel de entrada, I_B , y la corriente de polarización de entrada promedio, I_{OS} .

$$I_B = \frac{I_{B-} + I_{B+}}{2} \quad (\text{B.1})$$

$$I_{OS} = |I_{B-} - I_{B+}| \quad (\text{B.2})$$

[‡] SEDRA, Adel y SMITH, Kenneth. Circuitos microelectrónicos. 4 ed. México: Oxford, 2002. p. 105. + 1 Disco compacto (CD-ROM). ISBN 970-613-379-8.

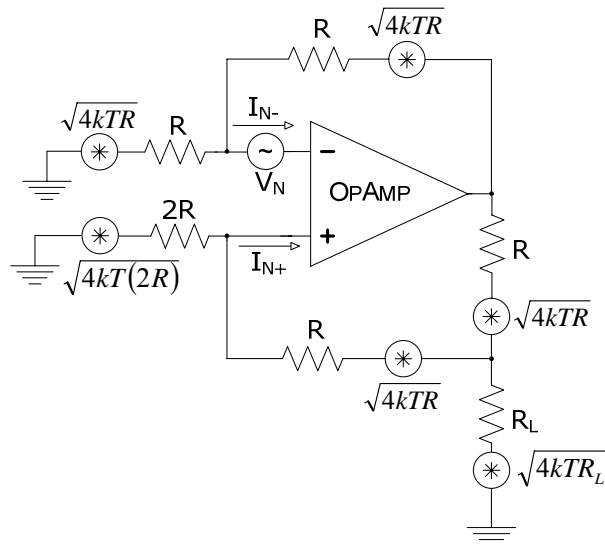
[§] Ibid., p. 105.

La tensión de desnivel total referido a la entrada de la fuente de corriente Howland, partiendo del modelo de la figura B.1, se muestra en la ecuación (B.3).

$$V_{OS(RTI)} = V_{OS} + I_{B+} \frac{2R^2 + 4R_L R}{3R + 4R_I} - I_{B-} \frac{R}{2} \quad (\text{B.3})$$

El modelo para calcular la tensión de ruido referido a la entrada de la fuente de corriente Howland se muestra en la figura B.2. En donde I_{N+} e I_{N-} son las corrientes de ruido espectral de entrada y V_N es la tensión de ruido espectral de entrada del amplificador operacional. Todas las resistencias tienen un ruido Johnson de $\sqrt{4kTBR}$, donde k es la constante de Boltzmann ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$), T es la temperatura absoluta (temperatura ambiente, 290 K), B es el ancho de banda en Hz y R es la resistencia en Ω .

Figura B.2. Modelo para calcular la tensión de ruido total a la entrada de la fuente de corriente Howland.



Fuente: Autores del proyecto.

La tensión de ruido referido a la entrada de la fuente de corriente Howland se muestra en la ecuación B.4, en su valor RMS (para convertir el valor RMS a tensión pico-pico se multiplica por un factor** de 6.6). En donde f_{CL} es el ancho de banda de lazo cerrado.

$$V_{N,RMS(RTI)} = \sqrt{1.57 f_{CL}} \sqrt{V_N^2 + 4kT \frac{R(7R + 12R_L)}{2(3R + 4R_L)} + I_N^2 \frac{R^2(25R^2 + 8R_L R + 80R_L^2)}{4(3R + 4R_L)^2}} \quad (B.4)$$

En la tabla B.1 se muestran los valores de diseño de la fuente de corriente Howland.

Tabla B.1. Valores de diseño de la fuente de corriente Howland.

		Parámetro	Unidad
AD744J	I_N	0,01	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	V_N	22	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	I_B	2,3	nA
	I_{OS}	1,1	nA
	V_{OS}	2	mV
	A_V	100	kV/V
	R	100	k Ω
	R_L	1	M Ω
	f_{CL}	350	kHz

Fuente: Hoja de datos del dispositivo y autores del proyecto.

