

**DISEÑO DE UNA FUENTE DE CORRIENTE SENOIDAL Y DE PULSOS  
BIFÁSICOS PARA MEDICIÓN DE ESPECTRO DE IMPEDANCIA  
ELÉCTRICA EN TEJIDO HUMANO**

**Autores:**

**YORLEN ASTRID CUBIDES DÍAZ  
FIDEL ENRIQUE MIELES PINTO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA  
2006**

**DISEÑO DE UNA FUENTE DE CORRIENTE SENOIDAL Y DE PULSOS  
BIFÁSICOS PARA MEDICIÓN DE ESPECTRO DE IMPEDANCIA  
ELÉCTRICA EN TEJIDO HUMANO**

**Autores:**

**YORLEN ASTRID CUBIDES DÍAZ  
FIDEL ENRIQUE MIELES PINTO**

**TRABAJO DE GRADO**

**Director:**

**Ing. JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ. MPE**

**Codirector:**

**Ing. DAVID ALEJANDRO MIRANDA MERCADO. MsC**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER  
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS  
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y  
TELECOMUNICACIONES  
BUCARAMANGA  
2006**

## DEDICATORIA

*A mis padres, Miguel y Lilia  
Por su esfuerzo, amor y confianza.*

*A mis hermanos, Liliana y Luis Miguel  
Por su apoyo y cariño.*

*A mis tíos, Anita y Adolfo  
Por su invaluable ayuda.*

*A mi familia  
Por su apoyo incondicional.*

*A mi compañero de proyecto, Fidel  
Por su paciencia y comprensión.*

**Astrid**

*A mis padres, Manuel y Fanny  
Por su esfuerzo constante, gran sacrificio y todo su amor.*

*A mis hermanos, Himer, Camilo y Andrés  
Por su voz de aliento y por creer en mí.*

*A Amparo  
Por su colaboración, amistad, amor y confianza en mí.*

*A mi familia  
Por su apoyo incondicional.*

*A mi compañera de proyecto, Astrid.  
Por su paciencia, su valor y confianza en este proyecto.*

**Fidel**

## **AGRADECIMIENTOS**

A Dios por darnos fortaleza e iluminar nuestro camino en la culminación de esta etapa.

A nuestros directores de proyecto, Jaime Guillermo Barrero Pérez y David Alejandro Miranda Mercado, por su dedicación y orientación durante la realización de este proyecto.

Igualmente a los profesores: Daniel Sierra, Alfredo Acevedo y José Amaya por su valiosa colaboración. A Javier Mier, Jhon Jairo Madrigal y Jairo Mantilla por su constante ayuda.

A la Universidad Industrial de Santander, especialmente a la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones por los equipos suministrados.

A la empresa Analog Devices por su generosidad en el suministro de implementos electrónicos.

A nuestro compañeros de oficina, Ludwing, Francisco y Daiana por compartir nuestros triunfos y fracasos.

A nuestros familiares, amigos y compañeros por su apoyo incondicional a lo largo de nuestra carrera universitaria.

## TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN.....	16
1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA.....	17
1.1 FUENTES DE CORRIENTE.....	17
1.1.1 Configuración Fuente de Corriente Howland.....	19
1.1.2 Fuente Controlada de Corriente basada en Amplificador de Voltaje no Inversor con Realimentación Negativa.....	20
1.1.3 Amplificador Operacional de Transconductancia (OTA).....	23
1.1.4 Conversor Voltaje-Corriente basado en Fuente Howland Mejorada.. .....	25
1.2 INTERFERENCIAS.....	27
1.2.1 Acoplamiento Inductivo , Electromagnético o Magnético.....	27
1.2.2 Acoplamiento Capacitivo.....	27
1.2.3 Tierras Múltiples.....	28
1.2.4 Métodos para Reducir las Interferencias.....	28
1.3 RUIDO ELÉCTRICO.....	29
1.3.1 Ruido Térmico ó Johnson.....	29
1.3.2 Ruido de Granalla.....	30
1.3.3 Ruido de Fluctuación.....	31
1.3.4 Factor de Ruido.....	31
1.3.5 Rechazo del Ruido.....	32
1.4 PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES (DSP).....	33
1.5 SEGURIDAD ELÉCTRICA.....	34
2. DISEÑO DEL HARDWARE.....	36
2.1 CONTROL BASADO EN UN DSP 56F801.....	38
2.2 AISLAMIENTO DIGITAL.....	40
2.2.1 Configuración del ADUM 1300.....	42
2.3 GENERACIÓN DE SEÑALES.....	42
2.3.1 Generación de Señal Senoidal a partir del AD9833.....	43
2.3.2 Generación de Señal de Pulsos Bifásicos.....	48
2.4 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL.....	49
2.4.1 Filtro Pasa Altas.....	49
2.4.2 Amplificador Diferencial.....	50
2.5 FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND MEJORADA.....	52
2.5.1 Fuente de Corriente Senoidal.....	53
2.5.2 Fuente de Corriente de Pulsos Bifásicos.....	56
2.6 GUARDAS ACTIVAS.....	58
2.7 FUENTE DE ALIMENTACIÓN.....	59
2.7.1 Tensiones Reguladas a +5 y -5 Vdc.....	61
2.8 PROTOTIPO FINAL.....	63
2.8.1 Diseño de la Placa de Circuito Impreso (PCB).....	64
2.8.2 Especificaciones.....	66
3. SOFTWARE.....	67
3.1 CONFIGURACIÓN DEL DSP.....	67
3.1.1 Módulo PWM.....	67

3.1.2	Pines de Propósito General (GPIO).....	69
3.1.3	Interfaz Periférica Serial (SPI) .....	73
3.1.4	Distribución Final de los Pines del DSP.....	76
3.2	CONTROL DE FRECUENCIA Y AMPLITUD .....	77
3.2.1	Rutina para la Fuente de Pulsos Bifásicos .....	78
3.2.2	Fuente Senoidal.....	82
3.3	INICIALIZACION Y MANEJO DE LA PANTALLA LCD ALFANUMERICA 87	
4.	PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	91
4.1	PRUEBAS EN LA PANTALLA DE CRISTAL LÍQUIDO .....	91
4.2	PRUEBAS EXPERIMENTALES EMPLEANDO MEDICIÓN .. TENSIÓN – CORRIENTE EN SEÑAL SENOIDAL .....	93
4.2.1	Variación de Amplitud .....	93
4.2.2	Variación de Frecuencia .....	95
4.2.3	Prueba de Carga Fija con barrido de Frecuencia .....	96
4.3	PRUEBAS EXPERIMENTALES EMPLEANDO MEDICIÓN .. TENSIÓN – CORRIENTE EN SEÑAL DE PULSOS BIFÁSICOS .....	97
4.3.1	Variación de Amplitud .....	97
4.3.2	Variación de Período .....	98
4.4	PRUEBAS DE SIMULACIÓN UTILIZANDO MEDICIÓN TENSIÓN - CORRIENTE.....	99
4.4.1	Simulaciones de Señal Senoidal con Variación de Amplitud Realizando un barrido de Frecuencia .....	99
4.4.2	Simulaciones de Señal de Pulsos Bifásicos con Variación de Amplitud .....	101
4.5	ANÁLISIS DE RESULTADOS .....	103
4.5.1	Fuente de Corriente Senoidal .....	103
4.5.2	Fuente de Pulsos Bifásicos.....	110
5.	CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES .....	116
6.	BIBLIOGRAFÍA.....	119

## LISTA DE FIGURAS

<b>Figura 1</b>	Dispersión de la constante dieléctrica de un tejido .....	18
<b>Figura 2</b>	Fuente de Corriente Howland.....	19
<b>Figura 3</b>	Configuración de un amplificador operacional no inversor.....	21
<b>Figura 4</b>	Esquemático y circuito equivalente de una OTA.....	23
<b>Figura 5</b>	Amplificador operacional de transconductancia más simple basado en un par diferencial bipolar. ....	24
<b>Figura 6</b>	Fuente de Corriente Howland Mejorada.....	26
<b>Figura 7</b>	Diagrama de Bloques de las Fuentes de Corriente.....	37
<b>Figura 8</b>	Esquema de control por medio del DSP 56F801 .....	40
<b>Figura 9</b>	Aislador de tres canales ADUM1300.....	41
<b>Figura 10</b>	Esquema de conexión del ADUM1300.....	42
<b>Figura 11</b>	Diagrama de bloques funcional del AD9833 .....	44
<b>Figura 12</b>	Diagrama de tiempos serial.....	46
<b>Figura 13</b>	Conexión del AD9833.....	48
<b>Figura 14</b>	Implementación de filtro pasa altas .....	50
<b>Figura 15</b>	Configuración de pines del AD8055 .....	51
<b>Figura 16</b>	Amplificador diferencial .....	51
<b>Figura 17</b>	Convertor Voltaje-Corriente basado en Fuente de Corriente Howland Mejorada .....	53
<b>Figura 18</b>	Distribución de pines del ADG604.....	54
<b>Figura 19</b>	Diseño para obtención de 10 $\mu$ A-40 $\mu$ A .....	55
<b>Figura 20</b>	Resultado de simulación para 10.3 $\mu$ A.....	55
<b>Figura 21</b>	Resultado de simulación para 37.4 $\mu$ A.....	56
<b>Figura 22</b>	Diseño para obtención de 1mA-10mA.....	57
<b>Figura 23</b>	Resultado de simulación para 4.8mA.....	57
<b>Figura 24</b>	Resultado de simulación para 8.7mA.....	58
<b>Figura 25</b>	Implementación de guardas y blindaje .....	59
<b>Figura 26</b>	Regulador lineal ADP667 .....	61
<b>Figura 27</b>	Esquema de conexión del ADP667 para la obtención de 5V a la salida..	62
<b>Figura 28</b>	Distribución de pines del PT6642.....	62
<b>Figura 29</b>	Esquema de conexión del PT6642 para la obtención de -5V a la salida .	63
<b>Figura 30</b>	Tarjeta Interfaz .....	65
<b>Figura 31</b>	Tarjeta Fuente de Corriente .....	66
<b>Figura 32</b>	Propiedades del <i>Bean PWM</i> . ....	68
<b>Figura 33</b>	Propiedades del <i>Bean BitsIO</i> para Datos.....	70
<b>Figura 34</b>	Propiedades del <i>Bean BitsIO</i> para Pulsadores.....	71
<b>Figura 35</b>	Propiedades del <i>Bean BitIO</i> para Instrucción_Dato.....	72
<b>Figura 36</b>	Propiedades del <i>Bean BitIO</i> para Enable.....	72
<b>Figura 37</b>	Propiedades del <i>Bean SPIMaster [SynchroMaster]</i> . ....	75
<b>Figura 38</b>	Diagrama de Flujo General .....	78
<b>Figura 39</b>	Diagrama general de flujo del AD9833.....	82
<b>Figura 40</b>	Diagrama de flujo de Inicialización del AD9833 .....	83

<b>Figura 41</b>	Diagrama de flujo de escritura de datos del AD9833 .....	83
<b>Figura 42</b>	Diagrama de Flujo de Inicialización de la Pantalla LCD .....	90
<b>Figura 43</b>	Portada del Prototipo .....	91
<b>Figura 44</b>	Visualización del Tipo de Señal a Seleccionar .....	92
<b>Figura 45</b>	Valores de Frecuencia para la Señal Senoidal .....	92
<b>Figura 46</b>	Valores de Amplitud para Señal Senoidal .....	92
<b>Figura 47</b>	Valores de Periodo para Señal de Pulsos Bifásicos .....	93
<b>Figura 48</b>	Valores de Amplitud para Señal de Pulsos Bifásicos .....	93
<b>Figura 49</b>	Esquema utilizado para medición tensión-corriente en señal senoidal .....	94
<b>Figura 50</b>	Señal Senoidal para 23.5 $\mu$ A y 37.4 $\mu$ A .....	94
<b>Figura 51</b>	Señales senoidales de 10kHz, 50kHz, 100kHz y 350kHz. ....	95
<b>Figura 52</b>	Barrido de Frecuencia para Fuente de Corriente Senoidal .....	96
<b>Figura 53</b>	Señal de Pulsos Bifásicos para de 2mA y 6.2mA .....	97
<b>Figura 54</b>	Señales de Pulsos Bifásicos de 400 $\mu$ s, 600 $\mu$ s y 800 $\mu$ s .....	98
<b>Figura 55</b>	Señal Senoidal de 10.3 $\mu$ A .....	99
<b>Figura 56</b>	Señal Senoidal de 12.9 $\mu$ A .....	100
<b>Figura 57</b>	Señal Senoidal de 23.5 $\mu$ A .....	100
<b>Figura 58</b>	Señal Senoidal de 37.4 $\mu$ A .....	101
<b>Figura 59</b>	Señal de Pulsos Bifásicos de 4.8mA .....	102
<b>Figura 60</b>	Señal de Pulsos Bifásicos de 6.2mA .....	102
<b>Figura 61</b>	Señal de Pulsos Bifásicos de 8.7mA .....	103
<b>Figura 62</b>	Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 37,4 $\mu$ A .....	107
<b>Figura 63</b>	Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 23,5 $\mu$ A .....	108
<b>Figura 64</b>	Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 12,9 $\mu$ A .....	109
<b>Figura 65</b>	Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 10,3 $\mu$ A .....	110
<b>Figura 66</b>	Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 2mA .....	112
<b>Figura 67</b>	Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 4,8mA .....	113
<b>Figura 68</b>	Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 6,2mA .....	114
<b>Figura 69</b>	Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 8,7mA .....	115
<b>Figura 70</b>	Modelo para el cálculo de ruido en un amplificador operacional .....	126

## LISTA DE TABLAS

<b>Tabla 1.</b> Valores admisibles de corrientes de fuga permanentes y de corriente auxiliar del paciente en miliamperios.....	35
<b>Tabla 2.</b> Parámetros eléctricos del AD9833.....	45
<b>Tabla 3.</b> Descripción de Pines .....	45
<b>Tabla 4.</b> Dispositivos utilizados en la implementación de la interfaz .....	60
<b>Tabla 5.</b> Dispositivos empleados en la implementación de la fuente de corriente....	60
<b>Tabla 6.</b> Distribución de pines del módulo PWM .....	69
<b>Tabla 7.</b> Distribución de los pines de propósito general .....	73
<b>Tabla 8.</b> Distribución final de los pines del DSP .....	76
<b>Tabla 9.</b> Relación entre el período del módulo PWM y el número de ciclos de reloj 79	
<b>Tabla 10.</b> Configuración de los períodos del módulo PWM usados en la generación de los pulsos bifásicos. ....	80
<b>Tabla 11.</b> Tabla lógica para la selección de amplitud de la fuente de pulsos bifásicos. ....	81
<b>Tabla 12.</b> Palabras correspondiente a la frecuencia seleccionada.....	86
<b>Tabla 13.</b> Tabla lógica para la selección de amplitud de la fuente senoidal. ....	87
<b>Tabla 14.</b> Distribución de pines de la Pantalla LCD alfanumérica genérica. ....	87
<b>Tabla 15.</b> Descripción y funciones de los pines de la pantalla LCD alfanumérica....	88
<b>Tabla 16.</b> Pruebas de Carga Fija - Frecuencia Variable para diferentes amplitudes .. de la Señal Senoidal ..	104
<b>Tabla 17.</b> Prueba de Carga Variable - Frecuencia Fija para amplitud de 37,4 $\mu$ A ..	106
<b>Tabla 18.</b> Prueba de Carga Variable - Frecuencia Fija para amplitud de 23,5 $\mu$ A ..	107
<b>Tabla 19.</b> Prueba de Carga Variable - Frecuencia Fija para amplitud de 12,9 $\mu$ A ..	108
<b>Tabla 20.</b> Prueba de Carga Variable - Frecuencia Fija para amplitud de 10,3 $\mu$ A ..	109
<b>Tabla 21.</b> Pruebas de Carga Fija – Período Variable para diferentes amplitudes de .. la Señal de Pulsos Bifásicos .....	111
<b>Tabla 22.</b> Prueba de Carga Variable – Período Fijo para amplitud de 2mA.....	112
<b>Tabla 23.</b> Prueba de Carga Variable – Período Fijo para amplitud de 4.8mA .....	113
<b>Tabla 24.</b> Prueba de Carga Variable – Período Fijo para amplitud de 6.2mA .....	114
<b>Tabla 25.</b> Prueba de Carga Variable – Período Fijo para amplitud de 8.7mA .....	115

## LISTA DE ANEXOS

<b>ANEXO A.</b>	CÁLCULO DE LA IMPEDANCIA DE SALIDA DE LA FUENTE DE CORRIENTE .....	123
<b>ANEXO B.</b>	ANÁLISIS DE RUIDO .....	124
<b>ANEXO C.</b>	MANUAL DE USUARIO.....	129

## RESUMEN

**TÍTULO:** DISEÑO DE UNA FUENTE DE CORRIENTE SENOIDAL Y DE PULSOS BIFÁSICOS PARA MEDICIÓN DE ESPECTRO DE IMPEDANCIA ELÉCTRICA EN TEJIDO HUMANO\*

**AUTORES:** CUBIDES DÍAZ, YORLEN ASTRID, y, MIELES PINTO, FIDEL ENRIQUE \*\*

**PALABRAS CLAVES:** Fuente de corriente, Impedancia eléctrica, Frecuencia, Período, DSP, LCD y PCB.

### DESCRIPCIÓN:

En el documento se describe el diseño e implementación de una Fuente de Corriente Senoidal y de Pulsos Bifásicos con pantalla LCD alfanumérica para realizar mediciones de espectro de impedancia eléctrica en tejido humano controlada mediante el DSP 56F801 de Motorola.

En el primer capítulo se hace una descripción de diferentes topologías de fuentes de corriente; también se presenta información sobre interferencia, ruido, DSP 56F801 y seguridad eléctrica.

El Hardware implementado en este proyecto está conformado por 3 tarjetas electrónicas: Tarjeta de desarrollo del DSP 56F801 de Motorola, Tarjeta Interfaz y Tarjeta Fuente de Corriente, cuyas etapas de diseño se encuentran explicadas detalladamente en el segundo capítulo. En el tercer capítulo se exponen los algoritmos empleados para la generación y control de las señales senoidal y pulsos, y para el control de la pantalla LCD.

En el cuarto capítulo se presentan los resultados de las pruebas realizadas a cada una de las fuentes de corriente, con el fin evaluar el desempeño del dispositivo diseñado. Para esto se verificó en primer lugar, el correcto funcionamiento de la pantalla LCD en conjunto con la tarjeta "Fuente de Corriente", luego de esto, se llevaron a cabo pruebas empleando el método de medición tensión-corriente con variación de frecuencia y de carga. Los resultados obtenidos permitieron establecer un rango de cargas apropiado para cada tipo de fuente y demostraron la invariabilidad de la corriente con respecto a la frecuencia.

Finalmente en el último capítulo se mencionan las conclusiones y recomendaciones.

---

\* Trabajo de Grado.

\*\* Facultad de Ingenierías Físico-mecánicas. Ingeniería Electrónica. Director: MsC. Jaime Guillermo Barrero Pérez. Codirector: Msc. David Alejandro Miranda Mercado.

## SUMMARY

**TITLE:** DESIGN OF A SINUSOIDAL AND DUAL-PHASE PULSE CURRENT SOURCE FOR THE MEASUREMENT OF THE ELECTRICAL IMPEDANCE SPECTRUM IN HUMAN TISSUE.

**AUTHORS:** CUBIDES DÍAZ, YORLEN ASTRID, y, MIELES PINTO, FIDEL ENRIQUE\*\*

**KEY WORDS:** Current Source, Electrical Impedance, Frequency, Period, DSP, LCD and PCB.

### DESCRIPTION:

This document describes the design and implementation of a sinusoidal and dual-phase pulse current source with alpha-numeric LCD to perform measurements of the electrical impedance spectrum in human tissue controlled by the DSP Motorola 56F801.

The first chapter describes the different topologies for current sources; and presents some information on interference, noise, the DSP 56F801 and electrical security.

The hardware implemented in this project consists of 3 electronic boards: Development Board for the DSP 56F801, Interface Board and the Current Source Board. The design stages are explained in detail on the second chapter. The third chapter shows the algorithms used for the generation and control of the sinusoidal and pulse signals as well as the control algorithm for the LCD display.

The fourth chapter presents the results of the tests performed with each of the current sources to evaluate the performance of the equipment. The correct performance of the LCD display was tested along with the Current Source Board, then; several tests were carried out using the voltage-current method with frequency and load variation. The results obtained from these tests allowed to set a load range appropriate for each type of source and demonstrated the invariability of the current with respect to the frequency.

The conclusions and recommendations are presented in the fifth and final chapter.

---

\* Degree Work.

