

**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.**

**SAMUEL ALBERTO JAIMES MORALES  
JUAN PABLO VALENCIA QUINTERO**

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

**2006**

**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.**

**SAMUEL ALBERTO JAIMES MORALES  
JUAN PABLO VALENCIA QUINTERO**

**Trabajo para optar el título de  
INGENIERO ELECTRÓNICO**

**Director**

**Físico & 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**

**2006**

## **DEDICATORIA**

A Dios por guiar los pasos de mi vida e iluminar mis días y por todas las cosas recibidas. A mis padres quienes me han dado la vida y me han brindado todo su amor y su apoyo en todos los momentos, buenos y no tan buenos. Y a todas las personas que de una u otra manera me han ayudado para la culminación de este trabajo directa o indirectamente.

Juan Pablo Valencia Quintero.

Dedico este trabajo, que representa el final de una etapa de mi vida, a Dios creador de todo cuanto existe, luz y esperanza de mi vida. A mis abuelos quienes me acogieron en su hogar durante los últimos seis años y me brindaron todo su amor, su cariño, y su apoyo. A mis padres quienes me trajeron a este mundo y me han enseñado grandes valores, me han entregado su amor y de quienes he estado separado este tiempo de carrera universitaria y que me han hecho mucha falta. A mis hermanos a quienes quiero con todo corazón. Y por último a todas mis amigas y amigos que me han acompañado en este camino.

Samuel Alberto Jaimes Morales.

## **AGRADECIMIENTOS**

A nuestras familias por todo su apoyo.

Agradecemos a nuestro director de proyecto Físico & Ing. David Alejandro Miranda Mercado, MsC, por su apoyo, por toda su colaboración, paciencia y por la confianza que tuvo en nosotros.

A nuestro codirector Ing. Jaime Guillermo Barrero Pérez, Mpe por toda su colaboración, y aportes en las correcciones acerca de nuestro trabajo

A Mr Zbigniew Moron por la colaboración que nos brindó, y la información suministrada acerca de sus investigaciones, la cual fue fundamental para el trabajo realizado.

A todas las personas que nos colaboraron de una u otra manera en la realización de este proyecto.

## CONTENIDO

	pág.
INTRODUCCION	17
<b>1. FUNDAMENTO TEÓRICO</b>	<b>18</b>
1.1 MÉTODOS PARA LA MEDICIÓN DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA	18
1.1.1 El método de dos puntos	18
1.1.2 El método de cuatro puntos	19
1.1.3 El método de Van der Pauw	20
1.1.4 El método de un punto	20
1.1.5 El método de tres puntos	21
1.2 TÉCNICA DE VAN DER PAUW	21
1.3 CELDAS PARA LA MEDICIÓN DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA	24
1.4 NUESTRO PROYECTO	26
1.5 MEDIOS ELECTROLÍTICOS	28
1.6 LEYES DE FARADAY Y LA ELECTRÓLISIS	28
1.7 CONDUCCIÓN ELECTROLÍTICA	29
1.7.1 Medida de conductancia	30
1.7.2 Consideraciones para la medición de soluciones electrolíticas	30
1.7.3 Conductividad equivalente	31
1.8 <i>ELECTRICAL DOUBLE LAYER</i> Y POTENCIAL GALVANI	32
<b>2. DISEÑO DE LA CELDA DE MEDICIÓN E INSTRUMENTO DE MEDIDA DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA</b>	<b>34</b>
2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES	35
2.2 DESCRIPCIÓN Y ANÁLISIS DE TOPOLOGÍAS Y DISPOSITIVOS	36

2.2.1	Generador de onda sinusoidal	36
2.2.1.1	Generador de onda cuadrada	37
2.2.1.2	Conmutador	37
2.2.1.3	Seguidor de tensión	38
2.2.1.4	Filtrado	39
2.2.2	Fuente de Corriente	40
2.2.2.1	Fuente de Corriente Howland	41
2.2.3	Conmutación para el uso del método de Van der Pauw.	44
2.2.4	Fase de acondicionamiento de señal	46
2.2.4.1	Circuito seguidor y filtro para la señal detectada	46
2.2.4.2	Preamplificador	48
2.2.4.3	Filtrado	53
2.2.5	Censado de corriente	59
2.2.6	Etapas de detección del valor eficaz	61
2.2.7	Procesamiento digital de las señales y control del instrumento	65
2.2.7.1	Generación de la onda cuadrada	68
2.2.7.2	Control del instrumento	69
2.2.7.3	Conversión análoga digital	70
2.2.7.4	Manejo de la Pantalla LCD	71
2.2.8	Pantalla LCD Alfanumérica	71
2.2.9	Sección de Alimentación	73
2.3.	CELDA DE MEDICIÓN	76
2.3.1	Características físicas de diseño	76
2.3.2	Características eléctricas de la celda	80

2.3.2.1 Resistencia de los electrodos	80
2.3.2.2 Resistencias de las ranuras	82
2.3.3 Capacitancias entre los cables de medida	83
<b>3. DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO DEL DISPOSITIVO.</b>	<b>85</b>
3.1 FRAGMENTACIÓN DE LAS SECCIONES ANALÓGICAS Y DIGITALES	86
3.2 SECCIÓN DE ALIMENTACIÓN Y DESACOPLE	87
3.2.1 Ubicación la sección de alimentación	87
3.2.2 Disposición de las líneas de alimentación	88
3.2.3 Auto inductancia	89
3.2.4 Capacitancias de desacople	90
3.3 REGLAS GENERALES PARA LAS PISTAS DEL PCB	91
3.3.1 Ancho de las pistas	91
3.3.2 Conceptos generales para la disposición de las pistas	93
3.3.3 Longitud de las pistas de señal	94
3.4 DESCRIPCIÓN DEL PCB DISEÑADO	95
3.4.1 Diagrama de bloques del PCB diseñado	95
3.4.2 Capacitancias seleccionadas para el desacople de la fuente de Alimentación	98
3.4.3 Diseño de las pistas	99
3.4.4 Técnica para la implementación del circuito impreso	100
<b>4. RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS</b>	<b>102</b>
4.1 ASPECTOS A TENER EN CUENTA EN LA MEDICIÓN DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA DE UNA MUESTRA DE SOLUCION SALINA	102
4.2 RESULTADOS DE LA MEDIDA DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA	103
4.2.1 Resultados pre-eliminares	103

4.2.2 Resultados finales	104
4.3 ANALISIS DE RESULTADOS	109
4.3.1 Análisis de los resultados pre-eliminarios	109
4.3.2 Análisis de resultados finales	112
<b>5. CONCLUSIONES</b>	118
<b>6. RECOMENDACIONES</b>	122
BIBLIOGRAFÍA	123
ANEXO A. DISEÑO DE LOS FILTRO ANALÓGICOS	127
ANEXO B. LISTADO DE COMPONENTES	131
ANEXO C. PROGRAMA PARA EL PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES PARA EL DISPOSITIVO	135
ANEXO D. CIRCUITO IMPRESO ( <b>PCB</b> )	145
ANEXO E. TABLAS DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA DEL NaCl	146
ANEXO F. CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA DEL NaCl EN FUNCIÓN DE LA TEMPERATURA	150
ANEXO G. MANUAL DE USUARIO DEL CONDUCTIVIMETRO	152

## LISTA DE FIGURAS.

	pág.
<b>Figura 1.</b> Método de dos puntos para la medida de la conductancia eléctrica.	19
<b>Figura 2.</b> Celda de Jones	20
<b>Figura 3.</b> Método de cuatro puntos para la medida de la conductancia eléctrica	20
<b>Figura 4.</b> Posición de los electrodos en una de las configuraciones de la técnica de Van der Pauw.	22
<b>Figura 5.</b> Dependencia del coeficiente $f$ en función de $R_m$ .	23
<b>Figura 6.</b> Celda de cuatro electrodos no calculable.	25
<b>Figura 7.</b> Diagrama de bloques del dispositivo	35
<b>Figura 8.</b> Conmutador	38
<b>Figura 9.</b> Seguidor de tensión	39
<b>Figura 10.</b> Respuesta en magnitud y fase del filtro pasa-bajas de octavo orden	40
<b>Figura 11.</b> Estructura básica de fuente de corriente Howland	41
<b>Figura 12.</b> Fuente de corriente Howland modificada	42
<b>Figura 13.</b> Amplificador de Instrumentación AD623	43
<b>Figura 14.</b> Circuito para la conmutación del método de Van der Pauw	45
<b>Figura 15.</b> Diagrama de pines del ADG813	45
<b>Figura 16.</b> Circuito seguidor y filtro para la señal detectada	47
<b>Figura 17.</b> Magnitud y Fase del Filtro Pasa-altas.	47
<b>Figura 18.</b> Modelo de offset para un amplificador de instrumentación	48
<b>Figura 19.</b> Modelo completo de ruido para un amplificador de instrumentación	51
<b>Figura 20.</b> Respuesta de magnitud y fase del filtro pasa-altas de orden 4	54
<b>Figura 21.</b> Amplificador Operacional AD8609	55
<b>Figura 22.</b> Modelo de offset total	56
<b>Figura 23.</b> Modelo de ruido de un amplificador operacional	57

<b>Figura 24.</b> Manejo de la respuesta en frecuencia del AD737 utilizando el pin 2 como entrada	63
<b>Figura 25.</b> El diagrama de pines del AD737	63
<b>Figura 26.</b> Conexión básica del detector RMS	64
<b>Figura 27.</b> Detector Rms AD737	64
<b>Figura 28.</b> Diagrama de bloques y la distribución de pines del MC68HC908GP32	68
<b>Figura 29.</b> Diagrama de flujo de inicialización de la pantalla LCD	72
<b>Figura 30.</b> Diagrama de pines del ADP3309	74
<b>Figura 31.</b> Diagrama del circuito típico de aplicación	74
<b>Figura 32.</b> Diagrama de pines ADM660	75
<b>Figura 33.</b> Configuración básica para el inversor de voltaje ADM660	75
<b>Figura 34.</b> Diagrama del circuito típico de aplicación	76
<b>Figura 35.</b> Vistas superior y lateral de la celda de medida	79
<b>Figura 36.</b> Vistas superior y lateral de la tapa de la celda de medida	80
<b>Figura 37.</b> Resistividad del acero inoxidable en función de la temperatura	81
<b>Figura 38.</b> Posibles direcciones de la corriente a través de los electrodos	82
<b>Figura 39.</b> Capacitancias entre conductores paralelos	83
<b>Figura 40.</b> Interconexiones de las secciones analógicas y digitales	87
<b>Figura 41.</b> Ubicación de la fuente de alimentación en el PCB.	88
<b>Figura 42.</b> Alimentación de los componentes en forma de árbol	88
<b>Figura 43.</b> Auto inductancia en función de las dimensiones de las pistas	89
<b>Figura 44.</b> Ejemplo de pistas de alimentación para un circuito integrado	90
<b>Figura 45.</b> Ubicación correcta de los capacitores de desacople	90
<b>Figura 46.</b> Impedancia de una pista en función de la frecuencia	92
<b>Figura 47.</b> Intensidad de corriente máxima para un conductor	93
<b>Figura 48.</b> Diagrama esquemático general	96
<b>Figura 49.</b> Fragmentación de las secciones analógica y digital y ubicación de la alimentación	97
<b>Figura 50.</b> Distribución de las etapas en el PCB	98

## LISTA DE TABLAS

	pág.
<b>Tabla 1.</b> Especificaciones eléctricas del AD620	49
<b>Tabla 2.</b> Límites de variación de la ganancia	50
<b>Tabla 3.</b> Ruido inherente del AD620	51
<b>Tabla 4.</b> Ruido total de la etapa de preamplificación	52
<b>Tabla 5.</b> Error total de la etapa de preamplificación	53
<b>Tabla 6.</b> Error total del filtro pasaaltas	58
<b>Tabla 7.</b> Error total de la etapa de acondicionamiento de la señal	59
<b>Tabla 8.</b> Error total del filtro pasaaltas de cuarto orden	60
<b>Tabla 9.</b> Error total de la etapa de censado de corriente	61
<b>Tabla 10.</b> Descripción de los pines de la pantalla LCD	71
<b>Tabla 11.</b> Consumo de corriente de cada dispositivo	73
<b>Tabla 13.</b> Características generales de la celda de medición	77
<b>Tabla 14.</b> Mínima distancia entre conductores, para diferentes niveles de tensión	94
<b>Tabla 15.</b> Determinación del ancho de cada camino en función de corriente que circula por el mismo	99
<b>TABLA16.</b> Datos de corriente y tensión para dos configuraciones.	103
<b>Tabla 17.</b> Conductividad eléctrica obtenida con el conductímetro HI8033 y datos aproximados de tablas suministradas por fabricantes	104
<b>Tabla 18.</b> Medida de conductividad eléctrica en función de la concentración de NaCl	105
<b>Tabla 19.</b> Medidas de tensión y corriente a la salida de los detectores RMS del dispositivo UISE3T	106
<b>Tabla 20.</b> Conductividad eléctrica medida con el HI8033 y calculada con los datos de la tabla 19 para el dispositivo UISE3T	108
<b>Tabla 21.</b> Conductividad eléctrica medida con los conductímetros HI8033 y UISE3T	109

<b>Tabla 22.</b> Valores del factor “f” para cada concentración de NaCl.	110
<b>Tabla 23.</b> Valores de la medida de conductividad eléctrica con el uso del teorema y el uso de la aproximación del método de Van der Pauw.	111
<b>Tabla 24.</b> Error porcentual entre la conductividad obtenida con el uso y desuso de el factor “f “.	111
<b>Tabla 25.</b> Diferencia porcentual entre los dispositivos de medida de conductividad eléctrica y los valores de referencia Tabla 26. Incertidumbre de altura, voltaje, corriente y conductividad eléctrica del dispositivo UISE3T.	112
<b>Tabla 26.</b> Incertidumbre de altura, voltaje, corriente y conductividad eléctrica del dispositivo UISE3T.	114
<b>Tabla 27.</b> Rango de error de los dispositivos de medida para las concentraciones de prueba.	115
<b>Tabla 28.</b> Desviación estándar de los resultados calculados de la tabla 20	116
<b>Tabla 29:</b> Diferencia porcentual entre el dispositivo UISE3T y los valores de referencia mostrados en tablas así como con el HI8033.	118

## RESUMEN

**TÍTULO:** 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 \*

**AUTORES:** JAIMES MORALES, Samuel Alberto, y VALENCIA QUINTERO, Juan Pablo \*\*

**PALABRAS CLAVES:** Conductividad eléctrica, soluciones salinas, Van der Pauw, celdas de conductancia, estándar primario, estándar secundario, factor de forma.

### DESCRIPCIÓN:

En el presente trabajo se diseñó e implementó un medidor de conductividad eléctrica para solución salina, el cual usa el método de Van der Pauw y una celda calculable tipo Morón. El factor de celda para este tipo de celda es constante y sólo depende de su geometría, por lo tanto, puede ser utilizada como estándar primario.

El rango de medición del instrumento es de  $80 \mu\text{S}/\text{cm}$  a  $5200 \mu\text{S}/\text{cm}$ , valores de conductividad eléctrica de interés en el estudio de detección temprana de cáncer. Para estudiar las propiedades eléctricas de los tejidos y detectar precozmente el cáncer, es necesario utilizar una sonda de medición, por ejemplo, una sonda tetrapolar. Muchas sondas de medición no son calculables, por lo tanto, necesitan ser calibradas con una celda de estándar primario. Los estudios que se están haciendo en la Universidad Industrial de Santander para la detección de cáncer de cuello uterino están basados en una sonda de medición tetrapolar que necesita ser calibrada.

El método de Van der Pauw necesita la conmutación de los electrodos de corriente (dos electrodos) y electrodos de medición de voltaje (dos electrodos). Las señales de corriente fueron implementadas con un generador de pulsos, un filtro pasa bajas y una fuente de corriente Howland, y la medición de voltaje con un amplificador de instrumentación y un medidor de RMS real. Un multiplexor analógico fue utilizado para la conmutación, y el proceso de control del dispositivo fue hecho con un microcontrolador de ocho bits de Motorola.

El dispositivo diseñado fue probado con soluciones salinas, NaCl, de diferentes concentraciones. Estas soluciones fueron obtenidas diluyendo NaCl al 0.9% en agua destilada. Se obtuvieron medidas de conductividad eléctrica con una incertidumbre de  $\pm 1.602\%$  y una desviación estándar de  $\pm 1.644\%$ , en el peor de los casos.

---

\* Proyecto de grado.

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

## ABSTRACT

**TITLE:** DESIGN OF AN ELECTRIC CONDUCTIVITY METER FOR SALINE SOLUTIONS, USING A CALCULABLE CONDUCTANCE CELL, TO THE CALIBRATION OF A TETRAPOLAR MEASUREMENT PROBE USED IN MEASUREMENTS OF ELECTRIC BIOIMPEDANCE \*

**AUTHORS:** JAIMES MORALES, Samuel Alberto, y, VALENCIA QUINTERO, Juan Pablo \*\*

**KEY WORDS:** Electric conductivity, saline solutions, Van der Pauw, conductance cells, primary standard, secondary standard, form factor.

### DESCRIPTION:

It was development an electric conductivity meter for saline solutions, it use Van der Pauw's method and a calculable Moron type conductance cell. The form factor for this cell is constant and it is function of its geometry, then, it cell will be used as a primary standard.

The measurement range of the instrument is  $80 \mu\text{S}/\text{cm}$  to  $5200 \mu\text{S}/\text{cm}$ , the resistivities values of interests in the study of early cancer screening. To study tissue properties, and early cancer screening, is necessary used a measurement probe, e.g. a tetrapolar probe. Many measurement probe are not calculable cell, for that, it is necessary calibrate it whit a primary standard cell. The studies, for early cancer screening, are doing in the Universidad Industrial de Santander are based in a tetrapolar measurement probe that need be calibrate.

The van der Pauw method needs the commutation of the current signal electrodes (two electrodes) and voltage measurement electrodes (two electrodes). The current signal was implemented whit a pulse wave generator, a low pass filter and a Howland current source, and, the voltage measurement whit an instrumentation amplifier and a true RMS converter. An analog multiplexer was used to do the commutation, and the control process whit a Motorola eight bits microcontroller.

The development device was tested with different concentrations saline solutions, NaCl. Its solutions was obtained to become diluted NaCl to 0.9% in distilled water. The accuracy obtained was  $\pm 1.602\%$  whit a standard deviation  $\pm 1.644\%$ , in the worse case.

---

\* Degree project.

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

## INTRODUCCIÓN

La medición de conductividad electrolítica tiene diversas aplicaciones, como el monitoreo de aguas, determinación de sustancias, control de salinidad del mar entre muchas otras aplicaciones. En este trabajo de investigación se diseñó e implementó un dispositivo para la medición de conductividad eléctrica de soluciones salinas, cuya aplicación será la calibración de sondas tetra polares utilizadas en la medición de espectro de impedancia eléctrica de tejido humano, haciendo uso de una celda de conductancia calculable, tipo **Moron**, la cual no requiere proceso de calibración y por ende puede ser usada como estándar primario<sup>1</sup>.

Este trabajo está conformado por cuatro capítulos. El primero contiene toda la información teórica requerida para la medición de conductividad eléctrica de soluciones electrolíticas. Allí se tratan los métodos para medición de conductividad eléctrica, se profundiza en el método de **Van der Pauw**, las celdas calculables y los medios electrolíticos. El segundo capítulo comprende el diseño del dispositivo y la celda de medición tipo **Moron**. En él se muestran cada una de las etapas y circuitos que conforman el dispositivo, con su análisis respectivo y además se presentan las características de la celda de conductancia. En el tercer capítulo se encuentra el diseño del circuito impreso (**PCB**) en el cual se indican las características tenidas en cuenta para dar robustez eléctrica y mecánica al dispositivo, y se muestra una breve descripción de la técnica utilizada para su fabricación. El último capítulo muestra los resultados obtenidos y el análisis de cada uno de ellos.

---

<sup>1</sup> Existen celdas de geometría calculable y no calculable, las primeras no requieren de un proceso de calibración y son utilizadas como estándar primario.

## 1. FUNDAMENTO TEÓRICO.

### 1.1 MÉTODOS PARA LA MEDICIÓN DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA

Para obtener una medida de la conductividad eléctrica de cualquier material es necesario aplicar una señal eléctrica, censar la respuesta ante dicha señal y tener en cuenta la geometría de la muestra del cuerpo o sustancia en estudio. Para ello existen diversos métodos de medición de dicha propiedad física, tales como el método de dos puntos, de cuatro puntos, de un punto y de tres puntos métodos que fueron desarrollados para el estudio de distintos materiales<sup>2</sup>.

**1.1.1 El método de dos puntos.** Consiste en la utilización de dos electrodos ubicados en los extremos de la muestra para la aplicación de una señal de tensión o de corriente. Con el uso de un amperímetro o voltímetro se mide la corriente o tensión respectivamente en la muestra y así se calcula su resistencia, además de ello debe contar con un área transversal uniforme y longitud conocida para facilidad en la determinación del factor geométrico<sup>3,4</sup>. (Ver figura 1). Un ejemplo de una celda de dos puntos es la celda de Jones la cual se muestra en la figura 2.

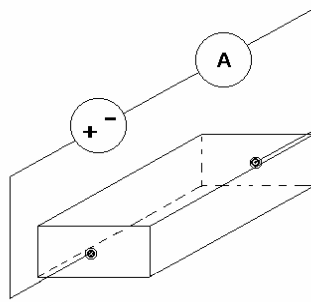
**Figura 1.** Método de 2 puntos para la medida de la conductancia eléctrica.

---

<sup>2</sup> En: MIRANDA MERCADO, David Alejandro. Medición de la resistividad eléctrica de Sr<sub>2</sub>femno<sub>6</sub> 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. se muestra una descripción acerca de algunos métodos para la medición de resistividad eléctrica.

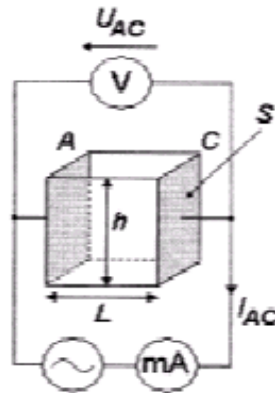
<sup>3</sup> Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999. cap 43 p. 5.

<sup>4</sup> KANE, Philip and LARRABEE, Graydon. Characterization of Semiconductor Materials. New York : McGraw-Hill, 1970. p. 90.



Fuente: Autores del proyecto.

**Figura 2.** Celda de Jones



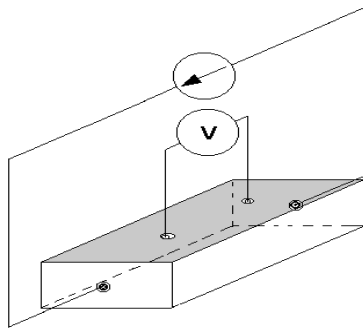
Fuente: MORON, Zbigniew. "Investigations of van der Pauw method applied for measuring electrical conductivity of electrolyte solutions, Measurement of electrolytic conductivity". En : Elsevier Science Ltd. Measurement 33 (2003); p. 281-290.

**1.1.2 El método de cuatro puntos.** Este método requiere del uso de 4 electrodos, dos de ellos para aplicar una señal, y los otras dos para censar la respuesta. Este método resulta mucho más preciso que el de dos puntos<sup>5</sup>. 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 intermedios<sup>6</sup>. (Ver figura 3).

**Figura 3.** Método de 4 puntos para la medida de la conductancia eléctrica.

<sup>5</sup> Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999. cap 43 p. 6-8.

<sup>6</sup> Measurement, Op. cit., p. 6.



Fuente: Autores del proyecto.

**1.1.3 El método de Van der Pauw.** Es una variación del método anterior con la ventaja de que permite la medición de muestras de forma arbitraria con espesor uniforme<sup>7</sup>.

Para el caso de la medición en soluciones son muy utilizados el método de cuatro puntos y el método de **Van der Pauw**, siendo el último el preferido en situaciones donde se requiere de mayor precisión. La técnica de **Van der Pauw** ha sido estudiada con muy buenos resultados, y se puede usar para la determinación de la conductividad de soluciones estándar.

**1.1.4 El método de un punto.** También llamado **spreading-resistance technique**, hace uso de dos terminales ubicados en las dos superficies del material, uno de ellos es un contacto fijo de gran tamaño y el otro es un contacto móvil muy pequeño en comparación con el anterior<sup>8,9</sup>. Fue desarrollado para medir la resistividad de muestras muy pequeñas, por ello una de sus aplicaciones es la determinación de variaciones de resistividad a lo largo de una muestra de mayor tamaño<sup>10</sup>. Además esta técnica ha sido muy estudiada para la determinación de la concentración de portadores en un

<sup>7</sup> Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999. cap 43, p. 9

<sup>8</sup> KANE and LARRABEE, Op. cit., p. 93.

<sup>9</sup> Silicon/Semiconductor Glossary, [http://www.memc.com/PDF\\_Files/MEMC-Glossary-2.pdf](http://www.memc.com/PDF_Files/MEMC-Glossary-2.pdf)

<sup>10</sup> KANE and LARRABEE, Op. cit., p. 93.

material semiconductor, las técnicas desarrolladas para tal fin son denominadas **Spreading Resistance Probe (SRP)**<sup>11,12,13</sup>.

**1.1.5 El método de tres puntos.** Este método es muy utilizado en aplicaciones fisiológicas, entre ellas la medición de la conductancia de la piel. De igual manera que los anteriores métodos, consiste de la aplicación y censado de señales eléctricas en una determinada configuración de electrodos<sup>14</sup>.

## 1.2 TÉCNICA DE VAN DER PAUW

Es una técnica de cuatro electrodos desarrollada por Van der Pauw<sup>15</sup> para la medición de conductividad de un sólido.

Con ella se puede medir la conductividad de una muestra de forma arbitraria siempre y cuando tenga un espesor uniforme y no tenga huecos aislados. Además los electrodos se colocan en el perímetro de la muestra y deben ser de tamaño despreciable en relación al tamaño de la misma<sup>16</sup>.

Esta técnica está soportada por el teorema de **Van der Pauw** el cual establece que:

---

<sup>11</sup> S.R.P. Spreading Resistance Analysis, Cascadescientific Global Analytical Service, <http://www.cascade.co.uk>

<sup>12</sup> Electrical Analysis Techniques, IMEC, <http://www.imec.be/wwwinter/processing/mca/srp.shtml>

<sup>13</sup> Characterization of Superhard Conducting Materials and Multilevel Metal with Spreading Resistance Technique, <http://www.et.fh-muenster.de/labor/MI/veroe/spreade.htm>

<sup>14</sup> NAWARYCZ, Tadeusz, PACHOLSKI, Krzysztof, DERLECKI, Stanislaw and KACZMAREK, Jan. "Methrological analysis of three electrodes method of skin conductance measurements". Poceedings of the 22<sup>nd</sup> Annual EMBS Intenational Conference, July 23-28, 2000, Chicago IL, p. 2599-2600.

<sup>15</sup> L.J. VAN DER PAUW. "A Method Of Measuring The Resistivity And Hall Coefficient On Lamellae Of Arbitrary Shape". Philips Technical Review. Vol 20; p. 220-224.

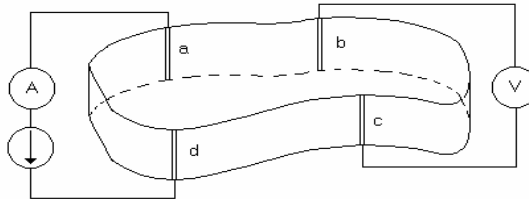
<sup>16</sup> Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999, cap 70, p. 43-45.

$$e^{-\pi h R_{ad,bc} \sigma} + e^{-\pi h R_{ab,cd} \sigma} = 1 \quad [1]$$

donde  $h$  es el espesor del material,  $\sigma$  la conductividad,  $R_{ad,bc}$  es la tensión entre los electrodos  $b$  y  $c$  dividida entre la corriente que circula por los electrodos  $a$  y  $d$ , y  $R_{ab,cd}$  la tensión entre los electrodos  $c$  y  $d$  dividida por la corriente que circula por los electrodos  $a$  y  $b$ <sup>17</sup>.

En la figura 4 se ilustra la posición de los electrodos y una de las posibles configuraciones.

**Figura 4.** Posición de los electrodos en una de las configuraciones de la técnica de Van der Pauw.



Fuente: Autores del proyecto.

En el caso en que  $R_{ad,bc} = R_{ab,cd} = R$ , la conductividad se podría expresar como:  $\sigma = \ln 2 / (\pi h R)$ , a  $K = \sigma R = \ln 2 / (\pi h)$  se le conoce como factor de forma.

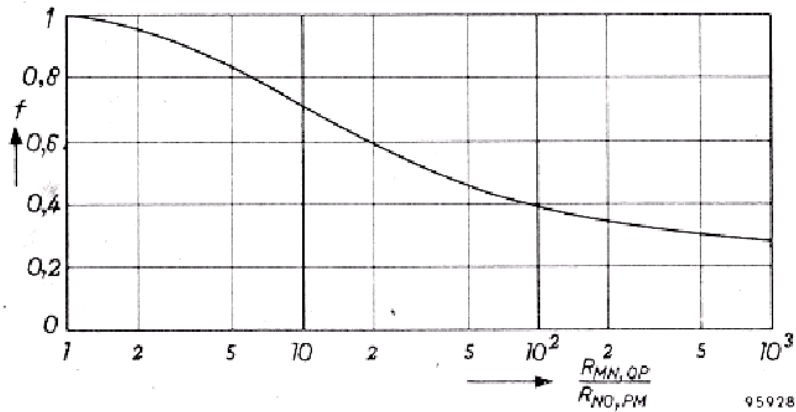
Sin embargo, la igualdad de dichas resistencias es imposible en la práctica, por ello deben emplearse métodos gráficos o numéricos para resolver la ecuación [1] y así obtener el valor de la conductividad.

Una de las alternativas para efectuar la aproximación de la conductividad consiste en realizar un promedio de las resistencias y multiplicarlo por un

<sup>17</sup> Una demostración del teorema se encuentra en: MIRANDA MERCADO, "Medición de la resistividad eléctrica de sr2femno6 en el rango de temperaturas comprendidas entre la temperatura del nitrógeno líquido y temperatura ambiente", Op. cit., anexo 1.

coeficiente  $f^{18}$  de la siguiente manera:  $R_m = f(R_{ad,bc} + R_{ab,cd})/2$ , donde  $f$  depende de la relación  $R_{ad,bc} / R_{ab,cd}$ , siendo  $R_m$  la nueva resistencia a utilizar en el teorema<sup>19</sup>. La función  $f$  es mostrada en la figura 5.

**Figura 5.** Dependencia del coeficiente  $f$  en función de  $R_m$ .



Fuente: Ver nota 16

Otra alternativa de la misma aproximación es hacer uso de la función  $f(R_>/R_<)^{20}$ , donde  $R_>$  es la resistencia con mayor valor y  $R_<$  es la resistencia con menor valor de las resistencias medidas en las dos configuraciones del método de Van der Pauw. Para ello se debe hallar el valor de las resistencias antes mencionadas y de las resistencias en configuración inversa<sup>21</sup> haciendo uso de la expresión  $\rho = \pi l (R_> + R_<) f(R_>/R_<)/\ln 4$  se obtienen dos medidas de resistividad,

<sup>18</sup> L.J. VAN DER PAUW, Op. cit.

<sup>19</sup>MORON, Zbigniew, RUCKI, Zbigniew and SZCZEPANIK, Zdzislaw. "Possibilities of employing a calculable four-electrode conductance cell to substitute the secondary standards of electrolytic conductivity". En : IEEE: Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 46, No 3 (dec. 1997); p. 1269.

<sup>20</sup> En Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999, cap 43, p. 13-14 se encuentra una gráfica de  $f(R_>/R_<)$  y su expresión matemática.

<sup>21</sup> La configuración inversa se obtiene al intercambiar los electrodos de medida de tensión y de aplicación de corriente.

de modo que la conductividad será el inverso del valor promedio de las dos resistividades calculadas<sup>22</sup>.

En investigaciones realizadas por Mr. Zbigniew Moron, Z. Rucky y Z. Szczepanik se ha demostrado que el método de Van der Pauw puede ser utilizado para la medición de conductividad de soluciones, teniendo en cuenta algunas consideraciones especiales, debido a efectos que no se presentan en sólidos tales como las corrientes de Faraday y la impedancia de la interfaz electrodo electrolito<sup>23,24,25</sup>, además de los requerimientos propios del método.