Reemplazando los valores de la tabla B.1 en las ecuaciones (B.3) y (B.4), y calculando el error de ganancia de lazo abierto se puede estimar el error de la fuente de corriente Howland. En la tabla B.2 se muestra la contribución al error de la fuente de corriente Howland considerando una señal de entrada de 100 mV.

** KESTER, Ibid., p. 12.

Tabla B.2. Estimación del error de la fuente de corriente Howland.

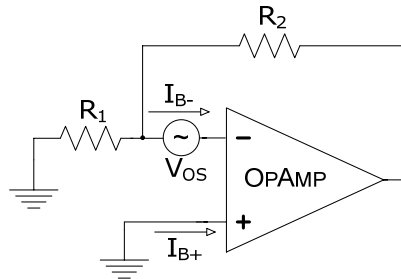
$V_{OS(RTI)}$	2,03 mV		20300 ppm
$V_{N,RMS(RTI)}$	39,538 μV_{RMS}	260,95 μV_{P-P}	2609,5 ppm
EA_V	21/(100*10 ³)*100 mV		21 ppm
Error Total sin ajustar			22931 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

B.2 SISTEMA DE AMPLIFICACIÓN DEL GENERADOR DE SEÑALES

El modelo para calcular la tensión de desnivel de entrada total del sistema de amplificación del generador de señales se muestra en la figura B.3.

Figura B.3. Modelo para calcular la tensión de desnivel del sistema de amplificación del generador de salida.



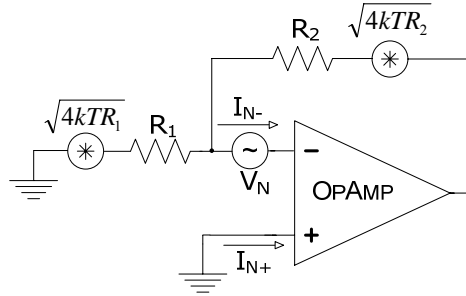
Fuente: Autores del proyecto.

La tensión de desnivel total referido a la entrada del sistema de amplificación del generador de señales, partiendo del modelo de la figura B.3, se muestra en la ecuación (B.5).

$$V_{OS(RTI)} = V_{OS} - I_{B-} \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (B.5)$$

El modelo para calcular la tensión de ruido referido a la entrada del sistema de amplificación del generador de señales se muestra en la figura B.4.

Figura B.2. Modelo para calcular la tensión de ruido total a la entrada del sistema de amplificación del generador de señales.



Fuente: Autores del proyecto.

La tensión de ruido referido a la entrada del sistema de amplificación del generador de señales se muestra en la ecuación (B.6), en su valor RMS. En donde f_{CL} es el ancho de banda de lazo cerrado.

$$V_{N,RMS(RTI)} = \sqrt{1.57 f_{CL}} \sqrt{V_N^2 + 4kTR_1 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + 4kTR_2 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 + I_N^2 \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)^2} \quad (B.6)$$

En la tabla B.3 se muestran los valores de diseño del sistema de amplificación del generador de señales.

Reemplazando los valores de la tabla B.3 en las ecuaciones (B.5) y (B.6), y calculando el error de ganancia de lazo abierto se puede estimar. En la tabla B.4 se muestra la contribución al error del sistema de amplificación del generador de señales considerando una señal de entrada de 0,3 V.

Tabla B.3. Valores de diseño del sistema de amplificación del generador de señales.

		Parámetro	Unidad
THS4601	I_N	15	fA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	V_N	18	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	I_B	1,1	nA
	I_{OS}	0,3	nA
	V_{OS}	5	mV
	A_V	177,83	kV/V
	R_1	10	k Ω
	R_2	3.32	K Ω
	f_{CL}	1	MHz

Fuente: Hoja de datos del dispositivo y autores del proyecto.

Tabla B.4. Estimación del error del sistema de amplificación del generador de señales.