\*\* Faculty of Physical-Mechanical Engineering. Electronics Engineering. Director: MsC Jaime Guillermo Barrero Pérez. Co-director: MsC. David Alejandro Miranda Mercado

## INTRODUCCIÓN

Una de las problemáticas más complejas que existen en materia de salud a nivel mundial, es la muerte por cáncer de cuello uterino, la cual afecta a la población femenina. Colombia y particularmente Santander, presentan índices alarmantes al respecto; por esta razón, ha surgido la idea de crear métodos alternativos que permitan diagnosticar patologías de este tipo en el menor tiempo posible, ya que en la actualidad los métodos convencionales pueden tomar varias semanas y en ocasiones, no alcanza a cubrir toda la población vulnerable. Una de estas alternativas es la medición de espectro de impedancia eléctrica.

Este proyecto plantea la construcción de una fuente de corriente senoidal y de pulsos bifásicos, cuya finalidad será poder excitar tejido humano para efectuar mediciones de espectro de impedancia eléctrica, que facilite el estudio de detección precoz de cáncer de cuello uterino, entre otras aplicaciones que se están estudiando dentro del grupo de investigación como: estudio de sólidos porosos, calidad de alimentos y cálculo del tiempo de fallecimiento.

En el primer capítulo se presenta la fundamentación teórica del diseño realizado. Los capítulos siguientes, están destinados a mostrar en detalle el desarrollo del prototipo desde las perspectivas Hardware y Software que lo componen. Por último, son presentadas las pruebas realizadas a cada una de las fuentes, con el fin de garantizar el óptimo funcionamiento de las mismas.

## 1. FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

En el presente capítulo se realiza un estudio de las diferentes topologías de fuentes de corriente, así como los conceptos en los que se basó el diseño de las fuentes de corriente senoidal y de pulsos bifásicos para la medición de impedancia eléctrica en tejido humano.

### 1.1 FUENTES DE CORRIENTE

En la actualidad, existen diversas topologías con las cuales es posible construir fuentes de corriente; sin embargo, cada una de ellas cuenta con características diferentes, lo cual las hace adecuadas para una aplicación específica.

El diseño de una fuente de corriente para la medición de impedancia eléctrica en tejido humano, demanda un completo análisis de dichas topologías con el fin de establecer el circuito que con mayor precisión se ajusta a las características requeridas.

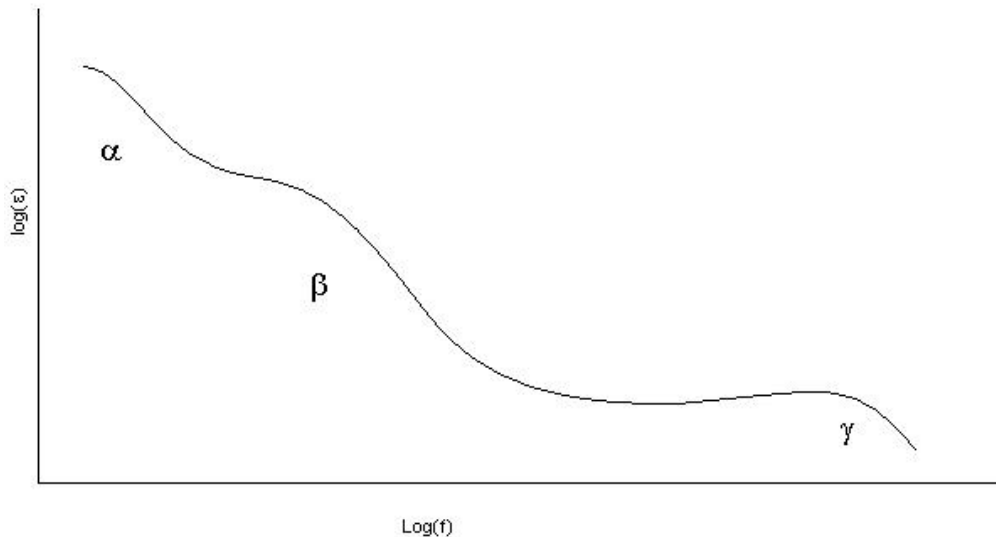
En primer lugar, se debe especificar los parámetros eléctricos bajo los cuales se registrará la fuente a diseñar, por lo que es necesario conocer el comportamiento eléctrico del tejido. De acuerdo con H.P Schwan<sup>1</sup> la linealidad de las características eléctricas del tejido dependen de la intensidad de energía con la cual es excitado, presentando un comportamiento aproximadamente lineal para frecuencias e intensidades de energía bajas. Como la respuesta en frecuencia del tejido no es constante, se presentan tres zonas bien marcadas, conocidas como dispersiones  $\alpha$

---

<sup>1</sup> Schwan H.P. "Electrical properties of tissue and cell suspensions" in: Advances in Biological and Medical Physics. Vol 5. Editors: J.H Lawrence and C.A Tobias. Academic Press, New York, pp 147-209. 1957.

(hasta 10kHz aproximadamente),  $\beta$  (de 100kHz hasta 10MHz aproximadamente), y  $\gamma$  (frecuencias superiores a 10MHz). La Figura 1 muestra con claridad estas zonas de dispersión.

**Figura 1** Dispersión de la constante dieléctrica de un tejido



Fuente: *Advances in Biological and Medical Physics*

Analizadas las diferentes zonas<sup>2</sup>, se decidió trabajar en la zona de dispersión  $\beta$ , ya que resulta ser la de mayor interés práctico, pues presenta un comportamiento lineal que permite con relativa facilidad estudiar las propiedades globales del tejido; es ésta la razón por la cual se requiere que la fuente de corriente a diseñar trabaje en el mencionado rango de frecuencias.

Se procede entonces a evaluar las diferentes configuraciones de fuentes, tales como: amplificadores operacionales de transconductancia (OTA),

---

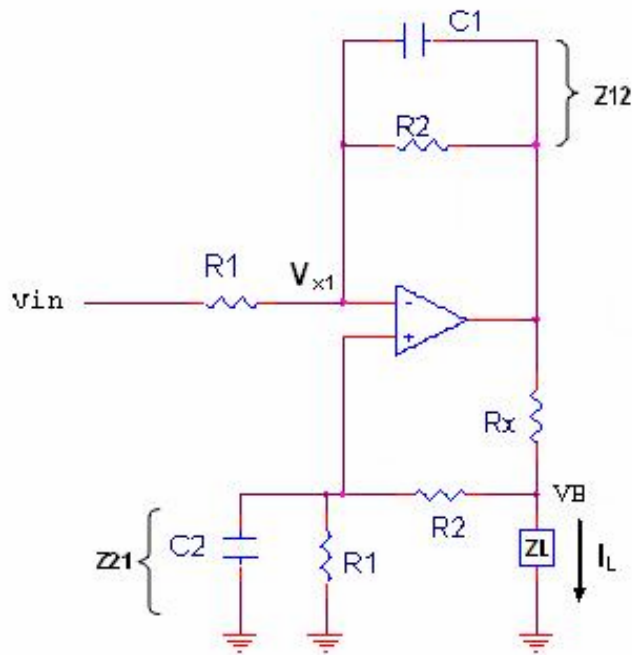
<sup>2</sup> Trabajos de Grado de: Robles Leonor, García Cristihan y Páez Isabel.  
Trabajo de Maestría del Ingeniero y Físico David Miranda.

topologías Howland, y fuentes de corriente basadas en la realimentación negativa de un amplificador de voltaje; siendo fundamentales las siguientes características: un manejo de ancho de banda en el rango de 100kHz – 1MHz, una alta calidad en el control de la fuente de corriente, capaz de mantener con gran precisión la corriente de salida aún con variaciones en la impedancia de los electrodos, y, por supuesto, alta inmunidad al ruido.

### 1.1.1 CONFIGURACIÓN FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND

Esta configuración pertenece al grupo de las topologías tradicionales para el diseño de fuentes de corriente. Se caracteriza por la utilización de la realimentación positiva y negativa del amplificador operacional y la obtención de una corriente independiente de la carga. En la Figura 2 se muestra el esquema circuital de este tipo de fuente.

**Figura 2** Fuente de Corriente Howland



Fuente: *Autores del Proyecto*

La topología de fuente de corriente Howland es utilizada para garantizar un circuito libre de oscilación y una corriente independiente de la carga, la cual se explica mediante la ecuación (1) que es obtenida al analizar el comportamiento del amplificador operacional con realimentación positiva y negativa.

$$I_L = \underbrace{\left[ \frac{Z_{21}}{R1R_x} \left( \frac{R1 + Z_{12}}{R2 + Z_{21}} \right) - \frac{1}{R_x} \right]}_{\text{Componente de offset}} V_{x1} - \frac{Z_{12}}{R1R_x} V_{in} \quad (1)$$

En donde  $Z_{12}$  es el paralelo entre el condensador C1 y la resistencia R2, y  $Z_{21}$  es el paralelo entre el condensador C2 y la resistencia R1.

En esta ecuación se evidencia la presencia de una componente de offset, la cual se convierte en una verdadera limitante para el diseño de las fuentes de corriente mencionadas, ya que ésta puede llegar a representar un riesgo para el tejido humano. Por esta razón se eliminó la posibilidad de utilizar esta topología para el diseño.

### 1.1.2 FUENTE CONTROLADA DE CORRIENTE BASADA EN AMPLIFICADOR DE VOLTAJE NO INVERSOR CON REALIMENTACIÓN NEGATIVA

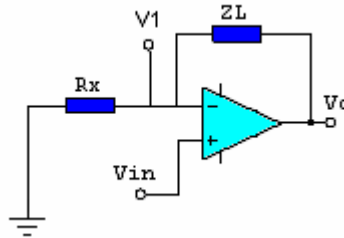
Para la implementación de un medidor de impedancia eléctrica se requiere una fuente de corriente controlada por voltaje que presente gran ancho de banda (1MHz), alta estabilidad en la corriente de salida y alta inmunidad al ruido.

Como es de conocimiento, los sistemas con realimentación negativa presentan una gran estabilidad e inmunidad a la variación de los parámetros

relacionados con los elementos de circuito utilizados para su implementación. Adicionalmente, si la realimentación negativa es aplicada a un amplificador lineal e invariante en el tiempo (LIT), ésta mejora sus características en frecuencia, manteniendo la linealidad del mismo.

Con fundamento en lo anterior, es posible diseñar una fuente de corriente dependiente de voltaje basada en un amplificador operacional en configuración no inversor como se muestra en la Figura 3.

**Figura 3** Configuración de un amplificador operacional no inversor



Fuente: *Autores del Proyecto*

Para realizar el análisis en frecuencia, se parte de que el amplificador operacional es un sistema de primer orden de la forma:

$$A = \frac{A_o}{1 + \frac{jw}{w_o}} \quad (3)$$

donde:

A= ganancia del operacional en lazo cerrado.

A<sub>0</sub>= ganancia del operacional en lazo abierto.

w<sub>o</sub>= frecuencia del operacional en lazo abierto (en radianes/segundo).

Realizando una analogía con la ecuación 3, la corriente ( $I_L$ ) en la carga ( $Z_L$ ) de la Figura 3, es de la forma:

$$I_L = \frac{V_{in}/R_x}{1 + \frac{jw}{\omega_0}} \quad (4)$$

Sabiendo que  $V_{in} \approx V_1$ .

Con la expresión de la ecuación 4, se puede determinar que el error en la corriente está dado por:

$$\Delta I_{m\acute{a}x} \approx \frac{V_{in_{m\acute{a}x}}}{R_x} \Delta R_x \quad (5)$$

Lo anterior evidencia, que el error en la corriente depende del voltaje de entrada máximo ( $V_{in_{m\acute{a}x}}$ ), del valor de la resistencia  $R_x$  y de su tolerancia ( $\Delta R_x$ ); es favorable entonces que  $R_x$  además de ser una resistencia de gran precisión sea grande respecto al valor numérico de  $V_{in_{m\acute{a}x}}$ , con el fin de minimizar dicho error.

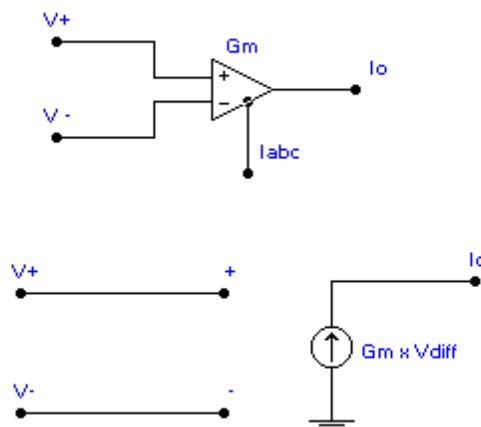
Aunque esta topología presenta una gran estabilidad en el rango de frecuencias de interés y además, es de fácil implementación, ya que sólo involucra un amplificador operacional, presenta una desventaja significativa que tiene que ver con la presencia de una diferencia de potencial en los terminales del tejido a ser medido lo cual puede ocasionar microshock en el

paciente<sup>3</sup>. Esto hizo que se descartara la posibilidad de emplear esta configuración para la construcción de la fuente de corriente.

### 1.1.3 AMPLIFICADOR OPERACIONAL DE TRANSCONDUCTANCIA (OTA)

Una de las fuentes de corriente alternativa es el Amplificador Operacional de Transconductancia OTA (Operational Transconductance Amplifier). La OTA es una fuente de corriente controlada por voltaje como se muestra en la Figura 4, la cual toma la diferencia de los dos voltajes de entrada ( $V_{IN+} - V_{IN-}$ ) para la conversión de la corriente, por medio de una constante ideal de transconductancia llamada  $g_m$ . En realidad la transconductancia es función del voltaje diferencial de entrada y depende de la temperatura<sup>4</sup>.

**Figura 4** Esquemático y circuito equivalente de una OTA.



Fuente: *Department of IET Morehead State University.*

<sup>3</sup> INCONTEC. "Equipo Electromédico. Parte 1: Requisitos Generales para la Seguridad" Norma Técnica Colombiana NTC - IEC 60601 - 1 (1998-11-25)" Editada por el Instituto Colombiano de Normas Técnicas y Certificación. Editada 2002-01-31. ICS: 11.040.60

<sup>4</sup> GRATZ, Achim. Operational Transconductance Amplifiers. Mayo 2 de 2004. Página 2.

La ecuación característica ideal, si se opera con baja corriente<sup>5</sup>, es:

$$I_{OUT} = g_m (V_{IN+} - V_{IN-}) \quad (6)$$

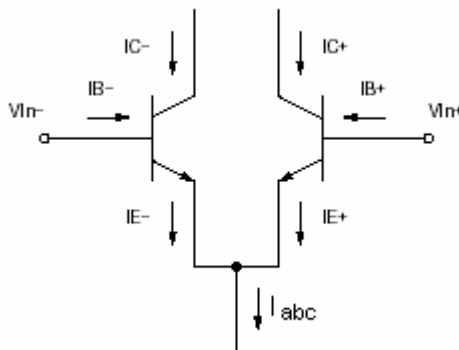
La importancia y utilidad del parámetro de transconductancia  $g_m$  radica en que es controlado por una corriente externa de polarización  $I_{abc}$ , como se muestra en la Figura 4. En la siguiente relación se puede observar la dependencia entre la tranconductancia y la corriente de polarización:

$$g_m = \frac{I_{abc}}{2V_T} \quad (7)$$

Donde  $V_T$  es el voltaje de temperatura que es igual a 25mV.

La OTA bipolar más simple, mostrada en la Figura 5, consiste en un par diferencial, que convierte el voltaje diferencial de entrada en dos corrientes  $I_{C+}$  e  $I_{C-}$ ; éstas, son entonces reflejadas a la salida, es decir, la diferencia de las dos corrientes se convierte en la salida.

**Figura 5** Amplificador operacional de transconductancia más simple basado en un par diferencial bipolar.



Fuente: Achim Gratz, *Operational Transconductance Amplifier*.

<sup>5</sup> GRATZ, Achim. Operational Transconductance Amplifiers. Mayo 2 de 2004. Página 3.

La expresión correspondiente a la corriente de salida es:

$$I_{out} = I_{abc} \left( \frac{1}{1 + e^{\frac{-V_{IN}}{V_T}}} - \frac{1}{1 + e^{\frac{V_{IN}}{V_T}}} \right) \quad (8)$$

Donde:  $V_{IN} = V_{IN+} - V_{IN-}$

La relación (8) también se puede expresar de la siguiente forma:

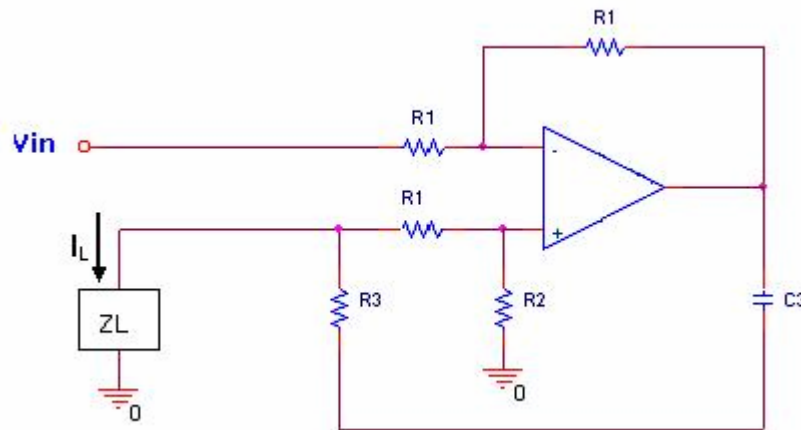
$$I_{out} = I_{abc} * \tanh\left(\frac{V_{IN}}{2V_T}\right) \quad (9)$$

De esta última, se observa que la corriente de salida  $I_{OUT}$  es una función no lineal, pero es linealizada si se opera en inversión débil (con baja corriente). Esto hace que las OTA's no sean las fuentes de corrientes más confiables para el diseño de las fuentes de corriente senoidal y de pulsos bifásicos por las características requeridas para la aplicación que demanda la medición de impedancia del tejido uterino. Además, la principal aplicación de una OTA es conducir baja impedancia como en un cable coaxial, con baja distorsión a alto ancho de banda. Las implementaciones que normalmente las usan, son los osciladores controlados por voltaje (VCO) y los filtros controlados por voltaje (VCF).

#### **1.1.4 CONVERSION VOLTAJE-CORRIENTE BASADO EN FUENTE HOWLAND MEJORADA**

La construcción de este tipo de fuente está basada en la fuente de corriente Howland mejorada, mostrada en la Figura 6.

**Figura 6** Fuente de Corriente Howland Mejorada



Fuente: *Autores del Proyecto*

Dicha topología cuenta con importantes características, como son: alta impedancia de entrada, gran estabilidad por contar con realimentación negativa, y corriente independiente de la carga, lo cual se demuestra mediante la ecuación (10).

$$I_L \cong \frac{V_{in}}{R_3} \quad (10)$$

Este resultado es válido cuando los valores de C3 y R3 (los cuales conforman  $Z_3$ ) se seleccionan de tal manera que para el ancho de banda de la fuente se cumpla que  $R_2 - R_1 \approx |Z_3|$

Por las características mencionadas, se escogió esta topología para diseñar la fuente de corriente que es explicada detalladamente en el ítem 2.5.

## **1.2 INTERFERENCIAS**

Las diferentes clases de interferencias se clasifican de acuerdo al fenómeno físico responsable de su generación. Entre ellas se encuentran: Acoplamiento Inductivo, Acoplamiento Capacitivo y Tierras Múltiples.

### **1.2.1 ACOPLAMIENTO INDUCTIVO , ELECTROMAGNÉTICO O MAGNÉTICO**

Una corriente cambiante en la cercanía de un circuito, produce un cambio en el campo magnético, presentándose una fuerza electromotriz en el sistema de medida como consecuencia de la inducción magnética. Estas interferencias son causadas por los cables de potencia de las paredes cercanas y por los propios cables de cada instrumento.

### **1.2.2 ACOPLAMIENTO CAPACITIVO**

La tierra y otros elementos cercanos como los cables de potencia, están separados por un dieléctrico (que generalmente es el aire), de los conductores del sistema de medida. El conductor dieléctrico-tierra y el conductor dieléctrico-cable de potencia forman condensadores. Un cambio en la tensión aplicada en una de las placas de tales condensadores, afecta la tensión de la otra; estos condensadores, por consiguiente, acoplan los conductores del sistema de medida a otros sistemas y, en consecuencia, las señales de esos sistemas pasan al sistema de medida como interferencia. Para el caso de los cables de potencia de la red, las señales de interferencia capacitiva tendrán la frecuencia de 60 Hz.

### **1.2.3 TIERRAS MÚLTIPLES**

Esta interferencia se presenta cuando el sistema de medida tiene más de una conexión a tierra, dado que todos los puntos del circuito no están al mismo potencial. Esto se conoce como bucle de masa.