### **1.3 CELDAS PARA LA MEDICIÓN DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA**

Para poder llevar a cabo la medición de conductividad eléctrica de una solución es necesario hacer uso de una celda de conductancia.

Estas celdas, son cavidades fabricadas en algún tipo de material seleccionado de acuerdo a su utilización, las cuales poseen electrodos en su interior para la aplicación y medición de señales eléctricas y se encuentran ubicados teniendo en cuenta el método o técnica de medición.

Las celdas de conductancia pueden ser o no calculables. Una celda calculable es aquella cuyo factor de forma es constante y puede ser calculado a partir de la geometría de la celda. Por su parte las celdas no calculables requieren un proceso de calibración haciendo uso de soluciones estándar<sup>26</sup>. En la figura 6 se

---

<sup>22</sup> Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999, cap 43, p. 9-14.

<sup>23</sup> MORON, RUCKI and SZCZEPANIK, Op. cit.

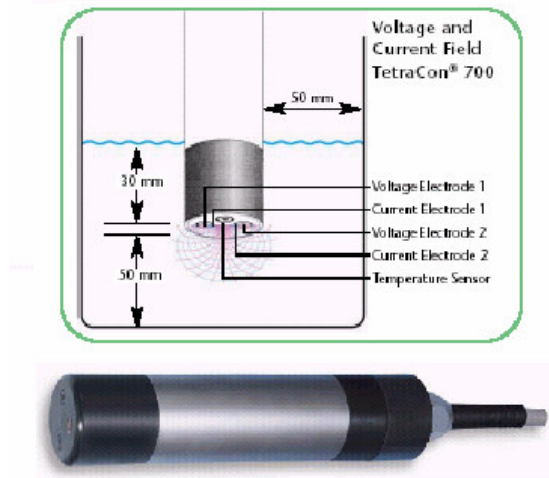
<sup>24</sup> SZCZEPANIK, Zdzislaw, RUCKI, Zbigniew and MORON, Zbigniew. "Application of Finite Element Analysis for Modeling of Electric Field Distribution in Conductance Cells" IEEE Instrumentation and Measurement, Technology Conference & IMEKO TC-7. Vol. 1, Brussels, Belgium, June 4-6, 1996, p. 123-126.

<sup>25</sup> MORON, Zbigniew. "Investigations of van der Pauw method applied for measuring electrical conductivity of electrolyte solutions, Measurement of electrolytic conductivity". En : Elsevier Science Ltd. Measurement 33 (2003); p. 281-290.

<sup>26</sup> Cfr: MORON, Zbigniew, RUCKI, Zbigniew and SZCZEPANIK, Zdzislaw. "Possibilities of Employing a Calculable Four-electrode Conductance Cell to Substitute the Secondary

puede observar un esquema de una celda de cuatro electrodos no calculable y la celda TetraCon 700 de WTW® basada en este diseño.

**Figura 6.** Celda de 4 electrodos no calculable



Fuente: WTW On line Conductivity measurement

Las celdas de conductancia calculables pueden ser implementadas con campo eléctrico uniforme, de acuerdo al método de **Van der Pauw** o de acuerdo al método de **Thompson-Lampard**<sup>27</sup>. Las primeras, son las más conocidas y utilizadas para determinación de estándares<sup>28</sup>, sin embargo el factor de forma depende de tres dimensiones<sup>29</sup>, de modo que se requiere que la celda sea construida con un proceso de gran precisión.

---

Standards of Electrolytic Conductivity" En : IEEE: Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 46, No 3 (dec. 1997); p. 1268-1273.

MORON, Zbigniew, "Investigations of van der Pauw method applied for measuring electrical conductivity of electrolyte solutions, Measurement of electrolytic conductivity". En : Elsevier Science Ltd. Measurement 33 (2003); p. 281-290.

<sup>27</sup>MORON, Op. cit., p. 282.

<sup>28</sup> Ibid., p. 283.

<sup>29</sup> Las celdas basadas en campo eléctrico uniforme tienen un factor geométrico que depende del área transversal y de la longitud.

Las celdas diseñadas a partir de los otros métodos han sido menos utilizadas como estándar primario, pero su factor de forma depende de una sola dimensión<sup>30</sup>, por ello se requiere un proceso de construcción menos riguroso.

Las celdas de conductancia calculables empleando el método de **Van der Pauw** son una muy buena alternativa para su utilización en situaciones prácticas, así como estándar primario, ya que presenta algunas ventajas, de las cuales se puede destacar que permite el uso de bajas frecuencias para medición, no se requiere platinizar los electrodos, elimina la necesidad de usar soluciones de calibración, no requiere de un proceso de fabricación extremadamente preciso, además disminuye los efectos relacionados con la interfaz electrodo-electrolito.

#### 1.4 NUESTRO PROYECTO

En la Universidad Industrial de Santander se han llevado a cabo una serie de investigaciones con el fin de estudiar métodos para la detección del cáncer de cuello uterino a través de la medición del espectro de impedancia eléctrica del tejido humano<sup>31, 32, 33, 34</sup>.

---

<sup>30</sup> Ibid., p. 283-284.

<sup>31</sup> CHÁVEZ CIFUENTES, Jair Felipe y ROBLES MORA, Leonor Andrea. Medición de impedancia eléctrica en tejido cervicouterino in-vitro. Bucaramanga, 2005, 200 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y telecomunicaciones.

<sup>32</sup> MIRANDA MERCADO, David A. Detección precoz de cáncer de cuello uterino basado en espectro de impedancia eléctrica. Bucaramanga, 2005, 128 p. Trabajo de maestría en Ingeniería, Área de Ingeniería Electrónica. Universidad Industrial de Santander.

<sup>33</sup> VARGAS, Juan C. y GARCIA, Cristian J. Diseño y montaje de un sistema de adquisición de señales de voltaje para la medida de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano. Bucaramanga, 2005. Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y telecomunicaciones.

<sup>34</sup> Además de los anteriores, actualmente se están adelantando en la escuela de Ingenierías eléctrica electrónica y telecomunicaciones de la UIS 7 trabajos de pregrado en la misma área.

Como resultado de ellos se han diseñado e implementado algunos equipos entre los que se encuentra el bioimpedanciómetro<sup>35</sup>. Este instrumento permite obtener una medida del espectro de impedancia eléctrica del tejido en un rango de frecuencias, llamado zona de dispersión  $\beta$ , que va desde 1 kHz a 10 MHz<sup>36</sup>. El bioimpedanciómetro hace uso de una sonda tetrapolar como dispositivo para aplicar y censar las señales eléctricas necesarias para la medición. Dicha sonda posee un factor de forma no calculable, que depende de su geometría, y debe ser conocido para poder realizar una adecuada medida del espectro de impedancia eléctrica; por ello debe ser determinado por medio de un proceso de calibración que involucra la medida de la conductividad eléctrica de una solución salina. Debido a lo mencionado anteriormente es necesario utilizar un medidor de conductividad eléctrica para poder realizar el proceso de calibración.

Este proyecto pretende el desarrollo de un medidor de conductividad eléctrica de soluciones salinas que permita resolver dicho problema de calibración, de modo que será un equipo complementario para el ajuste de la celda del bioimpedanciómetro

El diseño del conductivímetro se basa en el uso del método de **Van der Pauw** para soluciones y su celda de conductancia es calculable. Este será utilizado como estándar primario, aunque presenta menor resolución que el uso de la celda de **Jones**<sup>37</sup>.

---

<sup>35</sup> Se encuentran en desarrollo los siguientes trabajos para el diseño e implementación de un Bioimpedanciómetro:

APONTE CARRILLO, Gretty Paola y CARO TORRES, Julio Cibel. Medición de espectro de impedancia eléctrica de tejido cervicouterino sano y displásico in-vitro. Segunda fase.

ACERO, Jesus A. y DELGADO, Albert M. Implementación de un bioimpedanciómetro para la medición de espectro de impedancia eléctrica.

<sup>36</sup> MIRANDA MERCADO, Detección precoz de cáncer de cuello uterino basado en espectro de impedancia eléctrica, Op. cit.

<sup>37</sup> La celda de Jones ha sido propuesta por NIST (National Institute for Standards and Technology), para la determinación de estándares primarios para conductividad electrolítica

## 1.5 MEDIOS ELECTROLÍTICOS

Las soluciones y líquidos se pueden clasificar, de acuerdo a su respuesta ante la aplicación de un campo eléctrico, en no electrolitos y electrolitos. Los primeros están formados solo por moléculas y no conducen la corriente eléctrica<sup>38</sup>, mientras que los electrolitos (o medios electrolíticos) son aquellos líquidos y soluciones acuosas que contienen iones y conducen la corriente eléctrica<sup>39</sup>. Nicholson y Carlisle en 1800 fueron los primeros en observar este fenómeno<sup>40</sup>. Los medios electrolíticos pueden ser clasificados en sustancias puras y soluciones<sup>41</sup>.

## 1.6 LEYES DE FARADAY Y LA ELECTRÓLISIS

Cuando se aplica una tensión a un electrolito a través de dos terminales denominados ánodo y cátodo, circula una corriente eléctrica que producirá la electrólisis de la solución la cual consiste en una oxidación en el ánodo y reducción en el cátodo<sup>42</sup>.

Las leyes de Faraday, relacionan la corriente eléctrica que circula por la solución con el grado de reacción de la misma:

Primera ley: la cantidad de producto primario formado en un electrodo debido a la electrólisis es directamente proporcional a la corriente que circula por la solución<sup>43,44,45</sup>.

---

<sup>38</sup> BRICEÑO, Carlos y RODRIGUEZ DE CACERES Lilia. Química. 2 ed. Bogota : Fondo Educativo Panamericano, 1999. p. 558.

<sup>39</sup> *Ibíd.*, p. 558.

<sup>40</sup> DENARO, A. Elementary Electrochemistry. Butterworths, 1965. p. 1.

<sup>41</sup> *Ibíd.*, p. 2.

<sup>42</sup> SLABAUGH Wendell, PARSONS Theran, Química General, Limusa Wiley, 1969, p. 252.

<sup>43</sup> *Ibíd.*, p. 254-255.

<sup>44</sup> BRICEÑO y RODRIGUEZ DE CACERES, *Op. cit.*, p. 566.

<sup>45</sup> DENARO, *Op. cit.*, p. 8.

Segunda ley: la cantidad de productos primarios formados en un electrodo debido a la electrólisis cuando pasa a través de ella un Faraday<sup>46</sup> se denomina peso equivalente-gramo ( $n$ )<sup>47,48</sup>.

Las dos leyes anteriores se pueden condensar en la siguiente relación:

$q = nF$  donde  $q = \int_{t_1}^{t_2} I dt$ , por lo general, cuando se realiza un proceso de electrólisis la tensión aplicada es continua (DC) de modo que la corriente será constante a través del tiempo entonces  $q = I(t_2 - t_1) = nF$ .

Si aplicamos una tensión de forma sinusoidal, tendremos una corriente de la forma  $I = I_0 \text{sen}(wt)$ , de modo que  $q = -\frac{I_0 \cos(wt)}{w} \Big|_{t_1}^{t_2}$ , lo que muestra una disminución en la reacción.

## 1.7 CONDUCCIÓN ELECTROLÍTICA

La conductividad eléctrica es la capacidad que posee un material para conducir una corriente eléctrica. Se simboliza con la letra  $\sigma$  y sus unidades son [S/m]. La conductividad depende de la densidad de portadores libres ( $\delta$ ) y de la movilidad eléctrica ( $\mu$ )<sup>49</sup>. Además establece la siguiente relación entre el campo eléctrico y la densidad de corriente  $J = \sigma E$ <sup>50</sup>.

En el caso de una solución electrolítica, la conducción eléctrica, se debe al movimiento de cargas denominadas iones<sup>51</sup>. Los iones pueden tener carga

---

<sup>46</sup> Un Faraday equivale a 96500 [C], cfr: BRICEÑO y RODRIGUEZ DE CACERES, Op. cit., p. 566.

<sup>47</sup> BRICEÑO y RODRIGUEZ DE CACERES, Op. cit., p. 566.

<sup>48</sup> DENARO, Op. cit., p. 8.

<sup>49</sup> Cfr: FISHBANE Paul, GASIOROWICZ Stephen y THORNTON Stephen. Física para Ciencias e Ingeniería. 2 ed. México : Prentice Hall, 1994. v. 2, p. 795-796.

<sup>50</sup> Cfr: FISHBANE, GASIOROWICZ y THORNTON, Op. cit., p. 794-795.

<sup>51</sup> DENARO, Op. cit., p. 1-2.

positiva o negativa, y pueden tener diferente masa y cargas simples o dobles. Sin embargo, al asumir que los iones negativos son todos iguales y todos los iones positivos iguales, se tendría la siguiente expresión de conductividad:  $\sigma = \delta_- \mu_- + \delta_+ \mu_+$ . Donde  $\delta_- \mu_-$  es la conductividad de los iones negativos y  $\delta_+ \mu_+$  es la conductividad de los iones positivos<sup>52</sup>.

La movilidad de los iones depende básicamente de tres factores: el número de cargas de cada ion, la concentración de los iones y la velocidad de los iones<sup>53</sup>.

**1.7.1 Medida de conductancia.** La conductancia es la relación entre la corriente y la tensión en la solución, en caso de aplicar una tensión se tendrá una respuesta de corriente que dependerá de la conductividad y de la geometría de la celda de medición y la posición de los electrodos<sup>54,55</sup>, teniendo así la siguiente relación:  $G = \sigma P$ . Donde  $\sigma$  es la conductividad de la solución y  $P$  es el factor geométrico, conocido como constante de la celda<sup>56</sup>.

**1.7.2 Consideraciones para la medición de soluciones electrolíticas.** En primer lugar están las corrientes de Faraday, las cuales dan una medida del índice de reacción de la solución como se mencionó anteriormente. Para disminuir dicho efecto es recomendable que se inyecte una señal con una frecuencia de alrededor de 1kHz, ya que a mayor frecuencia se disminuye dicho índice, es decir se medirá la conductividad afectando lo menor posible a la solución<sup>57,58</sup>. Otro factor importante es el efecto capacitivo en la interfaz

---

<sup>52</sup> EDMINISTER, Joseph A. Electromagnetismo. 2 ed. México : McGraw Hill, 1998. p. 65-67.

<sup>53</sup> DENARO, Op. cit., p. 29.

<sup>54</sup> DENARO, Op. cit., p. 13-15.

<sup>55</sup> Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999, cap 70, p 43-45.

<sup>56</sup> DENARO, Op. cit., p. 17-18.

<sup>57</sup> Measurement, Op. cit., p. 44.

<sup>58</sup> DENARO, Op. cit., p. 15-17.

electrodo electrolito, lo que provoca variación de la conductividad medida en función de la frecuencia. Dicho efecto se debe al exceso de cargas, ya sean electrones, iones o dipolos, en la interfaz produciendo un campo eléctrico<sup>59</sup>. Además de ello debe realizarse corrección por temperatura ya que ella influye en la conductividad de la solución<sup>60</sup>.

La medición de conductividad eléctrica (conductometría) es de gran importancia para el monitoreo de aguas, estudio de mezclas binarias, determinación de sustancias, control de salinidad del mar, entre otras aplicaciones<sup>61</sup>.

La conductividad de los electrolitos depende directamente de la concentración de las soluciones, por ello hacer uso de la medición de conductividad eléctrica puede ser de gran utilidad para comparar las concentraciones de las mismas. Para este fin se definen la conductividad molar ó la conductancia equivalente.

**1.7.3 Conductividad equivalente.** También llamada conductividad molar, de una solución está definida como  $\Lambda = 1000\sigma/c$ , y equivale a la conductividad de una mol de la solución medida por dos electrodos de  $1[\text{cm}^2]$  de área separados a una distancia de  $1[\text{cm}]$ ,  $c$  es la concentración de la solución en  $[\text{mol/L}]$ <sup>62</sup>.

Experimentalmente se puede hallar  $\Lambda$  de una solución de concentración conocida, encontrando el valor de conductividad, a través de la aplicación de una corriente a la solución, la medición de la caída de tensión y conociendo la geometría de los electrodos para aplicar la expresión  $G = \sigma A/L$ <sup>63</sup>.

---

<sup>59</sup> Measurement, Op. cit., p. 15-17.

<sup>60</sup> DENARO, Op. cit., p. 15-17.

<sup>61</sup> Measurement, Op. cit., p. 44-45.

<sup>62</sup> *Ibíd.*

<sup>63</sup> *Ibíd.*

La movilidad de los iones está influenciada por efectos interiónicos en electrolitos fuertes, y por el grado de disociación en soluciones débiles.

Para soluciones fuertes la conductividad molar se incrementa con el aumento de la concentración, de modo que se puede hacer una extrapolación para determinar conductividades a concentraciones mayores. Sin embargo se debe tener en cuenta que existe un límite y es llamado conductividad molar a dilución infinita (ya no hay atracción íter iónica) y se expresa de la siguiente manera:  $\Lambda_0 = \lambda^0_+ + \lambda^0_-$  donde  $\lambda^0_+$  es la conductividad de los cationes y  $\lambda^0_-$  es la conductividad de los aniones a dilución infinita<sup>64</sup>.

### **1.8 DOBLE PLACA ELÉCTRICA Y POTENCIAL EN LA CELDA (POTENTIAL GALVANI).**

La interfaz electrodo electrolito se comporta como un capacitor y es denominado como doble placa eléctrica. Este es producido por fuerzas eléctricas en la interfaz, que ocurren debido al cambio en las condiciones de equilibrio entre el electrodo y la solución ya que hay una disminución en las cargas vecinas de la propia fase y aparecen vecinos de la otra fase. Además de ello las propiedades eléctricas distintas en los dos materiales, como la acumulación de cargas tanto de electrones, dipolos e iones genera un campo eléctrico y un potencial en la interfaz.

La ecuación de Nernst :

$$E_{Celda} = E_{Celda}^0 - \frac{RT}{nF} \ln \frac{[C]^c [D]^d}{[A]^a [B]^b}$$

Donde;  $E_{Celda}$ : Diferencia de potencial en la celda,

$E^0$ : Voltaje normal de la celda,

R: Constante de universal de los gases (8,314 Jouls/K\*mol),

---

<sup>64</sup> Ibíd.

T: Temperatura absoluta,  
N: Numero de electrones transferidos en la reacción neta,  
F: Constante de Faraday,

Los símbolos entre corchetes son las concentraciones molares de las especies reaccionantes y los exponentes son los coeficientes en la ecuación neta<sup>65</sup>.

La anterior ecuación indica cuantitativamente el potencial generado en la interfaz, el cual es producido por la concentración de iones en la solución. Dicho potencial, denominado **Galvani potencial difference** ó potencial eléctrico interior puede consistir de dos componentes: un potencial exterior y un potencial superficial. El primero es debido a exceso de carga suministrado desde el exterior y el segundo es un efecto de fuerzas eléctricas en la interfaz lo cual conduce a la doble placa eléctrica<sup>66</sup>.

---

<sup>65</sup> BRICEÑO y RODRIGUEZ DE CACERES, Op. cit., p. 556-557.

<sup>66</sup> *Ibíd.*, p. 4-7.

## **2. DISEÑO DE LA CELDA DE MEDICIÓN E INSTRUMENTO DE MEDIDA DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA.**

El dispositivo diseñado permite medir la conductividad eléctrica de una solución salina en el rango de los 80  $\mu\text{S}/\text{cm}$  a los 5200  $\mu\text{S}/\text{cm}$ . Éste cuenta con una celda de conductancia calculable diseñada de acuerdo al teorema de Van der Pauw, cuya aplicación a soluciones ha venido siendo desarrollada con el fin de encontrar una nueva técnica para la determinación de la conductividad eléctrica de soluciones haciendo uso del estándar primario, esto permite reducir el número de variables geométricas y obtener una menor sensibilidad respecto al valor de la variable de dependencia debido al diseño y precisión en el proceso de fabricación.

Este método aún no ha alcanzado la precisión del método de dos puntos utilizando la celda de Jones<sup>67</sup>, pero puede ser usado como estándar primario con excelentes resultados.

El dispositivo consiste, de manera global, de dos grandes etapas. La primera tiene como función inyectar una señal a la celda de conductancia y la segunda censar la respuesta a la señal inyectada. A partir de dichas señales y la geometría de la celda se halla la conductividad de la solución.

La etapa de excitación está compuesta de un generador de señal y un amplificador de transconductancia. Por su parte la etapa de censado consiste en la adquisición y amplificación de la señal de respuesta, el censado de la señal de excitación y la detección del valor rms de dichas señales.

---

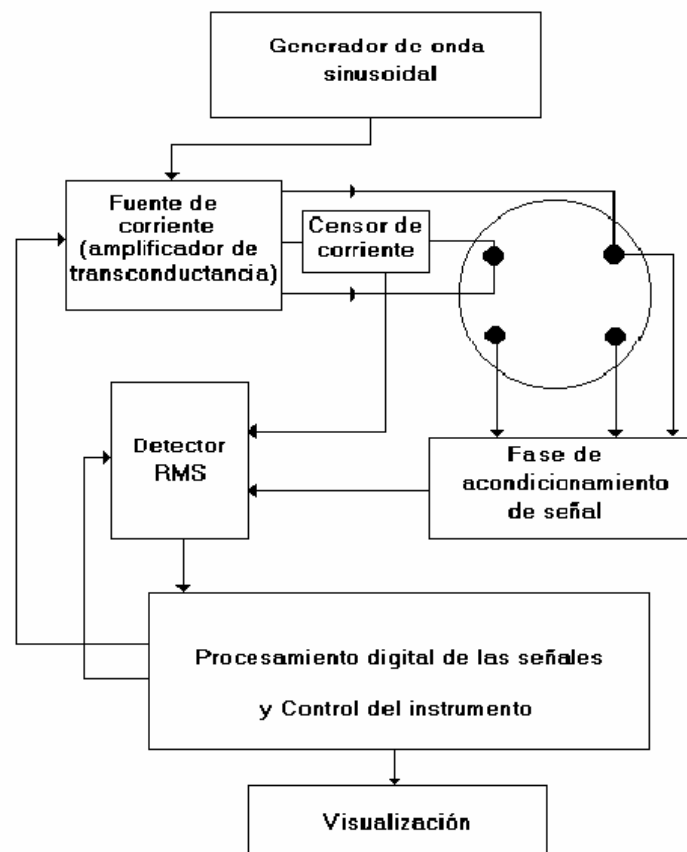
<sup>67</sup> MORON, Op. cit.

Finalmente se cuenta con una etapa de procesamiento de datos para hallar el valor de conductividad eléctrica de la solución contenida en la celda de conductancia, el cual será mostrado en una pantalla de cristal líquido.

## 2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES

En la figura 7 se muestra el diagrama de bloques del dispositivo

**Figura 7.** Diagrama de bloques del dispositivo.



Fuente: Autores del proyecto.

En primer lugar se encuentra el generador de onda sinusoidal, que está conformado por un generador de onda cuadrada, un conmutador, un seguidor de tensión y un filtro pasa-bajas para sólo permitir el paso de la componente fundamental, obteniendo así una tensión sinusoidal.

En la fase siguiente se encuentra el amplificador de transconductancia, el cual entrega una corriente alterna a la salida, proporcional a la tensión de la fase anterior, que será aplicada a la celda de conductancia en dos configuraciones diferentes, requeridas para el uso del método de **Van der Pauw**...véase numeral 1.2...

Posteriormente encontramos la celda de conductancia, que es la interfaz que permite la interacción entre conducción eléctrica - conducción iónica y conducción iónica - conducción eléctrica.

La fase de acondicionamiento de la señal de respuesta está conformada por dos partes, una de censado y amplificación y la otra de filtrado para eliminar componentes de señal no deseadas. De manera paralela a esta fase se encuentra el censado de la señal de corriente aplicada, con el fin de utilizar el valor real que se está inyectando a la solución en el cálculo de la conductividad eléctrica.

A continuación se encuentra la fase de detección del valor eficaz de las señales adquiridas en la etapa anterior, lo cual se logra con un dispositivo que entrega un nivel de DC equivalente al valor rms de la señal de entrada.

Los niveles de DC obtenidos serán enviados a un dispositivo de procesamiento de señales digitalizadas, que realiza las operaciones necesarias para obtener el valor de conductancia eléctrica de la solución contenida en la celda y haciendo uso del factor de forma se halla su conductividad eléctrica...véase numeral 1.2 y 1.3...

## **2.2 DESCRIPCIÓN Y ANÁLISIS DE TOPOLOGÍAS Y DISPOSITIVOS**

**2.2.1 Generador de onda sinusoidal.** En esta fase se genera una onda de tensión sinusoidal con una frecuencia de 2 kHz necesaria para la aplicación de una señal eléctrica a la solución.

El generador de onda sinusoidal consiste de cuatro partes: un generador de onda cuadrada, un conmutador y un filtro pasa-bajas; esta configuración se basa en la topología mostrada en una nota de aplicación de la compañía MAXIM<sup>68</sup>. Fue seleccionada debido a que la aplicación no requiere de la inyección de señales a varias frecuencias y además su implementación no es de gran complejidad. Dichas fases se muestran en detalle a continuación.

2.2.1.1 Generador de onda cuadrada: Inicialmente se tenía la opción de generar la onda cuadrada haciendo uso de un oscilador de cristal de baja frecuencia y un divisor para ajustarla a las necesidades, tal como se muestra en la nota de aplicación antes mencionada, sin embargo, durante el proceso de selección del microcontrolador se encontró que es posible habilitar una de sus salidas para suministrar una señal **PWM (Pulse Wide Modulation)** a la frecuencia deseada<sup>69</sup>, esta alternativa es más atractiva ya que permite aprovechar un recurso del microcontrolador y evitar el uso de componentes externos como lo son el oscilador de cristal y el divisor de frecuencia. En la sección de procesamiento se tratará con más detalle la generación de la señal **PWM**.

2.2.1.2 Conmutador: Entre la división y filtrado se encuentra una sección de ajuste de señal, haciendo uso de un transistor que opera como conmutador. Este permite convertir la señal lógica en una señal dual.

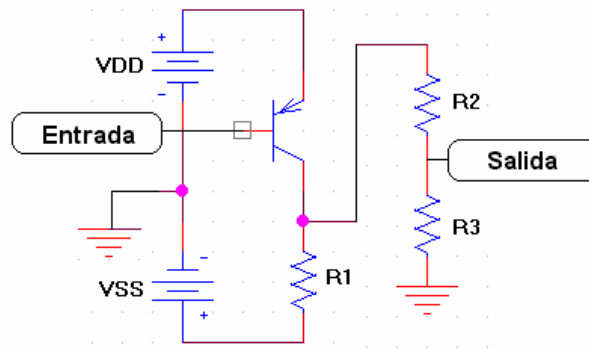
A la salida del conmutador se tiene un divisor de tensión para no saturar los amplificadores de la etapa de filtrado. En la figura 8 se muestra dicha sección.

---

<sup>68</sup> APPLICATION NOTE 1999, Sine Wave Generator Is Crystal Accurate  
[http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote\\_number/1999](http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/1999).

<sup>69</sup> MOTOROLA. MC68HC908GP32, MC68HC08GP32 Data Sheet. Freescale Semiconductor, Inc. (2002); 410 p.

**Figura 8.** Conmutador.

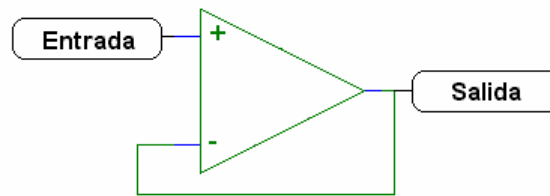


Fuente Autores Del Proyecto.

La tensión a la salida variará entre  $V_{DD}[R3/(R3+R2)]$  y  $V_{SS}[R3/(R3+R2+R1)]$ . El transistor utilizado es el 2N2604 el cual es usado como conmutador de alta velocidad, lo que permite disminuir distorsiones en la señal.

2.2.1.3 Seguidor de tensión: Para evitar efectos del divisor de tensión sobre la operación del filtro, se hace uso de una etapa de acople por medio de un seguidor de tensión como el que se muestra en la figura 9, el cual cuenta con alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. El amplificador operacional utilizado para este fin es el AD8609. Este amplificador fue seleccionado ya que presenta estabilidad en ganancia unitaria, consumo de corriente máximo de  $50 \mu A$  lo que se traduce en bajo consumo de potencia así como bajo **offset** ( $50 \mu V$ ).

**Figura 9.** Seguidor de tensión



Fuente: Autores del proyecto.

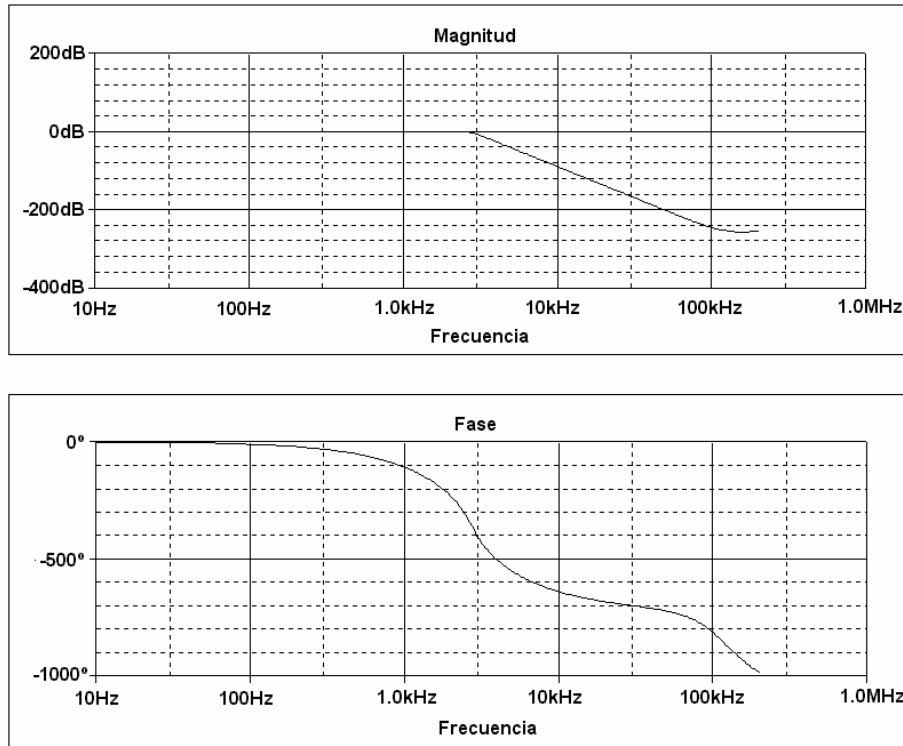
2.2.1.4 Filtrado: El filtro pasa-bajas permitirá sólo el paso de la componente fundamental de la señal cuadrada, obteniendo de esta manera una salida sinusoidal con frecuencia de 2 kHz. Dicho filtro ha sido diseñado haciendo uso de la aproximación de **Buterworth** de octavo orden con el objetivo de eliminar al máximo las demás componentes de la señal cuadrada así como la distorsión armónica producida por los dispositivos no lineales. Dicha aproximación fue escogida ya que presenta una banda de paso máximamente plana, lo que garantiza el paso adecuado de la señal deseada, otras aproximaciones presentan otras ventajas como transición más abrupta pero oscilaciones en la banda de paso o menor distorsión de la señal pero con transiciones muy extensas.

Para su diseño se utilizaron cuatro etapas **Sallen Key** de segundo orden con factores de calidad de 0,5098, 0,6013, 0,9 y 5,263, dando como resultado una frecuencia de banda de paso de 2,245 kHz con 1 % de error, una frecuencia de -40 dB a 4,9 kHz y una frecuencia de mitad de potencia de 2,745 kHz. La estructura **Sallen Key** presenta ventajas como la implementación de secciones de segundo orden con un sólo amplificador operacional, presenta alta impedancia de entrada, pero no es recomendable para factores de calidad altos<sup>70</sup>.

---

<sup>70</sup> MIYARA, Federico. Filtros Activos. 2 ed. Universidad Nacional de Rosario, Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura Escuela de Ingeniería Electrónica Departamento de Electrónica, ELECTRÓNICA III, 2004, p. 70-73.

**Figura 10.** Respuesta en magnitud y fase del filtro pasa-bajas de octavo orden.



Fuente: Autores del proyecto.