$V_{OS(RTI)}$	1,88 mV		6266,7 ppm
$V_{N,RMS(RTI)}$	23,902 μV_{RMS}	157,75 μV_{P-P}	525,84 ppm
EA_V	0,33/(177,83*10 ³)*300 mV		0,557 ppm
Error Total sin ajustar			6793,1 ppm

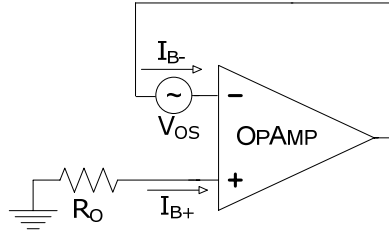
Fuente: Autores del proyecto.

B.3 BUFFERS DE ENTRADA DEL SENSOR DE TENSIÓN

El modelo para calcular la tensión de desnivel de entrada total de los *buffers* de entrada del sensor de tensión se muestra en la figura B.5.

La tensión de desnivel total referido a la entrada de los *buffers* de entrada del sensor de tensión, partiendo del modelo de la figura B.5, se muestra en la ecuación (B.7).

Figura B.5. Modelo para calcular la tensión de desnivel de los *buffers* de entrada del sensor de tensión.

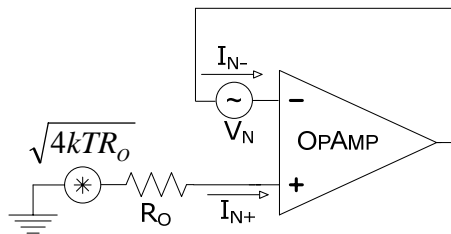


Fuente: Autores del proyecto.

$$V_{OS(RTI)} = V_{OS} - I_{B-} R_O \quad (\text{B.7})$$

El modelo para calcular la tensión de ruido referido a la entrada de los *buffers* de entrada del sensor de tensión se muestra en la figura B.6.

Figura B.6. Modelo para calcular la tensión de ruido de los *buffers* de entrada del sensor de tensión.



Fuente: Autores del proyecto.

La tensión de ruido referido a la entrada de los *buffers* de entrada del sensor de tensión se muestra en la ecuación (B.8), en su valor RMS. En donde f_{CL} es el ancho de banda de lazo cerrado.

$$V_{N,RMS(RTI)} = \sqrt{1.57 f_{CL}} \sqrt{V_N^2 + 4kTR_O + I_N^2 R_O^2} \quad (\text{B.8})$$

En la tabla B.5 se muestran los valores de diseño de los *buffers* de entrada del sensor de tensión.

Tabla B.5. Valores de diseño de los *buffers* de entrada del sensor de tensión.

		Parámetro	Unidad
AD744J	I_N	0,01	$\mu\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$
	V_N	22	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
	I_B	2,3	nA
	I_{OS}	1,1	nA
	V_{OS}	2	mV
	A_V	100	kV/V
	R_O	1	M Ω
	f_{CL}	13	MHz

Fuente: Hoja de datos del dispositivo y autores del proyecto.

Reemplazando los valores de la tabla B.5 en las ecuaciones (B.7) y (B.8), y calculando el error de ganancia de lazo abierto se puede estimar el error. En la tabla B.6 se muestra la contribución al error de los *buffers* de entrada del sensor de tensión considerando una señal de entrada de 0,1 V.

Tabla B.6. Estimación del error de los *buffers* de entrada del sensor de tensión.

$V_{OS(RTI)}$	19,5 mV		195000 ppm
$V_{N,RMS(RTI)}$	581,93 μV_{RMS}	3,841 mV _{P-P}	38407 ppm
EA_V	$1/(100 \cdot 10^{-3}) \cdot 100 \text{ mV}$		1,1 ppm
Error Total sin ajustar			233410 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

B.4 BUFFERS DE ENTRADA DEL SENSOR DE CORRIENTE

El modelo para calcular la tensión de desnivel de entrada total y la tensión de ruido referido a la entrada de los *buffers* de entrada del sensor de corriente son similares a los planteados para los *buffers* de entrada del sensor de tensión, ver figura B.5 y figura B.6. Por lo tanto la tensión de desnivel y la tensión de ruido referido a la entrada son como se muestran en las ecuaciones (B.7) y (B.8).