### **1.2.4 MÉTODOS PARA REDUCIR LAS INTERFERENCIAS**

#### **Minimización de las longitudes de los cables y los bucles**

Minimizando las longitudes de los cables se puede reducir la cantidad de acoplamiento capacitivo. La producción de fuerza electromotriz (fem) en cables, debido a la inducción electromagnética puede ser minimizada si el área del bucle formado por los cables es mínima. Esto sucede porque la fem inducida es proporcional al cambio de flujo magnético que atraviesa el bucle y, por tanto, depende del área de bucle. Por esta razón, es importante evitar la formación del bucle entre cable y masa.

#### **Apantallamiento electrostático**

El acoplamiento capacitivo puede eliminarse completamente encerrando los circuitos en una pantalla de metal conectada a tierra. Un cable coaxial realiza el apantallamiento de las conexiones entre los diferentes elementos del sistema de medida; el cual debe estar solamente conectado a tierra en un extremo, evitando así las tierras múltiples.

#### **Tierra simple**

Las tierras múltiples deben ser evitadas, ya que producen interferencia al sistema de medida. Por esta razón es recomendable tener únicamente un punto de tierra.

## **Filtros**

Los filtros pueden ser utilizados para transmitir la señal de medida y bloquear la señal de interferencia.

### **1.3 RUIDO ELÉCTRICO**

Comúnmente el ruido se presenta como señales indeseadas que se introducen en el sistema de medida e interfieren con la señal a medir, incrementando de esta forma los errores aleatorios. Este fenómeno resulta ser uno de los principales inconvenientes que se presentan cuando se diseña cualquier dispositivo electrónico, por lo que se debe tomar como referencia al momento de escoger tanto los integrados con los cuales se va a trabajar, como el ambiente en el cual se realizarán las pruebas, con el fin de que éste pueda ser minimizado.

Existen dos clases de ruido: la interferencia que se debe a una interacción entre campos eléctricos y magnéticos externos y el circuito del sistema de medida, y el ruido aleatorio producido por el movimiento aleatorio de los electrones y otros portadores de carga en los componentes.

El ruido aleatorio se puede producir de diversas formas entre las que cabe mencionar el ruido térmico, el ruido de granalla y el ruido de fluctuación.

#### **1.3.1 RUIDO TÉRMICO Ó JOHNSON**

Constituye la forma más común de ruido en un conductor. Con excepción del cero absoluto, todos los electrones y otros portadores de carga en resistencias y semiconductores, se encuentran en movimiento completamente aleatorio dando como resultado innumerables corrientes aleatorias.

El origen del movimiento aleatorio radica en que el material se encuentra a determinada temperatura. En promedio se encuentra que hay tantos electrones moviéndose en una dirección como en otra, sin embargo, el número fluctúa alrededor del promedio, y por lo tanto, aún en ausencia de una diferencia de potencial externa aplicada, habrá una corriente fluctuante. Esta corriente es conocida como ruido térmico, ya que a medida que se incrementa la temperatura crece el movimiento aleatorio. El ruido se extiende sobre un margen infinito de frecuencias y se conoce como ruido blanco (la luz blanca es una mezcla de todas las frecuencias). Una manera de cuantificar la tensión de ruido presente para un ancho de banda entre  $f_1$  y  $f_2$  es mediante la expresión:

$$V_{rms} = \sqrt{4KRT(f_2 - f_1)} \quad (11)$$

siendo:  $k$  la constante de Boltzmann ( $1.28 \times 10^{-23}$  J/K)

$R$  es la resistencia

$T$  la temperatura absoluta

En consecuencia, un amplificador con mayor ancho de banda generará más ruido que uno de banda estrecha, igualmente, una resistencia alta o una elevada temperatura generarán un mayor nivel de ruido; éste es independiente de la corriente y de su naturaleza continua o alterna.

### 1.3.2 RUIDO DE GRANALLA

En muchos componentes electrónicos hay movimiento de portadores de carga a través de barreras de potencial, como en el caso de una unión p-n. Los portadores de carga fluyen a través de la barrera, en forma constante, pero tienen un elemento aleatorio superpuesto a ese movimiento. Por esta razón, hay fluctuaciones aleatorias conocidas como ruido de granalla. La tensión eficaz del ruido para una temperatura  $T$  y un ancho de banda desde  $f_1$  a  $f_2$  se calcula mediante la expresión:

$$V = \sqrt{2kT r_d (f_2 - f_1)} \quad (12)$$

$k$  → constante de Boltzmann

$r_d$  → resistencia diferencial del diodo

### 1.3.3 RUIDO DE FLUCTUACIÓN

Este ruido ocurre como resultado del flujo de portadores de carga en un medio discontinuo; por ejemplo, un diodo, un transistor o un termistor. Para un transistor, este ruido sólo aparece a frecuencias en torno a 1kHz, por lo que se le conoce como un ruido de baja frecuencia.

### 1.3.4 FACTOR DE RUIDO

Un instrumento puede tener una entrada de señal con ruido y además él mismo, introduce ruido adicional. La salida del instrumento, por consiguiente, contendrá el ruido resultante de esa señal de entrada y el producido por el instrumento. El factor de ruido (NF) es una medida de la cantidad de ruido introducida por el instrumento y se expresa como la degradación de la relación señal a ruido generada por el instrumento, la cual es calculada mediante la siguiente expresión:

$$NF = \frac{(S/R)_{ent}}{(S/R)_{sal}} \quad (13)$$

donde  $(S/R)_{ent}$  es la relación señal a ruido a la entrada y  $(S/R)_{sal}$  es la relación señal a ruido a la salida.

### 1.3.5 RECHAZO DEL RUIDO

El ruido constituye uno de los principales problemas que afecta a todo sistema de medida. Este puede producirse debido a una fuente de señal, en cuyo caso es conocido como *ruido en modo normal*, o puede ocurrir entre el terminal de tierra del instrumento y su terminal de bajo potencia, lo que se conoce como *ruido en modo común*.

Para el sistema de medida, el ruido en modo normal no se distingue de la señal de medida y puede ser causado por una interferencia debida a un acoplamiento capacitivo e inductivo con los cables de potencia externos. La relación de rechazo en modo normal (NMRR) representa la habilidad de un sistema para suprimir tensiones en modo normal y puede ser calculada como se muestra a continuación:

$$NMRR = 20 \text{Log} \left( \frac{V_n}{V_e} \right) \quad (14)$$

donde  $V_n$  es el valor pico del ruido en modo normal y  $V_e$  es el valor pico del error que se produce en la medida a una frecuencia particular.

Sin embargo, el ruido en modo normal puede ser reducido empleando filtros para aislar la señal de medida y bloquear las interferencias.

El término ruido en modo común se utiliza para describir el ruido entre el terminal de tierra del sistema de medida y su terminal de bajo potencial.

La habilidad del sistema de medida para evitar el ruido en modo común que introduce un error en la lectura se conoce como relación de rechazo en modo común (CMRR) y se puede calcular mediante la siguiente expresión:

$$CMRR = 20\text{Log}\left(\frac{V_{cm}}{V_e}\right) \quad (15)$$

donde  $V_{cm}$  es el valor pico del ruido en modo común y  $V_e$  es el valor pico del error que se produce en la medida a una frecuencia particular.

El CMRR puede mejorarse teniendo un único punto de tierra, usando amplificadores diferenciales, aislando la entrada del instrumento con respecto a tierra (entrada flotante) y utilizando apantallamientos.

#### **1.4 PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES (DSP)**

La generación y control de las señales senoidales y de pulsos bifásicos de las fuentes de corriente es realizada por el procesador digital de señales (DSP) 56F801 de motorola.

El 56F801 es un DSP de 16-bits, con una arquitectura Harvard Dual, la cual consta de tres unidades de ejecución en paralelo que lo hace más eficiente, de bajo consumo y además, se complementa con un rango de periféricos dentro del chip, una memoria de programa flash y una memoria RAM de acceso dual. Las características principales de este DSP son: un puerto de comunicación serial (SCI – 2 pines), un puerto de Interfaz serial de periférico (SPI – 4 pines), modulación de ancho de pulso (PWM) de 6 canales, puerto JTAG y posibilidad de configuración de 11 pines dedicados a pines de propósito general (GPIO).

## 1.5 SEGURIDAD ELÉCTRICA

En el desarrollo de equipos electromédicos es indispensable partir de una legislación técnica para limitar parámetros eléctricos que se requieren en la protección del paciente, por tanto, se toma como referencia la normatividad vigente colombiana para fijar el diseño de las fuentes de corriente senoidal y de pulsos bifásicos. Dicha legislación se encuentra contenida en la NTC-IEC 60601-1, expedida para equipos electromédicos por el Instituto Colombiano de Normas Técnicas y Certificación (INCONTEC).

La norma, NTC-IEC 60601-1 Parte I, establece los parámetros generales para el diseño de equipos electromédicos, dentro de los cuales se encuentran: el porcentaje de la potencia de entrada, el ambiente, la alimentación, la limitación de tensión ó energía, las corrientes de fuga permanentes y las corrientes auxiliares de paciente, entre otros<sup>6</sup>. En el diseño de las fuentes de corriente senoidal y de pulsos bifásicos, algunos requerimientos contemplados en la norma son críticos y de mayor relevancia que otros, por lo que, parámetros eléctricos como el porcentaje de la potencia de entrada, la alimentación, la limitación de tensión ó energía, entre otros, han sido descartados, ya que el diseño utiliza una batería de 9V para la alimentación y los valores admisibles de los parámetros nombrados exceden los valores nominales del diseño de las fuentes de corriente; contrario a las corrientes de fuga permanentes y las corrientes auxiliares de paciente, que son de vital importancia para los alcances del diseño.

En la Tabla 1 se muestran los valores admisibles para las corrientes de fuga permanentes y las corrientes auxiliares de paciente. Además, sin tener en

---

<sup>6</sup> INCONTEC. "Equipo Electromédico. Parte 1: Requisitos Generales para la Seguridad" Norma Técnica Colombiana NTC - IEC 60601 - 1 (1998-11-25)" Editada por el Instituto Colombiano de Normas Técnicas y Certificación. Editada 2002-01-31. ICS: 11.040.60

cuenta la forma de onda y la frecuencia, la corriente de fuga no deberá exceder de 10mA eficaces en condición normal (C.N.) o en condición de primer defecto (C.P.D.).

La fuente diseñada, como se presenta a continuación, cumple con esta norma de seguridad.

**Tabla 1.** Valores admisibles de corrientes de fuga permanentes y de corriente auxiliar del paciente en miliamperios

CORRIENTE	TIPO B		TIPO BF		TIPO CF	
	C.N.	C.P.D.	C.N.	C.P.D.	C.N.	C.P.D.
Corriente de Fuga a tierra general	0,5		0,5		0,5	
Corriente de Fuga a tierra para equipos <sup>7 y 8</sup>	2,5	5	2,5	5	2,5	5
Corriente de Fuga a tierra para equipos <sup>9</sup>	5	10	5	10	5	10
Corriente de Fuga de la envolvente	0,1	0,5	0,1	0,5	0,1	0,5
Corriente de Fuga de la envolvente <sup>10</sup> c.c.	0,01	0,05	0,01	0,05	0,01	0,05
Corriente de Fuga de la envolvente <sup>6</sup> c.c.	0,1	0,5	0,1	0,5	0,01	0,05
Corriente de Fuga de Paciente (Tensión de alimentación en la parte aplicable)				5		0,05
Corriente Auxiliar de Paciente <sup>6</sup> c.c.	0,01	0,05	0,01	0,05	0,01	0,05
Corriente Auxiliar de Paciente <sup>6</sup> c.a.	0,1	0,5	0,1	0,5	0,01	0,05

Fuente: *Autores del proyecto.*

<sup>7</sup> Ordenadores con las partes de la red de alimentación apantallados

<sup>8</sup> Equipos móviles de rayos X y equipos móviles con aislamiento mineral

<sup>9</sup> Componentes principales de una instalación de rayos X tales como un generador de rayos X y la masa de examen o de tratamiento. Equipos con calentadores con aislamiento mineral.

<sup>10</sup> Los valores máximos para los componentes de alterna de la corriente de fuga de pacientes y de la corriente auxiliar de pacientes especificados en la tabla 1 se refieren sólo a los componentes alternos de corriente

## 2. DISEÑO DEL HARDWARE

Existen diferentes métodos para realizar la medición de impedancia eléctrica [Nebuya S, Brown B, Schwan, Ackmann, Seitz] entre los que se destacan: sistemas basados en puentes de impedancia, circuitos resonadores, medidas de corriente y tensión (utilizando funciones propias de sistemas LTI), analizadores de redes (reflectometría en el dominio de la frecuencia) o reflectometría en el dominio del tiempo.

Como se mencionó en el capítulo anterior, la región de interés para esta aplicación es la zona beta [Schwan H], la cual está comprendida en un rango de frecuencias de 100kHz a 1MHz, siendo el método más adecuado el de medida de tensión-corriente. Este método consiste en excitar el tejido por medio de corriente para luego medir tensión.

Con fundamento en estas premisas, el problema se centró en el diseño de una fuente de corriente constante en el rango de frecuencias mencionadas, cuya forma de onda en primera instancia, debía ser senoidal, ya que estudios preliminares<sup>11</sup> demostraron su efectividad para la medición; posteriormente, se decidió además, generar una forma de onda de pulsos bifásicos, pues de acuerdo a estudios recientes [Brown B] ésta constituye una alternativa bastante atractiva en la que se busca evaluar un nuevo método para la medición de impedancia eléctrica.

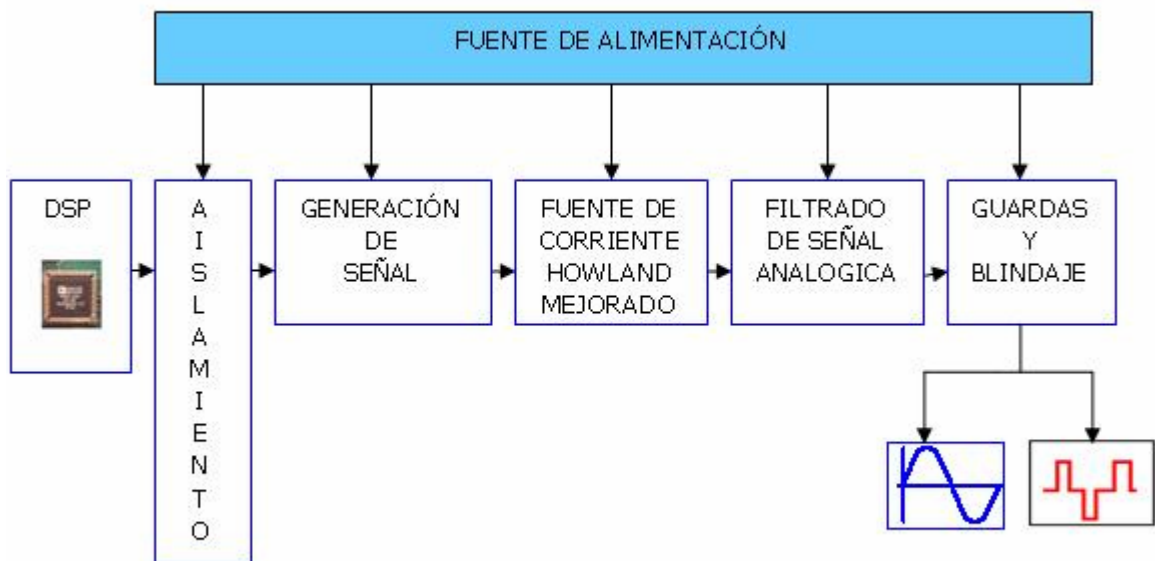
---

<sup>11</sup> MIRANDA, David. Detección Precoz de Cáncer de Cuello Uterino Basada en Espectro de Impedancia Eléctrica. Bucaramanga 2005.

A continuación se describen cada una de las etapas necesarias para el diseño de las fuentes de corriente basadas en ciertas consideraciones y parámetros de diseño que soportan su implementación:

- Control basado en la utilización de un DSP
- Aislamiento Digital
- Generación de Señal
- Fuente de Corriente Howland Mejorado
- Acondicionamiento de Señal
- Guardas y Blindaje
- Alimentación

**Figura 7** Diagrama de Bloques de las Fuentes de Corriente



Fuente: *Autores del Proyecto*

## 2.1 CONTROL BASADO EN UN DSP 56F801

Una de las preocupaciones que se tenía al momento de diseñar las fuentes de corriente, era buscar la forma en que las señales se iban a generar y controlar; por lo que se pensó en la utilización de un dispositivo programable que contara con una arquitectura completa, versatilidad y bajo costo. Fue de esta manera como se planteó la idea de la utilización de un DSP, pues sus características se ajustaban perfectamente a dichas necesidades. Se optó por la utilización del DSP 56F801 de Motorola, puesto que además de ser sencillo, es robusto, de bajo costo y cuenta con un software de programación con licencia gratuita, conocido como Code Warrior, que permite trabajar en un lenguaje de alto nivel, como C++, simplificando en gran medida el trabajo en el entorno de programación.

Dentro de las aplicaciones que se le dio a este DSP se encuentran:

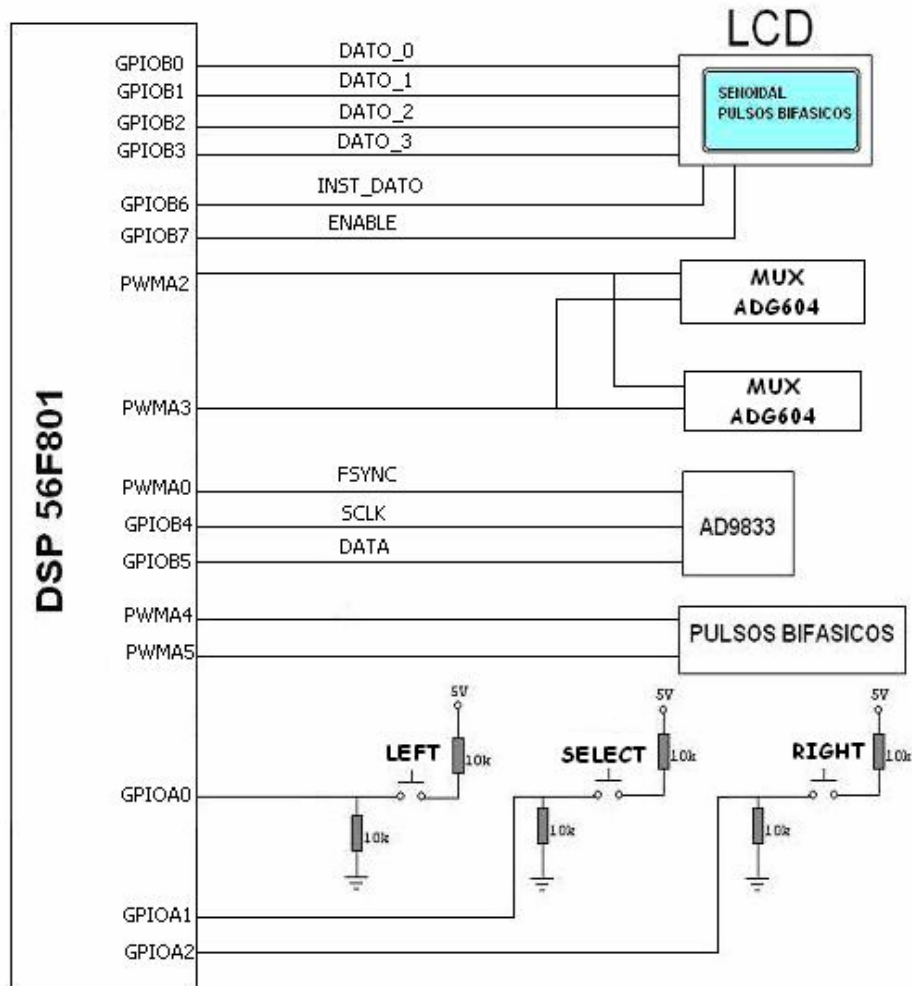
- Control de frecuencia para la señal senoidal mediante el envío de códigos al generador de funciones AD9833 de la empresa Analog Devices, ya que como se había mencionado anteriormente se requería una señal con frecuencia variable en el rango de 10kHz a 700kHz.
- Control de amplitud para las señales senoidal y de pulsos bifásicos por medio de dos multiplexores de cuatro canales cada uno (ADG604 de Analog Devices). Esto, con el fin de obtener los rangos de amplitud requeridos: 10 $\mu$ A - 40 $\mu$ A, para la senoidal, y 1mA - 10mA para la de pulsos bifásicos.
- Generación y control de frecuencia de la señal de pulsos bifásicos por medio de la utilización de los módulos PWM. Para esto fue necesario

utilizar dos módulos, cada uno de los cuales fue destinado para generar un tren de pulsos desfasados  $180^\circ$  entre sí.