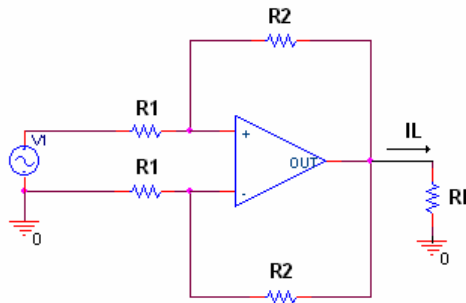
El amplificador seleccionado para esta fase fue el AD8609 de **Analog Devices**. Dicho dispositivo fue escogido gracias a que cuenta con un consumo de corriente de 60  $\mu\text{A}$  máximo, un producto ganancia ancho de banda adecuado para la aplicación de 316 kHz con una resistencia de carga de 10 k $\Omega$ , bajo nivel de alimentación comprendido entre 1,8 V y 5 V, baja distorsión y bajo costo.

**2.2.2 Fuente de Corriente.** Entre las diferentes configuraciones de fuentes de corriente que existen, se encuentran: fuentes de corriente basada en espejos de corriente dependientes de la tensión de polarización, fuentes de corrientes basadas en realimentación negativa de un amplificador de voltaje, amplificadores operacionales de transconductancia y topologías **Howland**.

El método de **Van der Pauw** permite el cálculo de la conductividad eléctrica por medio de la aplicación de una corriente a la solución. Para aplicar esta corriente se optó por implementar una fuente de corriente controlada por voltaje, ya que provee una resistencia de entrada y de salida alta, este ultimo hecho, favorable para fijar el valor de corriente de salida, independientemente de la carga colocada. Esto condujo a la implementación de una topología **Howland**.

2.2.2.1 Fuente de Corriente **Howland**: La estructura básica de la fuente de corriente **Howland** (ver Figura 11), es una fuente de corriente controlada por voltaje, ya que, si se maneja la entrada se tendrá una corriente de salida que será proporcional al voltaje en la entrada. Pero dicha topología está limitada debido a que una desigualdad en el valor de las resistencias de ambos lazos de realimentación, positiva y negativa, disminuye la resistencia de salida de la fuente de corriente, aspecto crítico en una fuente de corriente para su insensibilidad a variaciones de la carga.

**Figura 11.** Estructura básica de fuente de corriente Howland

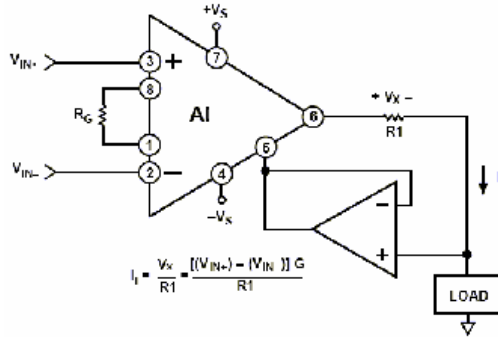


Fuente: Autores del proyecto

La fuente de corriente **Howland** modificada (ver figura 12) es una versión mejorada de la estructura básica de **Howland**, adiciona un buffer entre la resistencia de realimentación y la carga, para reducir la corriente necesaria en el lazo de realimentación. Esta nueva versión, debido a su realimentación negativa, proporciona mayor estabilidad al circuito y aumenta la impedancia de

entrada y salida. Asimismo, su corriente de salida depende directamente de factores externos, tal como se muestra mediante la ecuación (1).

**Figura 12.** Fuente de corriente Howland modificada.



Fuente: Hoja de datos AD620.

$$I_L = \frac{V_X}{R1} = \frac{(V_{IN+} - V_{IN-}) * G}{R1} \quad (1)$$

Donde,

$$G = 1 + \frac{49400}{R_G}$$

$I_L$  es la corriente de salida,  $V_X$  es la tensión diferencial de entrada multiplicada por la ganancia del amplificador  $G$  y  $R1$  es la resistencia que opera como función de transferencia  $V_X/I_L$ .

La fuente de corriente se diseñó para que proporcione una corriente de amplitud constante igual a 200  $\mu$ A. Esta amplitud de corriente fue seleccionada ya que se cuenta con buena sensibilidad en el censado y no genera variaciones apreciables de temperatura en la celda. Algunos dispositivos aplican señales de tensión para obtener corrientes del orden de los mili amperes<sup>71</sup> pero se recomienda que sea lo más pequeña posible. Para obtener

<sup>71</sup> MORON, Op. cit.

Dr. Calderón Laboratorios, Junio 29 de 2005,

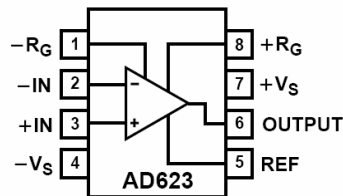
[http://www.drcalderonlabs.com/Aparatos/Conductivimetro/Construir\\_un\\_Conductivimetro/Construccion.htm](http://www.drcalderonlabs.com/Aparatos/Conductivimetro/Construir_un_Conductivimetro/Construccion.htm)

Estos dos autores operan sus medidores de conductividad con corrientes del orden de mA.

un valor de corriente de 200  $\mu\text{A}$  se debe tener una relación de  $V_x$  y  $R_1$  de igual valor, debido a que la resistencia de salida de la fuente de corriente está relacionada directamente con el valor de  $R_1$ , se tomó la búsqueda de este valor como punto de partida. Teniendo presente que un determinado valor de resistencia nos lleva a un valor de  $V_x$ , este valor de voltaje debe ser razonable, dentro de los valores de voltaje de entrada ( $V_{IN+}$  y  $V_{IN-}$ ) y ganancia posibles, así como el rango de excursión de los dispositivos. La fuente de corriente se implementó con  $R_1$  y  $R_G$ , iguales a 8,25 k $\Omega$ , 110 k $\Omega$  respectivamente con una señal de tensión a la entrada de 1,1 V.

El amplificador de instrumentación utilizado en la ruta directa para la fuente de corriente, fue el AD623AR de **Analog Devices**, ya que sobresale en características que son importantes en amplificadores de este tipo como lo es su alta resistencia de entrada, alta relación de rechazo en modo común (**CMRR**), poco consumo de potencia y además es un amplificador de bajo costo. En la figura 13 se observa el diagrama de pines del dispositivo.

**Figura 13.** Amplificador de Instrumentación AD623.



Fuente: Hoja de datos del AD623

El amplificador operacional utilizado en la realimentación fue el AD8609 de **Analog Devices**. Se retoma la idea de hacer uso de este Op Amp ya que es un amplificador que presenta estabilidad a ganancia unitaria, bajo ruido y salida **rail to rail**, características importantes en su utilización como **buffer**, además tiene un bajo consumo de potencia.

El análisis de ruido de los dispositivos es de alta importancia en las etapas de censado. El aporte de error debido a la tensión de **offset**, al ruido de baja

frecuencia, que es el aporte de ruido más alto, y el error en la ganancia de la etapa de generación resulta poco relevante ya que los niveles de **DC** producidos en la interfaz electrodo electrolito, así como el ruido en los conductores son predominantes.

**2.2.3 Conmutación para el uso del método de Van der Pauw.** Como se mencionó en el primer capítulo, el teorema de **Van der Pauw** establece que:

$$e^{-\pi h R_{ad, bc} \sigma} + e^{-\pi h R_{ab, cd} \sigma} = 1$$

en donde las resistencias  $R_{ad, bc}$  y  $R_{ab, cd}$  son las resistencias medidas en dos configuraciones distintas.

Para lograr la medida de estas dos resistencias el dispositivo debe realizar una conmutación de modo que cambie los electrodos de inyección de corriente y de censado de tensión de manera adecuada.

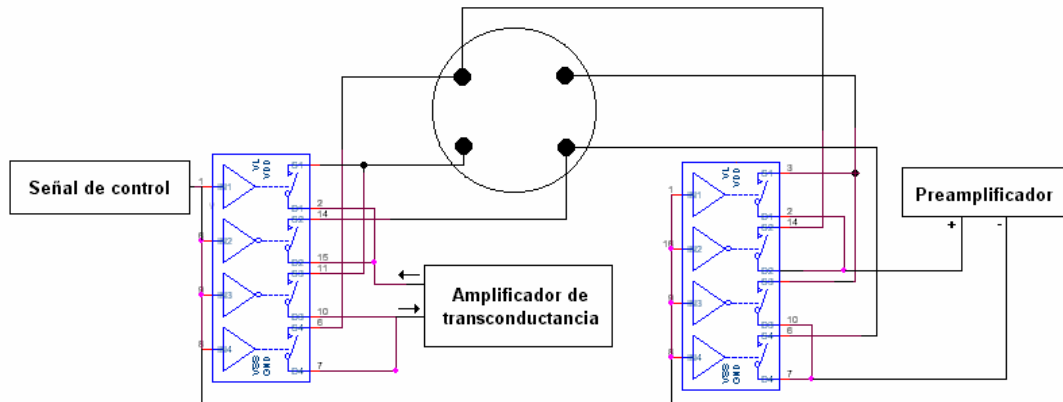
La conmutación en situaciones donde la resistencia a medir es muy pequeña no es recomendable, por ello los investigadores encontraron una alternativa que evita su utilización<sup>72</sup>. Durante el diseño se planteó el uso del método de **Van der Pauw** sin conmutación con miras a disminuir procesamiento, sin embargo, durante la simulación se observó interferencia entre las componentes, lo que producía deterioro en la señal, por ello se optó por utilizar el método con conmutación.

Para realizar esta operación se utilizan 2 circuitos integrados ADG813 de **Analog Devices**. Cada uno de ellos contiene cuatro **switches**, dos de ellos normalmente abiertos y otros dos normalmente cerrados. Uno de los circuitos integrados es utilizado a la salida del amplificador de transconductancia, y el otro antes de la entrada al preamplificador. En la figura 14 se muestra el esquemático de esta fase.

---

<sup>72</sup> G.T. KIM, C. Muller and Schwanneka et al. Nonswitching van der pauw method technique using two different modulating frequencies. Rev. Sci. Instrum. 70(4) (1999); p. 2177-2778

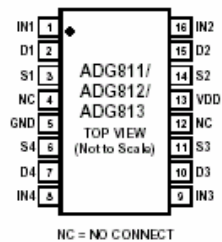
**Figura 14.** Circuito para la conmutación del método de Van der Pauw.



Fuente: Autores del proyecto.

La señal de control digital (*compatible CMOS*) que proviene del microcontrolador, está comprendida entre 3 V y 0 V y dura un tiempo de 472 ms en cada estado, este tiempo garantiza que la señal aplicada y la señal medida se hallen en estado estable.

**Figura 15.** Diagrama de pines del ADG813.



Fuente: Analog Devices

Cada uno de los interruptores posee una resistencia de  $0,5 \Omega$  a  $25^\circ\text{C}$ , y un máximo de  $0,8 \Omega$  a  $125^\circ\text{C}$ . Puede ser alimentado de 1,65 V a 3,6 V y con muy bajo consumo de potencia menor a  $0,1 \mu\text{W}$ . Presenta pérdidas por inserción de 0,05 dB, intermodulación de  $-90$  dB, distorsión armónica de 0,02%, tiempo de respuesta máximo de 28 ns, permite el paso de una corriente mayor a 460 mA

para un 10% de ciclo útil, a 2,5 V. Además, presenta un ancho de banda de 90 MHz.

**2.2.4 Fase de acondicionamiento de señal.** En esta etapa se realiza el censado y acondicionamiento de la señal de tensión (señal de respuesta ante la corriente eléctrica aplicada en la celda). Consiste de un preamplificador y dos filtros pasaaltas. A continuación se detallan las dos fases.

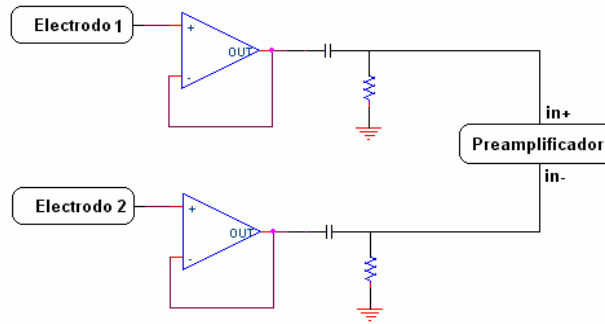
2.2.4.1 Circuito seguidor y filtro para la señal detectada: Este circuito se encuentra entre la celda de conductancia y el pre-amplificador. Son utilizados para eliminar el nivel de tensión continua producido por la interfaz electrodo – electrolito<sup>73</sup>, entregando al preamplificador solo la señal de respuesta ante la corriente alterna aplicada.

El circuito está conformado por un seguidor de tensión y un filtro pasivo pasaaltas implementado con un condensador y una resistencia por cada electrodo de censado. En la figura 16 se presenta el esquema de dicho circuito.

---

<sup>73</sup> En el capítulo 1 se menciona el fenómeno que produce dicha tensión continua.

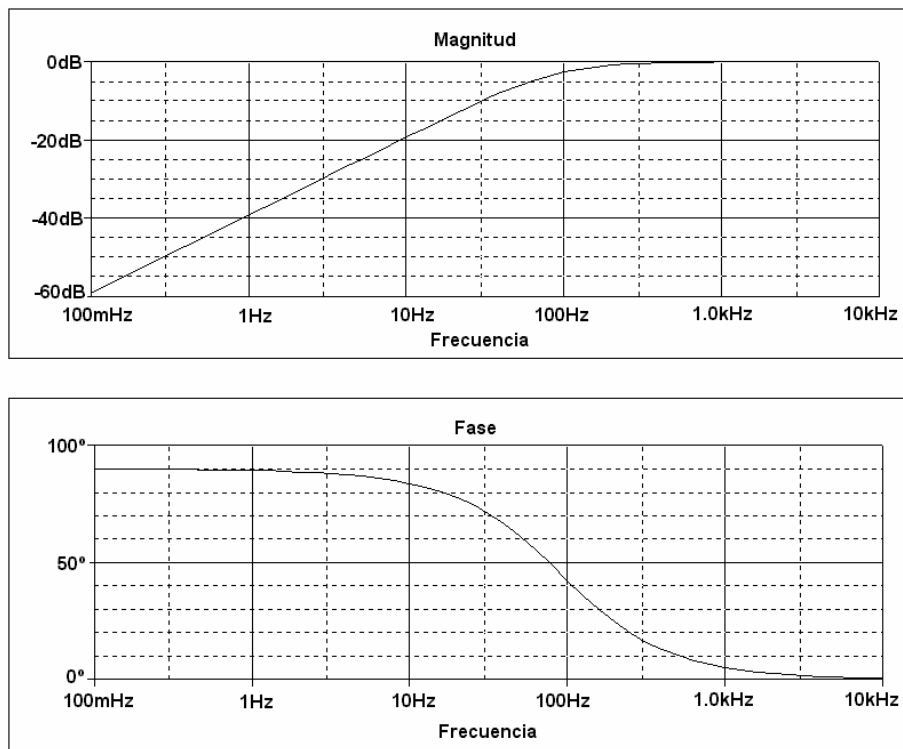
**Figura 16.** Circuito seguidor y filtro para la señal detectada



Fuente: Autores del Proyecto

La respuesta de magnitud y fase del filtro pasivo se muestra en la figura 17, cuyos valores de capacitancia y resistencia son 470 pF y 5 M $\Omega$  respectivamente.

**Figura 17.** Magnitud y Fase del Filtro Pasa-altas.



Fuente: Autores del proyecto.

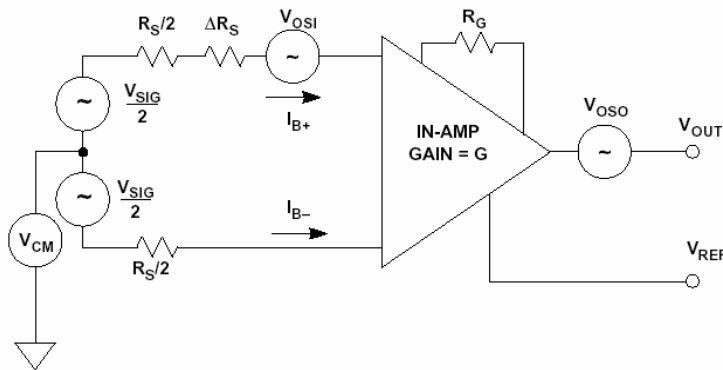
2.2.4.2 Preamplificación: Esta fase consiste básicamente, en un amplificador de instrumentación AD620, y estará encargada de censar y amplificar la señal de voltaje de respuesta de la celda. La ganancia del amplificador se ajusta manualmente con la selección del rango de medición y es de 7,02, 28,44 y 97,86 V/V, garantizando una adecuada amplificación de la señal y un nivel apropiado para la etapa de detección del valor eficaz comprendido entre los 100 mV y 450 mV (valor eficaz).

**Análisis del AD620<sup>74</sup>:** El AD620 fue seleccionado para el censado de señal debido a que presenta una alta resistencia de modo diferencial de 10 GΩ en paralelo con 2 pF, con un **CMRR** mínimo de 73 dB, densidad de ruido en la entrada a la frecuencia y ganancia de operación inferior a los  $10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ .

A continuación se muestra el análisis de error de dicho dispositivo.

**Voltaje de offset:** En la figura 18 se muestra el modelo de **offset** de un amplificador de instrumentación.

**Figura 18.** Modelo de offset para un amplificador de instrumentación.



Fuente: Amplifiers For Signal Conditioning Section 3

<sup>74</sup> El análisis realizado a este dispositivo está basado en los modelos mostrados en Amplifiers For Signal Conditioning Section 3.

Las ecuaciones correspondientes a las tensiones de offset de entrada y de salida son:

$$\text{OFFSET(RTI)} = V_{\text{OSO}}/G + V_{\text{OSI}} + I_{\text{B}}\Delta R_{\text{S}} + I_{\text{OS}}(R_{\text{S}} + \Delta R_{\text{S}})$$

$$\text{OFFSET(RTO)} = V_{\text{OSO}} + G[V_{\text{OSI}} + I_{\text{B}}\Delta R_{\text{S}} + I_{\text{OS}}(R_{\text{S}} + \Delta R_{\text{S}})]$$

En este caso  $R_{\text{S}}$  será muy cercana a la resistencia a medir, que para el rango y características de la celda se encuentra entre  $7 \Omega$  y  $460 \Omega$  aproximadamente, esto dado que la resistencia de salida de la fuente de corriente (amplificador de transconductancia) es considerablemente alta en relación a la resistencia de la solución. Además se cuenta con una ganancia que varía de acuerdo al rango.

Los datos máximos suministrados por el fabricante se muestran en la tabla 1.

**Tabla 1.** Especificaciones eléctricas del AD620.

$V_{\text{OSI}}$	125 $\mu\text{V}$ max
$V_{\text{OSO}}$	1000 $\mu\text{V}$ max
$I_{\text{B}}$	2 nA max
$I_{\text{OS}}$	1 nA max
$\Delta R_{\text{S}}$	0

Fuente: Hoja de datos del AD620.

En la tabla 2 se muestran los valores extremos de resistencia para cada rango así como la ganancia y los niveles de **offset**.

**Tabla 2.** Limites de variación de la ganancia.

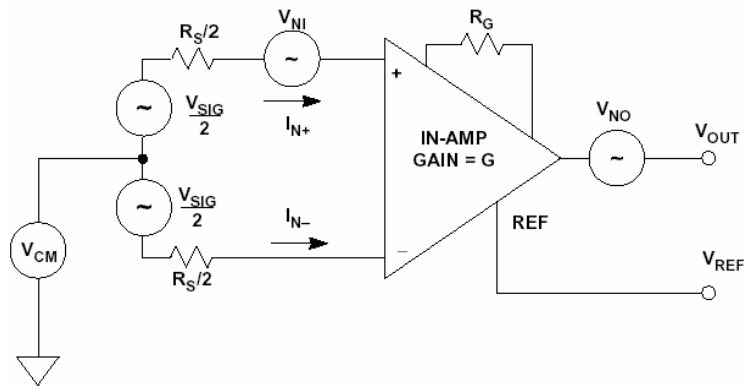
Rango	$R_s$	G	OFFSET(RTI)	OFFSET(RTO)
A 5250 $\mu\text{S}/\text{cm}$ -1302 $\mu\text{S}/\text{cm}$	7	100	135 $\mu\text{V}$ max	13,5 mV max
	28,25	100	135 $\mu\text{V}$ max	13,5 mV max
B 1302 $\mu\text{S}/\text{cm}$ -325 $\mu\text{S}/\text{cm}$	28,25	28,44	160 $\mu\text{V}$ max	4,55 mV max
	113	28,44	160 $\mu\text{V}$ max	4,56 mV max
C 325 $\mu\text{S}/\text{cm}$ -80 $\mu\text{S}/\text{cm}$	113	7,02	268 $\mu\text{V}$ max	1,88 mV max
	455	7,02	268 $\mu\text{V}$ max	1,88 mV max

Fuente: Autores del proyecto.

Como se muestra para el rango A se tiene un error de 13500 ppm, para el rango B de 4550 ppm y para el rango C de 1880 ppm en relación a una señal de 1 V. Sin embargo en relación a la amplitud de la señal que se encuentra entre los 100 mV y 450 mV se tiene un error máximo de 135000 ppm, 45500 ppm y 18800 ppm, para las fases A, B, C respectivamente. Dicho error será ajustado haciendo uso de un filtro pasaaltas a la salida del amplificador de instrumentación evitando que este se siga acumulando y produzca errores en la detección del valor rms de la señal.

*Análisis de ruido:* Uno de los aspectos importantes en el proceso de censado de señal es el nivel de ruido del amplificador de instrumentación ya que permite determinar el mínimo voltaje que puede amplificar. Además de ello este parámetro contribuye al error del circuito.

**Figura 19.** Modelo completo de ruido para un amplificador de instrumentación.



Fuente: Amplifiers For Signal Conditioning Section 3

Las ecuaciones de ruido referido a la entrada y la salida son:

$$\text{NOISE (RTI)} = \sqrt{BW} \sqrt{\frac{V_{NO}^2}{G^2} + V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2}}$$

$$\text{NOISE (RTO)} = \sqrt{BW} \sqrt{V_{NO}^2 + G^2 \left[ V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2} \right]}$$

Como en el caso anterior, de acuerdo al rango de medición, se tienen distintos valores de resistencia y de ganancia.

La densidad de ruido de salida máxima suministrada por el fabricante es de  $100 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ .

**Tabla 3.** Ruido inherente del AD620.

Ganancia	Densidad de tensión de ruido de entrada a 2kHz ( $\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ )	Densidad de corriente de ruido a 1kHz ( $\frac{fA}{\sqrt{Hz}}$ )
100	9	100
28,44	<15	100
7,02	<15	100

Fuente: Hoja de datos del AD620.

En la tabla 4 se muestra el valor del error producido por el ruido de la etapa de preamplificación.

**Tabla 4.** Ruido total de la etapa de preamplificación.

Rango	$R_s$	G	BW kHz	NOISE(RTI)	NOISE(RTO)	Ruido en la banda de 0,1 10 Hz
A	7	100	120	3,93 $\mu$ V	393 $\mu$ V	0,28 $\mu$ Vpp
5250 $\mu$ S/cm - 1302 $\mu$ S/cm	28,25	100	120	3,93 $\mu$ V	393 $\mu$ V	
B	28,25	28,44	<800	17,26 $\mu$ V	490,87 $\mu$ V	0,275 $\mu$ V
1302 $\mu$ S/cm - 325 $\mu$ S/cm	113	28,44	<800	17,26 $\mu$ V	490,87 $\mu$ V	
C	113	7,02	800	23,18 $\mu$ V	162,72 $\mu$ V	0,275 $\mu$ V
325 $\mu$ S/cm - 80 $\mu$ S/cm	455	7,02	800	23,18 $\mu$ V	162,72 $\mu$ V	

Fuente: Autores del proyecto.

De acuerdo a los datos de la tabla anterior se tiene un error máximo a la salida debido al ruido de 3930 ppm para el rango A, 4908,7 ppm para el rango B y 1627,2 ppm para el rango C, en relación al nivel de la señal de 100 mV.

*Error de la ganancia:* para una ganancia de 10 V/V y 100 V/V se tiene un error máximo del 0,3%, por tanto para cada una de las ganancias seleccionadas se tendrá un error de 3000 ppm.

*No linealidad:* Para una ganancia comprendida entre 1 V/V y 100 V/V y con una resistencia de salida de 2 k $\Omega$  se tiene un error de no linealidad máximo de 95 ppm.

El error total a la salida, en el peor de los casos, en la etapa de preamplificación se muestra en la tabla 5.

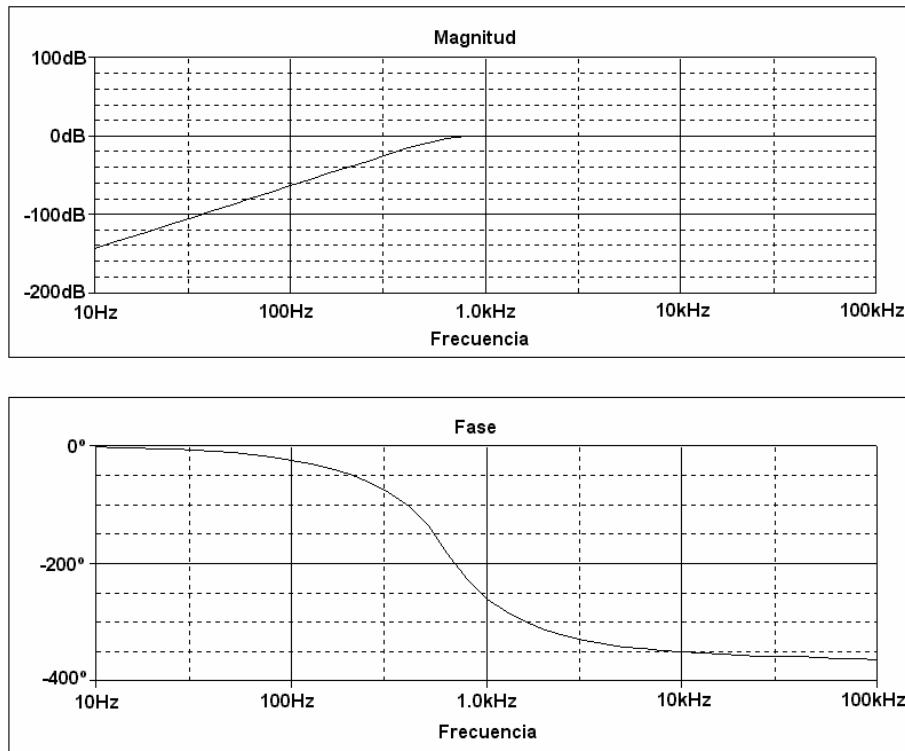
**Tabla 5.** Error total de la etapa de preamplificación.

G	100	28.44	7.02
V <sub>os</sub>	135000 ppm	45500 ppm	18800 ppm
Error de G	3000 ppm	3000 ppm	3000 ppm
No linealidad de G	95 ppm	95 ppm	95 ppm
Ruido en la banda de operación	3930 ppm	4908,7 ppm	1627,2 ppm
Ruido en la banda de 0,1 Hz a 10 Hz tipo 1/f	0,004 ppm	0,008 ppm	0,008 ppm
Error total	142025,004 ppm	53503,708 ppm	23522,208 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

2.2.4.3 Filtrado: Este es un filtro pasa-altas de orden 4 diseñado mediante la aproximación de **Buterworth** con dos estructuras **Sallen Key** de segundo orden. Tiene como objetivo eliminar componentes de **DC** que pueden afectar la adecuada medición del valor eficaz de la señal censada, entre ellas se encuentra el **offset** de la etapa de preamplificación así como el ruido a baja frecuencia. El amplificador operacional seleccionado para tal fin es el AD8609, cuyas características ya han sido mostradas en la etapa de generación de onda sinusoidal. Dicho filtro cuenta con una frecuencia de mitad de potencia de 625 Hz, una frecuencia de 1% de error en la banda de paso de 1 kHz, y una atenuación de 40 dB en 197 Hz. En la figura 20 se muestra la respuesta del filtro.

**Figura 20.** Respuesta de magnitud y fase del filtro pasa-altas de orden 4.

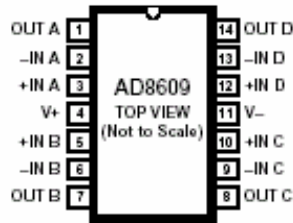


Fuente: Autores del proyecto.

### **Análisis del AD8609**

El AD8609 es un circuito que integra 4 amplificadores operacionales cuyas características fundamentales son bajo consumo de potencia, bajo ruido, entrada y salida **rail to rail**. Además, presenta un bajo **offset**, estabilidad en ganancia unitaria y entre sus aplicaciones se encuentra la implementación de filtros multipolos. En la figura 21 se observa el diagrama de pines del dispositivo.

**Figura 21.** Amplificador Operacional AD8609.



Fuente: datasheet AD860\_3\_7\_9

### Análisis del error del amplificador AD8609

*Error de la ganancia:* La ganancia de lazo cerrado del amplificador operacional depende de la ganancia de lazo abierto de **DC**, siendo igual a  $\frac{a}{1 + \frac{a}{A_{vo}}}$  donde  $a$

es la ganancia de lazo cerrado deseada y  $A_{VO}$  la ganancia de lazo abierto<sup>75</sup>. Por lo tanto existe un error entre la ganancia deseada y la ganancia real del amplificador igual a  $\frac{a}{a + A_{vo}} \times 100\%$  para el caso del filtro y el seguidor la ganancia es de uno y la ganancia de lazo abierto mínima es de 250000 V/V, por tanto se tiene un error de 4 ppm.

*No linealidad:* Además, la ganancia de lazo abierto no es completamente lineal lo cual causa distorsión en la señal, esta característica se ve reflejada en la ganancia de lazo cerrado.

La no linealidad de lazo abierto es igual a  $\frac{1}{A_{VO,min}} - \frac{1}{A_{VO,max}}$ <sup>76</sup>, de acuerdo a la información suministrada en el datasheet  $A_{VO,min} = 250000$  V/V, pero su valor máximo no es suministrado. La expresión muestra que si la ganancia máxima tiende a infinito la no linealidad será de 4 ppm, por tanto tendríamos una no

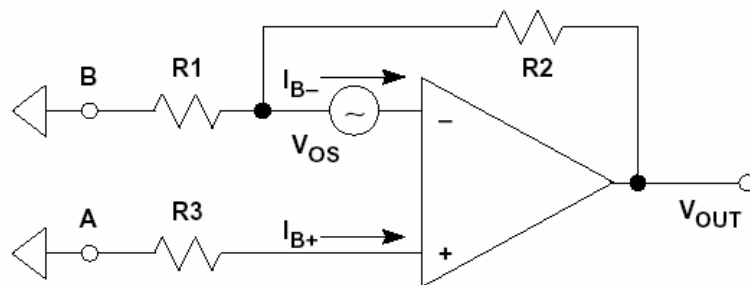
<sup>75</sup> WALT KESTER, JAMES BRYANT, WALT JUNG, Amplifiers For Signal Conditioning Section 3

<sup>76</sup> Ibid.

linealidad inferior a dicha proporción. La no linealidad de la ganancia de lazo cerrado es  $a\left(\frac{1}{A_{VO,\min}} - \frac{1}{A_{V,\max}}\right)$ , en el caso de los filtros, es igual a la de lazo abierto ya que la ganancia es uno. Por tanto, cada amplificador añadirá un error máximo de 4 ppm, lo que da un total, en la etapa de filtrado, de 8 ppm.

**Voltaje de offset:** El AD8609 tiene un  $V_{OS}$  máximo de 50  $\mu\text{V}$  para un voltaje de modo común de 0,5 V y 2,8 V con una alimentación de 3,3 V a 25°C. Bajo otras condiciones de temperatura puede tener un máximo de 700  $\mu\text{V}$ . La corriente de polarización de dicho dispositivo es de 1 pA máximo a 25°C.

**Figura 22.** Modelo de **offset** total.



Fuente: Amplifiers For Signal Conditioning Section 3

Del modelo anterior se tiene que:

$$\text{OFFSET(RTO)} = V_{OS}[1+R2/R1] + I_{B+} R3[1+R2/R1] - I_{B-} R2$$

$$\text{OFFSET(RTI)} = V_{OS} + I_{B+} R3 - I_{B-} [R1.R2/(R1+R2)]$$

El aporte de **offset** de cada una de las etapas del filtro será de 50  $\mu\text{V}$ , sin embargo, debido a la atenuación presentada por el filtro de 120 dB a 10 Hz se disminuye notoriamente dicho error. Adicionalmente el error de offset de la etapa anterior también será atenuado.