En la tabla B.7 se muestran los valores de diseño de los *buffers* de entrada del sensor de tensión.

Tabla B.7. Valores de diseño de los *buffers* de entrada del sensor de corriente.

	Parámetro		Unidad
AD744J	I_N	0,01	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	V_N	22	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	I_B	2,3	nA
	I_{OS}	1,1	nA
	V_{OS}	2	mV
	A_V	100	kV/V
	R_O	69,767	k Ω
	f_{CL}	13	MHz

Fuente: Hoja de datos del dispositivo y autores del proyecto.

Reemplazando los valores de la tabla B.7 en las ecuaciones (B.7) y (B.8), y calculando el error de ganancia de lazo abierto se puede estimar el error. En la tabla B.8 se muestra la contribución al error de los *buffers* de entrada del sensor de corriente considerando una señal de entrada de 0,1 V.

Tabla B.8. Estimación del error de los *buffers* de entrada del sensor de corriente.

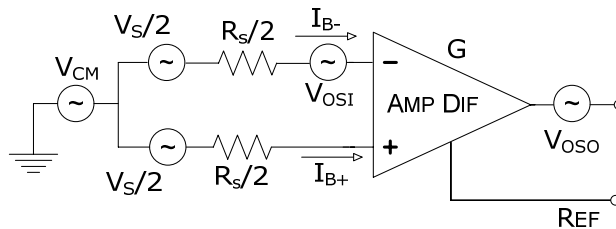
$V_{OS(RTI)}$	2,122 mV		21220 ppm
$V_{N,RMS(RTI)}$	175,98 μV_{RMS}	1,162 mV _{P-P}	11615 ppm
EA_V	$1/(100 \cdot 10^3) \cdot 100$ mV		1,1 ppm
Error Total sin ajustar			22383 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

B.5 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL (SENSORES DE TENSIÓN Y DE CORRIENTE)^{††}

El modelo para calcular la tensión de desnivel de entrada total del amplificador diferencial se muestra en la figura B.7.

Figura B.7. Modelo para calcular la tensión de desnivel del amplificador diferencial.



Fuente: Autores del proyecto.

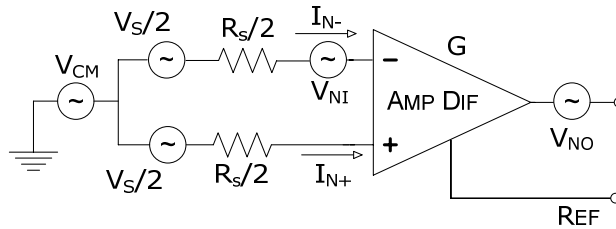
La tensión de desnivel total referido a la entrada del amplificador diferencial referido a la entrada, partiendo del modelo de la figura B.5, se muestra en la ecuación (B.9).

$$V_{OS(RTI)} = \frac{V_{OSO}}{G} + V_{OSI} + I_{OS} R_s \quad (B.9)$$

^{††} Los sensores de corriente y tensión, por separado, tienen un amplificador diferencial configurado con la misma topología.

El modelo para calcular la tensión de ruido referido a la entrada del amplificador diferencial se muestra en la figura B.8.

Figura B.8. Modelo para calcular la tensión de ruido del amplificador diferencial.



Fuente: Autores del proyecto.

La tensión de ruido referido a la entrada del amplificador diferencial se muestra en la ecuación (B.10). En donde f_{CL} es el ancho de banda de lazo cerrado.

$$V_{N,RMS(RTI)} = \sqrt{1.57 f_{CL}} \sqrt{\frac{V_{NO}^2}{G^2} + V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_s^2}{2}} \quad (B.10)$$

En la tabla B.9 se muestran los valores de diseño del amplificador diferencial.

Tabla B.9. Valores de diseño del amplificador diferencial.

		Parámetro	Unidad
AD8130	I_N	5	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	V_N	18	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
	I_{OS}	0,4	μA
	V_{OS}	1,8	mV
	EG	0.3	%
	R_s	20	Ω
	f_{CL}	270	MHz

Fuente: Hoja de datos del dispositivo y autores del proyecto.