- Control de una pantalla genérica de cristal líquido de dos líneas y 16 caracteres, la cual es necesaria para la visualización de la información como: tipo de señal (senoidal y pulsos bifásicos), y parámetros (frecuencia y amplitud) escogidos por el usuario.

Todo lo anterior se llevó a cabo mediante la utilización de los pines de propósito general (GPIO), módulo SPI (Serial Peripheral Interface), y módulos PWM que posee el DSP, cuyos detalles son mostrados en el capítulo 3. En la Figura 8 se presenta el esquema utilizado, el cual corresponde a una tarjeta adicional que se diseñó y que sirvió de interfaz entre el DSP y la fuente de corriente.

**Figura 8** Esquema de control por medio del DSP 56F801



Fuente: Autores del proyecto

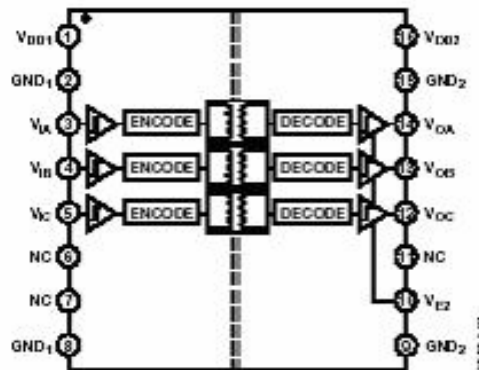
## 2.2 AISLAMIENTO DIGITAL

El aislamiento en la realización de este proyecto era muy importante puesto que se requería garantizar la seguridad eléctrica para el paciente. Por este motivo, el desacople de señales entre el DSP y el equipo diseñado resultaba fundamental. En vista que la información iba a ser manejada empleando módulos SPI y PWM, se requerían aisladores de tres canales con bajo consumo de potencia, bajo costo y alta confiabilidad, razones por las que se

escogió el aislador digital de tres canales ADUM1300 de la empresa Analog Devices, mostrado en la Figura 9, el cual se basa en tecnología iCoupler que combina la alta velocidad de CMOS y un transformador monolítico, características que lo hace superior a los dispositivos optoacopladores, los cuales requieren drivers y otros elementos discretos externos.

Respecto a las características eléctricas, el consumo de potencia oscila entre una décima y una sexta parte de la potencia consumida normalmente por un optoacoplador para tasas de datos comparables; opera en rangos de voltaje entre 2.7V y 5.5V, proporcionando compatibilidad con sistemas de baja tensión; el consumo de corriente puede ir desde 0.8mA a 32mA por canal dependiendo de la tasa de transferencia de datos y del voltaje de alimentación (para el diseño se escogió una alimentación de 5V, cuyo consumo de corriente corresponde a 10.5mA), además posee una gran exactitud en DC e inmunidad a campos magnéticos externos.

**Figura 9** Aislador de tres canales ADUM1300

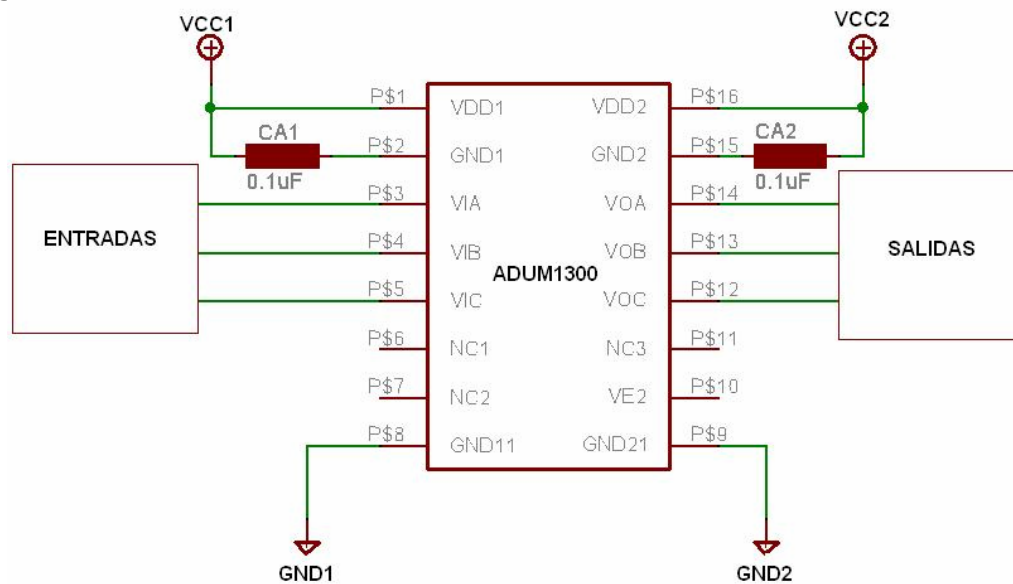


Fuente: *Hoja de datos del fabricante*

### 2.2.1 CONFIGURACIÓN DEL ADUM1300

De acuerdo con las recomendaciones dadas por el fabricante, es conveniente la utilización de condensadores de *bypass* de  $0.1\mu\text{F}$  entre los pines 1 y 2 para  $V_{DD1}$  y entre 15 y 16 para  $V_{DD2}$ , tal como se muestra en la Figura 10.

Figura 10 Esquema de conexión del ADUM1300



Fuente: *Autores del proyecto*

### 2.3 GENERACIÓN DE SEÑALES

Una parte muy importante en el desarrollo de la fuente de corriente era precisamente la generación de las señales senoidal y de pulsos bifásicos. Para tal fin, se recurrió al uso del generador de señal AD9833 de la empresa Analog Devices para la obtención de la señal senoidal; y de los módulos PWM del DSP 56F801 para la construcción de la señal de pulsos bifásicos.

### **2.3.1 GENERACIÓN DE SEÑAL SENOIDAL A PARTIR DEL AD9833**

Con el fin de obtener la señal sinusoidal necesaria para este diseño, se requería un circuito generador de onda que mediante programación convirtiera la información proveniente del DSP en una señal analógica, con valores de frecuencia y amplitud adecuados para conformar la fuente de corriente a ser aplicada al tejido objeto de estudio.

Por esta razón, se decidió utilizar uno de los más recientes y novedosos generadores de forma de onda programable, el AD9833 de la empresa Analog Devices, el cual se ajustaba adecuadamente a los requerimientos. Este circuito integrado es un sintetizador digital directo (DDS) que produce ondas senoidal, triangular y cuadrada; cuya frecuencia y amplitud son programables, permitiendo así facilidad de selección.

Una de las características más atractivas de este dispositivo es que solo requiere una referencia de reloj y capacitores de desacople para su correcto funcionamiento. Además, está diseñado para una interfaz serial de tres vías que puede operar a tasas de reloj superiores a 40MHz, siendo de esta manera compatible con DSP's y Microcontroladores.

#### **DESCRIPCIÓN**

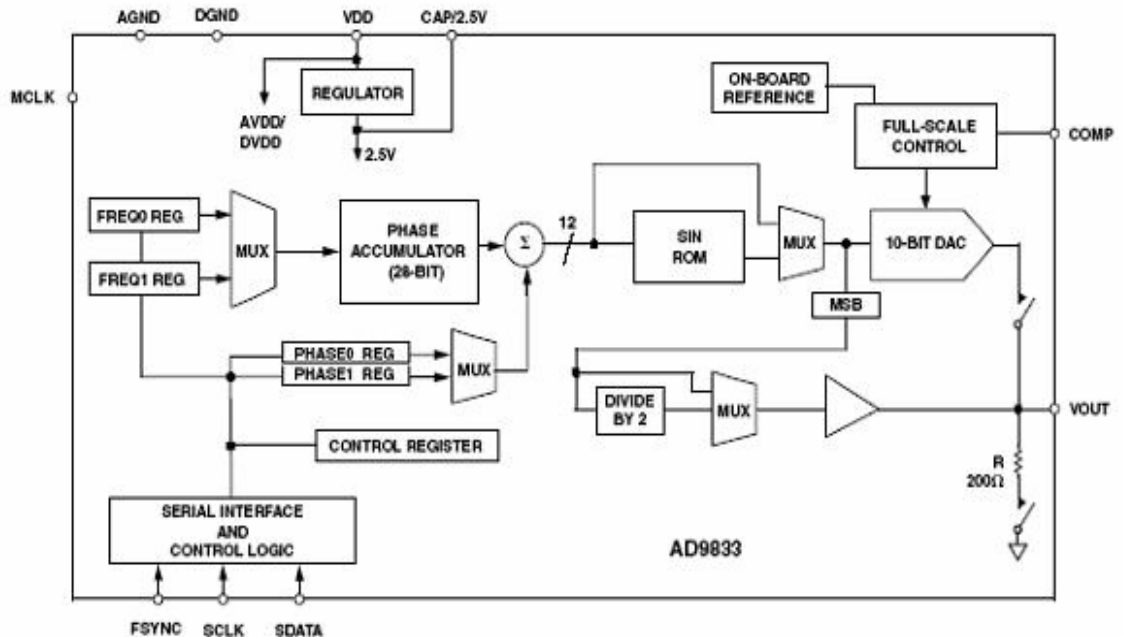
Su circuito interno está compuesto por: Un oscilador controlado numéricamente (NCO), moduladores de frecuencia y fase, SIN ROM, conversor D/A y un regulador. En la Figura 11 se muestra el conjunto de módulos que conforman la estructura interna del AD9833 junto con la lógica manejada para su funcionamiento.

## CARACTERÍSTICAS GENERALES

El AD9833 cuenta con:

- ✓ 28 bits de resolución
- ✓ Rango de frecuencia de salida de 0 a 12.5MHz
- ✓ Interfaz SPI
- ✓ Registros de frecuencia de 28 bits
- ✓ Función de apagado (SLEEP). Esta permite desconectar secciones del dispositivo que no se están siendo utilizadas minimizando el consumo de corriente.

**Figura 11** Diagrama de bloques funcional del AD9833



Fuente: *Hoja de datos del fabricante*

En cuanto a las características eléctricas, la Tabla 2 resume las de mayor relevancia para la realización de este diseño.

**Tabla 2.** Parámetros eléctricos del AD9833

<b>ALIMENTACIÓN</b>	<b>CONSUMO DE POTENCIA</b>	<b>CONSUMO DE CORRIENTE</b>
2.3V a 5.5V	22.5mW – 27.5mW a 5V	4.5mA - 5.5mA

Fuente: *Autores del proyecto*

### **CONFIGURACIÓN DE PINES**

El AD9833 está compuesto de 10 pines que están distribuidos en: fuente de alimentación (2, 3, 4 y 9), señal analógica (1 y 10), y control e interfaz digital (5, 6, 7 y 8) como puede observarse en la Tabla 3.

**Tabla 3.** Descripción de Pines

<b>#PIN</b>	<b>NOMBRE DEL PIN</b>	<b>FUNCIÓN</b>
1	COMP	Pin usado para desacoplar el voltaje de polarización del DAC.
2	VDD	Alimentación para las secciones Analógica y digital.
3	CAP/2.5V	Voltaje para operación digital generada por VDD
4	DGND	Tierra digital
5	MCLK	Entrada digital de reloj. Las frecuencias de salida del DDS son expresadas como una fracción binaria de la Frecuencia del MCLK
6	SDATA	Entrada serial de datos (palabras de 16 bits)
7	SCLK	Entrada serial de reloj.

8	FSYNC	Entrada de control activa bajo.
9	AGND	Tierra analógica
10	VOUT	Voltaje de salida.

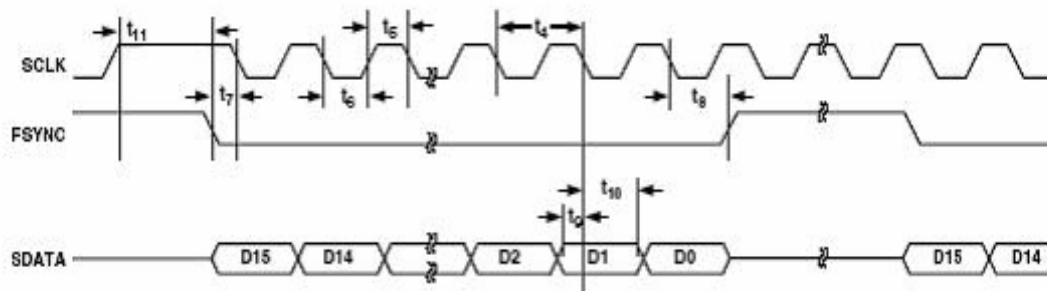
Fuente: *Autores del proyecto*

## MODO DE FUNCIONAMIENTO

El AD9833 tiene una interfaz serial de 3 hilos que es compatible con SPI, QSPI, MICROWIRE y DSP.

El dato es cargado en el dispositivo como una palabra de 16 bits sobre el control de una entrada de reloj serial, SCLK. El diagrama de tiempos para esta operación es mostrada en la Figura 12.

**Figura 12** Diagrama de tiempos serial



Fuente: *Hoja de datos del fabricante*

La entrada FSYNC es una entrada de disparo que actúa como un marco de sincronización y habilitación del chip. Para iniciar la transferencia de datos al dispositivo, FSYNC deberá estar en nivel bajo, de esta manera el dato será desplazado mediante el registro de desplazamiento durante 16 pulsos de reloj. Al final de la transferencia FSYNC debe tomar un nivel alto. En este sentido, un continuo flujo de palabras de 16 bits puede ser cargado mientras FSYNC es mantenida en bajo, lo cual ocurre hasta después del dieciseisavo

flanco de bajada de SCLK (SCLK puede ser continuamente, o alternativamente alto o bajo entre operaciones de escritura pero debe ser alto mientras FSYNC está en bajo).

### **PUESTA EN FUNCIONAMIENTO DEL AD9833**

Cuando se coloca en funcionamiento el AD9833 debe reiniciarse. Esto hará que los registros internos se coloquen apropiadamente en cero para proporcionar una salida analógica de media escala.

El bit RESET deberá estar en 1 mientras el dispositivo está leyendo para empezar a generar una salida. El RESET no resetea la fase, frecuencia o registros de control. El bit RESET debe ser llevado a 0 al empezar a generar una salida y el dato aparecerá en la salida del DAC ocho ciclos después que el RESET es colocado en 0.

El AD9833 contiene un registro de control de 16 bits que puede ser operado como el usuario desee (ver hoja de datos). Todos los bits de control, excepto MODE, son muestreados en el flanco de bajada del MCLK. Para informar al AD9833 que los contenidos del registro de control serán alterados, D15 y D14 deben colocarse en 0.

La SIN ROM es usada para convertir la información de fase desde los registros de frecuencia y fase, en información de amplitud que resulta en una señal senoidal a la salida. Para tener una salida senoidal desde el pin VOUT, se debe colocar D1 (MODE) en 0 y el D5 (OPBITEN) en 0.

### **MODO DE CONEXIÓN**

Luego de haber analizado detalladamente el funcionamiento del AD9833, se procedió a realizar sus respectivas conexiones para la obtención de la señal senoidal, como se muestra en la Figura 13. En esta se utilizó un oscilador

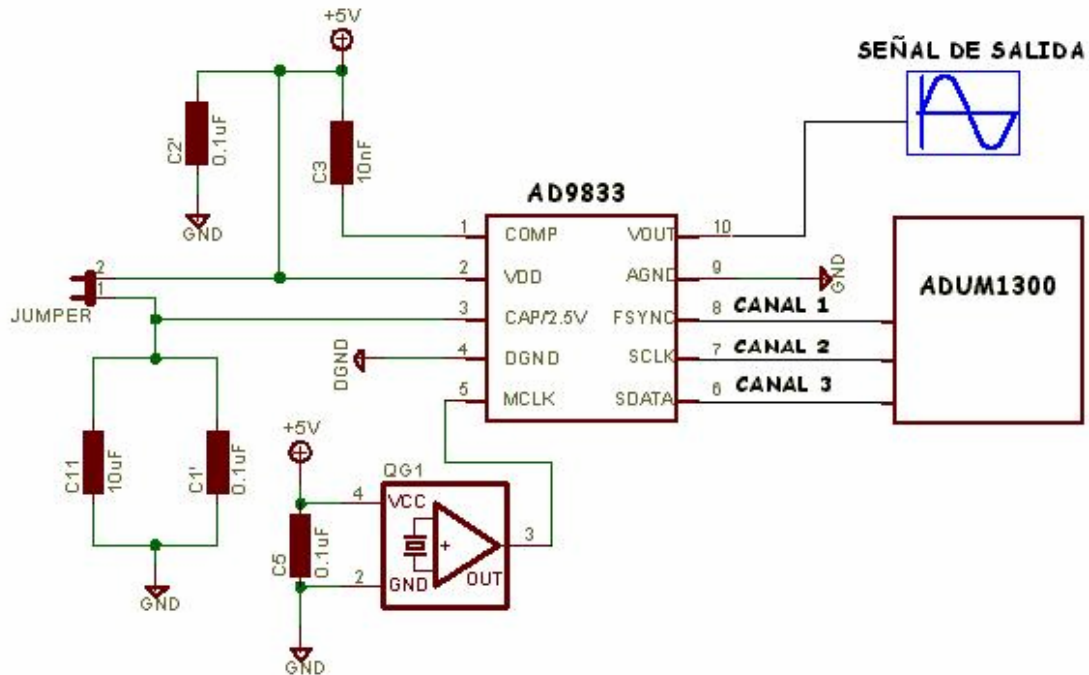
externo con frecuencia de 12MHz, ya que de acuerdo con el rango de frecuencias manejado (100kHz a 700kHz) se obtuvo una resolución de 0.04, lo que se ajustó adecuadamente al diseño; también, se emplearon condensadores de desacople (C1', C2', C3, C5 y C11), los cuales de acuerdo con las recomendaciones del fabricante se escogieron así:

C1'=C2'=C5=0.1μF cerámicos

C3=10nF cerámico

C11=10μF Tantalio

**Figura 13** Conexión del AD9833



Fuente: *Autores del proyecto*

### 2.3.2 GENERACIÓN DE SEÑAL DE PULSOS BIFÁSICOS

Se utilizaron dos de los seis canales PWM del DSP 56F801, como se mencionó en el ítem 2.1, para la obtención de dos pulsos de igual amplitud

pero desfasados  $180^\circ$  entre sí. Los detalles de la programación son explicados en el capítulo 3.

## **2.4 ACONDICIONAMIENTO DE SEÑAL**

El acondicionamiento de señal comprende el filtrado y la amplificación (ó atenuación) que se le realiza a ésta con el fin de lograr la forma de onda requerida de acuerdo a las especificaciones.

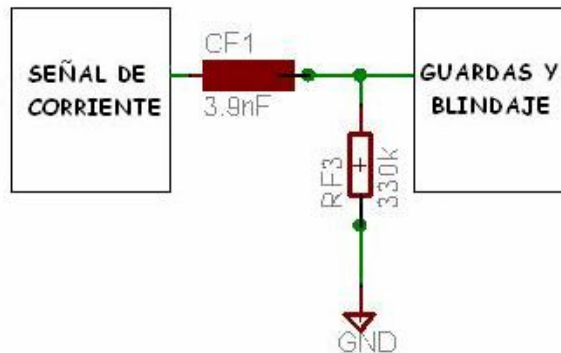
En el caso de las señales de pulsos, generadas por el DSP, se empleó un amplificador atenuador configurado como diferenciador para obtener la señal de pulsos bifásicos. También se implementaron filtros pasa altas para las fuentes de corriente, senoidal y pulsos bifásicos.

### **2.4.1 FILTRO PASA ALTAS**

Esta clase de filtrado se realizó para eliminar ruido de baja frecuencia, y distorsiones armónicas que pudieran provenir del generador de forma de onda AD9833 (para el caso de la señal senoidal).

En cada una de las fuentes de corriente diseñadas fue colocado un filtro pasa altas con frecuencia de corte de 123.66Hz, implementado con elementos pasivos de 1% de precisión (resistencias y condensadores) como se observa en la Figura 14.

**Figura 14** Implementación de filtro pasa altas



Fuente: *Autores del proyecto*

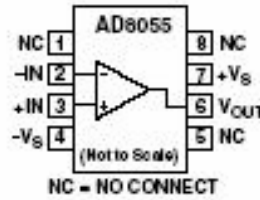
#### 2.4.2 AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Para la obtención de la señal de pulsos bifásicos se utilizó una configuración de amplificador diferencial, encargada de acoplar las señales de pulsos provenientes del DSP con la fuente Howland. Para esto, se necesitaba un amplificador con importantes características como: ancho de banda, bajo consumo de potencia, alto slew rate, alimentación dual, y bajo ruido. Por estas razones se utilizó el AD8055 de la empresa Analog Devices cuyas especificaciones son enumeradas a continuación:

- ✓ Ancho de banda de 300MHz
- ✓ Slew rate de 1400V/ $\mu$ s
- ✓ Operación con fuente dual de  $\pm 5V$  o sencilla de +12V
- ✓ Nivel de ruido de  $6nV/\sqrt{Hz}$
- ✓ Relación de rechazo en modo común (CMRR) de 82dB
- ✓ Voltaje de offset de entrada=5mV
- ✓ Corriente de offset de entrada=1.2 $\mu$ A

La Figura 15 muestra la distribución de pines de este amplificador operacional.