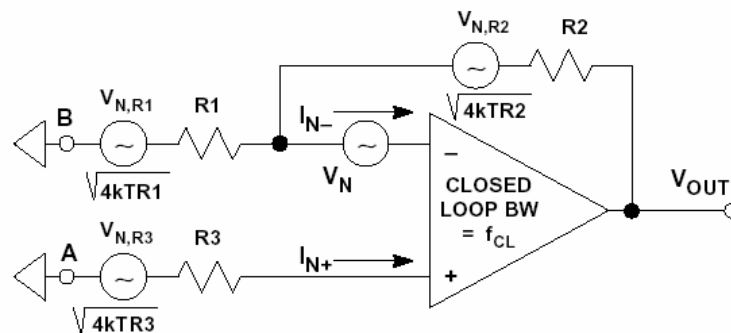
El error del filtro debido al **offset** de los dos amplificadores será de 1000 ppm máximo en relación a la señal de 100 mV. Adicionalmente se tiene un aporte de la etapa anterior de 135000 ppm ó 45500 ppm ó 18800 ppm. De modo que se tendría un error de 136000 ppm para la ganancia A, 46500 ppm para la ganancia B y 19800 ppm para la ganancia C, sin tener en cuenta el efecto de atenuación.

Una vez realizado el ajuste por la etapa de filtrado, se tendrá un error de 0,136 ppm, 0,0465 ppm y 0,0198 ppm para cada uno de los rangos. De igual manera el ruido de 0,1 Hz a 10 Hz es atenuado.

*Análisis de ruido:* El nivel de ruido es otro de los parámetros que generan errores. El ancho de banda del amplificador operacional para ganancia unitaria es de 400 kHz. Haciendo una aproximación del circuito para la banda de paso se tendría el aporte de ruido del amplificador y de dos resistencias para cada sección de segundo orden, la corriente no será tenida en cuenta ya que resulta ser despreciable en relación a las otras fuentes de ruido.

La densidad de voltaje de ruido del amplificador es en promedio de  $27 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$ .

**Figura 23.** Modelo de ruido de un amplificador operacional.



Fuente: Amplifiers For Signal Conditioning Section 3

Primera sección:  $R_3 = 24 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 24 \text{ k}\Omega$ .

$RTINOISE = \sqrt{V_n^2 + 4kTR_3 + 4kTR_2} = 38,97 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , por tanto en el ancho de banda de operación se tiene un nivel de ruido de  $30,88 \text{ }\mu\text{V}$ , o  $308,8 \text{ ppm}$  respecto de  $100 \text{ mV}$ .

Segunda sección:  $R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 24 \text{ k}\Omega$ .

$RTINOISE = 35,89 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , por tanto en el ancho de banda de operación se tiene un nivel de ruido de  $28,44 \text{ }\mu\text{V}$ , o  $284,4 \text{ ppm}$  respecto de  $100 \text{ mV}$ .

Dado que la ganancia en la banda de operación es de 1, el ruido referido a la salida es igual al de entrada. Por tanto se tiene un aporte de error debida al ruido en la etapa de filtrado pasaaltas de  $593,2 \text{ ppm}$  para una señal de  $100 \text{ mV}$ .

En la tabla 6 se muestra los errores totales del filtro pasaaltas.

**Tabla 6.** Error total del filtro pasaaltas.

$V_{os}$	0,001 ppm
Error de A	8 ppm
No linealidad de A	8 ppm
Ruido en la banda de operación	593,2 ppm
Error total	609,201 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

En la tabla 7 se muestra el error total de la etapa de acondicionamiento de señal.

**Tabla 7.** Error total de la etapa de acondicionamiento de la señal.

G	A	B	C
$V_{os}$	0,136 ppm	0,0465 ppm	0,0198 ppm
Error de G	3008 ppm	3008 ppm	3008 ppm
No linealidad de G	103 ppm	103 ppm	103 ppm
Ruido en la banda de operación	4493,2 ppm	5501,9 ppm	2220,4 ppm
Error total	7604,336 ppm	8612,94 ppm	5331,42 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

**2.2.5 Censado de corriente.** Esta fase permite el censado de la señal de corriente inyectada a la celda de conductancia. Consiste de una resistencia de precisión de  $6 \Omega$ , conectada en serie con el camino de la corriente de salida del amplificador de transconductancia, dicho valor fue seleccionado para evitar que el censado produzca efectos apreciables sobre la fase de inyección de señal. La caída de tensión en dicha resistencia será censada con el amplificador de instrumentación AD620, con una ganancia de 100 V/V.

En estas aplicaciones es donde se aprovecha las ventajas de dicho circuito integrado, ya que tiene una alta resistencia de entrada de modo diferencial ( $10 \text{ G}\Omega$  en paralelo con  $2 \text{ pF}$ ) y alto **CMRR** (aproximadamente 100 dB a una ganancia de 100 V/V).

**Análisis de error:**

El análisis del error de este dispositivo es el mismo de la etapa de preamplificación. A continuación se muestran solo los valores de dicho error.

*Voltaje de offset:*

OFFSET (RTI) =  $135 \mu\text{V}$  max.

OFFSET (RTO) =  $13,5 \text{ mV}$  max

*Ruido:*

NOISE (RTI) = 3,9  $\mu$ V.

NOISE (RT0) = 390  $\mu$ V

*Error de la ganancia:*

3000 ppm

*No linealidad:*

95 ppm.

A la salida del amplificador de instrumentación se encuentra una etapa de filtrado idéntica a la de la etapa de acondicionamiento de señal y utilizada con el fin de atenuar los errores de **DC** del dispositivo, haciendo que la señal de entrada al detector **RMS** sea mejor.

Los errores totales de este filtro son presentados en la tabla 8.

**Tabla 8.** Error total del filtro pasaaltas de cuarto orden.

$V_{os}$	0,001 ppm
Error de A	8 ppm
No linealidad de A	8 ppm
Ruido en la banda de operación	593,2 ppm
Error total	609,201 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

El error total de la etapa de censado de corriente se muestra en la tabla 9.

**Tabla 9.** Error total de la etapa de censado de corriente.

$V_{os}$	0,136 ppm
Error de G	3008 ppm
No linealidad de G	103 ppm
Ruido en la banda de operación	4493,2 ppm
Error total	7604,336 ppm

Fuente: Autores del proyecto.

**2.2.6 Etapa de detección del valor eficaz.** El método y el tipo de celda utilizados para el diseño del dispositivo muestran baja dependencia en función de la frecuencia, es decir que el efecto *capacitivo* que se presenta en la interfaz electrodo electrolito es reducido<sup>77</sup>.

Debido a lo anterior no se hace necesario realizar detección de fase de las señales, por ello solamente se medirán sus valores eficaces, asumiendo un comportamiento puramente resistivo.

De esta manera el objetivo de la etapa es obtener el valor eficaz de las señales de tensión de salida de las etapas de acondicionamiento de señal y de censado de corriente. La salida de un detector de valor eficaz análogo consiste de una señal de tensión continua (**DC**) proporcional al valor eficaz de la señal de entrada.

Se plantearon alternativas como la implementación de un detector de pico, el uso de un detector síncrono y la utilización de un circuito integrado convertidor **RMS a DC (RMS to DC converter)**.

El detector de pico requiere el uso de amplificadores operacionales, diodos, *capacitancias* y un sistema de control para descargar el condensador de

---

<sup>77</sup> MORON, RUCKI and SZCZEPANIK, Op. cit.

detección una vez se ha terminado la toma de la medida. Lo anterior trae como consecuencia mayor área en el circuito impreso, posiblemente mayor consumo de potencia, al igual que las desventajas de una implementación de un sistema de manera discreta frente a uno integrado.

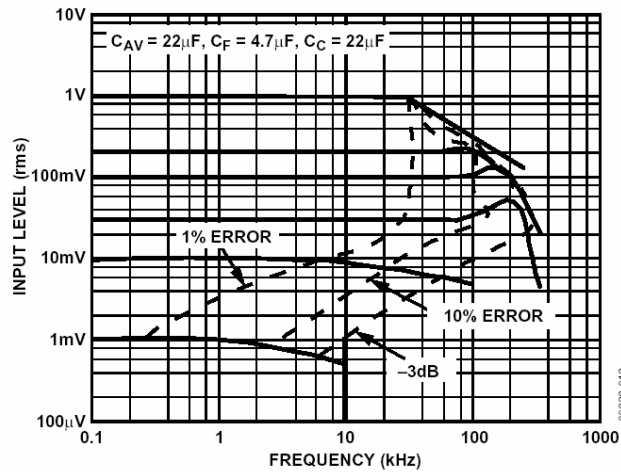
Por su parte el detector síncrono requiere de amplificadores con alto **slew rate**, así como el uso de un comparador para crear la señal de control a partir de la señal de aplicación, esta configuración permite la medida de la parte real de la señal, lo cual no es tan relevante en el diseño, como se mencionó anteriormente. Existen alternativas de este sistema integrado en un chip para bajas frecuencias pero altamente costosos.

La opción más adecuada, teniendo en cuenta las necesidades del proyecto, las prestaciones del circuito y los costos, es la del integrado conversor **RMS a DC (RMS to DC converter)**. Este tipo de dispositivo responde a la señal de entrada entregando a la salida su valor eficaz, sin presentar errores adicionales para el caso de señales sinusoidales sin distorsión, debidos al proceso de cómputo. La mayoría de estos circuitos integrados son diseñados para aplicaciones de radio frecuencia (**RF**).

Dos alternativas adecuadas para este trabajo, cuya frecuencia de operación es menor de 10 kHz, son el AD737 de **Analog Devices** y el LTC1968 de **Linear Technology**, que operan a bajas frecuencias, siendo menos costoso el AD737 con menor ancho de banda.

El dispositivo seleccionado es el AD737JR de **Analog Devices** cuya función de transferencia es  $V_{OUT} = \sqrt{A_{VG}(V_{IN}^2)}$ . Presenta bajo consumo de corriente de 210  $\mu\text{A}$  máximo y alimentación reducida. Además, este circuito integrado cuenta con un ancho de banda superior a los 18 kHz con error del 1% adicional para señales entre los 100 mV y 1 V de valor eficaz. En la figura 24 se presenta dicha característica, haciendo uso del **pin 2** como entrada.

**Figura 24.** Manejo de la respuesta en frecuencia del AD737 utilizando el pin 2 como entrada.



Fuente: hoja de datos del fabricante

**Figura 25.** El diagrama de pines del AD737.

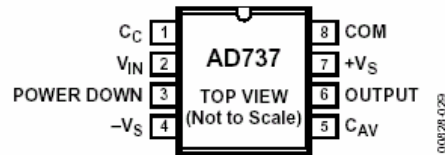
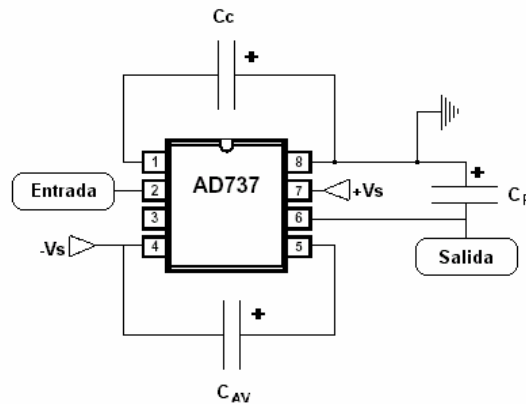


Figure 2. R-8 (SOIC) Pin Configuration

Fuente: hoja de datos del dispositivo

En la figura 26 se presenta de manera esquemática la conexión del dispositivo para la medición del valor eficaz de las señales procedentes del sensor de corriente y de la etapa de acondicionamiento de señal.

**Figura 26.** Conexión básica del detector RMS.



Fuente: Autores del proyecto

El detector **RMS** está conformado por cuatro secciones principales, las cuales son: amplificador de entrada, rectificador de onda completa, núcleo rms y polarización. En la gráfica 27 se muestra de manera general las secciones del dispositivo.

**Figura 27.** Detector Rms AD737.

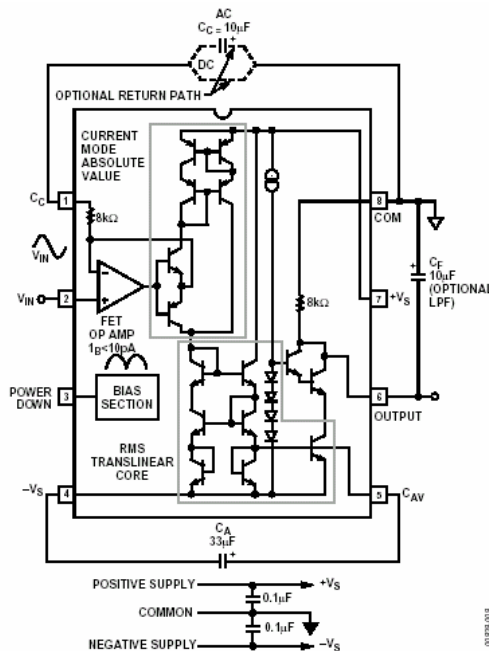


Figure 24. AD737 True RMS Circuit (Test Circuit)

Fuente: Hoja de datos del dispositivo

El condensador  $C_c$  es de acoplamiento de **AC**. Por su parte  $C_{AV}$  es la capacitancia de **averaging** en la cual se mantiene la señal rectificada durante el proceso de cómputo del valor eficaz, sin ella el valor de salida del circuito sería el promedio de la señal ya que la entrada pasaría a través del núcleo sin procesar. El condensador  $C_F$  es utilizado como filtro para eliminar rizados que puedan introducirse a la salida del circuito y que generarían errores en la medición. Para su selección se hizo uso de la tabla así como la siguiente

expresión:  $F_L = \frac{1}{2\pi(8,000)(\text{valor de } C_c \text{ en Farads})}$ , suministrados por el fabricante.

Para el cómputo del valor eficaz de señales en el rango de 0 V - 1 V, con una frecuencia de corte bajo de 200 Hz, con un factor de cresta 5,  $C_{AV} = 15 \mu\text{F}$ ,  $C_F = 1 \mu\text{F}$ ,  $C_C = 100 \text{ nF}$ . Y presentaría un tiempo de establecimiento de 36 ms.

*Error del dispositivo:* Se tiene un error total del 0,3% de la lectura para una señal entre los 0 y 200 mV de valor eficaz, y alrededor del 0,5% para señales con valor eficaz entre 200 mV y 400 mV<sup>78</sup>.

La contribución al error debida a la temperatura de operación no es significativa si se trabaja a temperatura ambiente (25°C).

**2.2.7 Procesamiento digital de las señales y control del instrumento.** En esta etapa se toman las señales de **DC**, provenientes de los amplificadores inversores a la salida de los detectores **RMS**, para digitalizarlas y procesarlas. Además de ello se realiza el control del *switcheo* del instrumento, se genera la señal cuadrada para el generador de señal sinusoidal y se envían los datos correspondientes al valor de conductividad hacia una pantalla LCD.

El procesamiento que se requiere es bastante simple ya que consiste en realizar operaciones matemáticas básicas, de modo que no se requiere del uso de gran cantidad de memoria para el programa. Además, en la aplicación no es

---

<sup>78</sup> Estos parámetros son suministrados por el fabricante

necesario el cómputo a gran velocidad debido a que el instrumento no aplica señales de alta frecuencia y a que el tiempo requerido para que la conductividad de la solución sea alterada por efecto de la temperatura es de alrededor de algunos minutos y por contaminación con agentes externos es próximo a las 12 horas<sup>79</sup>.

Lo anterior sugiere que se haga uso de un microcontrolador en lugar de un **DSP**, ya que este último es un procesador bastante especializado de gran envergadura y un rendimiento demasiado alto para la aplicación, con funcionamiento en tiempo real, por tanto estaría subutilizado. Por su parte un microcontrolador puede brindar un buen rendimiento acorde a las necesidades y a un menor costo.

Para realizar la selección del dispositivo en primer lugar se determinó la resolución en bits que se requiere en la adquisición. Para ello se hace uso de

las siguientes expresiones:  $DR = 20 \log \left( \frac{\text{máximo\_nivel\_entrada}}{\text{nivel\_de\_ruido}} \right)$ ;  $n = \frac{DR - 1,76}{6,02}$

A la salida de la parte análoga se tienen señales en el rango de 700 mV **DC** a 2,8 V **DC** con un nivel de ruido de 861,294  $\mu\text{V}$  y un error debido a los detectores del 0,5% en el peor de los casos.

De modo que para la señal de 700 mV:  $DR = 44,64$ ;  $n = 7,12$ , por tanto se requiere de una resolución de 8 bits, sin embargo dado el rango de conversión los bits usados para esta tensión son 6, lo que añadiría un error de digitalización del 0,83%.

El microcontrolador seleccionado fue el MC68HC908GP32 de la compañía Motorola. La decisión de la implementación con este dispositivo se basó en los requerimientos de resolución, de memoria, de puertos, de alimentación y consumo de potencia y disponibilidad del dispositivo en el mercado local, así como una basta documentación acerca del mismo.

---

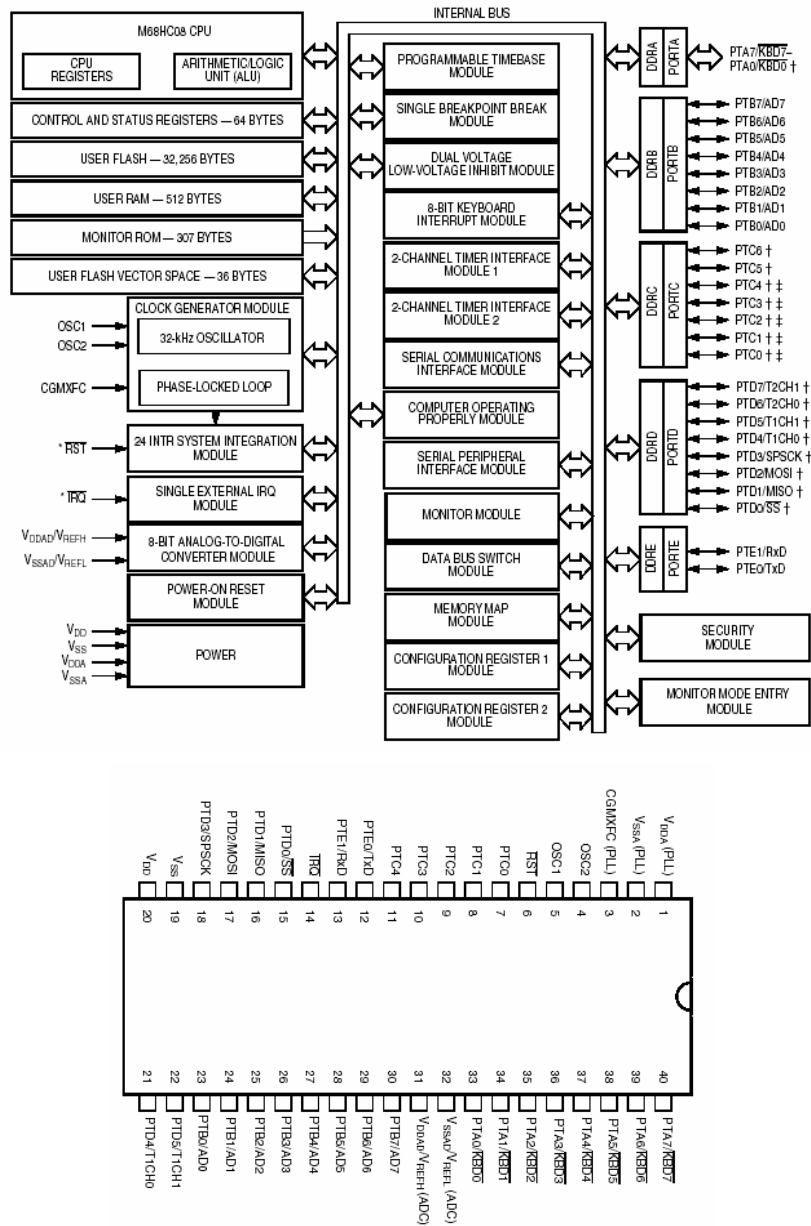
<sup>79</sup> RONCO Alicia, DÍAZ BAEZ Maria Consuelo, PICA GRANADOS Yolanda, Capítulo 2. Monitoreo Ambiental, <http://purl.org/dc/elements/1.1/>

Este dispositivo es de la familia de microcontroladores de *Motorola* de 8bits MC68HC08.

Algunas de las funciones estándar de este microcontrolador son:

- Arquitectura optimizada para compilar en lenguaje C
- Frecuencia de bus interna de 8 MHz
- Modos de baja potencia estándar, **stop** y **wait mode**.
- *Reset* con **pin** maestro y con encendido
- 32 kbytes de memoria flash
- 512 bytes de memoria **RAM**.
- Dos interfaces de dos canales de módulos de tiempo de 16 bits (TIM1 and TIM2), con entrada de captura, comparación de salida y **PWM** (***pulse wide modulation***) en cada canal.
- 8 canales de conversión analógica digital de 8 bits.
- 33 pines de entrada salida de propósito general, en 5 puertos
- Máxima corriente sobre los puertos de 5 mA
- Posibilidad de alimentación a 5 V y 3 V

**Figura 28.** Diagrama de bloques y la distribución de pines del MC68HC908GP32.



Fuente: Hoja de datos del microcontrolador

2.2.7.1 Generación de la onda cuadrada: La señal cuadrada de 2 kHz, es generada en el modulo **TIM (Timer Interface Module)**, el cual permite el manejo de tiempos para realizar operaciones de comparación de salida, de

captura de entrada y modulación de ancho de pulso (**PWM**), cada una de ellas usadas de acuerdo a las necesidades.

La función utilizada en este caso es la de modulación de ancho de pulso. Esta consiste en la generación de una onda con periodo fijo y ancho de pulso variable; el ancho de este pulso es programado y cuenta con un mínimo valor permitido de 1/256, es decir un ciclo de servicio del 0,39%.

Existen dos alternativas a la hora de implementar el **PWM**, las cuales son el **PWM unbuffered** y el **PWM buffered**. El primero permite la implementación de ondas **PWM**, usando un canal del **TIM**, para aplicaciones en las cuales el tiempo requerido para cambiar de un ciclo de servicio a otro no es de alta importancia; este tiempo de retardo se debe a las interrupciones necesarias para el cambio en el registro respectivo, y a la demora que puede tener debido a otras interrupciones en servicio. Este problema es superado por el **PWM buffered**, para ello hace uso de los dos canales del **TIM**.

Entre los requerimientos de diseño del generador de señal del dispositivo, se encuentra una onda cuadrada de 2 kHz, con ancho de pulso constante. Por ello se implementó con la función **PWM unbuffered**. Los pines por defecto para esta función son PTD4 y PTD5, siendo PTD4 el utilizado en el dispositivo.

2.2.7.2 Control del instrumento: Consiste en el *switcheo* para el uso del método de Van der Pauw, lo cual hace que la corriente y la tensión sean aplicadas y medidas con diferentes electrodos. Esto implica que los instrumentos utilizados para detectar dichas señales no están midiendo continuamente y por ello se encuentren en presencia señales en estados transitorios. Por ello para asegurar que las señales de tensión que van a ser digitalizadas ya se encuentren en su estado estable, el tiempo que permanece la señal de control en cada uno de los estados, debe ser superior al tiempo de establecimiento.

El tiempo requerido por los detectores **RMS** para estabilizar la señal a su salida varía de acuerdo a las capacitancias ubicadas en su exterior, y fue establecida en 36 ms. Además para asegurar que la medida no sea afectada por estados transitorios provocadas las capacitancias en al interfaz electrodo electrolito, se programó la señal de control simétrica a una frecuencia de 2,119 Hz.

2.2.7.3 Conversión análoga digital: El conversor análogo digital tiene una resolución de 8 bits y usa el principio de aproximaciones sucesivas<sup>80</sup>. En primer lugar se configuran los niveles de tensión para el conversor, lo cual se realiza colocando los pines  $V_{REFH}$  y  $V_{REFL}$  a los potenciales deseados. Para el uso de todo el rango dinámico  $V_{REFH}$  es conectado a  $V_{DD}$  y  $V_{REFL}$  es conectado a  $V_{SS}$ .

Cuenta con tres registros: registro de estado y control (ADSCR), registro de datos (ADR) y registro del reloj (ADCLK). El primero permite la selección del canal, el modo de conversión y el estado de la conversión; el registro de datos es quien recibe los datos convertidos y el registro de reloj para configurar el reloj de entrada.

Los pines configurados para la conversión fueron PTB0 y PTB1, en donde PTB0 convertirá la señal correspondiente al valor de tensión y PTB1 al valor de corriente. Las conversiones y la escritura de datos son realizadas teniendo en cuenta el tiempo de establecimiento de las señales antes mencionado<sup>81</sup>.

Rangos de medición: Debido a que el instrumento fue dividido en tres rangos para poder utilizar de la mejor manera posible el detector **RMS** y demás dispositivos, fue necesario establecer una lógica acorde a dichos rangos. Cada rango implica una ganancia diferente y por ende unos cálculos con constantes diferentes. Para ello se hizo uso de los pines PTB2, PTB3 y PTB4, los cuales

---

<sup>80</sup> M68HC11 M68HC11RM/AD, <http://www.mcu.motps.com>

<sup>81</sup> Para mayor información de los módulos del dispositivo se puede consultar la hoja de datos del mismo así como en: MAYNE Jordy, Guía Didáctica del 68HC08.

corresponden a cada ganancia del instrumento. Cuando uno de ellos es colocado en alto, el programa se ubica en las operaciones respectivas.

2.2.7.4 Manejo de la Pantalla LCD: Para la visualización de la medida de conductividad fue utilizada una pantalla LCD de 20x2 caracteres. Esta es manejada por los pines PTC5, PTC6, PTC7, PTD0, PTD1, PTD2 y PTD3. Los cuales corresponden a las líneas de habilitación, lectura, escritura y datos. Para la selección de los mensajes y la medida de conductividad se hizo uso de bancos de caracteres.

**2.2.8 Pantalla LCD Alfanumérica.** Para la visualización del resultado de la medida de conductividad eléctrica de la solución salina se utilizo una pantalla **LCD** Alfanumérica genérica de 2 filas por 20 columnas, la cual sigue una distribución de pines estándar como se muestra en la siguiente tabla 10.

**Tabla 10.** Descripción de los pines de la pantalla LCD.

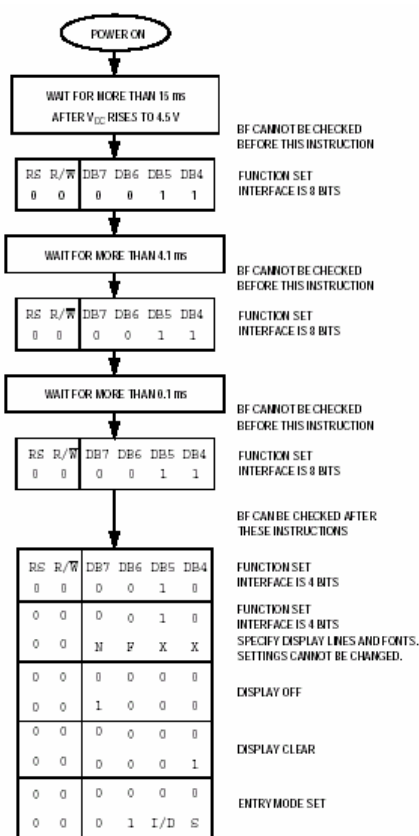
<b>Símbolo</b>	<b>Pin Nº</b>	<b>Función</b>
D0-D7	1-8	Señales eléctricas que componen un bus de datos.
E	9	Bit de entrada que habilita las operaciones de escritura y lectura mientras este activado
R/W	10	Bit de entrada que selecciona la operación de leer ó escribir dato. 0 – Escribir dato. 1 – Leer dato.
Rs	11	Bit de entrada que selecciona el registro: 0 - Registro de Instrucción (W), Bandera Ocupada; Contador de dirección (R) 1 - Registro de datos (R/W)”
Vo	12	Señal eléctrica que determina el contraste de la pantalla.
Vcc	13	Conectar a 5 V.

Vss	14	Conectar a 0 V.
K	15-16	LEDS ( <b>backlight</b> )

Fuente: Autores del proyecto.

Cuando se cuenta con una pantalla **LCD** genérica, en la mayoría de casos, el fabricante proporciona los algoritmos necesarios para crear una rutina de inicialización de la pantalla, dando así una gran ayuda para el manejo de la misma, el algoritmo de inicialización se muestra en el diagrama de flujo en la figura 27. Además, solo se hizo uso de cuatro bits (D4-D7) del bus de datos para visualizar los resultados de la medida de conductividad eléctrica en la pantalla **LCD**.

**Figura 29.** Diagrama de flujo de inicialización de la pantalla LCD



Fuente: Motorola Semiconductor Application Note AN1745

**2.2.9 Sección de Alimentación.** La alimentación de los amplificadores de instrumentación, los amplificadores operacionales de las secciones del seguidor, de filtrado y amplificación de será de 2,7 V dual, la del microcontrolador de 3 V, la de la pantalla de 5 V y la de los detectores **RMS** de 3,3 V dual. Estas tensiones fueron seleccionadas para conseguir un menor consumo de potencia, logrando que la batería del instrumento tenga larga duración y por lo tanto más comodidad y economía para el usuario.

En la tabla 11 se muestran las necesidades de corriente de cada dispositivo.

**Tabla 11.** Consumo de corriente de cada dispositivo

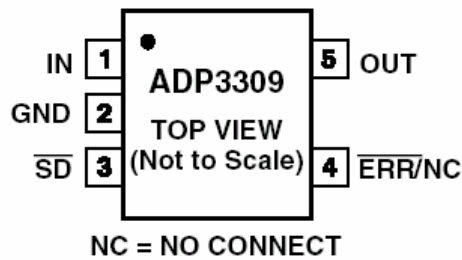
Dispositivos	cantidad	Alimentación	Consumo de corriente	Corriente total
AD8609	12	$\pm 2,7$ V	60 $\mu$ A	720 $\mu$ A
AD620	2	$\pm 2,7$ V	1,3 mA	2,6 mA
AD623	1	$\pm 2,7$ V	550 $\mu$ A	550 $\mu$ A
AD737	2	$\pm 3,3$ V	210 $\mu$ A	420 $\mu$ A
ADG813	2	3 V	1 $\mu$ A	1 $\mu$ A
MC64HC	1	3 V	4,5 mA	4,5 mA
Pantalla	1	5 V	1,3 mA	1,3 mA
Conmutador	1	$\pm 2,7$ V	0,03 mA	0,03 mA

Fuente: Autores del proyecto.

Para obtener los niveles de tensión de 2,7 V y 3 V se hace uso de los reguladores AD3309ART-2.7-REEL y el AD3309ART-3-REEL. Estos dispositivos pueden manejar en su entrada tensiones de 2,8 V a 12 V, dando como salida la tensión requerida con un porcentaje de error de  $\pm 1,2\%$  a temperatura ambiente, con una señal de entrada desde  $V_{out}+0,3$  V hasta 12 V y suministrando una corriente desde 0,1 mA hasta 100 mA.

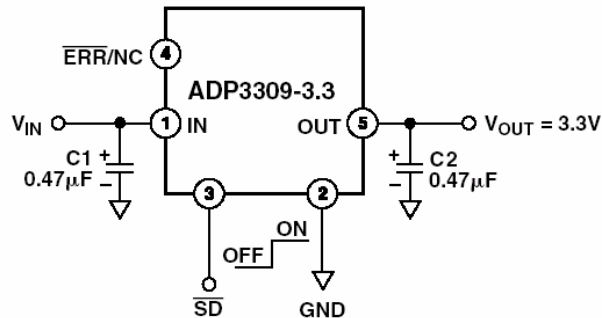
Cuenta con una regulación de línea de 0,02 mV/V<sup>82</sup>, y una regulación de carga de 0,06 mV/mA<sup>83</sup>.

**Figura 30.** Diagrama de pines del ADP 3309.



Fuente: hoja de datos del dispositivo

**Figura 31.** Diagrama del circuito típico de aplicación.



*Figure 1. Typical Application Circuit*

Fuente: hoja de datos del dispositivo

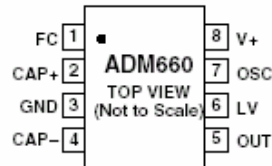
Para obtener la alimentación dual de los amplificadores operacionales y los amplificadores de instrumentación, necesaria debido a que la señal a aplicar debe ser únicamente alterna, se hace uso del convertidor de voltaje ADM660.