Reemplazando los valores de la tabla B.9 en las ecuaciones (B.9) y (B.10), y calculando el error de ganancia se puede estimar el error total. En la tabla B.10 se muestra la contribución al error del sistema de amplificación del amplificador diferencial considerando una señal de entrada de 0,01 V.

Tabla B.10. Estimación del error del amplificador diferencial.

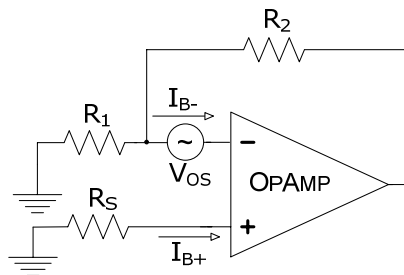
$V_{OS(RTI)}$	3,602 mV		360200 ppm
$V_{N,RMS(RTI)}$	524,106 μV_{RMS}	3,459 mV _{P-P}	345900 ppm
EG	0,003*100 mV		300 ppm
Error Total sin ajustar			706410 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

B.6 AMPLIFICADOR NO INVERSOR (SENSORES DE TENSIÓN Y DE CORRIENTE) ††

El modelo para calcular la tensión de desnivel de entrada total del amplificador no inversor se muestra en la figura B.9.

Figura B.9. Modelo para calcular la tensión de desnivel del amplificador no inversor.



Fuente: Autores del proyecto.

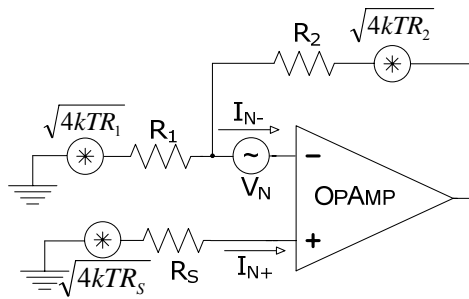
†† Los sensores de corriente y tensión, por separado, tienen un amplificador no inversor configurado con la misma topología pero con diferente amplificador operacional.

La tensión de desnivel total referido a la entrada del amplificador no inversor referido a la entrada, partiendo del modelo de la figura B.9, se muestra en la ecuación (B.11).

$$V_{OS(RTI)} = V_{OS} + I_{B+}R_S - I_{B-} \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{B.11})$$

El modelo para calcular la tensión de ruido referido a la entrada del amplificador no inversor se muestra en la figura B.10.

Figura B.10. Modelo para calcular la tensión de ruido del amplificador no inversor.



Fuente: Autores del proyecto.

La tensión de ruido referido a la entrada del amplificador no inversor se muestra en la ecuación (B.12). En donde f_{CL} es el ancho de banda de lazo cerrado.

$$V_{N,RMS(RTI)} = \sqrt{1.57 f_{CL}} \sqrt{V_N^2 + 4kTR_1 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + 4kTR_2 \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 + I_{N-}^2 \left(\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + I_{N+}^2 R_S^2} \quad (\text{B.12})$$

En la tabla B.11 y B.12 se muestran los valores de diseño del amplificador no inversor del sensor de corriente y tensión respectivamente.

Tabla B.11. Valores de diseño del amplificador diferencial del sensor corriente.

	Parámetro		Unidad
	THS4601	I_N	15
V_N		18	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
I_B		1,1	nA
I_{OS}		0,3	nA
V_{OS}		5	mV
A_V		3,162	kV/V
R_1		10	k Ω
R_2		909	Ω
R_S		4 (DC)	m Ω
		4 (10 MHz)	Ω
f_{CL}		10	MHz

Fuente: Hoja de datos del dispositivo y autores del proyecto.

Tabla B.12. Valores de diseño del amplificador diferencial del sensor tensión.

	Parámetro		Unidad
	OPA657	I_N	1,3
V_N		15	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
I_B		5	nA
I_{OS}		2,5	nA
V_{OS}		2,6	mV
A_V		177,83	kV/V
R_1		100	Ω
R_2		909	Ω
R_S		4 (DC)	m Ω
		30 (100 MHz)	Ω
f_{CL}		275	MHz

Fuente: Hoja de datos del dispositivo y autores del proyecto.