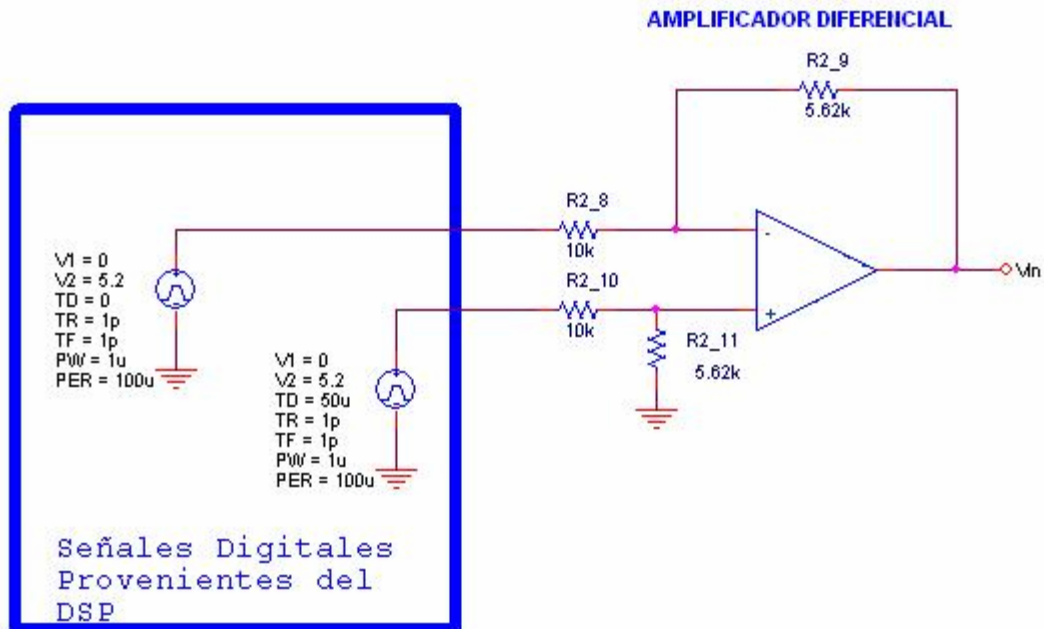
**Figura 15** Configuración de pines del AD8055



Fuente: *Hoja de datos del fabricante*

La configuración empleada se presenta en la Figura 16, de la cual se obtuvo una tensión de salida de 2.92Vp (referencia de entrada para la fuente Howland).

**Figura 16** Amplificador diferencial



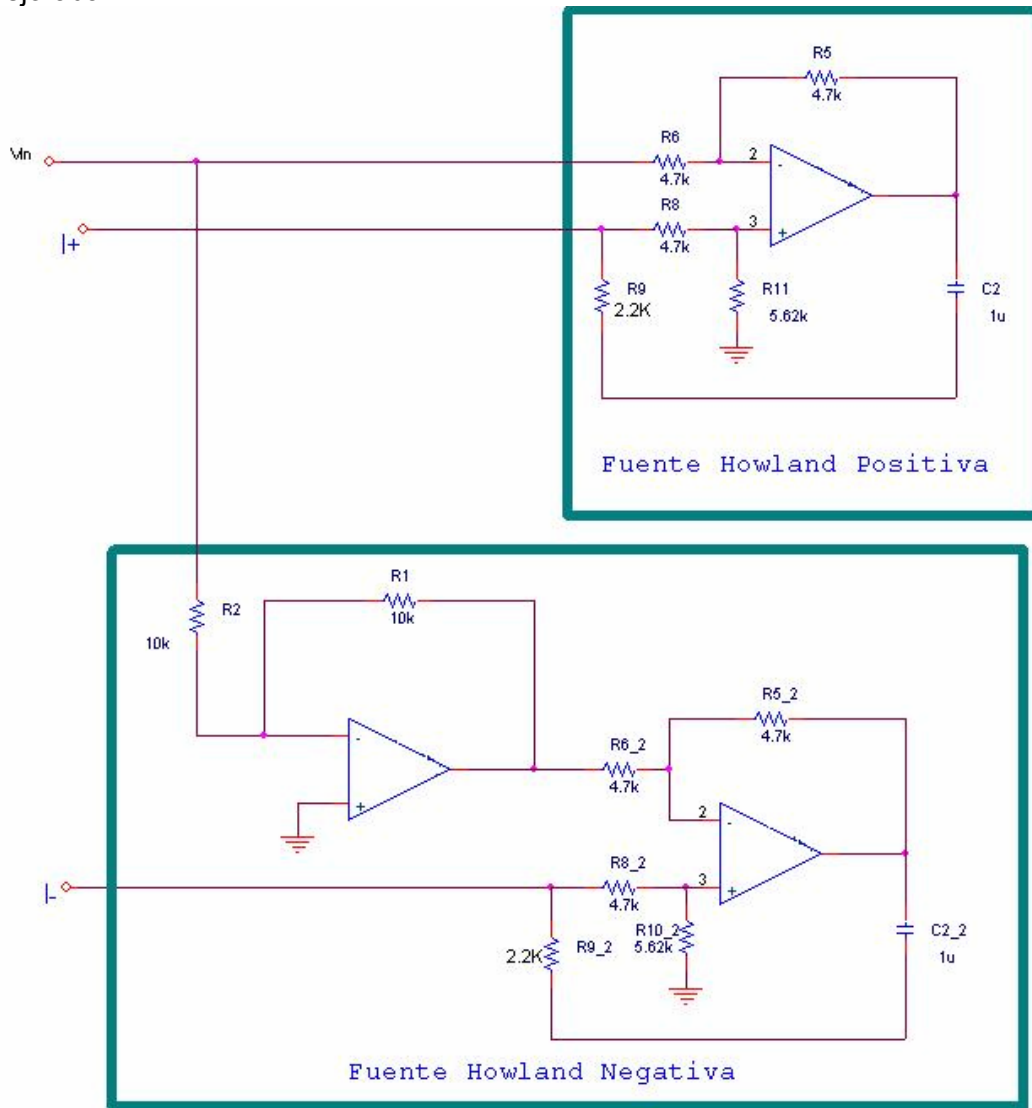
Fuente: *Autores del proyecto*

## **2.5 FUENTE DE CORRIENTE HOWLAND MEJORADA**

Para el diseño de la fuente de corriente, se estudiaron previamente las diferentes topologías que fueron mencionadas en el capítulo 1, y de acuerdo a características como: alta calidad en el control de la fuente de corriente, facilidad de implementación, seguridad eléctrica para el paciente y por supuesto, inmunidad al ruido, se optó por utilizar la topología de fuente de corriente controlada por tensión, puesto que estos sistemas son menos sensibles a los errores causados por las impedancias de contacto desconocidas de los electrodos. Dentro de estos tipos de fuentes se encuentran las topologías Howland.

En este diseño se propone la construcción de la fuente de corriente basada en la Topología Howland Mejorado presentada en el ítem 1.1.4 Figura 6. No obstante, para el diseño de la fuente requerida, se necesitó realizar algunas mejoras a la mencionada topología, como se muestra en la Figura 17. Estas modificaciones consisten en suministrar una tensión promedio igual a cero al tejido, mediante dos fuentes de igual magnitud y desfasadas  $180^\circ$  entre si, con el fin de minimizar el riesgo de microshock que está contemplado en las normas de seguridad para el paciente.

**Figura 17** Conversor Voltaje-Corriente basado en Fuente de Corriente Howland Mejorada



Fuente: *Ing. David Miranda y autores del proyecto*

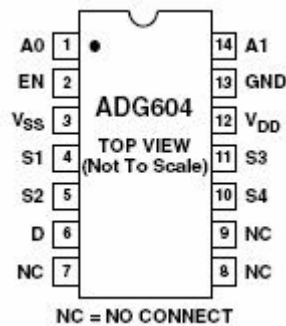
### 2.5.1 FUENTE DE CORRIENTE SENOIDAL

Para la obtención de la señal de corriente senoidal se utilizó la configuración de la Figura 17. Los rangos de corriente de  $10\mu\text{A}$  a  $40\mu\text{A}$  se lograron con la

utilización del multiplexor ADG604 controlado mediante GPIO's del DSP. Este multiplexor está encargado de seleccionar una de las cuatro resistencias (5.62K $\Omega$ , 10k $\Omega$ , 20k $\Omega$  y 25.62k $\Omega$ ) que han sido dispuestas para obtener los diferentes niveles de amplitud (37.4 $\mu$ A, 23.5 $\mu$ A, 12.9 $\mu$ A y 10.3 $\mu$ A).

La distribución de pines del multiplexor de dos canales utilizado para el control de amplitud de las fuentes se muestra en la Figura 18.

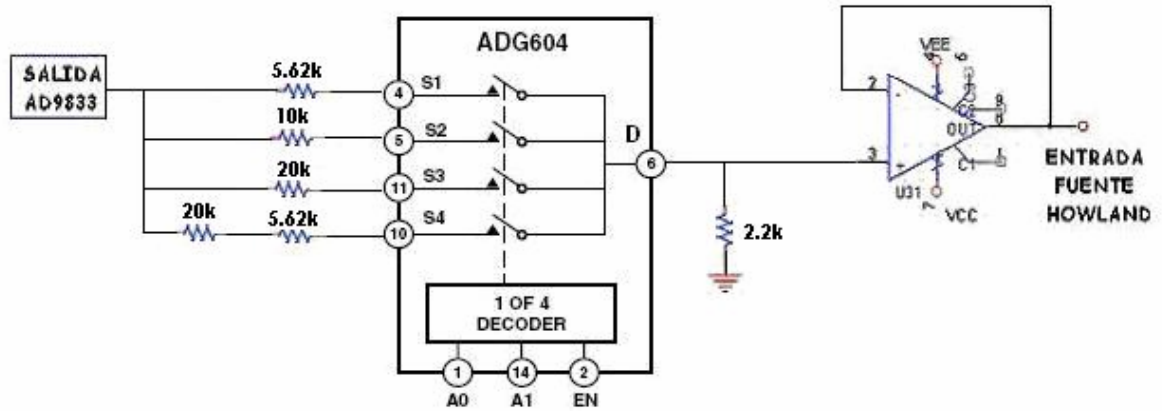
**Figura 18** Distribución de pines del ADG604



Fuente: *Hoja de datos del fabricante*

Los rangos de amplitud mencionados se lograron empleando la configuración mostrada en la Figura 19

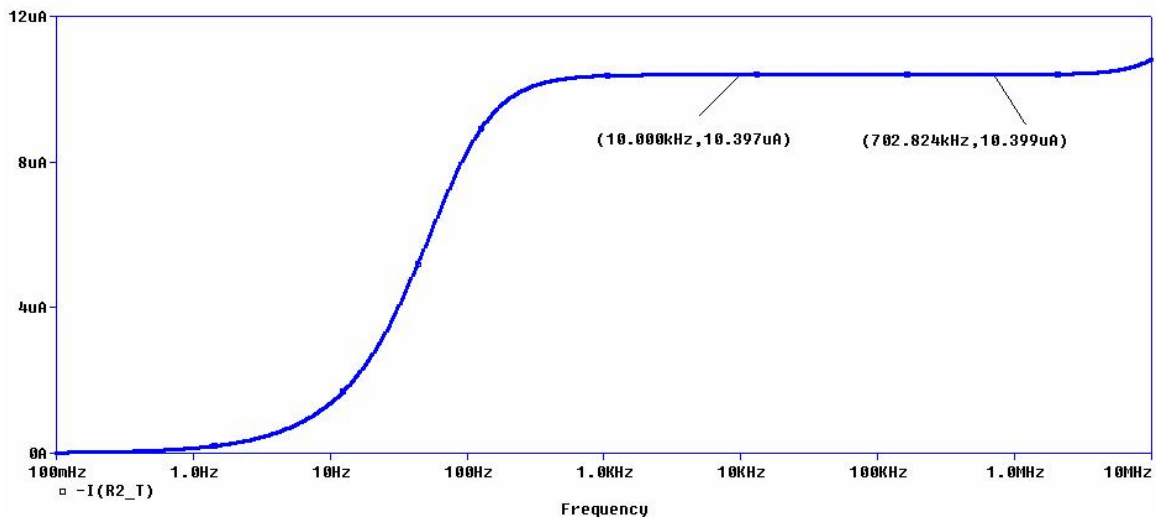
**Figura 19** Diseño para obtención de 10 $\mu$ A-40 $\mu$ A



Fuente: Autores del proyecto

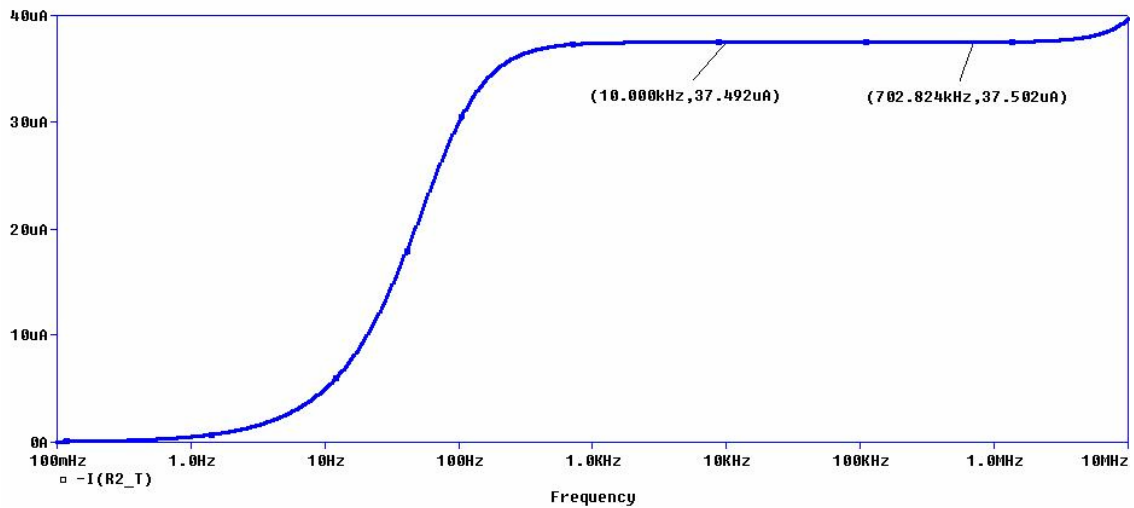
Para comprobar la validez del diseño se simuló en *PSPICE* el circuito, obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 20 y Figura 21.

**Figura 20** Resultado de simulación para 10.3 $\mu$ A



Fuente: Autores del proyecto

**Figura 21** Resultado de simulación para 37.4μA

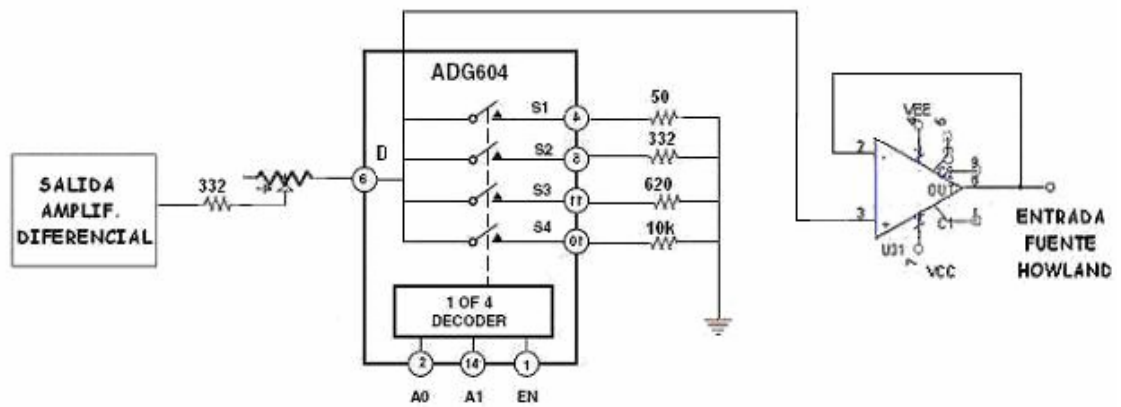


Fuente: *Autores del proyecto*

### 2.5.2 FUENTE DE CORRIENTE DE PULSOS BIFÁSICOS

La fuente de corriente de pulsos bifásicos fue implementada con la configuración Howland de la Figura 17, modificando las resistencias de 2.2kΩ por resistencias de 332Ω. Los niveles de amplitud requeridos (1mA-10mA) fueron logrados con un segundo multiplexor ADG604 como se observa en la Figura 22.

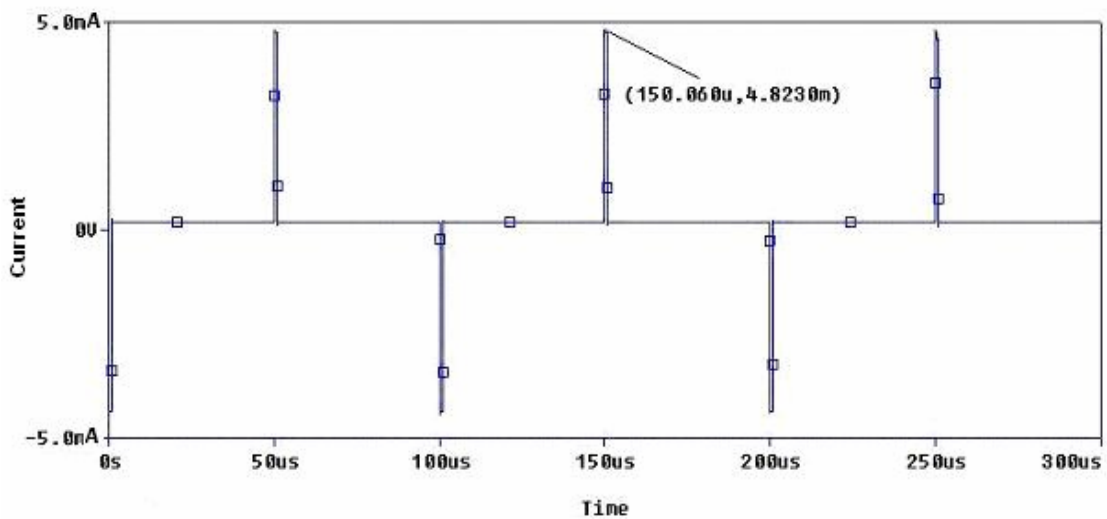
**Figura 22** Diseño para obtención de 1mA-10mA



Fuente: Autores del proyecto

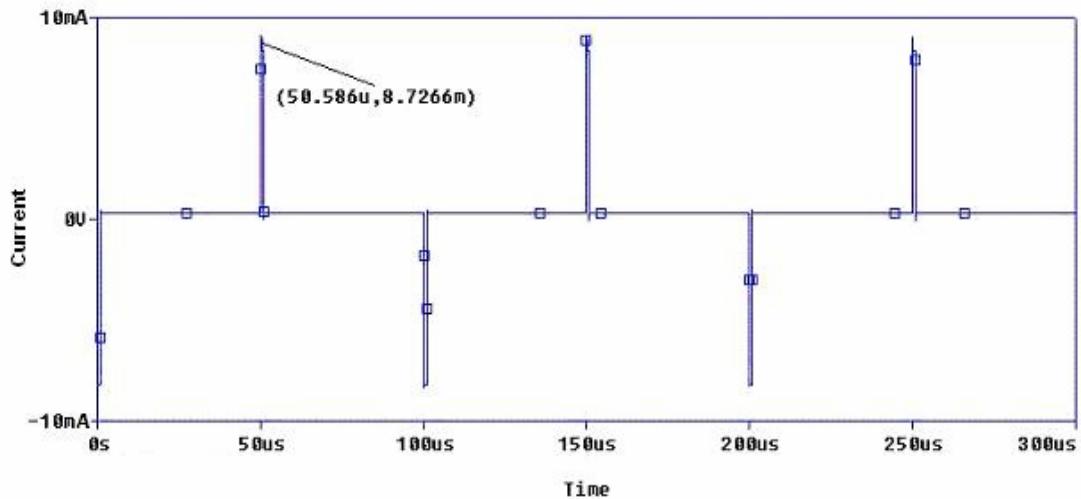
La simulación realizada en *PSPICE* permitió obtener los resultados que se muestran en la Figura 23 y Figura 24.