<sup>82</sup> La regulación de línea es la relación entre la variación de tensión en la salida y la variación de de la tensión de entrada.

<sup>83</sup> La regulación de carga es la relación entre la variación de la tensión de salida y la variación de la corriente de carga.

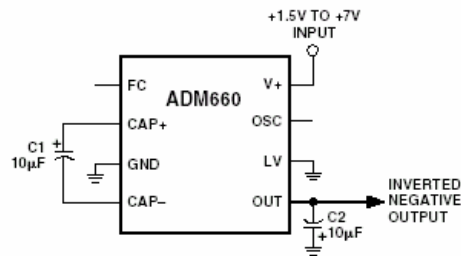
Este dispositivo permite señales de entrada entre 1,5 V y 7 V, entregando en su salida una señal igual en magnitud a la entrada y de polaridad opuesta. El diagrama de pines del dispositivo y el circuito básico de operación se muestran en la figura 32 y figura 33.

**Figura 32.** Diagrama de pines ADM660.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo.

**Figura 33.** Configuración básica para el inversor de voltaje ADM660.

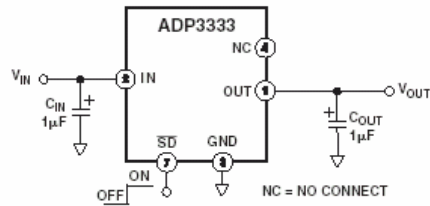


Fuente: Hoja de datos del dispositivo.

Este dispositivo permite suministrar hasta 100 mA, con una eficiencia mínima del 99% de la tensión de entrada. Además presenta un consumo de corriente de 1 mA sin carga.

Adicionalmente, para el suministro de 3,3 V para los detectores **RMS**, se utiliza el ADP3333ARM-3.3RL7, el cual opera de 2,6 V a 12 V y suministra una corriente de 300 mA máximo con una caída de 140 mV, posee una estabilidad del 0,8%, una regulación de línea de 0,04 mV/V y una regulación de carga de 0,04 mV/mA. En la figura 34 se presenta el circuito de aplicación.

**Figura 34.** Diagrama del circuito típico de aplicación.



Fuente: Hoja de datos del dispositivo.

### 2.3 CELDA DE MEDICIÓN

La celda de medición implementada para el dispositivo es una celda de conductancia diseñada de acuerdo al método de Van der Pauw, tipo Mr Moron<sup>84</sup>.

Dicha celda fue seleccionada dado que no necesita calibración, no requiere de un proceso de construcción tan preciso como el de una celda de Jones<sup>85</sup>, ha demostrado ser la mejor celda calculable diseñada hasta el momento<sup>86</sup> y puede ser empleada tanto en procedimientos de medida cotidianos como en determinación absoluta de conductividad eléctrica, es decir, como estándar primario<sup>87</sup>.

**2.3.1 Características físicas de diseño.** La celda implementada ha sido construida teniendo en cuenta las recomendaciones presentadas por Mr. Moron en su artículo<sup>88</sup>, por ello se incrementó la altura y se fabricó con *Poliacetal*. Este material es más resistente que el *Polimetacrilan*, presenta baja

---

<sup>84</sup> MORON, Op. cit.

<sup>85</sup> La celda Jones depende de tres variables geométricas por ello el proceso de fabricación debe ser más cuidadoso.

<sup>86</sup> MORON, Op. cit.

<sup>87</sup> MORON, RUCKI and SZCZEPANIK, Op. cit.

<sup>88</sup> MORON, Op. cit., p.1269.

conductividad térmica y es de fácil maquinado. En la tabla 13 se muestran algunas características de este material<sup>89</sup>.

**Tabla 13.** Características generales de la celda de medición de poliacetal.

<b>Características eléctricas</b>	
Resistencia al arco	200-220 s
Constante dieléctrica	3,3-4.7
Rigidez dieléctrica	13,8-20 kV/mm
Factor de disipación	50-110x10 <sup>-4</sup>
<b>Propiedades mecánicas</b>	
Elongación	8-23%
Rigidez	2,8-3,7 GPa
Solidez	54-78 MPa
<b>Propiedades físicas</b>	
Densidad	1,41-1,42 g/cm <sup>3</sup>
<b>Propiedades térmicas</b>	
Máxima temperatura de servicio continuo	80-105°C
Mínima temperatura de servicio continuo	-40°C
Conductividad térmica	0,31-0,37 W/m <sup>*</sup> K
<b>Estabilidad dimensional</b>	
Coeficiente de expansión térmica lineal	10-15x10 <sup>-5</sup> /°C
Absorción de agua (24 horas)	0,15-0,5%
Encogimiento	1,8-2,5%

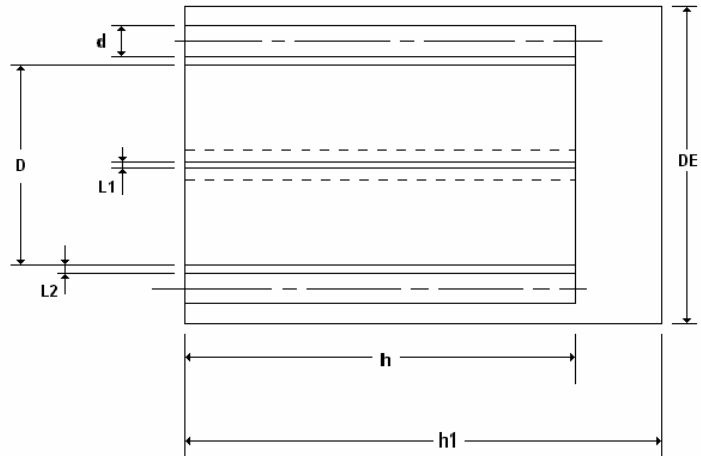
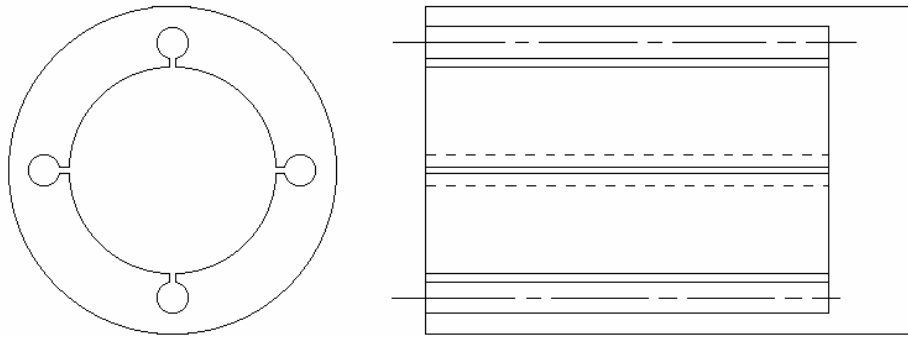
Fuente: Autores del proyecto.

<sup>89</sup> Las características presentadas en la tabla fueron tomadas de la compañía Omnexus, dedicada al mercado de los plásticos y elastómeros, además de información suministrada por Carboplast S.A. compañía colombiana que provee dicho material.

Además de las características mostradas, el *Poliacetal* puede soportar soluciones con pH de 4 a 9.

El proceso de fabricación consiste del maquinado de una barra cilíndrica de *Poliacetal* el cual se realiza en torno y fresadora. En primer lugar se pulen las caras del cilindro para ajustar la altura exterior y además garantizar que sean paralelas. Posteriormente se procede a realizar las perforaciones para los 4 electrodos, las cuales son de 1 cm de espesor, que van espaciados 90° entre sí. Luego se recorta la sección correspondiente a la tapa la cual tiene las mismas perforaciones con el objetivo de fijar los 4 electrodos allí. A continuación se le realiza la perforación central en la sección de la celda, y por último se hacen las ranuras que unen la perforación central con las de los cuatro electrodos. En la figura 35 se muestran los planos de la celda.

**Figura 35.** Vistas superior y lateral de la celda de medida.

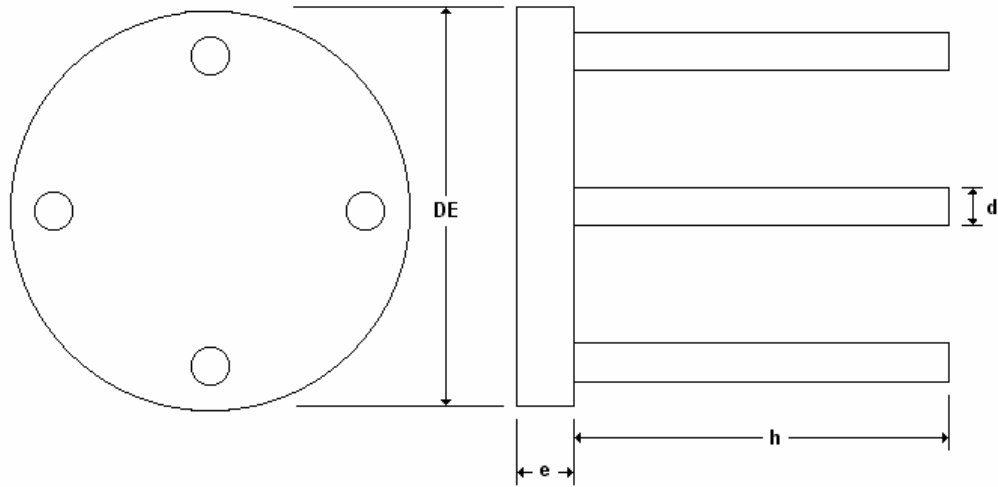


$h = 60 \text{ mm}$ ,  $h1 =$  ,  $L1 = L2 = 2 \text{ mm}$ ,  $D = 50 \text{ mm}$ ,  $d = 10 \text{ mm}$ ,  $DE = 101 \text{ mm}$ .

Fuente: Autores del proyecto.

La tapa consiste de un disco del mismo material de la celda con igual diámetro exterior DE. En las perforaciones realizadas se insertan los 4 electrodos de acero inoxidable, como se observa en la figura 36.

**Figura 36.** Vista superior y lateral de la tapa de la celda de medida.



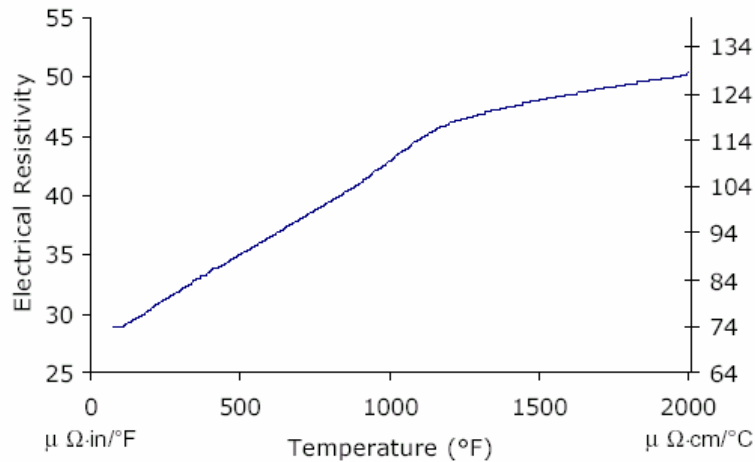
Fuente: Autores del proyecto.

Cada electrodo tiene el tamaño de la perforación de la celda, una altura  $h$  y un diámetro  $d$ . En la parte superior de los electrodos se realizó un roscado para colocar tornillos que permiten la sujeción de los cables que van hacia el conductivímetro.

**2.3.2 Características eléctricas de la celda.** Los parámetros tenidos en cuenta y que caracterizan la celda son: la resistencia de los electrodos y la resistencia de las ranuras.

2.3.2.1 Resistencia de los electrodos: La resistencia de los electrodos fue calculada teóricamente ya que los instrumentos disponibles en el laboratorio no permiten medir una resistencia del orden de los micro Ohm. Para ello se hizo uso de la geometría del electrodo y de la conductividad del acero inoxidable. En la gráfica de la figura 37 se muestra la resistividad del acero inoxidable, fabricado por la compañía **Allegheny Ludlum Corporation**, en función de la temperatura.

**Figura 37.** Resistividad del acero inoxidable en función de la temperatura.



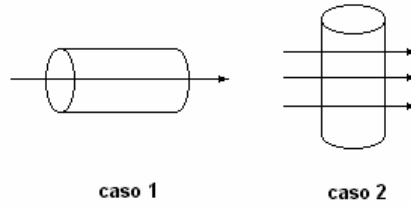
Fuente: Allegheny Ludlum Corporation.

La expresión de dicha resistividad en el rango de 20°C a 540°C es  $\rho=0.069T+70.9$ <sup>90</sup> donde T es la temperatura en grados Celsius y  $\rho$  es la resistividad en  $\mu\Omega\cdot\text{cm}$ . De modo tal que a una temperatura de 25°C se tiene una resistividad de 73,625  $\mu\Omega\cdot\text{cm}$ .

En la celda implementada, la corriente entra por la parte superior del electrodo y sale por la ranura que va a lo largo de la altura de la celda, lo que hace difícil determinar de manera exacta el factor geométrico por el que se debe multiplicar la resistividad para hallar su resistencia. De modo que se optó por tomar dos casos extremos. En el primero, se asume que la corriente circula a lo largo del eje del electrodo, y en el segundo, que la corriente circula de manera perpendicular al eje del electrodo. En la figura 38 se ilustran los dos casos.

<sup>90</sup> Technical Data Bluesheet, Allegheny Ludlum Corporation, Pittsburgh, Stainless Steel AL453

**Figura 38.** Posibles direcciones de la corriente a través de los electrodos.



Fuente: Autores del proyecto.

Cálculo de la resistencia: En el primero de los casos, la resistencia es  $R = \rho L / A$ , en el que L es la longitud del electrodo (6 cm) y A el área del círculo ( $\pi \text{cm}^2$ ), de modo que  $R = 559 \mu\Omega$ .

Para el segundo caso  $R = \int_0^r \frac{\rho}{S(l)} dl$ , donde  $S(l)$  es la función que representa el área transversal a la corriente en función de la distancia que recorre. Para este caso  $S(l) = 2h\sqrt{r^2 - (r-l)^2}$ , donde r es el radio. Resolviendo la integral se tiene que  $R = \frac{\rho}{h} \left[ -\text{sen}^{-1} \left( \frac{-L+r}{r} \right) \right] \Big|_0^r$ , entonces  $R = 19.27 \mu\Omega$ . De modo que en el peor de los casos la resistencia de los electrodos es de  $559 \mu\Omega$ .

2.3.2.2 Resistencias de las ranuras: Las ranuras de la celda son el punto de contacto entre la solución y los electrodos, por ello de acuerdo al método de Van der Pauw, estas ranuras deben ser muy pequeñas, sin embargo, entre más pequeñas sean, mayor será su resistencia<sup>91</sup>.

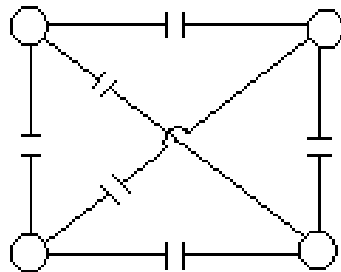
La resistencia medida es la suma de las resistencias de dos ranuras. Para ello se tomó la amplitud de la señal de tensión entre los electrodos por donde se

<sup>91</sup> MORON, Op. cit., p. 289.

aplica la corriente, y se obtuvo un valor de resistencia con dichos parámetros. Esta resistencia obtenida corresponde a la resistencia de la ranuras más la resistencia de la celda, de los electrodos y de los cables. El valor obtenido en una de las configuraciones, con una resistencia de solución de  $8 \Omega$  y una resistencia utilizada para medir corriente de  $6 \Omega$ , fue de  $204 \Omega$ , de modo que la resistencia de las dos ranuras es de  $190 \Omega$ .

**2.3.3 Capacitancias entre los cables de medida.** Dado que la celda cuenta con cuatro electrodos, se tendrán las 4 capacitancias entre los conductores de los electrodos vecinos y las dos capacitancias entre los conductores de los electrodos diametralmente opuestos, tal como se observa en la siguiente ilustración.

**Figura 39.** Capacitancias entre conductores paralelos.



Fuente: Autores del proyecto.

Dichas capacitancias no pudieron ser medidas en el laboratorio dado que son muy pequeñas y no son detectadas por el medidor de impedancia.

Teóricamente puede hacerse una estimación de dichas capacitancias. Basados en la teoría electromagnética, la capacitancia de dos líneas paralelas es

$$C = \frac{\pi\epsilon l}{\ln \left[ \frac{h}{R} + \sqrt{\frac{h^2}{R^2} - 1} \right]} \text{ }^{92}.$$

Si los conductores de 25 cm son conectados a una distancia de 1 cm, y con un radio de 1mm, la capacitancia será de 3,03 pF. Sin embargo los conductores estarán blindados lo cual reducirá este valor significativamente.

---

<sup>92</sup> HAYT hijo, William H. Teoría Electromagnética. 2 ed en español. México : McGraw Hill, 1997. p. 142-143, 169

### 3. DISEÑO DEL CIRCUITO IMPRESO DEL DISPOSITIVO.

El circuito del dispositivo va a ser montado sobre una placa de circuito impreso con el fin de brindarle robustez al conductivímetro desde un punto de vista mecánico y eléctrico.

La lámina de circuito impreso (**PCB**) que se implementó es de tipo doble cara, es decir, que posee pistas conductores en ambos lados de la lámina; esto para solucionar el problema de la imposibilidad de interconexión de varios componentes con muchos terminales sobre un mismo plano. Además este tipo de **PCB** cuenta con las siguientes características:

- Permite colocar planos de tierra en ambas caras disminuyendo la impedancia del camino de retorno de corriente, lo que produce una reducción de ruido debido a la variación de la corriente de la fuente, además de servir como blindaje para los caminos de señal.
- Mayor grado de integración del sistema en relación a un PCB de una sola capa.

Uno de los aspectos importantes con el avance de la tecnología ha sido la reducción en el tamaño de los dispositivos electrónicos; esto para brindar mayor comodidad y movilidad a los usuarios. La tecnología **Surface Mount Technology (SMT)** ha hecho un aporte trascendental en ese sentido brindando la posibilidad de integrar muchos componentes en poco espacio de un circuito impreso. Sin embargo, en casos como el nuestro la utilización de esta tecnología se ve limitada por factores comerciales y económicos, lo que llevó a la implementación del dispositivo, combinando dicha técnica con la tecnología **Through Hole Technology (THT)**.

Para realizar un adecuado diseño del circuito impreso (**PCB**) se hace necesario tener en cuenta aspectos básicos y de compatibilidad

electromagnética **EMC**; este último no es un factor crítico en el diseño a realizar ya que la frecuencia de operación del dispositivo no alcanza a estar incluido en el rango denominado alta frecuencia<sup>93</sup>.

A continuación se presenta las recomendaciones tenidas en cuentas para el diseño del **PCB** del conductivímetro.

### **3.1 FRAGMENTACIÓN DE LAS SECCIONES ANALÓGICAS Y DIGITALES.**

Un circuito digital esta basado en la conmutación de tensiones de acuerdo a una lógica establecida para que realice alguna operación. Dicha conmutación en la mayoría de los casos es realizada a altas velocidades para lograr disminuir el tiempo de procesamiento y así desarrollar aplicaciones en tiempo real. Estas variaciones de niveles de tensión a alta velocidad produce pequeñas señales de alta frecuencia que provocan interferencia electromagnética afectando principalmente a sus circuitos analógicos adyacentes; este problema puede ser mitigado con el *apantallamiento* de los caminos por medio de planos de tierra, con el uso de vallas de metal en los circuitos integrados<sup>94</sup>, y blindaje en las señales de entrada analógicas.

Otro problema presente en los circuitos que mezclan señales analógicas y digitales es que las grandes variaciones en las corrientes de retorno, de las secciones digitales, producen interferencia en los circuitos analógicos. Esta interferencia es atenuada separando las dos secciones, combinándolas solo donde sea necesario para el intercambio entre las dos etapas y de ser posible en un solo punto, formando un puente donde se interconectan. Además de lo

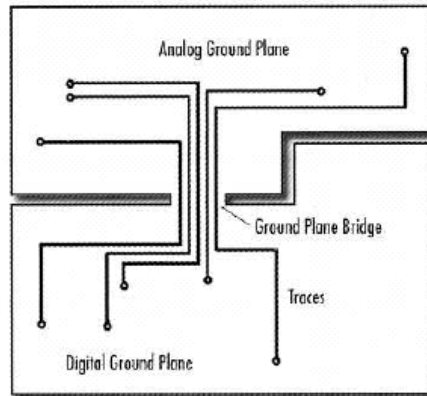
---

<sup>93</sup> EL rango de HF está comprendido de 3 MHz a 30 MHz, de allí en adelante se tiene mucha más alta frecuencia; el dispositivo manejará señales del orden de kHz, y la frecuencia de referencia e interna del circuito digital, están en los 4,9 MHz y 8 MHz.

<sup>94</sup> Cfr: Ed Nakauchi and Mike Oliver, Laird Technologies, EMI Shielding with Thermal Management, Evaluation Engineering, <http://www.evaluationengineering.com/archive/articles/0801deal.htm>

anterior, los planos de tierra analógico y digital deben ir unidos tal como se muestra en la figura 40<sup>95</sup>.

**Figura 40.** Interconexiones de las secciones analógicas y digitales.



Fuente: Partitioning and layout of a Mixer-signal PCB.

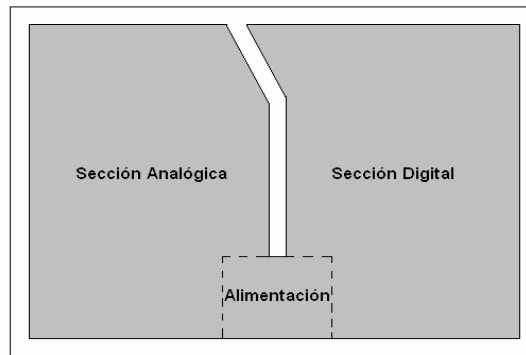
### 3.2 SECCIÓN DE ALIMENTACIÓN Y DESACOPLE.

**3.2.1 Ubicación la sección de alimentación.** El circuito de alimentación debe estar ubicado entre la parte analógica y digital de modo que las corrientes de retorno de cada una de las secciones regresen a la fuente sin tener la necesidad de cruzar por el plano de referencia del otro segmento<sup>96</sup> tal como se muestra en la figura 41.

<sup>95</sup> OTT Henry W, Partitioning and layout of a Mixer-signal PCB, Printed Circuit Design, Julio 2001, [www.pcdmag.com](http://www.pcdmag.com)

<sup>96</sup> "Analog Layout and Grounding Techniques", Lattice Semiconductor Corporation, septiembre 1999.

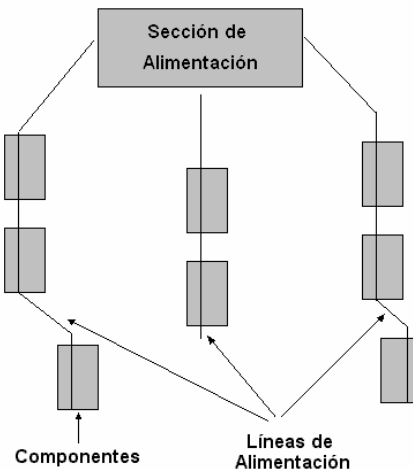
**Figura 41.** Ubicación de la fuente de alimentación en el PCB.



Fuente: Autores del proyecto.

**3.2.2 Disposición de las líneas de alimentación.** Las líneas de alimentación deben salir de forma radial desde la fuente hacia los componentes del circuito evitando lazos (ver figura 42) que pueden ser camino para corrientes de interferencia de dispositivos operando a alta frecuencia y que afectarían el funcionamiento del mismo. Además el retorno de las corrientes debe ir por caminos paralelos a las líneas de alimentación o mejor aún por planos de tierra<sup>97</sup>.

**Figura 42.** Alimentación de los componentes en forma de árbol.

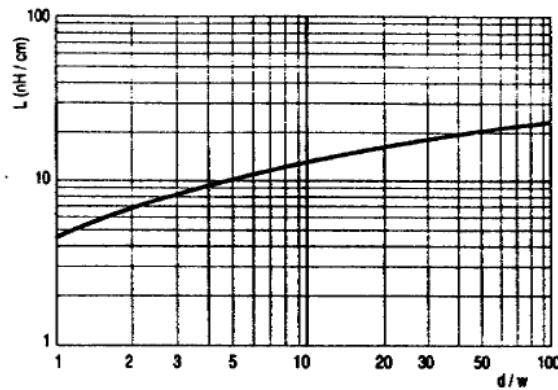


Fuente: Autores del proyecto

<sup>97</sup> Analog Layout and Grounding Techniques. Op. cit.

**3.2.3 Auto inductancia.** Dado que líneas de alimentación son recorridas por una corriente, ocurre un fenómeno de inducción en ellas, provocando alteraciones; sin embargo si las líneas de alimentación y su retorno se ubican muy cerca la una de la otra este fenómeno se ve reducido dado que el efecto de la corriente de retorno compensa el de la línea de alimentación<sup>98</sup>. El comportamiento de la auto inductancia en función de la separación entre las pistas y su espesor es mostrado en la figura 43.

**Figura 43.** Auto inductancia en función de las dimensiones de las pistas.



Fuente: TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS IMPRESOS. Curso 2001-2002

Por lo anterior es recomendable que las pistas de alimentación y de retorno (ya sea pista o plano) sean tan cortas y cercanas entre si como sea posible. La figura 44 muestra un ejemplo de pistas de potencia ubicadas de la manera adecuada.

<sup>98</sup> ALVAREZ SANTOS, Ramiro. Compatibilidad Electromagnética (Cem), En El Diseño De Las PCB y PCA, TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS IMPRESOS Curso 2001-2002. p. 9-10.

**Figura 44.** Ejemplo de pistas de alimentación para un circuito integrado.

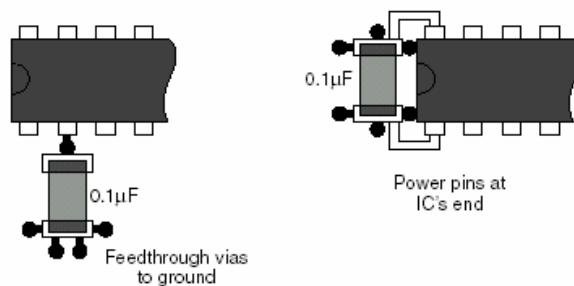


Fuente: TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS IMPRESOS. Curso 2001-2002

**3.2.4 Capacitancias de desacople.** Un circuito que posee variaciones en la carga requiere cambios en el valor de la corriente de la fuente de alimentación; esta variación produce tensiones de ruido en los conductores dado que su impedancia es diferente de cero, por ello:

- Se debe evitar que la variación de corriente cruce por alguno de los conductores directamente conectado a las entradas de señal de componentes activos<sup>99</sup>.
- Se requiere ubicar condensadores de desacople entre la alimentación y tierra lo más cercano posible al componente activo y a su carga<sup>100</sup>, tal como se aprecia en la figura 45.

**Figura 45.** Ubicación correcta de los capacitores de desacople.



Fuente: Analog Layout and Grounding Techniques.

<sup>99</sup> OTT, Henry. Ground a Path for Current Flow. S.I. : EMC Technology, Enero – Marzo 1983. p 46 -48.

<sup>100</sup> Ibid.

### 3.3 REGLAS GENERALES PARA LAS PISTAS DEL PCB.

**3.3.1 Ancho de las pistas.** El ancho de las pistas de un **PCB** está directamente relacionado con la corriente que será conducida a través de ellas. Además cada uno de los caminos tendrá una resistencia que producirá pérdidas por efecto **Joule**. Es por este motivo que en el diseño de un **PCB**, se busca disminuir la resistencia de los caminos y garantizar que el conductor soporte la corriente.

La resistencia de una pista de cobre está dada por  $R = \rho_{Cu} * L / e * d$ <sup>101</sup>, donde:

- R es la resistencia en  $\Omega$
- $\rho_{Cu}$  es la resistividad del cobre en  $\Omega\cdot m$
- L es la longitud de la pista en m
- e es el espesor del cobre en m
- d es el ancho de la pista en m

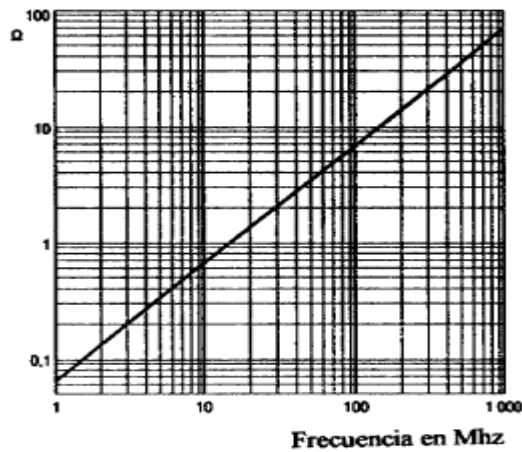
Para alta frecuencia el comportamiento de las pistas deja de ser simplemente resistivo y comienza a tener componentes inductivas. Teniendo así una impedancia  $Z = 0,06 * L * f$ ; donde L es la longitud de la pista y f la frecuencia. La figura 46 muestra el comportamiento de dicha impedancia en función de la frecuencia<sup>102</sup>.

---

<sup>101</sup> Cfr: FISHBANE, Op. cit., p. 791-796.

<sup>102</sup> ALVAREZ, Op. cit., p. 7-8.

**Figura 46.** Impedancia de una pista en función de la frecuencia.

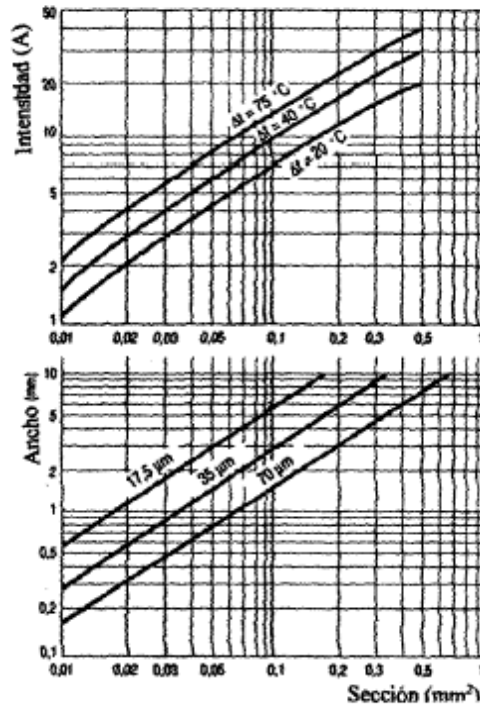


Fuente: TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS IMPRESOS. Curso 2001-2002.

De lo anterior se concluye que un mayor ancho de los caminos y una menor longitud son deseables. Siempre teniendo en cuenta no exceder el ancho por cuestiones de tamaño.

Las corrientes máximas permitidas para un conductor con un ancho y un espesor determinado se pueden observar en la figura 47. Estas son fundamentadas en las características eléctricas del cobre.

**Figura 47.** Intensidad de corriente máxima para un conductor.



Fuente: TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS IMPRESOS. Curso 2001-2002

**3.3.2 Conceptos generales para la disposición de las pistas.** Existen algunas normas generales a la hora de colocar las pistas, los cuales se enunciarán a continuación:

- Los ángulos de las pistas que necesariamente tengan que cambiar de dirección  $90^\circ$  grados, debe realizarse con ángulos de  $135^\circ$ , lo cual permite mantener una impedancia más uniforme en dicha segmento
- En situaciones donde se presente la necesidad de ángulos agudos lo mejor es dejar como mínimo ángulos de  $90^\circ$ .
- Se debe dejar 5 mm libres de pistas en todos los bordes del circuito impreso

- No colocar pistas entre los terminales de un componente activo.
- Colocar perforaciones en los extremos del circuito impreso para poder colocarlo en un chasis o base.
- Tener en cuenta los conceptos mencionados en el ítem 3.3.1.

En cuanto a la separación de las pistas dependerá de las tensiones que se presenten en ellas y a las condiciones de los conductores. En la tabla 14 se muestra la separación para varias condiciones<sup>103</sup>.