Reemplazando los valores de las tablas B.11 y B.12 en las ecuaciones (B.11) y (B.12), y calculando el error de ganancia se puede estimar el error total de cada circuito. En las tablas B.13 y B.14 se muestra la contribución al error de los

amplificadores no inversores de los sensores de corriente y tensión respectivamente, para una señal de entrada de 0,1 V.

Tabla B.13. Estimación del error del amplificador no inversor del sensor de corriente.

$V_{OS(RTI)}$	5 mV		50000 ppm
$V_{N,RMS(RTI)}$	71,480 μV_{RMS}	471,77 μV_{P-P}	4717,7 ppm
EG	$10/(177,83 \cdot 10^3) \cdot 100$ mV		5,62 ppm
Error Total sin ajustar			54723 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

Tabla B.14. Estimación del error del amplificador no inversor del sensor de tensión.

$V_{OS(RTI)}$	2,599 mV		25990 ppm
$V_{N,RMS(RTI)}$	312,676 μV_{RMS}	2,064 mV _{P-P}	20637 ppm
EG	$10/(3,162 \cdot 10^3) \cdot 100$ mV		316,26 ppm
Error Total sin ajustar			46943 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

ANEXO C. MANUAL DEL USUARIO

Este manual pretende que el usuario aprenda la correcta manipulación del equipo, permitiendo la adecuada adquisición del parámetro de conductividad en el sólido semiconductor.

Notas y precauciones



NOTA: Una NOTA indica información importante que le ayudará a hacer un mejor uso del dispositivo.



PRECAUCION: Una PRECAUCION indica la posibilidad de daño del equipo.

CONTENIDO


- C.1 Descripción general.
- C.2 Descripción funcional.
- C.3 Requerimientos de sistema
- C.4 Guía de manejo.

C.1 DESCRIPCIÓN GENERAL

El conductímetro de corriente alterna basado en la técnica de Van der Pauw se diseñó para medir valores de conductancia en sólidos semiconductores en el rango de 100 $\mu\text{S}/\text{m}$ a 10 mS/m en un intervalo de frecuencias hasta de 1 MHz.

El equipo puede ser alimentado mediante una fuente de alimentación de la red eléctrica o con baterías, haciendo de este instrumento un elemento de gran versatilidad y comodidad para el usuario según los requerimientos de la medida.

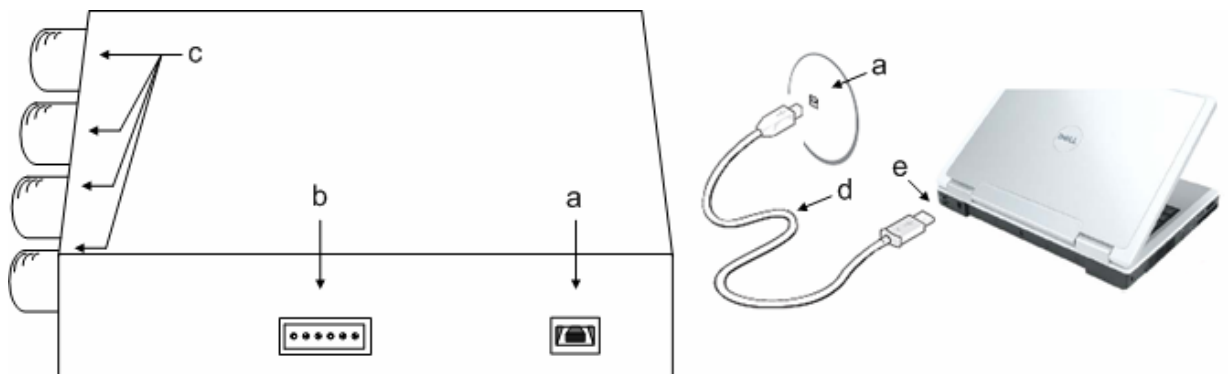
La adquisición de datos del conductivímetro se realiza mediante una interfaz gráfica por computador permitiendo al usuario visualizar gráficamente los datos.