**Figura 23** Resultado de simulación para 4.8mA



Fuente: Autores del proyecto

**Figura 24** Resultado de simulación para 8.7mA

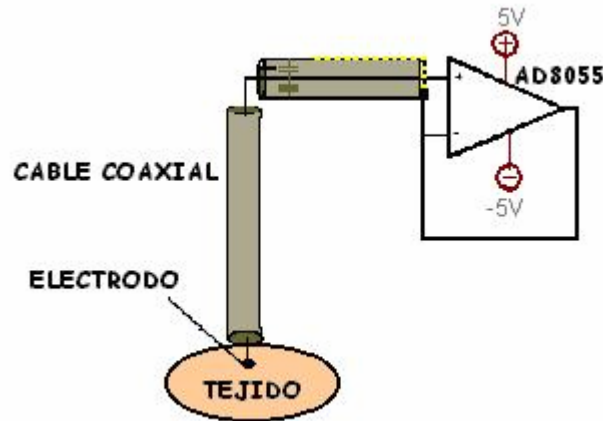


Fuente: *Autores del proyecto*

## 2.6 GUARDAS ACTIVAS

Con el fin de evitar señales en modo común, propias de los tejidos biológicos, se decidió implementar guardas activas para las señales de corriente aplicadas al tejido. Para ello, se debía elegir un amplificador que contara con: alto rechazo en modo común (CMRR), alta impedancia de entrada, bajo nivel de offset, y bajo consumo de potencia. Por estas razones se decidió continuar trabajando con el amplificador AD8055, ya que éste cumplía con los parámetros requeridos. El esquema de implementación es presentado en la Figura 25.

**Figura 25** Implementación de guardas y blindaje



Fuente: *Autores del proyecto*

Para realizar las mediciones se emplearon cables coaxiales en cada señal de corriente (senoidal y pulsos bifásicos), los cuales proporcionan el blindaje necesario para evitar la infiltración de ruido en el sistema de medida.

## 2.7 FUENTE DE ALIMENTACIÓN

El equipo desarrollado fue implementado con dos tarjetas: la primera es una interfaz entre el DSP y la fuente de corriente, y la segunda, corresponde a la fuente de corriente propiamente dicha.

La alimentación de las dos tarjetas electrónicas se puede realizar empleando baterías de 9V con capacidad de suministro de corriente desde 250mA, pero también puede ser alimentada empleando un adaptador de 9V. Sin embargo, como los dispositivos electrónicos que se emplearon necesitaban niveles de tensión de +5V y -5V, era necesario utilizar fuentes reguladas de tensión para garantizar el correcto funcionamiento de los circuitos. La elección de éstas se llevó a cabo a partir de los cálculos de potencia realizados para cada una de las tarjetas, los cuales se encuentran en la Tabla 4 y Tabla 5,

donde se relacionan los circuitos integrados utilizados con sus respectivos consumos de corriente y tensión.

**Tabla 4.** Dispositivos utilizados en la implementación de la interfaz

INTEGRADO	CANTIDAD	NIVEL DE TENSIÓN [V]	CONSUMO DE CORRIENTE [mA]	CONSUMO DE POTENCIA [mW]
PULSADORES	3	+5	0.75	3.75
ADP667	1	+9	0.02	0.18
LCD GENÉRICA	1	+5	3	15
ADUM 1300	2	+5	31	155
TOTAL			34.77mA	173.93mW

Fuente: Autores del proyecto

**Tabla 5.** Dispositivos empleados en la implementación de la fuente de corriente

INTEGRADO	CANTIDAD	NIVEL DE TENSIÓN [V]	CONSUMO DE CORRIENTE [mA]	CONSUMO DE POTENCIA [mW]
ADUM 1300	2	+5	21	105
AD9833	1	+5	5.5	27.5
SG531P	1	+5	23	115
ADG604	2	±5	0.004	0.04
ADP667	1	+9	0.05	0.45
PT6642	1	+9	0.005	0.045
AD8055	14	±5	97.5	975
TOTAL			147.059mA	1.22W

Fuente: Autores del proyecto

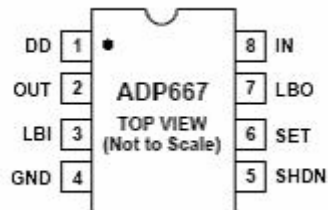
### 2.7.1 TENSIONES REGULADAS A +5 Y -5 VDC

Para lograr los niveles de tensión de  $\pm 5\text{Vdc}$  con los cuales debían ser alimentados los circuitos integrados del prototipo, se utilizaron los reguladores de tensión ADP667 de la empresa Analog Devices y PT6642 de Texas Instruments, con los cuales se obtuvieron  $+5\text{Vdc}$  y  $-5\text{Vdc}$ , respectivamente. Estos reguladores fueron escogidos por su bajo costo, eficiencia y manejo de corriente.

#### ➤ ADP667

Este es un regulador lineal de voltaje de referencia que se utilizó para ajustar los niveles de tensión de  $+5\text{Vdc}$ . La corriente de salida de este dispositivo es de máximo  $250\text{mA}$ , lo cual se ajusta adecuadamente a los requerimientos de diseño. En la Figura 26 se presenta la distribución de pines de este integrado.

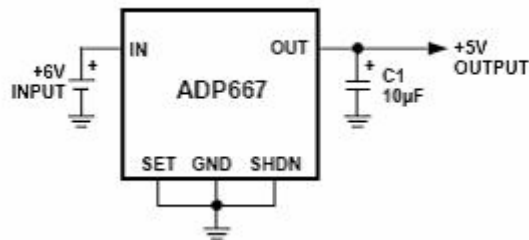
**Figura 26** Regulador lineal ADP667



Fuente: *Hoja de datos del fabricante*

El ADP667 admite voltajes de entrada entre los  $3.5\text{V}$  y los  $16.5\text{V}$  brindando la posibilidad de ajustar su salida dentro de este mismo rango, mediante el uso de resistencias entre los pines *set* y *out*; sin embargo para este diseño se usó la configuración mostrada en la Figura 27, con la cual se obtuvo el nivel de tensión de  $5\text{V}$  a la salida del regulador.

**Figura 27** Esquema de conexión del ADP667 para la obtención de 5V a la salida



Fuente: *Hoja de datos del fabricante*

### ➤ **PT6642**

Es un regulador switchado integrado (ISR) de la familia PT6640, el cual es alimentado con un voltaje positivo para producir a la salida tensión negativa. Su distribución de pines es mostrada en la Figura 28.

Dentro de sus principales características se encuentran:

- ✓ Alimentación en el rango de tensión entre +8V y +25V
- ✓ Eficiencia del 85%
- ✓ Manejo de corriente de 4[A]
- ✓ Tensiones de salida entre -3V y -6.5V

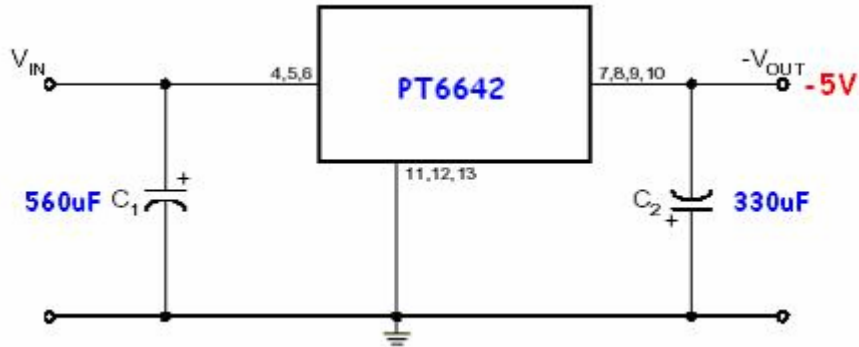
**Figura 28** Distribución de pines del PT6642



Fuente: *Hoja de datos del fabricante*

Para esta aplicación, el PT6642 se utilizó para regular los niveles de tensión de -5Vdc, para lo cual se empleó la configuración que aparece en la Figura 29.

**Figura 29** Esquema de conexión del PT6642 para la obtención de -5V a la salida



Fuente: Hoja de datos del fabricante

## 2.8 PROTOTIPO FINAL

El prototipo final se realizó empleando dos tarjetas electrónicas doble cara (interfaz y fuente de corriente), las cuales fueron diseñadas empleando el DEMO de *EAGLE*, un programa especializado en el desarrollo de circuitos impresos.

La primera de ellas se elaboró empleando tecnología *Through Hole* (THT), ya que su función radicaba exclusivamente en la transferencia de datos entre el DSP y la fuente de corriente, y entre el DSP y la pantalla de cristal líquido (LCD). La segunda, conocida como la fuente de corriente, se diseñó en tecnología de montaje superficial (*SMT*), pues se requería un diseño robusto, pequeño, y de gran precisión.

### **2.8.1 DISEÑO DE LA PLACA DE CIRCUITO IMPRESO (PCB)**

Para llevar a cabo el diseño de las tarjetas mencionadas anteriormente se realizó una revisión de las principales normas para la elaboración de PCB's [MONTROSE M., ALVAREZ R.]. Entre ellas, las que se enumeran a continuación:

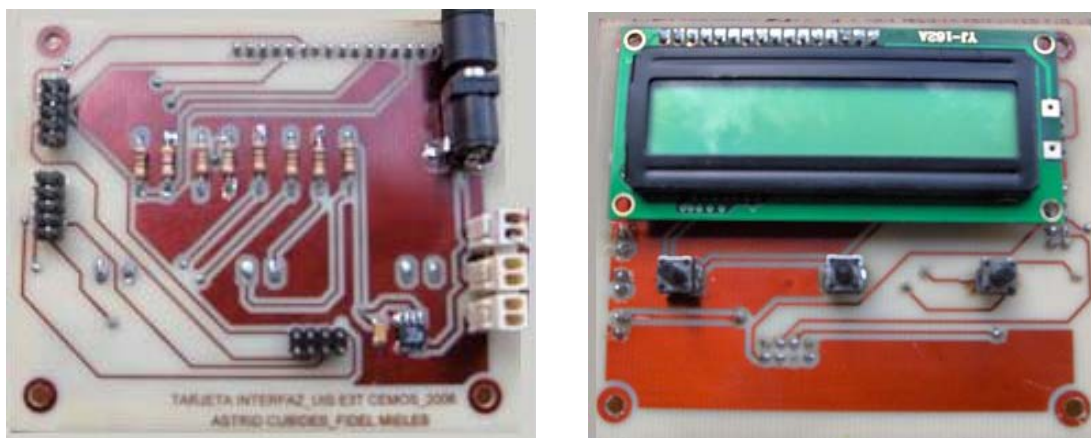
- ✓ Emplear mínima anchura en las pistas, con el fin de minimizar pérdidas por efecto Joule. Sin embargo, en lo que respecta a las pistas de potencia, estas deben contar con un ancho apropiado para el manejo de corriente que demanda el circuito.
- ✓ Acortar las longitudes de las pistas para reducir efectos inductivos que pueden producir interferencia de RF.
- ✓ Emplear planos de tierra proporciona importantes ventajas como evitar que se formen lazos de corriente y establecer compatibilidad electromagnética que garantice el correcto funcionamiento de todos los componentes y dispositivos.
- ✓ Utilizar condensadores de desacople en las fuentes de alimentación del equipo y ubicarlos lo más cerca posible permite reducir los picos de sobre corriente propagados en el PCB.
- ✓ En cuanto al espaciamiento entre las pistas conductoras se recomienda que se la máxima posible; sin embargo, debido a la limitación del espacio en la tarjeta, se hizo uso de una mínima separación aceptable que es de por lo menos el ancho del camino.

- ✓ Para reducir la autoinducción de una pista conductora es aconsejable emplear ángulos de  $45^\circ$  en el enrutado, con el propósito de disminuir la energía almacenada cuando ésta es recorrida por una corriente.
- ✓ Hacer uso de la tecnología multicapa, la cual permite un mayor grado de integración del sistema en donde es posible la interconexión de un mayor número de componentes confinados en un área más pequeña, propiciando un espacio adicional de enrutamiento y varias posibilidades para el diseño de los planos de tierra.

Además de lo anterior, se tomaron en cuentas las recomendaciones proporcionadas por los fabricantes de los circuitos integrados que fueron empleados en el montaje.

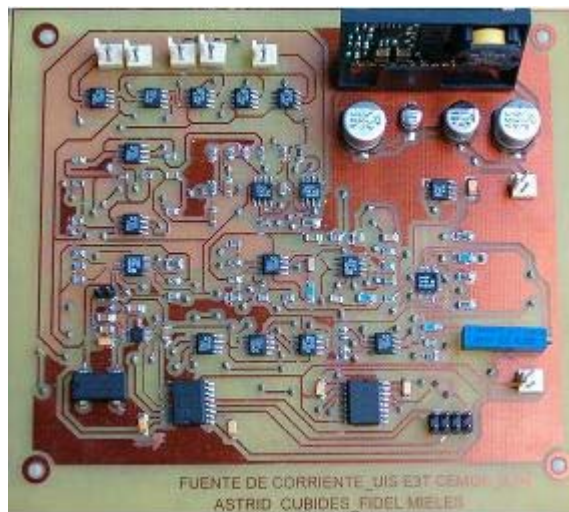
En las figuras que se muestran a continuación se pueden apreciar las tarjetas diseñadas empleando tecnología doble capa y montaje tanto *THT* (Figura 30) como *SMT* (Figura 31).

**Figura 30** Tarjeta Interfaz



Fuente: *Autores del proyecto*

**Figura 31** Tarjeta Fuente de Corriente



Fuente: *Autores del proyecto*

## 2.8.2 ESPECIFICACIONES

- ✓ Voltaje de Alimentación: +9V, 430mA
- ✓ Impedancia de salida de la fuente:
  - Senoidal: 4.4k $\Omega$
  - Pulsos Bifásicos: 660 $\Omega$
- ✓ 2 conectores de salida de corriente por fuente
- ✓ 1 conector de salida para sincronía de señal senoidal
- ✓ 4 rangos de selección de amplitud por fuente
  - Senoidal: 37.4 $\mu$ A, 23.5 $\mu$ A, 12.9 $\mu$ A y 10.3 $\mu$ A
  - Pulsos Bifásicos: 2mA, 4.8mA, 6.2mA y 8.7mA
- ✓ 6 rangos de selección de frecuencia para señal senoidal: 10kHz, 50kHz, 100kHz, 350kHz, 500kHz y 700kHz
- ✓ 6 rangos de selección de período para señal de pulsos bifásicos: 100 $\mu$ s, 200 $\mu$ s, 400 $\mu$ s, 600 $\mu$ s, 800 $\mu$ s y 1ms

### 3. SOFTWARE

En el diseño de la fuente senoidal y de pulsos bifásicos se requirió el manejo de dispositivos controlados digitalmente, los que necesitaron a su vez del desarrollo de ciertos algoritmos para su implementación y puesta en marcha.

Los códigos se realizaron bajo la plataforma *CodeWarrior™ Development Studio for Motorola™ DSP56800/E Hybrid Controllers, versión 6.1.* y el *Processor Expert*, este último diseñado para facilitar el desarrollo de aplicaciones, por intermedio de componentes denominados *Embedded Beans™*. Para el uso de los *Beans*, se requiere configurar algunas propiedades, utilizar eventos y métodos que controlen los elementos básicos del DSP, como son: los periféricos, los módulos PWM, SPI, entre otros.

#### 3.1 CONFIGURACIÓN DEL DSP

Dentro del desarrollo de la programación, se debe configurar cada módulo a utilizar del DSP. El diseño requiere de la generación de pulsos bifásicos, por lo tanto, el módulo PWM es necesario en la generación de los mismos; igualmente, el control de algunos dispositivos como el ADG604 y la pantalla LCD alfanumérica, necesitan del manejo y configuración de algunos pines de propósito general (GPIO). Además, como el AD9833 establece comunicación serial con el DSP, se requiere del módulo SPI para su funcionamiento.

A continuación se presenta la configuración de cada módulo.

##### 3.1.1 MÓDULO PWM

Como se mencionó, el módulo PWM se utiliza para generar dos pulsos de diferentes períodos, igual ciclo útil y desfasados 180°, que conformarán la

señal de pulso bifásico; además, algunos pines del módulo PWM se utilizan como pines de propósito general de salida, debido a que el DSP56F801 no cuenta con los GPIOs suficientes para este diseño.

Inicialmente, se configuran dos pines del módulo PWM para la generación de los pulsos bifásicos mediante el *Bean PWM*, como se muestra en la Figura 32.

**Figura 32** Propiedades del *Bean PWM*.

✓	Bean name	Pulso1	
✓	PWM or PPG timer	PwModA0	PwModA0
✓	Duty compare		
✓	Output pin	PwMA0	PwMAC
✓	Output pin signal		
✓	Counter	PWM_A	PWM_A
+	<b>Interrupt service/event</b>	Disabled	
-	<b>PwMA</b>		
✓	PwMA prescaler	Auto selected pr	high: 1
✓	Period	50 µs	high: 50 µs
✓	Starting pulse width	50 µs	high: 49 967 µs
✓	Initial polarity	high	
✓	Iterations before action/event	1	
✓	Same period in modes	no	
✓	Bean uses entire timer	no	
-	<b>Initialization</b>		
✓	Enabled in init. code	yes	
✓	Events enabled in init.	yes	
-	<b>CPU clock/speed selection</b>		
✓	High speed mode	This bean enable	This bean is enabled
✓	Low speed mode	This bean disabl	This bean is disabled
✓	Slow speed mcde	This bean disabl	This bean is disabled

Fuente: *Autores del proyecto*.

Las propiedades de cada pin del módulo PWM utilizados para conformar la fuente de pulsos bifásicos, son configuradas inicialmente con un período de 50µs, que posteriormente cambiará dependiendo del período fijado por el usuario para dicha fuente. El ciclo útil inicial de los pines PWM es de 50µs y la polaridad inicial es un alto, es decir, el pulso inicia con un uno lógico inmediatamente sea inicializado.

Una vez establecidas las propiedades de los dos pines del módulo PWM para generar los pulsos, se procede a configurar las propiedades del *Bean* PWM con el fin de convertirlo en un pin de propósito general, que será utilizado, como se anotó, para controlar el multiplexor digital ADG604 y además, como bit de sincronización para el generador senoidal AD9833. Dicho procedimiento requiere que el período y ciclo útil del *Bean* PWM sea el mismo, obteniéndose un uno lógico cuando el *Bean* está habilitado y un cero lógico cuando el *Bean* está deshabilitado, mediante la utilización de los métodos enable y disable respectivamente.

A continuación, se presenta en la Tabla 6 un esquema que muestra finalmente la distribución realizada a cada pin del módulo PWM, en la que se puede observar su función y nombre:

**Tabla 6.** Distribución de pines del módulo PWM

Pin	Nombre	Configurado como:
PWMA0	FSYNC	Bit de sincronización del Generador senoidal AD9833
PWMA2	MuxA0	Bit de Control A0 del multiplexor ADG604
PWMA3	MuxA1	Bit de Control A1 del multiplexor ADG604
PWMA4	Pulso1	Pulsos de período variable para generar la señal de pulsos bifásicos.
PWMA5	Pulso2	

Fuente: *Autores del proyecto.*

### 3.1.2 PINES DE PROPÓSITO GENERAL (GPIO)

Los pines de propósito general son necesarios para el control de la pantalla LCD alfanumérica y los tres pulsadores de entrada. Dicho control se efectúa

mediante la implementación de los *Beans BitsIO* y *BitIO*, que se configuran dependiendo del propósito para el cual se necesitan.

Para el control de la pantalla LCD alfanumérica y los pulsadores de entrada, se requirieron nueve pines de propósito general, distribuidos de la siguiente manera:

Cuatro Bits configurados como salida, por medio de los cuales el DSP envía un dato (o una instrucción) a la pantalla LCD. En el control de estos bits, se utilizó el *Bean BitsIO*, el cual configura hasta 8 bits de propósito general al mismo tiempo. El valor inicial de cada bit es cero, como se puede observar en la Figura 33.