**Tabla 14.** Mínima distancia entre conductores, para diferentes niveles de tensión.

Maximum DC and AC Voltage Between Conductors (V)	Minimum Conductor Spacing (mm)
0 to 50	0,381
51 to 150	0,635
151 to 300	1,27
301 to 500	2,54
500 or more	Calculated at 0,00508 mm/V

Fuente: Matsuchita Electric Works

**3.3.3 Longitud de las pistas de señal.** Esto hace referencia a la longitud máxima que puede tener una pista conductora de señales para garantizar que sea transmitida. Este punto es de gran importancia cuando se tienen señales que conmutan a altas velocidades.

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. La siguiente expresión muestra el tiempo de propagación de las señales en una

<sup>103</sup> La tabla mostrada es suministrada por la compañía Matsuchita Electric Work, en PC Board Reference Data, <http://www.nais-e.com>

tira de cobre como en un circuito impreso,  $t_{pd} = 3,335 \sqrt{0,475 \epsilon_r + 0,67} \text{ ns / m}^{104}$ .

De lo anterior se tiene que para una señal con tiempos de levantamiento de 40 ns y sobre una lámina con baquelita como dieléctrico cuya permitividad es 3,6, la longitud máxima de una pista es de 77,75 cm.

La aplicación cuenta con tiempos de conmutación de alrededor de 40 ns y la longitud del circuito completo no supera los 18 cm, de modo que se garantizará la transmisión de todas las señales.

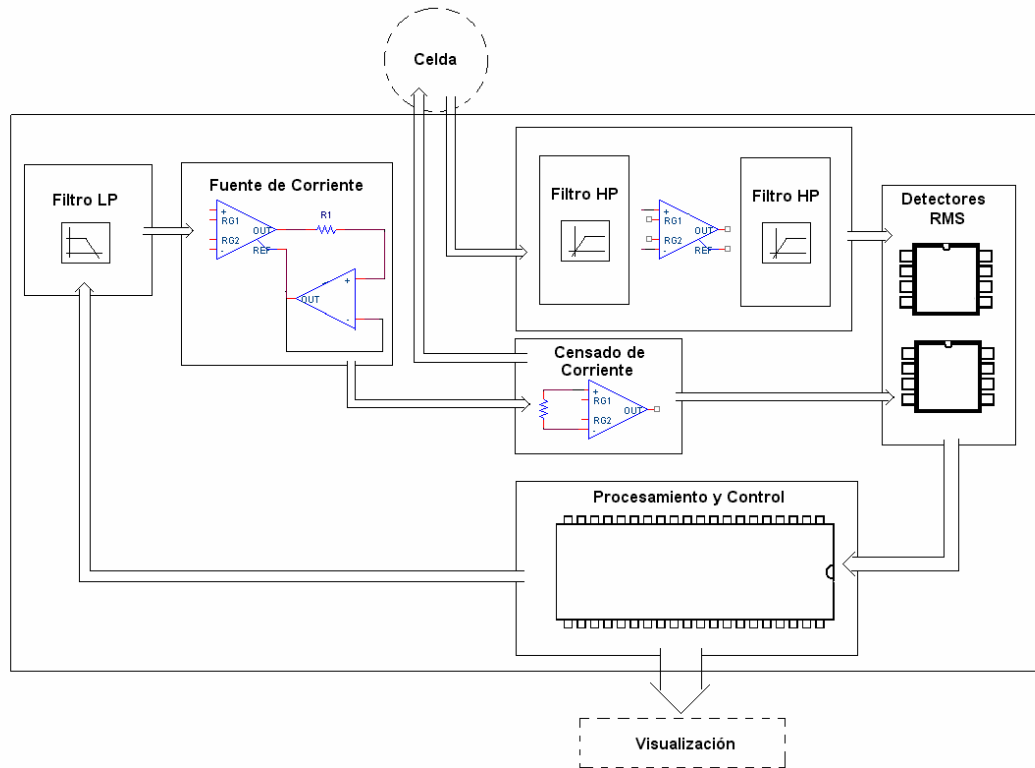
### **3.4 DESCRIPCIÓN DEL PCB DISEÑADO.**

**3.4.1 Diagrama de bloques del PCB diseñado.** El diagrama esquemático general presentado permite observar todas las etapas del dispositivo: generación de onda, fuente de corriente, censado y acondicionamiento de señal, censado de corriente, detección del valor eficaz y procesamiento y control de instrumento, se muestra en la figura 48 Dichas etapas fueron ubicadas en distintos puntos sobre el **PCB** y serán mostradas con más detalle más adelante.

---

<sup>104</sup> ARMSTRONG Keith, Design Techniques for EMC & Signal Integrity – Part 5 PCB Design and Layout, [www.cherryclough.com](http://www.cherryclough.com)

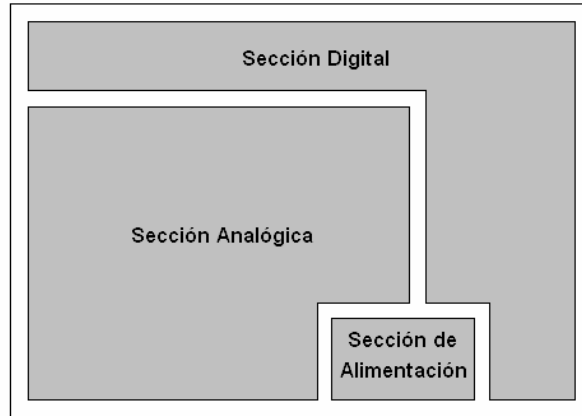
**Figura 48.** Diagrama esquemático general.



Fuente: Autores del proyecto

En la figura 49 se muestra como fueron ubicadas las secciones analógica, digital y alimentación; en ella se observa que cada sección quedo en una zona bien definida e independiente la una de la otra. Esto para cumplir con lo comentado en el ítem 3.1.

**Figura 49.** Fragmentación de las secciones analógica y digital y ubicación de la alimentación.



Fuente: Autores del Proyecto

De manera más detallada se tiene que la sección analógica está dividida, en la generación y el censado de señal.

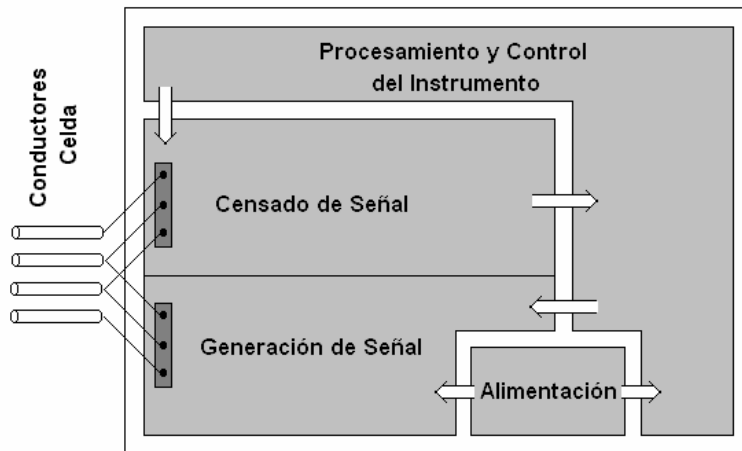
A la entrada de la etapa de generación se encuentra la señal del **PWM** que proviene de la sección digital. A su salida se encuentran los conductores de aplicación de señal de corriente hacia la celda de conductancia.

La etapa de censado tiene como entradas los conductores que toman la señal de tensión proveniente de la celda así como el censado de corriente; en el otro extremo se encuentran las señales de tensión y corriente continua equivalentes al valor **RMS** de las señales; éstas van dirigidas hacia la sección digital para ser procesadas.

Adicionalmente se encuentra una señal de potencia y otra de control, que van desde la sección digital hacia los elementos de *switcheo* ubicados cerca de los conductores que van dirigidos hacia la celda.

En la figura 50 se observa la distribución de estas etapas mencionadas y los sitios por los cuales se interconectan las secciones.

**Figura 50.** Distribución de las etapas en el PCB.



Fuente: Autores del Proyecto

**3.4.2 Capacitancias seleccionadas para el desacople de la fuente de alimentación.** Las *capacitancias* utilizadas fueron seleccionadas de acuerdo a las recomendaciones presentes en las hojas de datos de los dispositivos, además no se presentan requerimientos especiales debido a altas frecuencias de operación. En algunos casos dado la cercanía de ciertos componentes activos y la forma en que fueron ubicados en el **PCB** comparten el mismo par de *capacitores*. El valor de dichas *capacitancias* es de  $0,1 \mu\text{F}$ .

Además de lo anterior se hizo uso de condensadores de desacople para las señales a digitalizar, tal como se recomienda en la nota de aplicación AN2105 de *Motorola*<sup>105</sup>, cada condensador es de  $0,01 \mu\text{F}$ .

---

<sup>105</sup> Y.T. Ng Power-On, Clock Selection, and Noise Reduction Techniques for de Motorola MC68HC908GP32, Motorola Semiconductor Products Sector, Application Note AN2105.

**3.4.3 Diseño de las pistas.** La tabla 15 contiene toda la información acerca de los consumos de corriente de cada etapa del dispositivo y los anchos seleccionados para las pistas.

**Tabla 15.** Determinación del ancho de cada camino en función de corriente que circula por el mismo.

Etapa	Consumo de corriente	Ancho de las Pistas
		Señal / Alimentación
Conmutador	27 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Seguidor	50 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Filtro pasa-bajas	200 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Fuente de corriente	625 $\pm$ 200 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
<b>Switches</b>	4 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Censor de corriente	1.3 mA	0,3 mm / 0,4 mm
Filtro pasa-altas	100 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Detector RMS	160 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Inversor	50 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Guarda de señal y filtro pasa-altas	100 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Censor de tensión	1,3 mA	0,3 mm / 0,4 mm
Filtro pasa-altas	100 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Detector RMS	160 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Inversor	50 $\mu$ A	0,3 mm / 0,4 mm
Microcontrolador	8 mA	0,3 mm / 0,4 mm
Pantalla	2,1 mA	0,3 mm / 0,4 mm

Fuente: Autores del proyecto.

Como se puede observar se utilizó un ancho de camino de 0,3 mm para señal y de 0,4 mm para alimentación dichos caminos soportan 1 A y 1,5 A respectivamente; por ende cuentan con un suficiente ancho para no ser afectados por corrientes y evitando calentamiento que se ve reflejado en pérdidas de potencia por efecto **Joule**. Además este ancho de pistas cuenta con menor resistencia en relación a caminos más angostos que pudieron haber sido utilizados.

En el Anexo D se muestran las dos caras del circuito impreso implementado.

**3.4.4 Técnica para la implementación del circuito impreso.** Existen diversas técnicas para el diseño de circuitos impresos, desde técnicas profesionales usadas por compañías especializadas, hasta la fabricación con métodos manuales. Los primeros son los ideales e incluso necesarios cuando el diseño cuenta con más de dos caras, y resultan económicamente viables si el número de **PCB's** a construir es grande. Por su parte los métodos manuales son una buena alternativa cuando los requerimientos no son extremos y el número de placas es pequeño<sup>106</sup>

Los métodos manuales consisten en la protección del cobre necesario, y la eliminación del exceso con el uso de sustancias químicas. Para proteger las zonas correspondientes al diseño se puede dibujar sobre el cobre cada una de las pistas con un lápiz de tinta indeleble, aplicar técnicas de fotograbado o técnicas de transferencia de tinta.

El circuito impreso del dispositivo fue fabricado haciendo uso de la técnica de transferencia de tinta (**Toner-Transfer Method**). Esta consiste en la impresión del diseño sobre un papel en una impresora láser o fotocopia. Una vez el diseño se ha impreso en el papel se transfiere al cobre por medio de la

---

<sup>106</sup> FERNÁNDEZ DE DIOS, Jose Juan y CARIDE ULLOA, Javier. Técnicas De Montaje De Circuitos Impresos. S:l: s.n., 2006. p. 12.

aplicación de calor. Posteriormente el cobre sobrante se ataca con un químico para ser eliminado<sup>107</sup>.

Prácticamente cualquier papel puede ser usado, pero algunos de ellos presentan inconvenientes, unos por las imperfecciones que presentan al imprimirlos, otros porque pueden estirarse con el calentamiento o porque se adhieren fuertemente al cobre y al desprenderlos la tinta se cae. El papel utilizado es denominado **paper transfer**, el cual es usado para estampar diseños en la ropa<sup>108</sup>. Este no se estira con el calor y es relativamente fácil de desprender sin causar daños en el diseño.

El ataque puede llevarse a cabo con el uso de una solución ácida rápida, una disolución de ácido clorhídrico y agua oxigenada o una solución en agua de cloruro férrico.

El ataque utilizado fue la solución en agua de cloruro férrico. Esta tarda aproximadamente 30 minutos en desprender el cobre sobrante, y se recomienda usar en agua a una temperatura de 30°C<sup>109</sup>.

---

<sup>107</sup> *Easy Printed Circuit Board Fabrication Using Laser Printer Toner Transfer(C)*  
Copyright 2006, by Thomas P. Gootee, <http://www.fullnet.com/u/tomg/gooteepc.htm>

<sup>108</sup> *Papel Transfer HP (C6050A)- Especificaciones*  
<http://h10010.www1.hp.com/wwpc/es/es/sm/WF06c/A1-16383-16469-16469-16511-16517-86431.html>

<sup>109</sup> FERNÁNDEZ DE DIOS, Op. cit. p. 19-20.

## 4. RESULTADOS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

### 4.1 ASPECTOS A TENER EN CUENTA EN LA MEDICIÓN DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA DE UNA MUESTRA DE SOLUCIÓN SALINA:

Al tomar medidas de una muestra es importante conservarla adecuadamente buscando que las características no sean alteradas, en el proceso de medida, causados por factores externos (químicos, físicos o biológicos), de modo que los datos obtenidos correspondan a las condiciones que se quieren evaluar de la muestra. Sin embargo, no existe ningún método con el cual pueda conservarse una muestra íntegra. Por ello se han establecido normas que recomiendan realizar las pruebas en un lapso máximo de 12 horas a temperatura ambiente o por 24 horas si la muestra es enfriada y mantenida entre 0°C y 5°C<sup>110</sup>.

Las pruebas realizadas consistieron en la medida de conductividad de soluciones con el dispositivo diseñado UISE3T, las cuales debían ser comparadas con el conductivímetro HI8033 de Laboratorio de Análisis Industriales de la Escuela de Química de la Universidad Industrial de Santander. Para ello se realizó la toma de medidas de la solución con los dos instrumentos dentro de un lapso de 4 horas teniendo en cuenta lo señalado en el párrafo anterior.

Un punto determinante en la toma de medida de conductividad eléctrica es la temperatura, ya que  $\sigma = \sigma(T)$ . Por ello se tomó la medida de la temperatura a la que se realizaron las pruebas para aplicar el factor de corrección y poder comparar la conductividad con valores corregidos a 25°C.

---

<sup>110</sup> RONCO Alicia, DÍAZ BAEZ Maria Consuelo, PICA GRANADOS Yolanda, Capítulo 2. Monitoreo Ambiental, [http://www.idrc.ca/en/ev-84461-201-1-DO\\_TOPIC.html](http://www.idrc.ca/en/ev-84461-201-1-DO_TOPIC.html)

## 4.2 RESULTADOS DE LA MEDIDA DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA.

A continuación se presentan los resultados de las mediciones de conductividad eléctrica de soluciones salinas, haciendo uso de un dispositivo preliminar para poder observar los resultados de las dos configuraciones del método de Van der Pauw utilizadas, así como la aplicabilidad de una de las aproximaciones del método y verificar el funcionamiento de la celda de acuerdo a los estudios realizados por Mr Moron. Los resultados finales fueron tomados con el conductímetro UISE3T, para hallar su precisión.

**4.2.1 Resultados Preliminares.** Los datos mostrados a continuación fueron tomados con el dispositivo preliminar, el cual consistió de las etapas imprescindibles para la aplicación de corriente y censado de tensión, sin hacer uso del procesamiento y visualización de los datos. Esto fue hecho con el objetivo de verificar el adecuado funcionamiento de las topologías de aplicación de corriente y censado de tensión, además comprobar el desarrollo apropiado del experimento llevado a cabo.

Para obtener tales resultados es necesario tomar la medida de tensión y corriente para dos configuraciones. La tabla 16 contiene los datos obtenidos.

**Tabla16.** Datos de corriente y tensión para dos configuraciones.

Concentración de la Solución de NaCl (mg/L)	Configuración 1		Configuración 2		Conductividad eléctrica aproximada, obtenida con el dispositivo UISE3T ( $\mu\text{S}/\text{cm}$ )
	V (mV)	I ( $\mu\text{A}$ )	V (mV)	I ( $\mu\text{A}$ )	
229,18	14,8285	192,99	15,0425	192,99	475,1679
687,55	5,0615	192,99	5,1615	192,99	1402,1491
1375,10	2,445	192,99	2,5145	192,99	2902,5543
2139,04	1,592	192,99	1,627	192,99	4457,8247

Fuente: Autores del proyecto.

**Tabla 17.** Conductividad eléctrica obtenida con el conductímetro HI8033 y datos aproximados de tablas suministradas por fabricantes.

Concentración de la solución de NaCl (mg/L)	Conductividad eléctrica medida con el HI8033 ( $\mu\text{S/cm}$ ) ( $\pm 1\%$ )	Conductividad eléctrica aproximada haciendo uso de tablas de referencia ( $\mu\text{S/cm}$ ) <sup>111</sup>
229,18	473	472,88
687,55	1374	1383,85
1375,10	2720	2695,19
2139,04	4310	4114,37

Fuente: Autores del proyecto.

Los datos de conductividad eléctrica aproximados mostrados en la tabla 17 fueron hallados mediante regresión lineal de los dos puntos que contienen el valor de concentración utilizado ya que los valores en tablas no coincidían con las concentraciones de NaCl trabajadas para la toma de datos preliminares y las gráficas pueden ser utilizadas como punto de partida pero presentan mayor error ya que dependen de la resolución de la figura<sup>112</sup>.

**4.2.2 Resultados finales.** En la tabla 18 se muestran valores de conductividad eléctrica en función de la concentración suministrados por OAKTON Tech Tips<sup>113</sup>, utilizados como punto de referencia para la toma de datos.

<sup>111</sup> Practical Considerations for Conductivity and Total Dissolved Solids Measurement, OAKTON Tech Tips, Tech Tip #8, 1997 p.5

<sup>112</sup> En el Anexo E se muestran las tablas y gráficas utilizadas.

<sup>113</sup> Ibíd.

**Tabla 18.** Medida de conductividad eléctrica en función de la concentración de NaCl

Concentración de la solución de NaCl mg/L	Conductividad eléctrica ( $\mu\text{S/cm}$ )
50	105
100	210
300	617
500	1020
1000	1990
1500	2930
2000	3860
3000	5690

Fuente: Autores del proyecto.

**Tabla 19.** Medidas de tensión y corriente a la salida de los detectores RMS del dispositivo UISE3T.

Concentración de NaCl (mg/L)	Configuración	Voltaje eficaz en el detector RMS (mV)	Corriente eficaz en el detector RMS (mV)
50	1	277	158
		278	158
		279	158
	2	284	158
		284	159
		285	159
100	1	140	158
		140	159
		141	159
	2	149	158
		149	158
		149	159
300	1	216	159
		216	159
		216	159
	2	223	159
		223	159
		223	159
500	1	130	159
		130	159
		130	159
	2	129	158
		129	158
		129	159
1000	1	246	159
		246	159
		246	159
	2	249	158
		249	158
		249	159
1500	1	158	158
		158	159
		158	159
	2	160	158
		164	158
		169	159
2000	1	123	158
		124	158
		123	159
	2	124	158
		126	159
		124	159
3000	1	83	159
		85	159
		86	159
	2	85	159
		87	159
		85	159

Fuente: Autores del proyecto.

**Tabla 20.** Conductividad eléctrica medida con el HI8033 y calculada con los datos de la tabla 19 para el dispositivo UISE3T.

Concentración de NaCl mg/L (aproximada)	Conductividad medida con el HI8033 ( $\mu\text{S}/\text{cm}$ ), con incertidumbre de $\pm 1\%$	Conductividad medida con el dispositivo UISE3T ( $\mu\text{S}/\text{cm}$ )
50	113	116,27
		115,89
		115,89
100	219	225,12
		225,12
		225,12
300	585	599,83
		599,83
		599,83
500	1110	1019,7
		1019,7
		1019,7
1000	1830	1848,8
		1848,8
		1848,8
1500	2840	2864,0
		2831,2
		2783,5
2000	3850	3697,5
		3670,1
		3697,5
3000	5650	5444,7
		5327,6
		5327,6

Fuente: Autores del proyecto.

**Tabla 21.** Conductividad eléctrica medida con los conductímetros HI8033 y UISE3T

Concentración de NaCl mg/L (aproximada)	Conductividad medida con el HI8033 ( $\mu\text{S/cm}$ ), con incertidumbre de $\pm 1\%$	Conductividad medida con el dispositivo UISE3T ( $\mu\text{S/cm}$ )	Desviación estándar ( $\mu\text{S/cm}$ )	Relación porcentual entre la desviación estándar y el valor medio de la conductividad de las muestras (%)
50	110	111,27	1,5334	1,3555
		112,56		
		114,78		
		113,87		
100	206	221,28	2,8448	1,2863
		220,02		
		218,32		
		225,02		
300	605	616,25	9,010	1,4514
		610,56		
		630,14		
		626,35		
500	1040	991,82	13,1245	1,3166
		1012,1		
		981,54		
		1001,8		
1000	1920	1926,3	26,8646	1,3850
		1969,7		
		1909,6		
		1953,1		
1500	2890	2949,9	37,9270	1,3060
		2858,2		
		2896,6		
		2911,5		
2000	3890	4124,7	66,7621	1,6440
		3996,4		
		4010,2		
		4111,6		
3000	5640	5425,5	74,2132	1,3891
		5258,8		
		5306,4		
		5378,9		

Fuente: Autores del proyecto.

### 4.3 ANÁLISIS DE RESULTADOS.

**4.3.1 Análisis de los resultados preliminares.** Se tomaron mediciones de cuatro soluciones con distintos niveles de concentración, realizando el registro de las señales de la corriente que circula, así como la caída tensión de la resistencia de la solución. Se pudo observar que la amplitud de la corriente permaneció constante, y los valores de tensión disminuyeron en función de la concentración de la solución, lo cual es acertado dado que a mayor concentración la resistencia de la solución es menor. Entre las dos configuraciones se observa similitud en los niveles de voltaje.

Los valores mas exactos de conductividad, mostrados en la tabla 23, fueron obtenidos por medio de la evaluación del teorema de Van der Pauw, para lo cual se empleó el programa que aparece en el anexo 3 de la tesis de pre-grado en física de David Miranda<sup>114</sup>, para compararlos con los resultados de la aproximación del método<sup>115</sup>. Para esta aproximación, el valor de  $f$  fue obtenido mediante el método de bisección de *Bolzano*, con una tolerancia de 0,0001, para cada relación de resistencias  $R_{>}/R_{<}$ , usando la ecuación

$$\cosh\left\{\frac{R_{>}/R_{<} - 1}{f} \ln 2\right\} = \frac{1}{2} e^{\frac{\ln 2}{f}} \quad ^{116}, \text{ estos valores se observan en la tabla 22}$$

**Tabla 22.** Valores del factor “f” para cada concentración de NaCl.

Concentración de NaCl	$f$	Error
229,18 mg/L	0,9999	9,76563e-005
687,55 mg/L	0,9902	
1375,10 mg/L	0,9859	
2139,04 mg/L	0,9891	

Fuente: Autores del proyecto.

<sup>114</sup> MIRANDA MERCADO, David A., Op. cit., Anexo 3

<sup>115</sup> L.J. Van der Pauw. Op. cit., p. 223.

<sup>116</sup> *Ibíd.*

Se puede observar que la constante es muy cercana a 1, lo cual se debe a la cercanía en el valor de las resistencias en las dos configuraciones

A partir de los datos anteriores se calcula la conductividad eléctrica con la

expresión  $\sigma = \frac{\ln 2}{\pi h R_m}$ ; donde  $R_m = f(R_> + R_<)/2$

**Tabla 23.** Valores de la medida de conductividad eléctrica con el uso del teorema y el uso de la aproximación del método de Van der Pauw.

Concentración de NaCl	Conductividad exacta (μS/cm)	Conductividad aproximada (μS/cm)
229,18mg/L	475,1679	475,1679
687,55mg/L	1388,4338	1402,1491
1375,10mg/L	2862,0737	2902,5543
2139,04mg/L	4409,4656	4457,8247

Fuente: Autores del proyecto.

En la tabla 24 se muestran los porcentajes de error entre la conductividad de la aproximación con y sin el factor f, en relación al valor obtenido con el teorema.

**Tabla 24.** Error porcentual entre la conductividad obtenida con el uso y desuso de el factor “f”.

Concentración de NaCl (mg/L)	% error de σ, con el uso del factor f	% error de σ, sin el uso del factor f
229,18	5,6180e-009	0,001779
687,55	0,9878	0,003316
1375,10	1,4144	0,006806
2139,04	1,0967	0,004097

Fuente: Autores del proyecto.

Se observa en los 4 casos que el factor de corrección aumenta el error. Esto muestra que hay una alta simetría en la celda y la aplicabilidad de la aproximación en el cálculo de la conductividad. Por tal razón el factor de corrección puede ser despreciado.

En la tabla 25 se muestra la diferencia porcentual, definida como

$$100 \left| 1 - \frac{\sigma d}{\sigma a} \right|, \text{ donde } \sigma d \text{ es la conductividad medida por el dispositivo}$$

y  $\sigma a$  es la conductividad del HI8033 o de las tablas según sea el caso, entre los datos de la tabla 16 y la tabla 17.

**Tabla 25.** Diferencia porcentual entre los dispositivos de medida de conductividad eléctrica y los valores de referencia.

Concentración de NaCl (mg/L)	Diferencia porcentual entre las medidas de conductividad eléctrica del dispositivo UISE3T y el HI8033	Diferencia porcentual entre las medidas de conductividad eléctrica del dispositivo UISE3T y los valores de referencia
229,18	0,458	0,484
687,55	2,049	1,322
1375,10	6,712	7,698
2139,04	3,430	8,347

Fuente: Autores del proyecto

Nótese que existe un error máximo del 8,347% en relación a los datos mostrados en tablas y un 6,712% en relación al HI8033, lo cual indica que existe un alto grado de similitud entre las medidas. Los errores pueden ser debidos a que en las pruebas no se llevo a cabo una rigurosa toma de temperatura y no se efectuó corrección a 25°C, ya que el instrumento utilizado

indicaba dicha temperatura con una resolución de 1°C, además del error en los instrumentos de medida utilizados.

**4.3.2 Análisis de resultados finales.** En la tabla 18 (de datos suministrados) se muestran valores de referencia, sin embargo, no se puede realizar una comparación estricta dado que obtener el valor exacto de concentración requeriría elementos de alta precisión, con los cuales no se contó. Por lo tanto, el análisis de la certeza del instrumento de medida se evaluó con los resultados obtenidos con el conductivímetro HI8033, dado que la medida de conductividad se realiza a la misma solución, con determinada concentración de NaCl.

El análisis se basó en hallar, a partir de la incertidumbre, un rango de coincidencia entre la lectura de los dos instrumentos.

Para ello se tomó la incertidumbre de voltaje ( $\partial V$ ), de corriente ( $\partial I$ ) y altura ( $\partial h$ ) de la celda, los cuales se muestran en la tabla 26, y se utilizaron dichos valores en el cálculo de la incertidumbre de la conductividad ( $\partial \sigma$ ). Éste se realizó con la

ecuación aproximada de Van der Pauw  $\sigma = \frac{\ln 2}{\pi h R_m}$ , ya que es la implementada en el dispositivo. De manera que se tiene la siguiente expresión:

$$\partial \sigma = \frac{\sigma}{h} \left( \partial h + \frac{I_{c1} \partial V_{c1}}{V_{c1} I_{c2} + V_{c2} I_{c1}} + \frac{\partial I_{c1}}{I_{c1}} + \frac{V_{c2} \partial I_{c1}}{V_{c1} I_{c2} + V_{c2} I_{c1}} + \frac{I_{c1} \partial V_{c2}}{V_{c1} I_{c2} + V_{c2} I_{c1}} + \frac{\partial I_{c2}}{I_{c2}} + \frac{V_{c1} \partial I_{c2}}{V_{c1} I_{c2} + V_{c2} I_{c1}} \right)$$

donde  $V_{c1}$  e  $I_{c1}$  son el voltaje y la corriente medidos en una configuración y  $V_{c2}$  e  $I_{c2}$  el voltaje y la corriente medidos en la segunda configuración. La incertidumbre de la altura de la celda fue determinada al medirla con un calibrador pie de rey de 0,5 mm de precisión, por su parte la incertidumbre de la corriente y de la tensión fue determinada con base en el error de los detectores de valor eficaz, el nivel de ruido y el error de digitalización con el uso de las siguientes expresiones:

$$\partial V_c = \left(\frac{\Delta_d}{2}\right) * V_c + 0.005V_c \quad ; \quad \partial I_c = \left(\frac{\Delta_d}{2}\right) * I_c + 0.005I_c$$

Donde,  $0,005V_c$  y  $0.005I_c$  es la incertidumbre de la parte analógica (aproximadamente 0,5% del valor medido),  $\Delta_d$  es la incertidumbre de la parte digital de 0,005 V aproximadamente.

€

**Tabla 26.** Incertidumbre de altura, voltaje, corriente y conductividad eléctrica del dispositivo UISE3T.

Concentración de NaCl (mg/L)	Incertidumbre de voltaje (mV)		Incertidumbre de corriente (mA)		Incertidumbre de la altura de la celda (mm)	Incertidumbre de conductividad eléctrica ( $\mu\text{S/cm}$ )
	$V_{c1}$	$V_{c2}$	$I_{c1}$	$I_{c2}$		
50	0,4350	0,4439	0,001383	0,001383	0,5	1,809
100	0,2189	0,2334	0,001383	0,001383	0,5	3,502
300	0,0834	0,0862	0,001383	0,001383	0,5	9,341
500	0,0499	0,0499	0,001383	0,001383	0,5	15,88
1000	0,0273	0,0277	0,001383	0,001383	0,5	28,79
1500	0,0177	0,0189	0,001383	0,001383	0,5	44,60
2000	0,0140	0,0140	0,001383	0,001383	0,5	57,58
3000	0,0096	0,0096	0,001383	0,001383	0,5	84,79

Fuente: Autores del proyecto

Con los datos de la tabla anterior se realizó el cálculo de la incertidumbre porcentual de la medida de conductividad eléctrica, obteniendo que el mayor valor es de  $\pm 1,602\%$  y el valor promedio de  $\pm 1,563\%$ . Estos valores indican que la medida de conductividad eléctrica de la solución medida por el dispositivo se encuentra, en promedio, en un rango comprendido entre valor mostrado menos 1,563% y el mismo valor más 1,563%.

En la tabla 27 se muestra el rango de lecturas de los dos instrumentos para cada solución, y la intersección entre dichos rangos.

**Tabla 27.** Rango de error de los dispositivos de medida para las concentraciones de prueba.

Concentración de NaCl mg/L	Rango del dispositivo UISE3T ( $\mu\text{S/cm}$ )		Rango del Conductivímetro HI8033 ( $\mu\text{S/cm}$ )		Intersección de los rangos ( $\mu\text{S/cm}$ )
	Mínimo	Máximo	Mínimo	Máximo	
50	114,03	117,74	111,87	114,13	114,03-114,13
100	221,52	228,74	216,81	221,19	
300	590,22	609,44	579,15	590,85	590,22-590,85
500	1003,38	1036,05	1098,9	1121,1	
1000	1819,14	1878,37	1811,7	1848,3	1811,7-1848,3
1500	2738,92	2828,11	2811,6	2868,4	2811,6-2828,11
2000	3638,27	3756,74	3811,5	3888,5	
3000	5242,24	5412,94	5593,5	5706,5	

Fuente: Autores del proyecto

Se observa que para las soluciones de 50, 300, 1000 y 1500 hay intersección de los dos instrumentos, pero, en los demás casos no coinciden. Los dos últimos valores de conductividad presentan mayor espacio entre los intervalos, lo cual puede deberse a que la toma de conductividad de esas muestras fue realizada a menor temperatura, alrededor de  $1^{\circ}\text{C}$  menos, lo que provoca una disminución de varias decenas del valor de conductividad eléctrica en  $\mu\text{S/cm}$ , la corrección hallada estimada gráficamente<sup>117</sup> da una disminución aproximada al menos de  $80 \mu\text{S/cm}$ . Sin embargo, la coincidencia y cercanía de los intervalos indica que las medidas de los instrumentos están muy relacionadas, y que el

<sup>117</sup> En el Anexo D se muestra una tabla de corrección por temperatura, pero no cuenta con una buena resolución.

valor real se encuentra en los rangos coincidentes o muy cercanos a los rangos de los dos instrumentos cuando no coinciden.