 **NOTA:** *La fuente de alimentación es un equipo externo al conductivímetro de corriente alterna pero se encuentra incluida con el sistema.*

C.2 DESCRIPCIÓN FUNCIONAL

En la figura C.1 se ilustra la ubicación de las principales partes del equipo a las cuales tiene acceso el usuario.


Figura C.1. Conductivímetro.



Fuente: Autores del proyecto.

En donde:

- a. Puerto USB del equipo.
- b. Puerto de conexión de la fuente de alimentación.
- c. Conectores de BNC de los electros de medición.
- d. Cable USB.
- e. Puerto USB del computador.

 **PRECAUCION:** *Antes de conectar el cable de comunicación USB asegúrese de conectar la alimentación del equipo.*

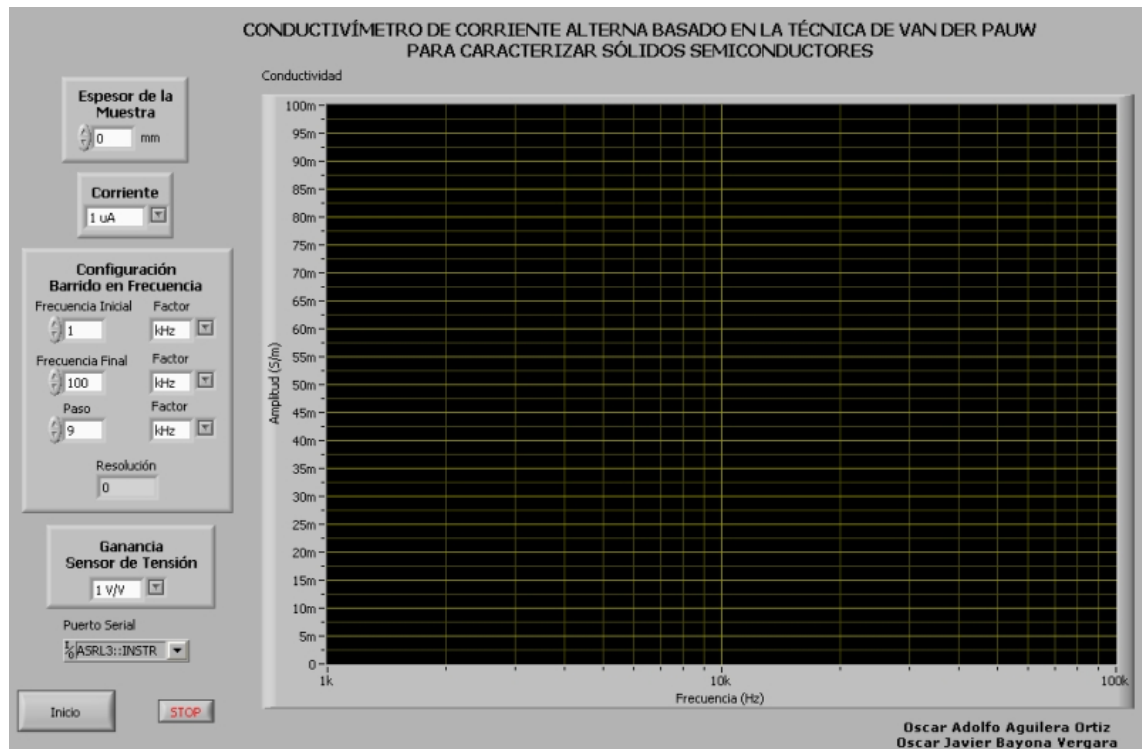
C.3 REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA

- Procesador Pentium IV o similar.
- RAM mínima de 256MB.
- Sistema operativo Windows Xp.
- Software LabView 7.0.

C.4 GUÍA DE MANEJO

A continuación se presenta la guía de manejo del software para la adquisición de los datos de conductividad del sólido. En la figura C.2 se muestra la pantalla de control y visualización de los datos.