**Figura 33** Propiedades del *Bean BitsIO* para Datos.

✓	Bean name	Datos	
✓	Port	GPIOB	GPIOB
✓	Raw data input used	no	
[-]	<b>-Pins</b>	3	+   -
[-]	<b>-Pin0</b>		
✓	Pin	GPIOB0_TXD0	GPIOB0_TXD0
✓	Pin signal		
[-]	<b>-Pin1</b>		
✓	Pin	GPIOB1_RXD0	GPIOB1_RXD0
✓	Pin signal		
[-]	<b>-Pin2</b>		
✓	Pin	GPIOB2_EXTAL	GPIOB2_EXTAL
✓	Pin signal		
✓	Pull resistor	autoselected pull	no pull resistor
✓	Open drain	no open drain	no open drain
✓	Direction	Output	Output
[-]	<b>-Initialization</b>		
✓	Init. direction	Output	
✓	Init. value	0	
✓	Safe mode	yes	
✓	Optimization for	speed	

Fuente: *Autores del proyecto.*

Tres Bits configurados como entrada: su función es recibir los impulsos de los tres pulsadores (Pulsador Izquierdo, Pulsador Medio y Pulsador

Derecho), que sirven como teclado en la interfaz entre el usuario y el equipo. Se utilizó el *Bean BitsIO*, para configurar y controlar estos bits. En la Figura 34 se observan sus características:

**Figura 34** Propiedades del *Bean BitsIO* para Pulsadores.

✓	Bean name	Pulsadores	
✓	Port	GPIOA	GPIOA
✓	Raw data input used	no	
[-]	<b>-Pins</b>	3	+ -
[-]	<b>-Pin0</b>		
✓	Pin	GPIOA0_TD0	GPIOA0_TD0
✓	Pin signal		
[-]	<b>-Pin1</b>		
✓	Pin	GPIOA1_TD1	GPIOA1_TD1
✓	Pin signal		
[-]	<b>-Pin2</b>		
✓	Pin	GPIOA2_TD2	GPIOA2_TD2
✓	Pin signal		
✓	Pull resistor	autoselected pull	no pull resistor
✓	Open drain	no open drain	no open drain
✓	Direction	Input	Input
[-]	<b>-Initialization</b>		
✓	Init. direction	Input	
✓	Init. value	0	
✓	Safe mode	yes	
✓	Optimization for	speed	

Fuente: *Autores del proyecto*.

Un Bit de instrucción configurado como salida, el cual es utilizado por el DSP para determinar si la información enviada a la pantalla LCD es una instrucción o un dato. Su configuración y control se hace mediante el *Bean BitIO*, como se muestra en la Figura 35.

**Figura 35** Propiedades del *Bean BitIO* para Instrucción\_Dato.

✓	Bean name	Instruccion_Dato	
✓	Pin for I/O	GPIOB6_MISO	GPIOB6_MISO
✓	Pin signal		
✓	Pull resistor	autoselected pull	no pull resistor
✓	Open drain	no open drain	no open drain
✓	Raw data input used	no	
✓	Direction	Output	Output
✓	<b>Initialization</b>		
✓	Init. direction	Output	
✓	Init. value	0	
✓	Safe mode	yes	
✓	Optimization for	speed	

Fuente: *Autores del proyecto.*

Un Bit de habilitación configurado como salida, que es enviado por el DSP para permitir la entrada de datos o instrucción a la pantalla LCD. Se utilizó el *Bean BitIO* para el control de este bit, las propiedades se muestran en la Figura 36.

**Figura 36** Propiedades del *Bean BitIO* para Enable.

✓	Bean name	Enable	
✓	Pin for I/O	GPIOB7_SS	GPIOB7_SS
✓	Pin signal		
✓	Pull resistor	autoselected pull	no pull resistor
✓	Open drain	no open drain	no open drain
✓	Raw data input used	no	
✓	Direction	Output	Output
✓	<b>Initialization</b>		
✓	Init. direction	Output	
✓	Init. value	0	
✓	Safe mode	yes	
✓	Optimization for	speed	

Fuente: *Autores del proyecto.*

Finalmente, la distribución de los pines de propósito general se muestra en la Tabla 7.

**Tabla 7.** Distribución de los pines de propósito general

Pin	Nombre	Configurado como:
GPIOA0_TD0	Pulsadores	Entrada para el pulsador izquierdo.
GPIOA1_TD1		Entrada para el pulsador medio.
GPIOA2_TD2		Entrada para el pulsador derecho.
GPIOB0_TXD0	Datos	Salidas para enviar datos o instrucciones a la pantalla alfanumérica de Cristal Líquido.
GPIOB1_RXD0		
GPIOB0_EXTAL		
GPIOB0_XTAL		
GPIOB6_MISO	Instrucción_Dato	Salida para indicar a la pantalla LCD si los bits enviados por Datos es una instrucción o un dato.
GPIOB7_SS	Enable	Salida para habilitar la entrada de información en la pantalla LCD.

Fuente: *Autores del proyecto.*

### 3.1.3 INTERFAZ PERIFÉRICA SERIAL (SPI)

Es un sistema independiente de comunicaciones, que permite al procesador comunicarse sincrónicamente en forma serial con cualquier dispositivo externo, como los son: Sintetizadores de frecuencia (AD9833), Conversores A/D (AD7322), Potenciómetros digitales, Amplificadores de ganancia variable y programable, etc.

La interfaz periférica serial (SPI), es el puente de comunicación entre el DSP y el generador senoidal AD9833. La comunicación entre estos dos dispositivos es simplex, es decir, en una sola dirección; los datos van del dispositivo maestro (DSP) al dispositivo esclavo (AD9833), por tal razón, el

módulo SPI es configurado en modo Maestro. El módulo SPI modo maestro consta de dos bits dedicados: uno, a la frecuencia del reloj llamado SCLK (GPIOB4) y otro, al envío de datos seriales desde el DSP al generador AD9833, denominado MOSI (GPIOB5). Aunque el módulo SPI cuenta adicionalmente con dos bits dedicados: uno, a multifunciones dependiendo del modo configurado para el SPI, llamado SS (GPIOB7) y otro, a recibir datos del dispositivo esclavo, denominado MISO (GPIOB6); no fueron utilizados en el diseño, ya que la comunicación es simplex.

Para el control y configuración de este módulo, se utilizó el *Bean SPIMaster [SynchroMaster]*, que como se muestra en la Figura 37, permite el acceso a las propiedades más importantes de este módulo. Teniendo en cuenta las características del generador senoidal AD9833 vistas en el capítulo 2, las propiedades de este módulo fueron configuradas así:

- ✓ El ancho de los datos es de 16 bits.
- ✓ La frecuencia de reloj (SCLK) del módulo SPI es 937.5kHz.
- ✓ Reloj (SCLK) con flanco de subida.
- ✓ El pin SCLK permanecerá en alto mientras no exista envío de datos del DSP al AD9833.
- ✓ Se envía el bit más significativo (MSB) en primer lugar.
- ✓ El pin MISO es deshabilitado.
- ✓ El pin SS es deshabilitado.
- ✓ Interrupciones deshabilitadas.

Además, mediante el método *SendChar*, el módulo SPI envía los datos al dispositivo esclavo. Por ejemplo, en la siguiente instrucción se envía una palabra de 16 bits utilizando este método:

```
Interfaz_Serial_SendChar(0x400D);
```

Igualmente, es necesario habilitar el módulo SPI antes de enviar cualquier dato y deshabilitarlo cuando el módulo no se está usando; para tal fin, se utilizó los métodos *Enable* y *Disable*, como se muestra en las siguientes instrucciones:

```
Interfaz_Serial_Enable();/* Habilita el Módulo SPI */
Interfaz_Serial_SendChar(0x2100); /* Envía una palabra de 16 bits */
Interfaz_Serial_Disable();/* Deshabilita el Módulo SPI */
```

**Figura 37** Propiedades del Bean SPIMaster [SynchroMaster].

✓	Bean name	Interfaz_Serial	
✓	Channel	SPI	▼ SPI
⊕	<b>+Interrupt service/e</b>	Disabled	
⊖	<b>-Settings</b>		
✓	Width	16 bits	▼
⊖	<b>-Input pin</b>	Enabled	
✓	Pin	GPIOB6_MISO	▼ ⚠ GPIOB6_MISO
✓	Pin signal		
✓	<b>Output pin</b>		
✓	Pin	GPIOB5_MOSI	▼ ⚠ GPIOB5_MOSI
✓	Pin signal		
✓	<b>Clock pin</b>		
✓	Pin	GPIOB4_SCLK	▼ ⚠ GPIOB4_SCLK
✓	Pin signal		
⊕	<b>+Slave select pin</b>	Disabled	🔄
✓	Clock edge	rising or falling edge	▼ rising edge
✓	Shift clock rate	937.500 kHz	... high: 937.500 kHz
✓	Empty character	0	
✓	Ignore empty char.	no	
✓	Send MSB first	yes	
✓	Shift clock idle polarit	High	▼
✓	Fault mode	Disabled	
⊕	<b>+Initialization</b>		
⊕	<b>+CPU clock/speed s</b>		

Fuente: Autores del proyecto.

### 3.1.4 DISTRIBUCIÓN FINAL DE LOS PINES DEL DSP

A manera de síntesis, en la Tabla 8 se muestra la distribución final de todos los pines del DSP utilizados en el diseño de las fuentes de corriente.

**Tabla 8.** Distribución final de los pines del DSP

MÓDULO	PIN	NOMBRE	CONFIGURADO POR EL <i>Bean</i> :	I/O
Temporizador	TD0/GPIOA0	Pulsadores	BitsIO	I
	TD1/GPIOA1			I
	TD2/GPIOA2			I
PWMA	PWMA0	FSYNC	PWM	O
	PWMA2	MuxA0		O
	PWMA3	MuxA1		O
	PWMA4	Pulso1		O
	PWMA5	Pulso2		O
SCI0	TXD0/GPIOB0	Datos	BitsIO	O
	RXD0/GPIOB1			O
Oscilador de Cristal Externo	EXTAL/GPIOB2			O
	XTAL/GPIOB3			O
SPI	SCLK/GPIOB4	SCLK	SPIMaster [SynchroMaster]	O
	MOSI/GPIOB5	MOSI		O
	MISO/GPIOB6	Instrucción_Dato	BitIO	O
	SS/GPIOB7	Enable		O

Fuente: *Autores del proyecto.*

### 3.2 CONTROL DE FRECUENCIA Y AMPLITUD

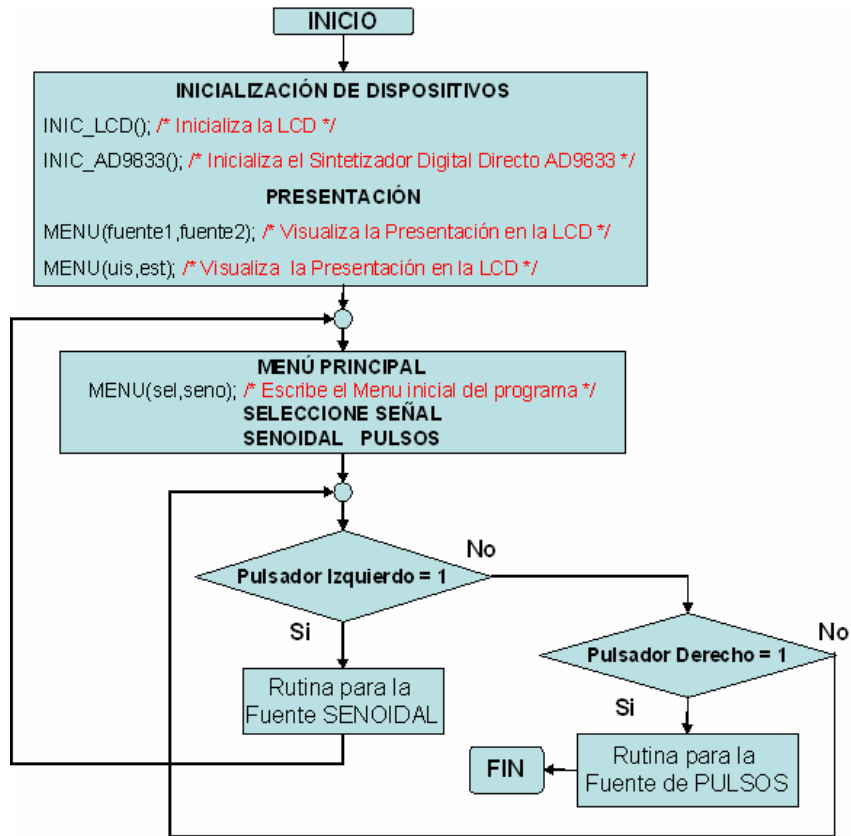
Uno de los objetivos específicos del proyecto fue el de implementar las fuentes de corriente dentro de determinados rangos de frecuencia y amplitud, para lo cual se ejerció un control de las mismas por medio de la programación.

Para realizar dicho control, fue necesario la implementación de un algoritmo general que permitiera al usuario la selección de diferentes valores de frecuencia y amplitud, la cual se llevó a cabo por medio de algunos métodos que los *Beans* ofrecen para la configuración y manejo de cada uno de los módulos del DSP.

El diagrama de flujo que se observa en la Figura 38, permite tener una idea general de la programación del algoritmo utilizado para realizar dicho control en las fuentes de corriente.

Como se muestra en el diagrama, el control de frecuencia y amplitud en cada una de las fuentes se aplica de manera diferente, por lo que su estudio se hará en forma independiente.

**Figura 38** Diagrama de Flujo General



Fuente: Autores del proyecto.

### 3.2.1 RUTINA PARA LA FUENTE DE PULSOS BIFÁSICOS

En la fuente de pulsos bifásicos, se efectuó un control de la señal, que depende del período fijado por el usuario. El período de inicialización de los pulsos es de  $50\mu\text{s}$  como se mencionó; para obtener otro período, se fija un valor diferente en el registro PWMCM del módulo PWMA, mediante la instrucción “setReg(PWMA\_PWMCM, Ciclos)”, donde Ciclos es un entero de 15 bits sin signo que representa el número de ciclos de reloj necesarios para determinado período de PWM; por ejemplo, para un período de  $1\mu\text{s}$  se

requiere que Ciclos tenga un valor de 30, en la Tabla 9 se muestra los valores utilizados para los diferentes períodos.

**Tabla 9.** Relación entre el período del módulo PWM y el número de ciclos de reloj

<b>Período del Módulo PWM [<math>\mu</math>s]</b>	<b>Ciclos</b>
50	1500
100	3000
200	6000
300	9000
400	12000
500	15000

Fuente: *Autores del proyecto.*

Cuando el usuario realice un cambio en el período de los pulsos, se habilitará esta instrucción con el valor en Ciclos específico para el período seleccionado por el mismo. Además, para que los pulsos estén desfasados  $180^\circ$  se requiere de una interrupción con un período que equivale a la mitad del período seleccionado por el usuario, de esta manera, en la Tabla 10 se observa los valores del período de interrupción y de Ciclos respectivos para cada período seleccionado por el usuario.

**Tabla 10.** Configuración de los períodos del módulo PWM usados en la generación de los pulsos bifásicos.

Período seleccionado por el usuario [ $\mu\text{s}$ ]	Período de interrupción [ $\mu\text{s}$ ]	Período del Módulo PWM [ $\mu\text{s}$ ]	Ciclos
100	50	50	1500
200	100	100	3000
400	200	200	6000
600	300	300	9000
800	400	400	12000
1000	500	500	15000

Fuente: *Autores del proyecto.*

En total, el programa contiene seis interrupciones controladas por el *Bean TimerInt*, que equivalen a cada período que puede ser seleccionado por el usuario.

Cuando el usuario seleccione un período, se habilita una bandera que activa una de las interrupciones programadas, ordenando la instrucción respectiva. La instrucción que se muestra a continuación es la genérica que se utiliza para crear los pulsos desfasados  $180^\circ$ , indispensables, ya que el DSP no puede generar pulsos negativos. Es por ello, que la señal debe mostrar de manera intermitente los pulsos cada medio período, lo cual se obtiene cambiando su ciclo útil de 0 a 1 y de 1 a 0, sucesivamente.

```
void TI1_OnInterrupt(void)
{
```

```

/* Write your code here ... */
if(x==0)
{
    Pulso1_SetDutyUS(1);
    Pulso2_SetDutyUS(0);
    x=1;
}
else
{
    Pulso1_SetDutyUS(0);
    Pulso2_SetDutyUS(1);
    x=0;
}
}
}

```

El control de la amplitud se lleva a cabo por los bits MuxA0 y MuxA1, los cuales manejan el multiplexor ADG604, que es en últimas el encargado de seleccionar el nivel de amplitud requerido por el usuario, como se muestra en la Tabla 11.

**Tabla 11.** Tabla lógica para la selección de amplitud de la fuente de pulsos bifásicos.

Amplitud Seleccionada [mA]	MuxA1	MuxA0
2	0	0
4.8	0	1
6.2	1	0
8.7	1	1

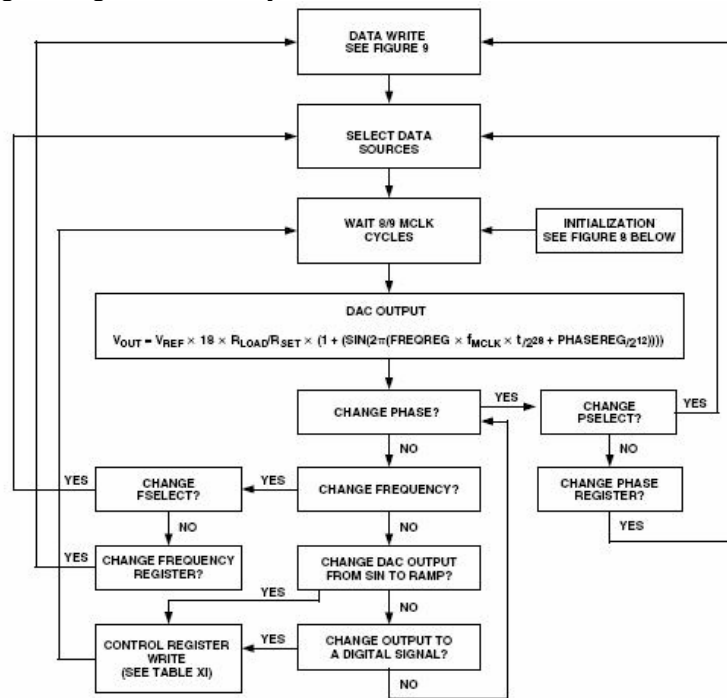
Fuente: *Autores del proyecto.*

### 3.2.2 FUENTE SENOIDAL

A diferencia de la fuente de pulso bifásico, cuya señal es generada por el DSP, la señal sinusoidal de la fuente senoidal es generada por el AD9833, lo que implica que para poder controlarla es necesario comunicar el DSP con el AD9833. Esta comunicación se logra, como se mencionó, mediante el módulo SPI, el cual cuenta con dos bits de control en el modo maestro, que son los que se utilizan en el algoritmo para enviar los datos o información al AD9833, que interpreta la información y la convierte en una señal analógica con la frecuencia deseada por el usuario.

El AD9833 tiene una rutina de operación indispensable para su correcto funcionamiento, que se muestra en la Figuras 39, 40 y 41.

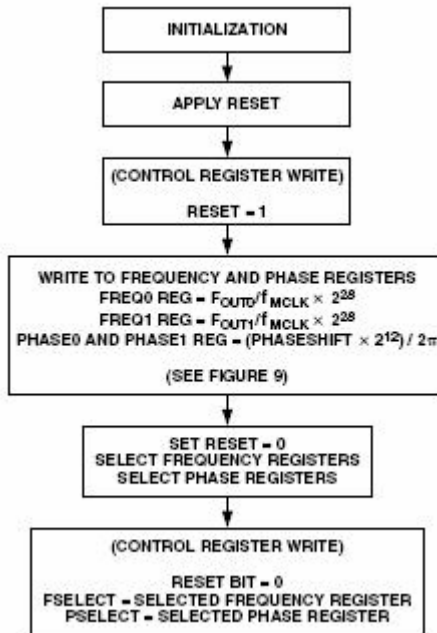
**Figura 39** Diagrama general de flujo del AD9833<sup>12</sup>



Fuente: *Hoja de dato del fabricante.*

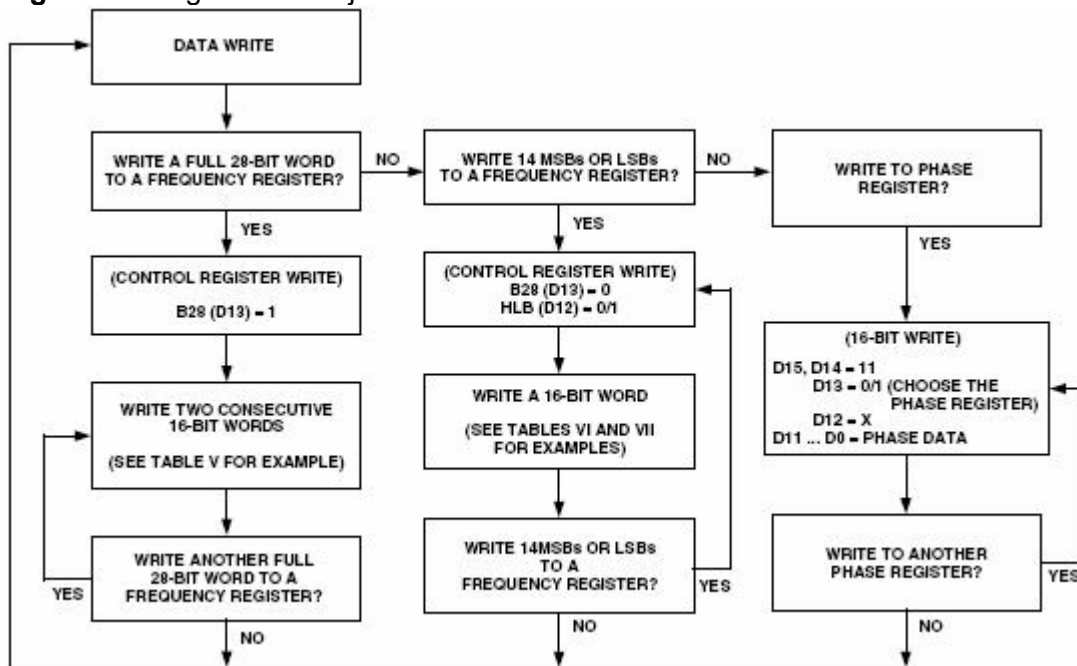
<sup>12</sup> Las figuras 8 y 9 mencionadas por el fabricante dentro del Diagrama general de flujo del AD9833, equivalen a las figuras 40 y 41 del libro respectivamente.