Otro punto tenido en cuenta para evaluar el dispositivo fue la desviación estándar de la medición, obtenidos a partir de la expresión  $\sigma_s = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2}{n-1}}$

donde  $x_i$  es una muestra y  $\bar{x}$  es la media de las muestras. Las muestras tomadas para hallar este valor se aprecian en la tabla 20, y los resultados se muestran en la tabla 28.

**Tabla 28.** Desviación estándar de los resultados calculados de la tabla 20

Concentración de NaCl mg/L	Desviación estándar ( $\mu$ S/cm)	Relación porcentual entre la desviación estándar y el valor medio de la conductividad de las muestras (%)
50	0,1796	0,1548
100	0	0
300	0	0
500	0	0
1000	0	0
1500	33,0323	1,1688
2000	12,9113	0,3500
3000	55,1956	1,0285

Fuente: Autores del proyecto

De los datos anteriores se observa una relación porcentual máxima, de la desviación estándar sobre la media de la medición, de 1,1688%. Esto quiere decir que el 99% de las medidas dadas por el instrumento, en el peor de los casos medidos, se encuentran entre el valor de conductividad eléctrica

obtenido más o menos tres veces la desviación estándar, es decir entre el valor medio  $\pm 3,506\%$ . También establece que el 95% de las medidas se encuentran entre el valor medio, de la medición, más o menos dos desviaciones estándar, es decir el valor medio  $\pm 2.3376\%$ . Y que el 68% se encuentra entre el valor medio más o menos una desviación estándar, o sea el valor medio  $\pm 1,1688\%$ .

La desviación estándar de los resultados finales, obtenidos de la misma manera que los datos calculados, de conductividad eléctrica observados en la pantalla LCD de la tabla 21, muestran una relación porcentual máxima de 1,644%, por tanto con base en el mismo análisis llevado a cabo con los datos calculados de la tabla 20, se tiene que el 99% de los datos de la medición se encontraran en el valor de la media  $\pm 4,932\%$ , el 95% en el valor de la media  $\pm 3,288$  y el 68% en el valor de la media  $\pm 1,644\%$  para el peor de los casos medidos.

En la tabla 29 se observa la diferencia porcentual de la medida de conductividad eléctrica entre el dispositivo UISE3T, el conductivímetro HI8033 mostrados en la tabla 21 y los valores de referencia de la tabla 18.

**Tabla 29:** Diferencia porcentual entre el dispositivo UISE3T y los valores de referencia mostrados en tablas así como con el HI8033.

Concentración de NaCl (mg/L)	Diferencia porcentual entre las medidas de conductividad eléctrica del dispositivo UISE3T y el HI8033	Diferencia porcentual entre las medidas de conductividad eléctrica del dispositivo UISE3T y los valores de referencia
50	2,836	7,733
100	7,359	5,314
300	2,616	0,619
500	4,152	2,273
1000	1,025	2,529
1500	0,486	0,886
2000	4,370	5,200
3000	5,277	6,109

Fuente : Autores del proyecto.

De los datos anteriores se observa una diferencia porcentual máxima de 7,773% en relación a los datos de las tablas de referencia y de 7,359%, esto puede ser debido a errores en la cantidad de concentración, a la baja resolución en la medida de temperatura y de las tablas de corrección por este factor, tal como se mencionó en el análisis de datos preliminares.

## 5. CONCLUSIONES

- Se diseñó e implementó un dispositivo para la medición de conductividad eléctrica, haciendo uso del método de Van der Pauw con una celda calculable tipo Moron. Este dispositivo puede medir conductividades desde  $80 \mu\text{S}/\text{cm}$  a  $5200 \mu\text{S}/\text{cm}$ , con una incertidumbre máxima de 1,6% y una relación porcentual entre la desviación estándar y el valor medio de la medición 1,644% en el peor de los casos para las medidas tomadas...tablas 21 y 26 en 4.3.2...
- El dispositivo cuenta con tres rangos de conductividad eléctrica para la adecuada utilización de los componentes electrónicos, de manera que se trabaja entre los límites de operación de cada uno de los circuitos integrados, brindando menores grados de error...Véase el numeral 2.4.2...
- La fuente de corriente implementada, tipo **Howland** mejorada, presentó un buen comportamiento para todo el rango de cargas que se colocaron, desde los  $215,48 \Omega^{118}$  hasta los  $524,99 \Omega^{119}$ , de modo que se garantiza una corriente constante para todo el rango de medida...tabla 1 en 4.2.1...
- Antes del censado de tensión, por medio del pre-amplificador, fue necesario implementar un filtrado pasa-altas para eliminar la tensión de voltaje continuo producido por la reacción entre la solución y los electrodos, siendo más crítico a mayor grado de concentración dado que este potencial se incrementa en función de la actividad de los iones en la solución, tal como lo establece la ecuación de **Nernst**...Véase el numeral 1.8...

---

<sup>118</sup> La resistencia mínima de la solución contenida en la celda en las pruebas realizadas es de  $6,75 \Omega$ , adicionalmente se incluyen los  $196 \Omega$  de las ranuras de la celda más la resistencia para medir la corriente de  $5,6 \Omega$

<sup>119</sup> la resistencia máxima de la solución contenida en la celda para las mediciones tomadas es de  $316,269 \Omega$

- La celda de conductancia fabricada para el dispositivo es calculable, de modo que su factor de forma es constante, y fácil de calcular matemáticamente. Esta celda cuenta con un factor de forma igual 0,0367726, y la única variable geométrica para su cálculo es la altura. Es por ello que esta celda será utilizada como estándar primario para la calibración de la sonda tetrapolar utilizada para la medición de espectro de impedancia eléctrica de tejido humano.
- El método de Van der Pauw no necesita, en general, de una posición simétrica de los cuatro puntos de contacto con la muestra para el cálculo de la conductividad eléctrica. Por otra parte, una celda tipo Moron, la cual fue seleccionada para este *conductivímetro*, en la que los puntos de contacto están ubicados simétricamente, permite el cálculo del factor de forma basado en la aproximación del método de **Van der Pauw** para resistencias de las dos configuraciones iguales. De acuerdo a los resultados obtenidos se obtuvo que el valor de las resistencias de las dos configuraciones fueron similares, además, al realizar el cálculo del error entre la conductividad eléctrica obtenido con el uso del teorema y con la aproximación del método con y sin factor  $f$ , se encontró un error máximo del 1,414% con el uso del factor  $f$  y 0,006806% sin el uso del factor. Esto indica la gran simetría en la ubicación de los electrodos en la celda y que el uso de la aproximación no producirá grandes errores en la medición...Ver ítem 4.2.1 y 4.3.1...
- Un factor que afecta el valor de la medida de conductividad eléctrica es la temperatura. El dispositivo diseñado proporciona el valor de la conductividad eléctrica de la solución salina a la temperatura en que se encuentre sin hacer corrección sobre una temperatura determinada. En las pruebas realizadas se tomó una lectura de temperatura con un multímetro **MASTECH MY64** cuya resolución es de un grado Celsius. Por ello no se contaba con una gran precisión en dicha medida, sin embargo, permitió tener un punto de referencia para comparar los valores con los suministrados en tablas de conductividad en función de la concentración suministrados por fabricantes de conductivímetros

y los medidos con el conductímetro HI8033 del Laboratorio de Análisis Industriales de la Escuela de Química de la Universidad Industrial de Santander. Las tablas e instrumentos de medida de conductividad eléctrica por lo general presentan sus resultados corregidos a 25°C...Ver anexos E y F...

- Los errores obtenidos en relación al medidor HI8033 se debieron a que no se determinó exhaustivamente el valor de temperatura y por ende no se realizó la debida corrección para a la medida obtenida. Con respecto a los errores de la medida de conductividad eléctrica en relación a los datos de las tablas de conductividad eléctrica del NaCl en función de la concentración, pueden ser atribuibles a que no se dispuso de los instrumentos adecuados para la determinación de las cantidades exactas de solvente (agua destilada apirógena) y soluto (NaCl al 0,9%) y así obtener la concentración mostrada en las tablas.
- El error máximo de conductividad eléctrica medida en relación a las tablas usadas como referencia es de 8,347% con el dispositivo preliminar y de 7,733% con el dispositivo UISE3T, el cual muestra la cercanía de la medición con lo esperado...Véase numeral 4.3.1... Sin embargo este error puede ser disminuido preparando soluciones de una manera más precisa, determinando la temperatura con un instrumento de mayor resolución (al menos de 0,1°C), y el uso de figuras con mejor nitidez, para aproximaciones gráficas.
- La incertidumbre del dispositivo fue en promedio de  $\pm 1,563\%$ , la cual se debe al error de los dispositivos analógicos utilizados y a la digitalización (ver ítem 4.3.2). El error de digitalización puede ser disminuido haciendo uso de un microcontrolador de más de 8 bits, sin embargo, el error analógico debido a la precisión de los detectores de valor eficaz y al error producido por los demás circuitos hacen que los conversores de 8 bits sean suficientes para la aplicación.

- La coincidencia entre algunos rangos de incertidumbre de las mediciones de los dos instrumentos, el HI8033 y el dispositivo diseñado, muestra que el valor real de conductividad se encuentra cercano al valor suministrado por ambos dispositivos...Ver ítem 4.3.2....
- La variación de los datos obtenidos para una misma muestra, fue mínima, lo que refleja una estabilidad del dispositivo. Esto fue observado además por la desviación estándar la cual estuvo entre 0% y 1,1688% para datos calculados y entre 1,286% y 1,644% para los resultados finales en pantalla, es decir que entre varias medidas el 99% de ellas, se encontrará en el valor medio  $\pm 3,858\%$  para el mejor de los casos y en el valor medio  $\pm 4,932\%$  para el peor de los casos...Ver ítem 4.3.2...
- Durante la realización de la investigación se tuvieron en cuenta una serie de pautas para el desarrollo metodológico de la investigación. Entre ellos encontramos la realización de informes parciales de los avances que se iban teniendo para la construcción final del dispositivo lo cual facilita el manejo de la información y la elaboración del documento que resume el trabajo realizado. Y tener en cuenta aspectos relacionados con los cuidados para conservar las características eléctricas de las muestras durante el tiempo en que se realizaron las pruebas.

## **6. RECOMENDACIONES.**

- Realizar el PCB únicamente en tecnología SMT lo cual reduciría el tamaño del dispositivo al menos a la mitad.
- Implementar medición de temperatura ya sea para que el dispositivo realice corrección de la medida de conductividad electrolítica a una temperatura determinada ó mostrar en la pantalla la medida de conductividad electrolítica junto con la temperatura de la solución.
- Aumentar el rango de medición del instrumento, para diversas aplicaciones.

## BIBLIOGRAFÍA

MIRANDA MERCADO, David Alejandro. Medición de la resistividad eléctrica de Sr<sub>2</sub>femno<sub>6</sub> 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.

Measurement, Instrumentation, and Sensors Handbook CRCnetBase 1999.

KANE, Philip and LARRABEE, Graydon. Characterization of Semiconductor Materials. New York : McGraw-Hill, 1970.

Silicon/Semiconductor Glossary, [http://www.memc.com/PDF\\_Files/MEMC-Glossary-2.pdf](http://www.memc.com/PDF_Files/MEMC-Glossary-2.pdf)

S.R.P. Spreading Resistance Analysis, Cascadescientific Global Analytical Service,  
<http://www.cascade.co.uk>

Electrical Analysis Techniques, IMEC,  
<http://www.imec.be/wwwinter/processing/mca/srp.shtml>

Characterization of Superhard Conducting Materials and Multilevel Metal with Spreading Resistance Technique, <http://www.et.fh-muenster.de/labor/MI/veroe/spreade.htm>

NAWARYCZ, Tadeusz, PACHOLSKI, Krzysztof, DERLECKI, Stanislaw and KACZMAREK, Jan. "Methrological analysis of three electrodes method of skin conductance measurements". Poceedings of the 22<sup>nd</sup> Annual EMBS Intenational Conference, July 23-28, 2000, Chicago IL, p. 2599-2600.

L.J. VAN DER PAUW. "A Method Of Measuring The Resistivity And Hall Coefficient On Lamellae Of Arbitrary Shape". Philips Technical Review. Vol 20

MORON, Zbigniew, RUCKI, Zbigniew and SZCZEPANIK, Zdzislaw. "Possibilities of employing a calculable four-electrode conductance cell to substitute the secondary standards of electrolytic conductivity". En : IEEE: Transactions on Instrumentation and Measurement. Vol. 46, No 3 (dec. 1997); p. 1269.

SZCZEPANIK, Zdzislaw, RUCKI, Zbigniew and MORON, Zbigniew. "Application of Finite Element Analysis for Modeling of Electric Field Distribution in Conductance Cells" IEEE Instrumentation and Measurement, Technology Conference & IMEKO TC-7. Vol. 1, Brussels, Belgium, June 4-6, 1996, p. 123-126.

MORON, Zbigniew. "Investigations of van der Pauw method applied for measuring electrical conductivity of electrolyte solutions, Measurement of electrolytic conductivity". En : Elsevier Science Ltd. Measurement 33 (2003); p. 281-290.

<sup>1</sup>CHÁVEZ CIFUENTES, Jair Felipe y ROBLES MORA, Leonor Andrea. Medición de impedancia eléctrica en tejido cervicouterino in-vitro. Bucaramanga, 2005, 200 p. Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y telecomunicaciones.

MIRANDA MERCADO, David A. Detección precoz de cáncer de cuello uterino basado en espectro de impedancia eléctrica. Bucaramanga, 2005, 128 p. Trabajo de maestría en Ingeniería, Área de Ingeniería Electrónica. Universidad Industrial de Santander.

VARGAS, Juan C. y GARCIA, Cristian J. Diseño y montaje de un sistema de adquisición de señales de voltaje para la medida de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano. Bucaramanga, 2005. Trabajo de grado (Ingeniero Electrónico). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de ingenierías eléctrica, electrónica y telecomunicaciones.

BRICEÑO, Carlos y RODRIGUEZ DE CACERES Lilia. Química. 2 ed. Bogota : Fondo Educativo Panamericano, 1999.

DENARO, A. Elementary Electrochemistry. Butterworths, 1965.

SLABAUGH Wendell, PARSONS Theran, Química General, Limusa Wiley, 1969

FISHBANE Paul, GASIOROWICZ Stephen y THORNTON Stephen. Física para Ciencias e Ingeniería. 2 ed. México : Prentice Hall, 1994. v. 2, p. 795-796.

EDMINISTER, Joseph A. Electromagnetismo. 2 ed. México : McGraw Hill, 1998. p. 65-67.

APPLICATION NOTE 1999, Sine Wave Generator Is Crystal Accurate

[http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote\\_number/1999](http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/1999)

MIYARA, Federico. Filtros Activos. 2 ed. Universidad Nacional de Rosario, Facultad de Ciencias Exactas, Ingeniería y Agrimensura Escuela de Ingeniería Electrónica Departamento de Electrónica, ELECTRÓNICA III, 2004, p. 70-73.

Dr. Calderón Laboratorios, Junio 29 de 2005,  
[http://www.drcalderonlabs.com/Aparatos/Conductivimetro/Construir\\_un\\_Conductivimetro/Construccion.htm](http://www.drcalderonlabs.com/Aparatos/Conductivimetro/Construir_un_Conductivimetro/Construccion.htm)

G.T. KIM, C. Muller and Schwanneka et al. Nonswitching van der pauw method technique using two different modulating frequencies. Rev. Sci. Instrum. 70(4) (1999); p. 2177-2778

KESTER Walt, BRYANT James, JUNG Walt, Amplifiers For Signal Conditioning Section 3.

RONCO Alicia, DÍAZ BAEZ Maria Consuelo, PICA GRANADOS Yolanda,  
Capítulo 2. Monitoreo Ambiental, <http://purl.org/dc/elements/1.1/>

M68HC11 M68HC11RM/AD, <http://www.mcu.motsps.com>

MAYNE Jordy, Guía Didáctica del 68HC08.

Technical Data Bluesheet, Allegheny Ludlum Corporation, Pittsburgh, Stainless Steel AL453

Ed Nakauchi and Mike Oliver, Laird Technologies, EMI Shielding with Thermal Management, Evaluation Engineering,  
<http://www.evaluationengineering.com/archive/articles/0801deal.htm>

OTT Henry W, Partitioning and layout of a Mixer-signal PCB, Printed Circuit Design, Julio 2001, [www.pcdmag.com](http://www.pcdmag.com)

“Analog Layout and Grounding Techniques”, Lattice Semiconductor Corporation, septiembre 1999.

ALVAREZ SANTOS, Ramiro. Compatibilidad Electromagnética (Cem), En El Diseño De Las PCB y PCA, TECNOLOGÍA DE CIRCUITOS IMPRESOS Curso 2001-2002. p. 9-10.

OTT, Henry. Ground a Path for Current Flow. S.I. : EMC Technology, Enero – Marzo 1983. p 46 -48.

Matsuchita Electric Work, PC Board Reference Data, <http://www.nais-e.com>

ARMSTRONG Keith, Design Techniques for EMC & Signal Integrity – Part 5 PCB Design and Layout, [www.cherryclough.com](http://www.cherryclough.com)

Y.T. Ng Power-On, Clock Selection, and Noise Reduction Techniques for de Motorola MC68HC908GP32, Motorola Semiconductor Products Sector, Application Note AN2105.

FERNÁNDEZ DE DIOS, Jose Juan y CARIDE ULLOA, Javier. Técnicas De Montaje De Circuitos Impresos. S:I: s.n., 2006. p. 12.

Easy Printed Circuit Board Fabrication Using Laser Printer Toner Transfer(C)  
Copyright 2006, by Thomas P. Gootee,  
<http://www.fullnet.com/u/tomg/gooteepc.htm>

*Papel Transfer HP (C6050A)- Especificaciones*  
<http://h10010.www1.hp.com/wwpc/es/es/sm/WF06c/A1-16383-16469-16469-16511-16517-86431.html>

ANALOG DEVICES DATASHEET. Precision Micropower, Low Noise CMOS Rail To Rail Input Output Operational Amplifiers AD86/03/07/09 [online] 2005. [www.analog.com](http://www.analog.com)

ANALOG DEVICES DATASHEET. Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier AD620 [online] 2004. [www.analog.com](http://www.analog.com)

ANALOG DEVICES DATASHEET. Single Supply, Rail to Rail, low cost. Instrumentation Amplifier AD623 [online] 1999. [www.analog.com](http://www.analog.com)

ANALOG DEVICES DATASHEET. Low Cost, Low Power, true RMS to DC converter AD737 [online] 2005. [www.analog.com](http://www.analog.com)

ANALOG DEVICES DATASHEET. AnyCAP 100mA Low Dropout Linear Regulator ADP3309 [online] 2004. [www.analog.com](http://www.analog.com)

ANALOG DEVICES DATASHEET. High Accuracy Ultra Low I<sub>Q</sub>, 300mA AnyCAP Low Dropout Linear Regulator ADP3333 [online] 2003. [www.analog.com](http://www.analog.com)

ANALOG DEVICES DATASHEET. CMOS Switched-Capacitor Voltage converters ADM660/ADM8660 [online] 2002. [www.analog.com](http://www.analog.com)

ANALOG DEVICES DATASHEET. <0.5Ω CMOS 1.65 to 3.6 V Quad SPST Switches ADG811/812/813 [online] 2004. [www.analog.com](http://www.analog.com)

MOTOROLA. MC68HC908GP32, MC68HC08GP32 Data Sheet. Freescale Semiconductor, Inc. (2002); 410 p.

SGS-THOMSON Microelectronics, General Purpose Amplifiers and Switches 2N2907, 1997.

## ANEXO A. DISEÑO DE LOS FILTROS ANALÓGICOS

Existen diversos métodos para la síntesis de filtros activos tales como: la síntesis directa, la implementación en cascada, y las realimentaciones múltiples<sup>120</sup>.

La síntesis en cascada consiste en el uso de circuitos con funciones de primero o segundo orden, conectados en cascada, de modo que la función de transferencia es el producto de las funciones de todas las secciones. Una función de segundo orden (bicuadrática) tiene la siguiente función de transferencia:

$$H(S) = \frac{as^2 + bs + c}{\frac{s^2}{w_0^2} + \frac{s}{Qw_0} + 1} \quad [1]$$

donde  $S$  es la frecuencia compleja,  $w_0$  la frecuencia natural y  $Q$  el factor de calidad. Variando los coeficientes  $a$ ,  $b$  y  $c$ , se obtienen funciones pasa-todo, pasa-bajo, pasa-banda, rechaza-banda y pasa-altas<sup>121</sup>.

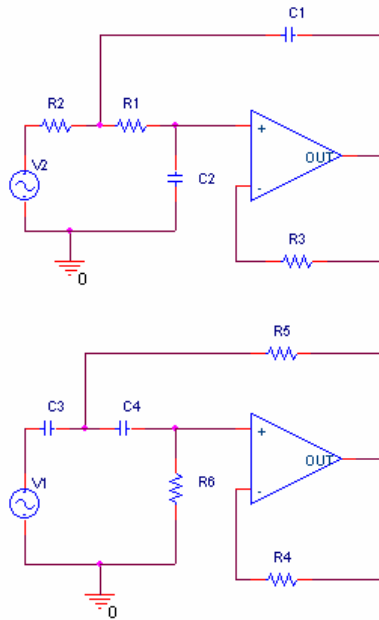
Cada una de las funciones de segundo orden para el diseño de los filtros fue realizado haciendo uso de células Sallen Key. Las estructuras de las células Sallen Key con funciones pasa-bajo y pasa-alta se observan en la figura A.

---

<sup>120</sup> MIYARA. Federico Op. cit

<sup>121</sup> Ibid

**Figura A.** Estructuras Sallen Key



Fuente: Autores del Proyecto

Este tipo de estructura posee alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida, de modo que el efecto de carga que imponen es mínimo.

*Filtro pasa-bajas:* la función de transferencia de cada sección del filtro pasa-bajas para ganancia unitaria es:

$$\frac{V_0}{V_e} = \frac{1}{1 + (R_1 + R_2)C_2s + R_1R_2C_1C_2s^2} \quad [2]$$

comparando [1] y [2] se tiene que:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}} \text{ y } Q = \frac{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}{(R_1 + R_2)C_2}$$

a partir de estas ecuaciones de diseño y mediante un análisis de sensibilidad se obtiene que la mejor solución es:

$$R1C1 = 2Q/w_0; R2 = R1; C2 = C1/(2Q)^2 \text{ }^{122}$$

Los factores de calidad, que se obtienen a partir de tablas para la aproximación de *Butterworth*, del filtro de octavo orden son: 0,5098, 0,6013, 0,9 y 2,563 y la frecuencia de resonancia de 2,75 kHz. A partir de estos datos y fijando *C1* en 10 nF, se obtienen los valores mostrados en la tabla para cada etapa del filtro.

	Etapa 1	Etapa 2	Etapa 3	Etapa 4
<i>R1</i>	5,9 kΩ	6,96 kΩ	10,42 kΩ	29,67 kΩ
<i>R2</i>	5,9 kΩ	6,96 kΩ	10,42 kΩ	29,67 kΩ
<i>C1</i>	10 nF	10 nF	10 nF	10 nF
<i>C2</i>	9,62 nF	6,91 nF	3,09 nF	380 pF

Fuente: Autores del proyecto.

*Filtro pasa-altas*: la función de transferencia para cada etapa del filtro está dada por la expresión:

$$\frac{v_0}{v_e} = \frac{R1R2C1C2s^2}{1 + (C1 + C2)R1s + R1R2C1C2s^2}$$

donde  $R1R2C1C2 = 1/w_0^2$ ;  $(C1 + C2)R1 = 1/w_0Q$ , de donde la mejor solución es

$$R1C1 = 1/(2Qw_0); C2 = C1; R2 = 4Q^2R1$$

para la implementación de un filtro de cuarto orden se hace uso de dos secciones con factores de calidad 0,5412 y 1,307 respectivamente. los valores obtenidos para el filtro se muestran en la tabla:

---

<sup>122</sup> Ibid

	Etapa 1	Etapa 2
<i>R1</i>	23,53 kΩ	9,742 kΩ
<i>R2</i>	27,56 kΩ	66,56 kΩ
<i>C1</i>	10 nF	10 nF
<i>C2</i>	10 nF	10 nF

Fuente: Autores del proyecto.

*Filtro Pasivo*: este filtrado es de primer orden. La red *RC* utilizada cuenta con la función de transferencia  $\frac{v_o}{v_e} = \frac{sRC}{sRC + 1}$ , con un cero en (0) y un polo en  $1/RC$ .

Donde  $f = 1/2\pi RC$  es la frecuencia de mitad de potencia, o de  $-3$  dB de atenuación. Cuenta con un factor de calidad de 0,159 y posee una atenuación de 8,7 mdB a 2 kHz.

**ANEXO B.**  
**LISTADO DE COMPONENTES**

**Tabla A.** Componentes de la sección de alimentación

Función	Dispositivo o elemento
Regulador 2,7 V de salida	ADP3309ART2.7RL7
Regulador 3 V de salida	ADP3309ART3RL7
Regulador 3,3 V de salida	ADP3333ARM3.3REEL7
Regulador 5 V de salida	ADP3333ARM5REEL7
Regulador inversor 2,7 V	ADM660
Regulador inversor 3,3 V	ADM660
Capacitancias de estabilidad para los reguladores de 2,7 y 3,3 V	0,47 $\mu$ F electrolíticos
Capacitancias de estabilidad para los reguladores de 3 y 5 V	1 $\mu$ F electrolíticos
Capacitancias charge pump, para el regulador inversor	10 $\mu$ F electrolíticos

Fuente: Autores del proyecto

**Tabla B.** Componentes de la sección de procesamiento y control

Función	Dispositivo
Microcontrolador	MC68HC908GP32
Cristal 4,9152 MHz	4,9152 KDS
Resistencia para configuración del circuito oscilador	10 M $\Omega$
Capacitancias para la configuración del oscilador	47 pF cerámicos
Capacitancias para el desacople de las entradas del conversor ADC	0,01 $\mu$ F electrolíticos
Capacitancias para desacople de la alimentación	0,1 $\mu$ F electrolíticos

Fuente: Autores del proyecto

**Tabla C.** Componentes de la sección de generación

Función	Dispositivo
Transistor para conmutación	2N2907
Resistencias para la conmutación	200 k $\Omega$ , 110 k $\Omega$ , 110 k $\Omega$
Amplificador seguidor de tensión	AD8609
Amplificador filtro pasa-bajas orden 8	AD8609
Resistencias del filtro pasa-bajas	5,62 k $\Omega$
	5,62 k $\Omega$
	6,81 k $\Omega$
	6,81 k $\Omega$
	10,7 k $\Omega$
	10,7 k $\Omega$
	30,1 k $\Omega$
	30,1 k $\Omega$
Capacitancias	10 nF
	10 nF
	10 nF
	6,8 nF
	10 nF
	3,3 nF
	10 nF
	390 pF

Fuente: Autores del proyecto

**Tabla D.** Componentes de la fuente de corriente

Función	Dispositivo
Trimmer Nivelación de DC	10 k $\Omega$
Amplificador de Instrumentación	AD623
Amplificador de realimentación	AD8609
Resistencia para la ganancia del amplificador de instrumentación	200 k $\Omega$
Resistencia de la fuente de corriente	8,2 k $\Omega$

Fuente: Autores del proyecto

**Tabla E.** Componentes de la sección de acondicionamiento de señal

Función	Dispositivo
Amplificador seguidor	AD8607
Resistencias de los filtros pasa-altas pasivos	10 M $\Omega$
Capacitancias de los filtros pasa-altas pasivos	1 nF
Amplificador de instrumentación para censado de señal	AD620
Resistencias para las ganancias del amplificador de censado	511 $\Omega$ , 1,82 k $\Omega$ y 8,25 k $\Omega$
Amplificador para el filtro pasa-altas orden 4	AD8609
Resistencias para el filtro pasa-altas	24 k $\Omega$
	27,4 k $\Omega$
	10,7 k $\Omega$
	38,1 k $\Omega$
Capacitancias para el filtro pasa-altas	10 nF
Detector del valor eficaz	AD737
Capacitancias para el detector del valor eficaz	15 $\mu$ F
	10 $\mu$ F
	1 $\mu$ F
Amplificador inversor	AD8609
Resistencias del amplificador inversor	1,3 k $\Omega$
	8,25 k $\Omega$

Fuente: Autores del proyecto

**Tabla F.** Componentes de la sección de censado de corriente

Función	Dispositivo
Resistencia de censado	12,73 $\Omega$
Amplificador de instrumentación para censado de corriente	AD620
Resistencia para la ganancia del amplificador de instrumentación	511 $\Omega$
Amplificador para el filtro pasa-altas orden 8	AD8609
Resistencias para el filtro pasa-altas	24 k $\Omega$
	27,4 k $\Omega$
	10,7 k $\Omega$
	38,1 k $\Omega$
Capacitancias para el filtro pasa-altas	10 nF
Detector del valor eficaz	AD737
Capacitancias para el detector del valor eficaz	15 $\mu$ F
	10 $\mu$ F
	1 $\mu$ F
Amplificador inversor	AD8609
Resistencias del amplificador inversor	1,3 k $\Omega$
	8,25 k $\Omega$

Fuente: Autores del proyecto

**Tabla G.** Componentes de la selección de ganancias

Función	dispositivo
Transistor para el nivel lógico requerido para el cambio de ganancia en el microcontrolador	2N2222
Resistencias	1 k $\Omega$

Fuente: Autores del proyecto

## ANEXO C.

### PROGRAMA PARA EL PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES PARA EL DISPOSITIVO

- Inclusión de librerías necesarias para la correcta ejecución del programa

```
#include <hidef.h> /* for EnableInterrupts macro */
#include <MC68HC908GP32.h> /* include peripheral declarations */

#include "main_asm.h" /* interface to the assembly module */
#include <stdio.h>
#include <math.h>

#define LCD_CTRL _PTC;
#define LCD_DATA _PTD;
```

- Inicialización del dispositivo

```
void MCU_init(void); /* Device initialization function declaration */
```

- Declaración de Subrutinas

```
void Init_ADC(void);          //Inicializa el Conversor A-D
byte Corriente(void);
byte Tension(void);
void Retardo(void);
void Init_PWM(void);
void LCD_Init(void);
void VAR_DELAY(byte TIME);
void LCD_WRITE(byte Caracter);
void LCD_ADDR(byte Caracter);
void Mensaje1(void);
void Mensaje2(void);
void Mensaje3(void);
```

- Declaración de variables y banco de caracteres

```
int Time,Dato;
char Caracter;
byte TIME,X,Posicion,Numero;
float S;
```

```

char MSG1[16] = {'
','C','o','n','d','u','c','t','i','v','i','m','e','t','r','o'};
char MSG2[16] = {'U','I','S',' ',' ',' ',' ',' ',' ',' ',' ',' ',' ',' ',' ',' ',' '};
char MSG3[16];

```

- Rutina Principal

```

void main(void) {
    float V,I,RA,RB,Rm,Sigma,G;
    int DA,DB,DC,DD,DE,Punto,i,j;

    char Numeros[11] = {'0','1','2','3','4','5','6','7','8','9','.'};

    DDRA=255;
    DDRC=255;                // 0 1 2 LCD      4 Control
    DDRB=0;                  // 0 1 AD      2 3 4 Gain
    DDRD=255;                // 0 1 2 3 LCD  4 5 PWM

    CONFIG1=0x01;           /* Desabilita el COP*/

    Init_ADC();
    Init_PWM();
    LCD_Init();             // Inicializa La LCD
    Mensaje1();             // Escribe el mensaje 1
    Mensaje2();             // Escribe El Mensaje 2

    PTC_PTC4=0;            // Configuracion 1

    for(;;)
    {
        i=0;
        j=0;
        while (i<27)
        {
            j=0;
            while (j<255)
            {
                j++;
            }
            i++;
        }

        G=619.85;

        if ((PTB&0x1C)<16)
        {
            if ((PTB&0x1C)<8)
                G=44.35;
            else
                G=178.6;
        }
    }
}