Figura C.2. Pantalla de control y visualización.



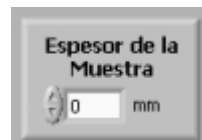
Fuente: Autores del proyecto.

El espesor de la muestra, en milímetros, se ingresa en el campo de control de la figura C.3.



NOTA: El espesor de muestra típicamente se encuentra entre 1 mm y 3 mm.

Figura C.3. Campo de control del espesor de la muestra.



Fuente: Autores del proyecto.

Luego se procede a configurar barrido en frecuencia de la corriente de excitación en los campos de la figura C.4. En donde se ingresan los siguientes datos: la magnitud de la corriente; la frecuencia inicial y final del barrido; el paso de frecuencia y el factor de amplificación del sensor de tensión.

Figura C.4. Campos de control del barrido de frecuencia.

The image shows a software control interface with the following elements:

- Corriente:** A dropdown menu set to "1 uA".
- Configuración Barrido en Frecuencia:** A section containing:
 - Frecuencia Inicial:** A numeric input field with "1" and a "Factor" dropdown set to "kHz".
 - Frecuencia Final:** A numeric input field with "100" and a "Factor" dropdown set to "kHz".
 - Paso:** A numeric input field with "9" and a "Factor" dropdown set to "kHz".
 - Resolución:** A numeric input field with "0".
- Ganancia Sensor de Tensión:** A dropdown menu set to "1 V/V".

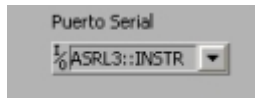
Fuente: Autores del proyecto.

En la figura C.5 se muestra el campo para configurar el puerto de comunicación serial; para determinar el puerto serial se busca su dirección en el administrador de dispositivos del sistema con el nombre "CP2102 USB to UART Bridge Controller".



NOTA: Previamente es necesario instalar el controlador del puente de comunicación CP2102 USB to UART Bridge Controller, que se puede descargar en la dirección www.silabs.com.

Figura C.5. Campos de control del barrido de frecuencia.



Fuente: Autores del proyecto.

Finalmente se ejecuta la medición pulsando el botón Inicio de la figura C.6.

Figura C.6. Botones pulsadores de inicio y parada de la medición



Fuente: Autores del proyecto.

ANEXO D. PRESUPUESTO FINAL

RECURSOS MATERIALES	UNIDAD	CANTIDAD	VALOR UNITARIO	VALOR TOTAL
Alquiler equipo de computo	Mes	7	\$200 000	\$1 400 000
Servicio de Internet	Mes	6	\$40 000	\$240 000
Fotocopias	Global	1	\$60 000	\$60 000
Impresiones	Global	1	\$150 000	\$150 000
Medios de almacenamiento (USB)	Unidad	1	\$80 000	\$80 000
Medios de almacenamiento (CD)	Unidad	8	\$800	\$6 400
Empaste	Unidad	2	\$20 000	\$40 000
Dispositivos electrónicos	Global	1	\$507 000	\$507 000
Sistema de Desarrollo	Unidad	1	\$460 000	\$460 000
Fuente de Alimentación	Unidad	1	\$160 000	\$160 000
PCB	Unidad	4	\$60 000	\$240 000
VALOR PARCIAL (RECURSOS MATERIALES)				\$3 343 400
RECURSOS HUMANOS	UNIDAD	CANT.	VALOR UNITARIO	VALOR TOTAL
Asesoría director proyecto*	Hora	56	\$40 000	\$2 240 000
Asesoría codirector proyecto*	Hora	56	\$50 000	\$2 800 000
Trabajo de los autores	Mes	7	\$1 734 800	\$12 143 600
VALOR PARCIAL (RECURSO HUMANO)				\$17 183 600
VALOR TOTAL PROYECTO				\$20 527 000

- * La Universidad Industrial de Santander aporta al proyecto el costo del tiempo de dedicación del director y codirector del proyecto. Los demás costos son asumidos por los autores del proyecto.