```

```

V=Tension();
I=Corriente();

PTC_PTC4=1;          // Configuracion 2

i=0;
j=0;
while (i<20)
  {
  j=0;
  while (j<255)
    {
    j++;
    }
  i++;
  }

V=V/G;
I=I/3471.15;
RA=V/I;              // Tiempo para estabilizar el conversor RMS
Time=255;
Retardo();
V=Tension();
I=Corriente();

V=V/G;
I=I/3471.15;
RB=V/I;              // Tiempo para estabilizar el conversor RMS
Rm=(RA/RB)*(RA+RB)/2; // Resistencia Media
Sigma=36772.6/Rm;    // Conductividad
if (Sigma<=5500)
  {
  Punto=8;
  if (Sigma<1000)
    {
    if (Sigma<100)
      {
      Sigma=Sigma*100;
      Punto=6;
      }
    else
      {
      Sigma=Sigma*10;
      Punto=7;
      }
    }
  }

DA=0,DB=0,DC=0,DD=0,DE=0;
S=Sigma;
DA=S/1000;
DB=(S-1000*DA)/100;
DC=((S-DA*1000)-DB*100)/10;
DD=S-DA*1000-DB*100-DC*10;
DE=(S-DA*1000-DB*100-DC*10-DD)*10;

```

```

MSG3[4]=Numeros[DA];
MSG3[5]=Numeros[DB];
MSG3[9]=Numeros[DE];

if (Punto==6)
{
MSG3[7]=Numeros[DC];
MSG3[8]=Numeros[DD];
}
else if (Punto==7)
{
MSG3[6]=Numeros[DC];
MSG3[8]=Numeros[DD];
}
else
{
MSG3[6]=Numeros[DC];
MSG3[7]=Numeros[DD];
}

MSG3[Punto]=Numeros[10];

Mensaje3();
}

__RESET_WATCHDOG(); /* feeds the dog */

PTC_PTC4=0;          // Configuracion 1

} /* loop forever */
/* please make sure that you never leave this function */
}

```

- Subrutina de retardo

```

// Subrutina de retardo

void Retardo(void)
{
int a;
a=0;
while (a<Time)
{
a++;
}
}

```

- Subrutina del conversor ADC

```

//***** Inicializacion

```

```

void Init_ADC(void)          // Se congiguró para trabajar el canal
PTB0
{
    DDRB_DDRB0=0;          // Puerto B Bit 0 Como entrada del ADC
    DDRB_DDRB1=0;          // Puerto B Bit 1 Como entrada del ADC
    ADCLK_ADICLK=1;        // Selecciona el Reloj del Bus de datos
    ADCLK_ADIV0=1;         // CONfigura el preescalador a 2, 1 MHz
    ADCLK_ADIV1=0;
    ADCLK_ADIV2=0;
}
//***** Conversion
byte Corriente(void)
{
    byte Corriente;
    ADSCR=0x21;
    while (ADSCR_COCO==0)
    {

    }
    Corriente=ADR;
    return Corriente;
}
byte Tension(void)
{
    byte Tension;
    ADSCR=0x20;
    while (ADSCR_COCO==0)
    {

    }
    Tension=ADR;
    return Tension;
}

```

- Configuración del PWM

```

// ***** PWM

void Init_PWM(void)
{
    T1SC_PS0=0;           // Acondicionando el preescalador /1
    T1SC_PS1=0;
    T1SC_PS2=0;

    T1SC0_CH0IE=0;
    T1SC0_CH0F=1;
    T1SC0_ELS0A=0;        //
    T1SC0_ELS0B=1;
    T1SC0_MS0A=1;         // Unbu... Habilita
    T1SC0_MS0B=0;         //   Deshabilita el Bufered..

    T1MODH=0x01;         // Nivel alto del modulo de conteo
}

```

```

        T1MODL=0x33;        // Nivel Bajo ***                cristal de 4 MHz
a Fbus = 4 MZ.

        T1CH0H=0x04;      // Determina el ciclo util del pulso
        T1CH0L=0xC9;

        T1SCO_CH0MAX=0;
        T1SCO_TOV0=1;
        T1SC_TSTOP=0;

    }

```

- Rutina para la visualización en la pantalla LCD

```

// **** Inicializa la LCD

void LCD_Init(void)
{
    asm
    {
START:        clr          LCD_CTRL          // ;clear LCD_CTRL
              clr          LCD_DATA          // ;clear LCD_DATA
              //lda        #$FF             // ;make ports outputs
              //mov        #$FF,DDRC        // ;PortC output
              //mov        #$FF,DDR        // ;PortD output

//**** INITIALIZE THE LCD
//**** Wait for 15 ms
              lda          #$96             // en decimal 150
              sta          TIME              // ;set delay time
              jsr          VAR_DELAY         // ;sub for 0.1ms delay

//**** Send Init Command
              lda          #$03             //;LCD init command
              sta          LCD_DATA
              bset         2,LCD_CTRL       //;clock in data
              bclr         2,LCD_CTRL

//**** Wait for 4.1 ms
              lda          #$29             // En Decimal 41
              sta          TIME              //;set delay time
              jsr          VAR_DELAY         //;sub for 0.1ms delay

//**** Send Init Command
              lda          #$03             // ;LCD init command
              sta          LCD_DATA
              bset         2,LCD_CTRL       //;clock in data
              bclr         2,LCD_CTRL

//**** Wait for 100 ms
              lda          #$01             // ;set delay time
              sta          TIME              // ;set delay time
              jsr          VAR_DELAY         // ;sub for 0.1ms delay

//**** Send Init Command

```

```

        lda     #$03           // ;LCD init command
        jsr     LCD_WRITE      // ;write data to LCD

    /*** Send Function Set Command
    /*** 4-bit bus, 2 rows, 5x7 dots
        lda     #$02           // ;function set command
        jsr     LCD_WRITE      // ;write data to LCD
        lda     #$02           // ;function set command
        jsr     LCD_WRITE      // ;write data to LCD
        lda     #$08           // ;function set command
        jsr     LCD_WRITE      // ;write data to LCD

    /*** Send Display Ctrl Command
    /*** display on, cursor off, no blinking
        lda     #$00           // ;display ctrl command MSB
        jsr     LCD_WRITE      //;write data to LCD
        lda     #$0C           //;display ctrl command LSB
        jsr     LCD_WRITE      //;write data to LCD

    /*** Send Clear Display Command
    /*** clear display, cursor addr=0
        lda     #$00           //;clear display command MSB
        jsr     LCD_WRITE      //;write data to LCD
        lda     #$10           // 16 En Decimal
        sta     TIME
        jsr     VAR_DELAY      //;delay for 1.6 ms
        lda     #$01           //;clear display command LSB
        jsr     LCD_WRITE      //;write data to LCD
        lda     #$10           // 16 En Decimal
        sta     TIME
        jsr     VAR_DELAY      // ;delay for 1.6 ms

    /*** Send Entry Mode Command
    /*** increment, no display shift
        lda     #$00           //;entry mode command MSB
        jsr     LCD_WRITE      //;write data to LCD
        lda     #$06           //;entry mode command LSB
        jsr     LCD_WRITE      //;write data to LCD
    }

}

// Retardo programable.      TIME
////////////////////////////////////////////////////////////////////
//
////////////////////////////////////////////////////////////////////
////
void VAR_DELAY(byte TIME)      // Retardo
{
    byte a;
    a=TIME;
    asm
    {
        VAR:  lda     #$21           //;33 en Decimal

        L1:   deca                //;3
               bne     L1           //;3
               dec     a            //;5
               bne     VAR          //;3
    }
}

```

```

    }
}

void LCD_WRITE(byte Caracter) // Escribe Dato en LCD
{
    asm
    {
        /*** Routine sends LCD Data

LCD_WRITE:        lda        Caracter
                   sta        LCD_DATA
                   bset       2,LCD_CTRL    //;clock in data
                   bclr       2,LCD_CTRL
                   lda        #$0D        //;2 40 ms delay for LCD    13
Decimal
L2:               deca
                   bne        L2        //;3
                   //;3
    }
}

/**/
*****
void LCD_ADDR(byte Caracter) // Coloca comandos para
escribir en LCD
{
    asm
    {
        /*** Routine sends LCD Address

LCD_ADDR:        lda        Caracter
                   bclr       0,LCD_CTRL    //;LCD in command mode
                   sta        LCD_DATA
                   bset       2,LCD_CTRL    // ;clock in data
                   bclr       2,LCD_CTRL
                   lda        #$0D        //;2 40 ms delay    13 Decimal
L4:               deca
                   bne        L4        //;3
                   //;3
                   bset       0,LCD_CTRL    //;LCD in data mode
    }
}

/**/
*****

void Mensaje1(void) // Escribe el mensaje 1
{
    byte i;
    char Letra;
    i=0;
    while (i<=15)
    {
        Letra=MSG1[i];
        asm
        {

```

```

MESSAGE1:      lda      #$08          ;;addr = $04 MSB
               jsr      LCD_ADDR    ;;send addr to LCD
               lda      i           ;;addr = $04 LSB
               jsr      LCD_ADDR    ;;send addr to LCD

               lda      Letra       ;;load AccA w/char from
msg            //beq      OUTMSG1    ;;end of msg?
               ;;jsr      LCD_WRITE  ;;write data to LCD
               //lda     MSG1,X     ;;load Acca w/char from msg
               asra     ;;shift LSB to MSB
               asra
               asra
               jsr      LCD_WRITE    ;;write data to LCD

               lda      Letra
               jsr      LCD_WRITE
           }
           i=i++;
       }

void Mensaje2(void)           // Escribe el mensaje 2
{
    char Letra;
    byte i;
    i=0;
    while (i<=15)
    {
        Letra=MSG2[i];
        asm
        {
MESSAGE2:      incx
               lda      #$0C          ;;addr = $40 MSB
               jsr      LCD_ADDR    ;;send addr to LCD
               lda      i           ;;addr = $40 LSB
               jsr      LCD_ADDR    ;;send addr to LCD

               lda      Letra       ;;load Acca w/char from msg
               //beq      OUTMSG2    ;;end of msg?
               ;;jsr      LCD_WRITE  ;;write data to LCD
               //lda     MSG2,X     ;;load AccA w/char from msg
               asra     ;;shift LSB to MSB
               asra
               asra
               asra
               jsr      LCD_WRITE    ;;write data to LCD

               lda      Letra
               jsr      LCD_WRITE
           }
        i=i++;
    }
}

void Mensaje3(void)           // Escribe el mensaje 2

```

```

{
char Letra;
byte i;

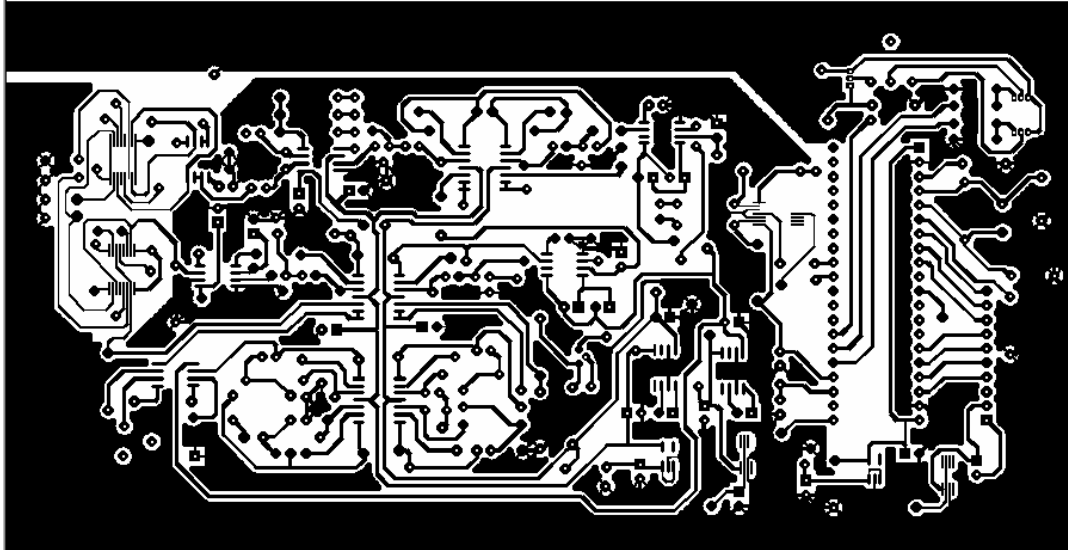
i=4;
while (i<=9)
{
Letra=MSG3[i];

asm
{
MESSAGE3: incx
          lda    #$0C          //;addr = $40 MSB
          jsr    LCD_ADDR     //;send addr to LCD
          lda    i            //;addr = $40 LSB
          jsr    LCD_ADDR     //;send addr to LCD
          lda    Letra        //;load Acca w/char from msg
          asra                   //;shift LSB to MSB
          asra
          asra
          asra
          jsr    LCD_WRITE    //;write data to LCD
          lda    Letra
          jsr    LCD_WRITE
        }
i=i++;
}
}

```

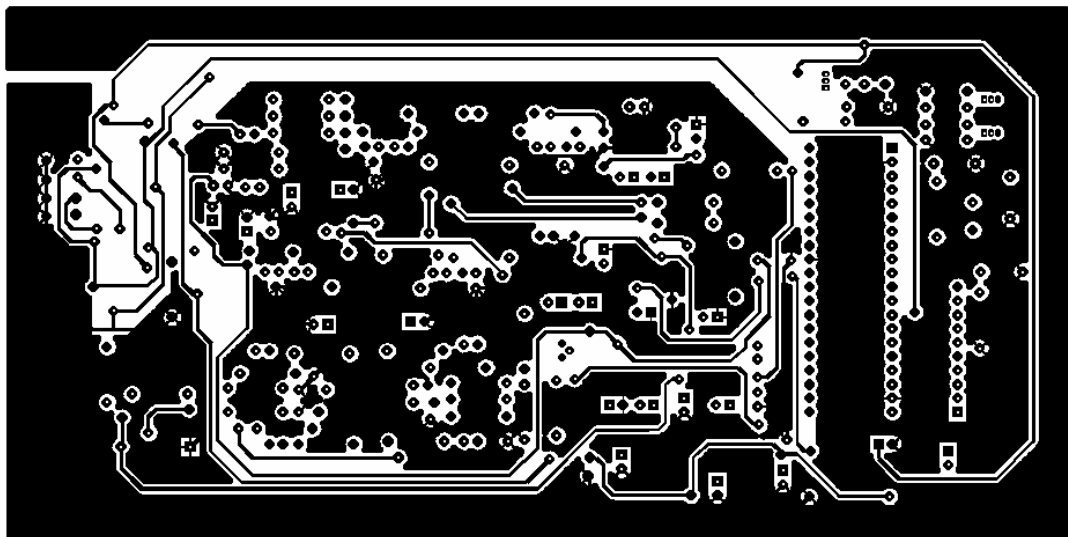
**ANEXO D.**  
**CIRCUITO IMPRESO (PCB)**

Cara Superior\*



Fuente: Autores del proyecto.

Cara Inferior\*



Fuente: Autores del proyecto.

\*Las anteriores figuras no se encuentra a escala.

**ANEXO E.**  
**TABLAS DE CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA DEL NaCl.**

**TABLA A.** Espectro de resistividad y conductividad de diversas soluciones

Resistivity in ohm-cm	100 M	10 M	1 M	0.1 M	10 K	1 K	100	10	1
Conductivity in $\mu\text{S/cm}$	0.01	0.1	1	10	100	1000	10°	10°	10°
Ultrapure Water									
Demineralized Water									
Condensate									
Natural Waters									
Cooling Tower Coolants									
Percent Level of Acids, Bases, and Salt									
5% Salinity									
2% NaOH									
20% HCL									
Range of Contacting Cells									
Range of Electrodeless Probes									

Fuente: Practical Considerations for Conductivity and Total Dissolved Solids Measurement, OAKTON Tech Tips, Tech Tip #8, 1997 p.4

**TABLA B.** Conductividad eléctrica en  $\mu\text{S}/\text{cm}$  en función de la concentración para diversas soluciones.

Weight %	ppm mg/litre	NaCl	NaOH	NH <sub>4</sub> OH	NH <sub>3</sub>	HCl	H <sub>2</sub> SO <sub>4</sub>	HNO <sub>2</sub>	HF	SO <sub>2</sub>	Acetic Acid
0.001	1	2.2	6.2	4.1	6.6	11.7	8.8	6.8	10	6.4	4.2
0.0003	3	6.5	8.3	8.3	12	5.0	6.1	20	30	18	7.4
0.001	10	21.4	61.1	17	27	116	85.6	67	99	54	15.10.00
0.003	30	64	182	31	49	340	251	199	290	150	30.6
0.01	100	210	603	58	84	1140	805	657	630	450	63
0.03	300	617	1780	102	150	3390	2180	1950	1490	1200	114
0.1	1000	1990	5820	189	275	11100	6350	6380	2420	3600	209
0.3	3000	5690	16900	329	465	32200	15800	18900	5100	7900	368
1.0	10000	17600	53200	490	810	103000	48500	60000	11700	17200	640
3.0	Rarely Used	48600	144000	790	1110	283000	141000	172000	34700	32700	1120
5.0		78300	223000	958	1115	432000	237000	275000	62000	42000	1230
10.0		140000	358000	1115	1120	709000	427000	498000	118000	61000	1530
20.0		226000	414000	968	4251	850000	709000	763000	232300	Sat	1600
30.0		Sat	292000	725	Sat	732000	828000	861000	390000	Sat	1405
40.0		Sat	191000	460	Sat	Sat	770000	820000	NA	Sat	1080
50.0		Sat	150000	285	Sat	Sat	620000	717000	NA	Sat	740
75.0		Sat	Sat	Sat	Sat	Sat	182000	340000	7.8 (0°C)	Sat	168
100.0		Sat	Sat	—	<1	Sat	10000	50000	4 (0°C)	<1	<1
Point of Maximum Solubility		26%	Abt 50%	13.6% (1 atm)	28% (1 atm)	37%	—	—	—	11.7% (1 atm)	
Point(s) of Maximum Conductivity		26%	16%	2.67%	5.5%	18.5%	31% 92.5%	31%	Abt 35%	11.7%	19%
Maximum Conductivity		244000	1120 412000	1120 (18°C)	(18°C)	830000 852000	139000	862000	NA	66000	1600

Fuente: Practical Considerations for Conductivity and Total Dissolved Solids Measurement, OAKTON Tech Tips, Tech Tip #8, 1997 p.4

**TABLA C.** Conductividad eléctrica para el NaCl y el CaCO<sub>3</sub> para varias concentraciones

ppm as CaCO <sub>3</sub>	ppm NaCl	Conductivity micromhos/cm	Resistivity megohm-cm
1700	2000	3860	0.00026
1275	1500	2930	0.00034
850	1000	1990	0.00050
425	500	1020	0.00099
170	200	415	0.0024
127.5	150	315	0.0032
85.0	100	210	0.0048
42.5	50	105	0.0095
17.0	20	42.7	0.023
12.7	15	32.1	0.031
8.5	10	21.4	0.047
4.25	5.0	10.8	0.093

1.70	2.0	4.35	0.23
1.27	1.5	3.28	0.30
0.85	1.00	2.21	0.45
0.42	0.50	1.18	0.88
0.17	0.20	0.49	2.05
0.13	0.15	0.38	2.65
.085	0.10	0.27	3.70
0.042	0.05	0.16	6.15
0.017	0.02	0.098	10.2
0.012	0.015	0.087	11.5
0.008	0.010	0.076	13.1
0.004	0.005	0.066	15.2
0.002	0.002	0.059	16.9
0.001	0.001	0.057	17.6
none	None	0.055	18.3

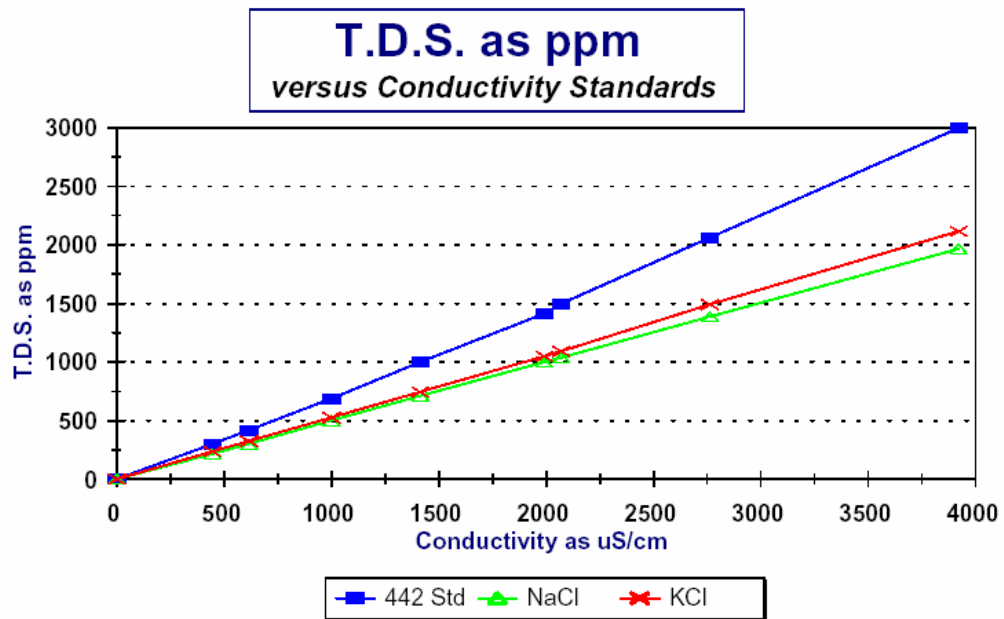
Fuente: OMEGA ENGINEERING, <http://www.omega.com>, Technical Conductivity and Resistivity.

**TABLA D.** Conductividad de varias soluciones con una concentración de 1000 ppm

<b>Conductivities of 1000 ppm Solutions</b>		
<b>Compound</b>	<b>μS/cm @ 25 °C</b>	<b>μS/ppm</b>
Sodium Bicarbonate	870	0.87
Sodium Sulphate	1300	1.30
Sodium Chloride	1990	1.99
Sodium Carbonate	1600	1.60
Sodium Hydroxide	5820	5.82
Ammonium Hydroxide	189	0.19
Hydrochloric Acid	11000	11.10
Hydroflouric Acid	2420	2.42
Nitric Acid	6380	6.38
Phosphoric Acid	2250	2.25
Sulphuric Acid	6350	6.35

Fuente: Electrolytic Conductivity Measurement, Theory and Application, Aquarius Technical Bulletin No 8. p. 1.

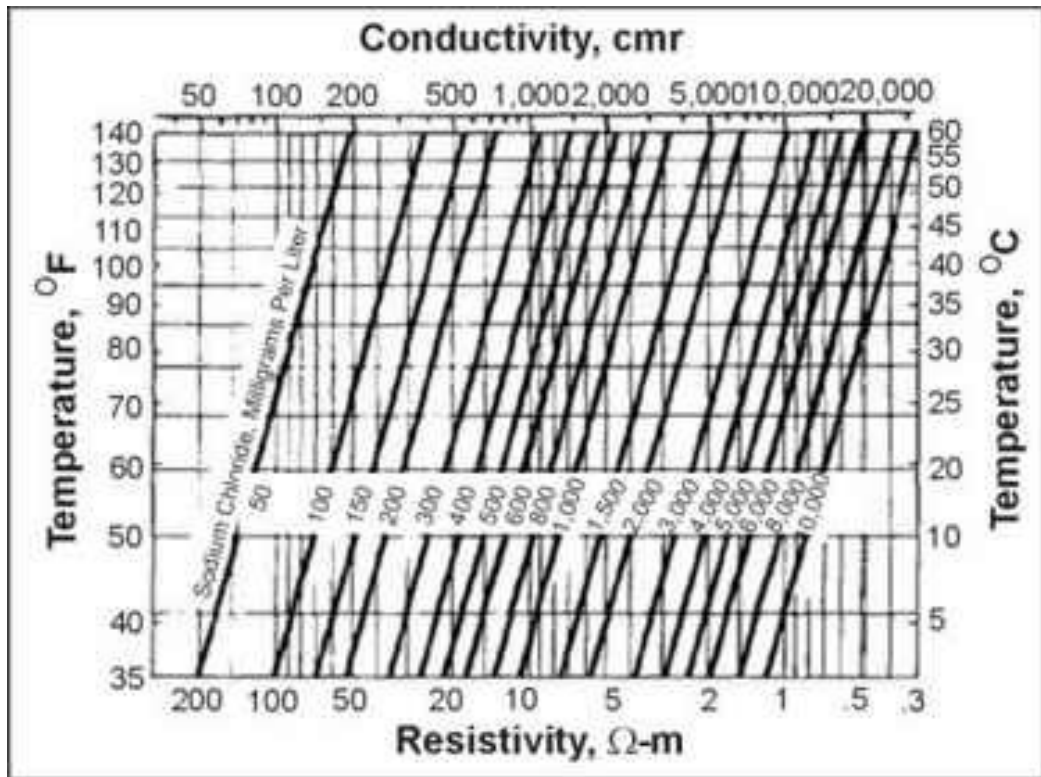
**Figura A.** TDS (Total Disolved Solid) como ppm en función de la conductividad eléctrica



Fuente: Electrolytic Conductivity Measurement, Theory and Application, Aquarius Technical Bulletin No 8. p. 4.

**ANEXO F.**  
**CONDUCTIVIDAD ELÉCTRICA DEL NaCl EN FUNCIÓN DE LA**  
**TEMPERATURA**

**Figura A.** Conductividad eléctrica para distintas concentraciones en función de la temperatura.



Fuente: Federal Lands Highway Program, US Department of transportation- Federal Highway Administration, Geophysical Methods, their and discussions/borehole Geophysical Methods, Logging Technical and tools. Electrical Methods.

La rampa de conductividad eléctrica en función de la temperatura, dada en porcentaje por grado Celsius, es mayor de 5,2% para agua ultra pura. Para la

mayoría de aguas utilizadas en sistemas de enfriamiento de 1,8% a 2% por grado Celsius y para soluciones salinas del 1,5% por grado Celsius.<sup>123</sup>

---

<sup>123</sup> Electrolytic Conductivity Measurement, Theory and Application, Aquarius Technical Bulletin No 8. p. 2.

**ANEXO G.**  
**MANUAL DE USUARIO DEL CONDUCTIVÍMETRO.**



El conductivímetro incluye:

- Una celda de conductancia.
- 4 cables blindados.
- 1 bandeja

**Tabla de Contenido**

1. Descripción General
2. Descripción Funcional
3. Guía de Manejo
  - a. Conectando los electrodos al instrumento
  - b. Llenando de la celda
  - c. Procedimiento de medida
4. Celda de conductancia
5. Especificaciones (batería (duración estimada), tamaños, peso, rangos, frecuencia aplicada).

**1. Descripción General.**

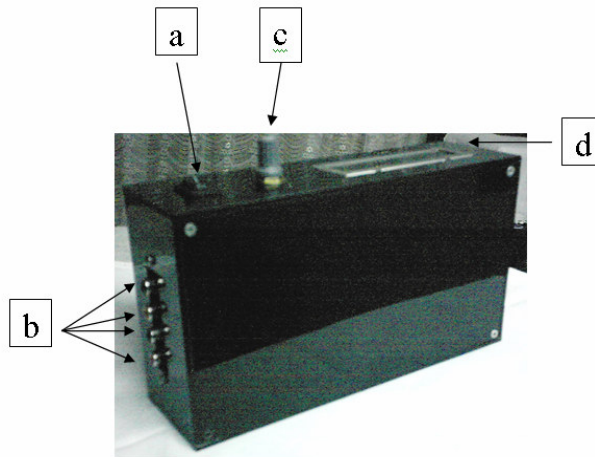
Este instrumento permite medir la conductividad de soluciones salinas en el rango de  $80\mu\text{S}/\text{cm}$  a  $5200\ \mu\text{S}/\text{cm}$ , de manera sencilla y sin realizar

procedimientos de calibración, ahorrando tiempo en la toma de medidas. Además dado su tamaño y versatilidad puede ser utilizado en cualquier lugar solo con el uso de una batería.

## 2. Descripción Funcional

El conductivímetro y la localización de sus partes principales se muestran en la figura A.

**Figura A.**



Fuente: Autores del proyecto.

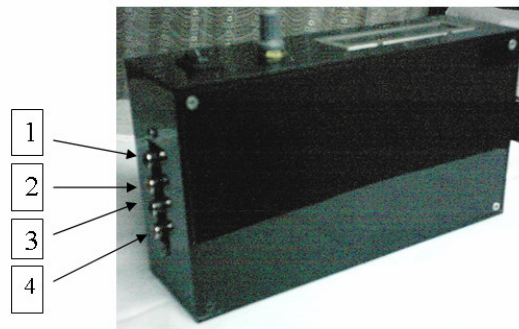
- a. Interruptor de encendido: es un interruptor para el encendido del equipo
- b. Conectores de Entrada-Salida: Allí son conectados los 4 cables, que van dirigidos a la celda conductancia para aplicar corriente y medir tensión.
- c. selector: este es una clavija que permite la selección del rango de medición del instrumento, el cual cuenta con tres posiciones. Para pasar a un rango mayor se gira en el sentido de las manecillas del reloj
- d. Pantalla de visualización: en la pantalla se observa el valor de conductividad de la solución contenida en la celda de conductancia.

### 3. Guía de Manejo:

a. Conectando los electrodos de la celda al instrumento:

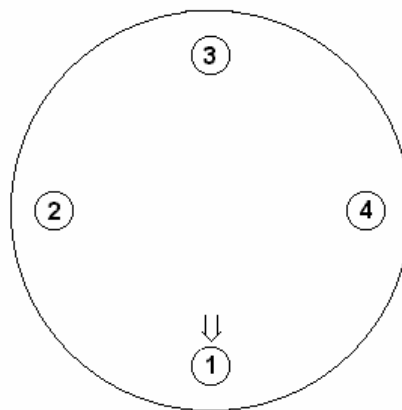
Los electrodos de la celda y las Entradas-Salidas del instrumento vienen numeradas como se aprecia en las figuras B y C

**Figura B.**



Fuente: Autores del proyecto.

**Figura C.**



**Vista superior de la tapa de la celda**

Fuente: Autores del proyecto.

Saque la tapa de la celda. Mantenga apagado el conductivímetro y proceda a colocar los cuatro cables conductores, de manera que la Entrada-Salida 1 corresponda con el electrodo 1, y de la misma manera con los demás conectores.

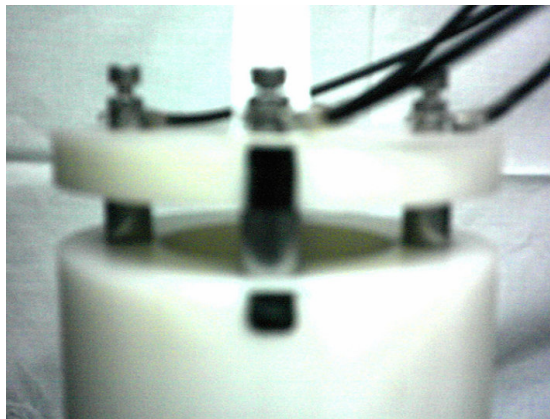
b. Llenando la Celda:

Introduzca la solución en la celda hasta 4 mm del borde de la misma, para garantizar que quede completamente llena.

c. Procedimiento de medida:

Coloque la tapa de la celda en la posición respectiva (ver figura D).

**Figura D.**



Fuente: Autores del proyecto.

Encienda el instrumento

Espere unos segundos para que la medida se estabilice

En caso de presenciar que la pantalla toma un valor cercano a 5500  $\mu\text{S}/\text{cm}$ , u 0  $\mu\text{S}/\text{cm}$ . proceda a cambiar el rango de medición.

#### **4. Celda de Conductancia**

La celda de conductancia no requiere calibración. Puede ser lavada con agua y jabón.

Una vez termine, lave y seque los electrodos para evitar su corrosión.

#### **5. Especificaciones**

##### a. Características mecánicas:

Dimensiones:

Alto: 6 cm

Ancho: 21 cm

Largo: 11,5 cm

##### b. Características eléctricas:

Tensión Máxima de alimentación: 12 V<sub>DC</sub>

Tensión Mínima de alimentación: 5,3 V<sub>DC</sub>

Consumo de corriente: 9,5 mA

Duración batería 9V: 30 horas

##### c. Características de la celda:

Altura externa: 9,5 cm sin tapa y 10,5 cm con tapa

Altura Interna: 6 cm

Diámetro externo: 10,1 cm

Diámetro Interno: 5 cm

Capacidad de la Celda: 117,81 ml

pH Mínimo: 4

pH Máximo: 9