**Figura 40** Diagrama de flujo de Inicialización del AD9833



Fuente: Hoja de dato del fabricante.

**Figura 41** Diagrama de flujo de escritura de datos del AD9833



Fuente: Hoja de dato del fabricante.

El algoritmo de inicialización del AD9833 para el diseño de la fuente de corriente senoidal contiene el conjunto de palabras de 16 bits que le indican la frecuencia y fase de inicio, como se muestra a continuación:

```
/* Códigos para inicializar el AD9833 Generador de Señal */
/* Configurando frecuencias de inicio de 10kHz y 50kHz */
    RETARDO(50);
    FSYNC_Enable();/* Fija en cero el bit FSYNC para habilitar los datos */
    RETARDO(50);
    Interfaz_Serial_Enable();/* Habilita el Módulo SPI */
    RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(0x2100);/* Bits de Control: B28=1, RESET=1,
FSELECT=0, PSELECT=0, los demás bits en cero */
    RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(0x69D0);/* Escribe los 14LSB de 10kHz en
FREQ0 REG */
    RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(0x400D);/* Escribe los 14MSB de 10kHz en
FREQ0 REG */
    RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(0x9111);/* Escribe los 14LSB de 50kHz en FREQ1
REG */
    RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(0x8044);/* Escribe los 14MSB de 50kHz en
FREQ1 REG */
    RETARDO(50);
    Interfaz_Serial_SendChar(0xC000);/* Escribe la Fase 0 en PHASE0
REG */
    RETARDO(50);
```

```

Interfaz_Serial_SendChar(0xE000);/* Escribe la Fase 0 en PHASE1
REG */
RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(0x2000);/* Bits de Control: B28=1, FSELECT=0,
PSELECT=0, los demás bits en cero */
RETARDO(50);
FSYNC_Disable();/* Fija en uno el bit FSYNC para deshabilitar los
datos */
RETARDO(50);

```

Cuando el usuario cambia la frecuencia de la señal senoidal, se envía al AD9833 la palabra correspondiente a dicha frecuencia, mediante el siguiente algoritmo:

```

RETARDO(50);
FSYNC_Enable();/* Fija en cero el bit FSYNC para habilitar los datos */
RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(LSB0);/*Escribe los 14LSB de la frecuencia
deseada en FREQ0 REG */
RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(MSB0);/*Escribe los 14MSB de la frecuencia
deseada en FREQ0 REG */
RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(LSB1);/*Escribe los 14LSB de la frecuencia
deseada en FREQ1 REG */
RETARDO(50);
Interfaz_Serial_SendChar(MSB1);/* Escribe los 14MSB de la frecuencia
deseada en FREQ1 REG */
RETARDO(50);

```

Interfaz\_Serial\_SendChar(0x2000);/\* Bits de Control: B28=1, FSELECT=0, PSELECT=0, los demás bits en cero \*/

RETARDO(50);

FSYNC\_Disable();/\* Fija en uno el bit FSYNC para deshabilitar los datos \*/

RETARDO(50);

Donde LSB0 y MSB0 conforman la palabra de 28 bits que es enviada al registro de frecuencia FREQ0, mientras LSB1 y MSB1 conforman la palabra de 28 bits que es enviada al registro de frecuencia FREQ1. Estas palabras corresponden a la frecuencia deseada por el usuario, así como se muestra en la Tabla 12.

**Tabla 12.** Palabras correspondiente a la frecuencia seleccionada.

Frecuencia Seleccionada [kHz]	Registro FREQ0		Registro FREQ1	
	LSB0	MSB0	LSB1	MSB1
10	69D0 <sub>H</sub>	400D <sub>H</sub>	A9D0 <sub>H</sub>	800D <sub>H</sub>
50	5111 <sub>H</sub>	4044 <sub>H</sub>	9111 <sub>H</sub>	8044 <sub>H</sub>
100	6223 <sub>H</sub>	4088 <sub>H</sub>	A223 <sub>H</sub>	8088 <sub>H</sub>
350	7777 <sub>H</sub>	41DD <sub>H</sub>	B777 <sub>H</sub>	81DD <sub>H</sub>
500	6AAB <sub>H</sub>	42AA <sub>H</sub>	AAAB <sub>H</sub>	82AA <sub>H</sub>
700	6EEF <sub>H</sub>	43BB <sub>H</sub>	AEEF <sub>H</sub>	83BB <sub>H</sub>

Fuente: Autores del proyecto.

El control de la amplitud se realiza de manera idéntica que para la fuente de corriente de pulsos bifásicos, es decir, mediante el control del multiplexor ADG604. En la Tabla 13 se muestran los diferentes valores de amplitud y su correspondiente bit de control.

**Tabla 13.** Tabla lógica para la selección de amplitud de la fuente senoidal.

Amplitud Seleccionada [ $\mu$ A]	MuxA1	MuxA0
39.13	0	0
25.12	0	1
13.78	1	0
11	1	1

Fuente: *Autores del proyecto.*

### 3.3 INICIALIZACION Y MANEJO DE LA PANTALLA LCD ALFANUMERICA

Para la interfaz entre el usuario y el dispositivo, se utilizó una pantalla LCD alfanumérica genérica de 2x16 líneas, cuya distribución de pines se muestra en la Tabla 14.

**Tabla 14.** Distribución de pines de la Pantalla LCD alfanumérica genérica.

Pin Number	Symbol
1	$V_{ss}$
2	$V_{cc}$
3	$V_{ss}$
4	RS
5	R/W
6	E
7	DB0
8	DB1
9	DB2
10	DB3
11	DB4
12	DB5
13	DB6
14	DB7

Fuente: *Manual del Usuario de OPTREX DMC LCD.*

A continuación, en la Tabla 15 se describirá la función que desempeña cada pin.

**Tabla 15.** Descripción y funciones de los pines de la pantalla LCD alfanumérica.

<b>Nombre del Pin</b>	<b>N° de líneas</b>	<b>Función</b>
DB4-DB7	4	Bits MSBs de datos de entradas y salidas que comunica el Microcontrolador con el módulo. El bit DB7 es también usado como una bandera que indica “ocupado”
DB0-DB3	4	Bits LSBs de datos de entradas y salidas que comunica el Microcontrolador con el módulo.
E	1	Bit de entrada que habilita las operaciones de lectura y escritura mientras esté activado.
R/W	1	Bit de entrada que selecciona la operación de “Leer dato” ó “Escribir dato”. Si el bit está en: “0” entonces “Escribir dato”  “1” entonces “Leer dato”
RS	1	Bit de entrada que selecciona el registro: “0” entonces “Registro de Instrucción (Escritura), Bandera Ocupada; Contador de dirección (Lectura)” “1” entonces “Registro de datos (Lectura/Escritura)”
Vee	1	Terminal para que la LCD conduzca la fuente de potencia.
Vcc	1	Conectar a 5V
Vss	1	Conectar a 0V (Tierra)

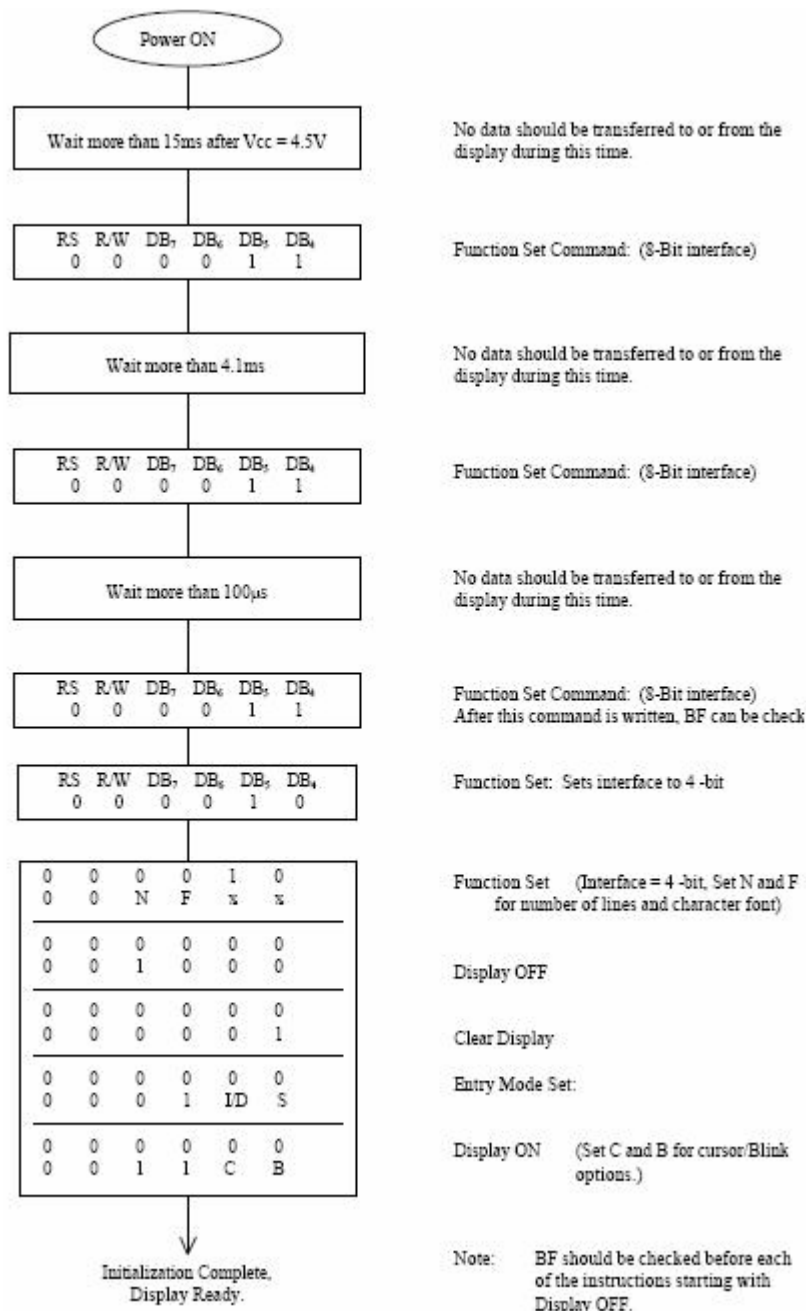
E1	1	Bit de entrada que habilita las operaciones de lectura y escritura para 2 líneas MSBs. Solo es aplicable a la serie DMC 40457.
E2	1	Bit de entrada que habilita las operaciones de lectura y escritura para 2 líneas LSBs. Solo es aplicable a la serie DMC 40457.

Fuente: *Autores del proyecto.*

Para visualizar símbolos en la pantalla LCD, es indispensable una rutina de inicialización. La pantalla LCD utilizada es genérica, por tal razón, existen diferentes algoritmos con los cuales se puede inicializar. En el Manual del Usuario de OPTREX DMC LCD, se encontró el que se programó en el presente proyecto.

En la Figura 42, se muestra el diagrama de flujo de dicha inicialización.

**Figura 42** Diagrama de Flujo de Inicialización de la Pantalla LCD



Fuente: *Manual del Usuario de OPTREX DMC LCD.*

## 4. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Para evaluar el desempeño del dispositivo diseñado se comprobó, en primer lugar, el correcto funcionamiento de la pantalla LCD en conjunto con la tarjeta “Fuente de Corriente”, luego de esto, se llevaron a cabo pruebas empleando el método de medición tensión-corriente con variación de frecuencia y de carga.

### 4.1 PRUEBAS EN LA PANTALLA DE CRISTAL LÍQUIDO

Al energizar el prototipo se visualiza en la pantalla LCD el nombre del equipo, luego aparecen las siglas de la Universidad Industrial de Santander, de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, y del grupo de investigación al cual pertenece el proyecto, junto con los nombres de los autores.

**Figura 43** Portada del Prototipo



Fuente: *Autores del proyecto.*

Posteriormente, el usuario encontrará la opción para seleccionar el tipo de señal con el que desea trabajar pulsando para ello la tecla correspondiente como lo muestra la Figura 44.

**Figura 44** Visualización del Tipo de Señal a Seleccionar



Fuente: *Autores del proyecto.*

Después de escoger el tipo de señal con la que se desea trabajar aparecerán las opciones de frecuencias y amplitudes. Para el caso de la senoidal se cuenta con 4 valores de frecuencia y 6 amplitudes predeterminadas como se observa en la Figura 45 y Figura 46; en tanto que para la señal de pulsos bifásicos se tendrán 4 opciones de periodo y 6 valores de amplitud como lo indican la Figura 47 y Figura 47.

**Figura 45** Valores de Frecuencia para la Señal Senoidal



Fuente: *Autores del proyecto.*

**Figura 46** Valores de Amplitud para Señal Senoidal



Fuente: *Autores del proyecto.*

**Figura 47** Valores de Periodo para Señal de Pulsos Bifásicos



Fuente: *Autores del proyecto.*

**Figura 48** Valores de Amplitud para Señal de Pulsos Bifásicos



Fuente: *Autores del proyecto.*

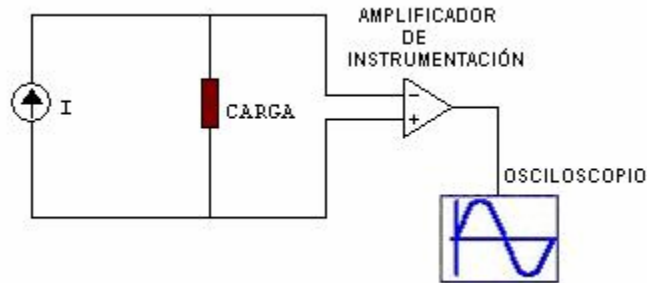
## **4.2 PRUEBAS EXPERIMENTALES EMPLEANDO MEDICIÓN TENSIÓN – CORRIENTE EN SEÑAL SENOIDAL**

Se aplicó corriente a una carga resistiva, con el fin de corroborar cada uno de los niveles de amplitud que fueron programados. Además se efectuó un barrido en frecuencia para comprobar la invariabilidad de la amplitud con respecto a ésta.

### **4.2.1 VARIACIÓN DE AMPLITUD**

Para realizar estas pruebas se utilizó una carga de  $1.98\text{k}\Omega$  y se amplificaron los niveles de tensión medidos en un factor de 9.33, como lo muestra el esquema de la Figura 49, debido a que éstos resultaban ser muy pequeños para ser captados con los instrumentos de laboratorio.

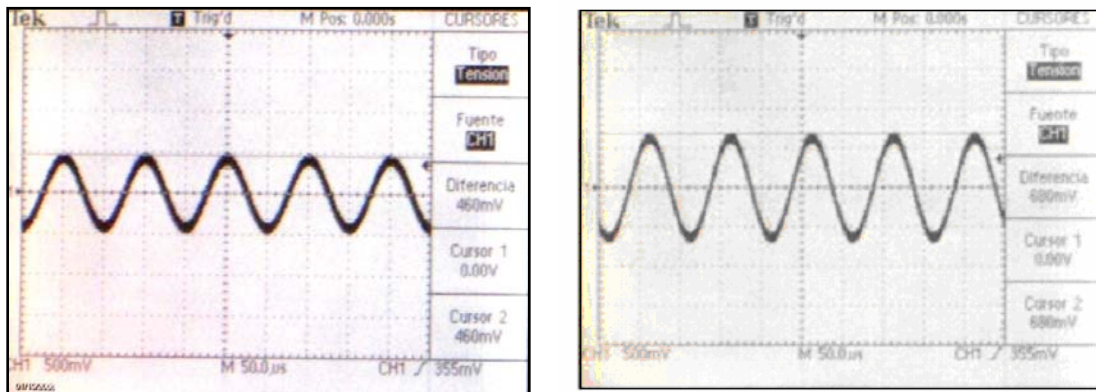
**Figura 49** Esquema utilizado para medición tensión-corriente en señal senoidal



Fuente: *Autores del proyecto.*

Las siguientes imágenes permiten observar los valores de tensión obtenidos a la salida del amplificador de instrumentación al ser aplicadas corrientes de  $23.5\mu\text{A}$  y  $37.4\mu\text{A}$  a la carga de prueba.

**Figura 50** Señal Senoidal para  $23.5\mu\text{A}$  y  $37.4\mu\text{A}$



Fuente: *Autores del proyecto.*

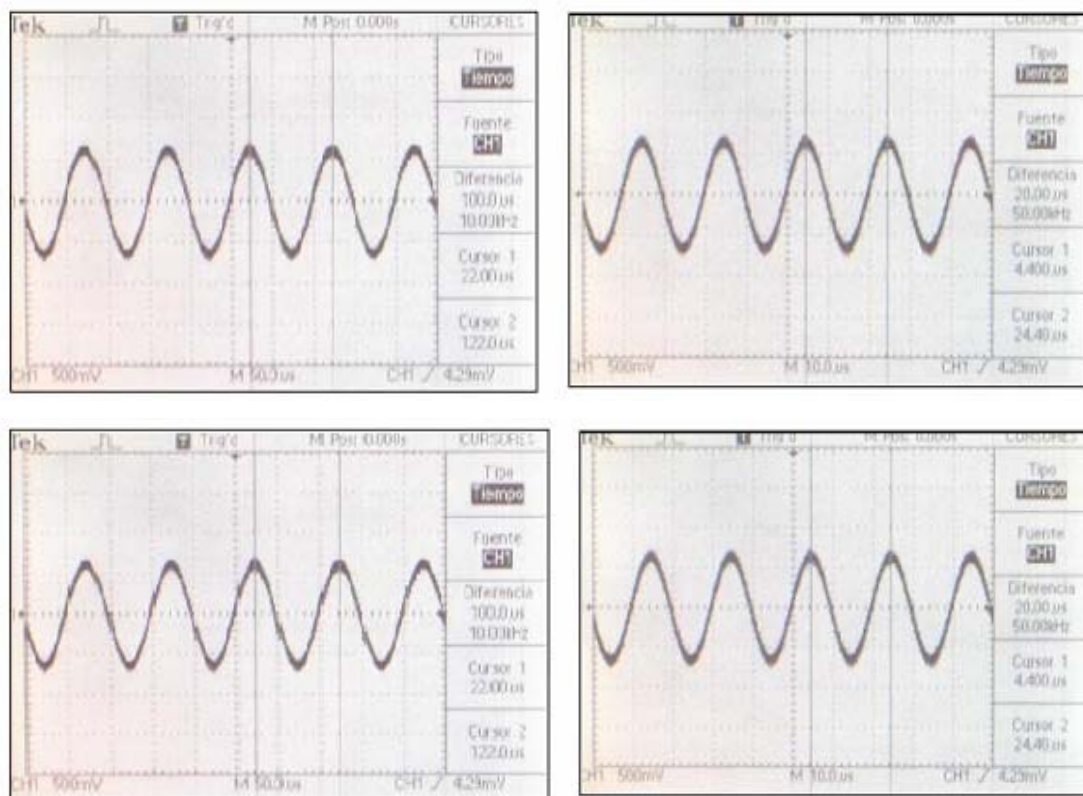
Para la gráfica de la izquierda, la tensión medida fue de  $49.3\text{mV}$  que multiplicada 9.33 veces resulta ser de  $460\text{mV}$  como aparece indicado. De acuerdo con este nivel de voltaje la corriente es de  $24.9\mu\text{A}$ .

En la gráfica de la derecha la tensión medida resulta ser de 72.88mV (empleando el mismo procedimiento de atenuación por 9.33), lo que resulta en una corriente de 37µA.

#### 4.2.2 VARIACIÓN DE FRECUENCIA

Para llevar a cabo esta prueba se estableció un valor de amplitud y se procedió a realizar variaciones de frecuencia.

**Figura 51** Señales senoidales de 10kHz, 50kHz, 100kHz y 350kHz.



Fuente: *Autores del proyecto.*

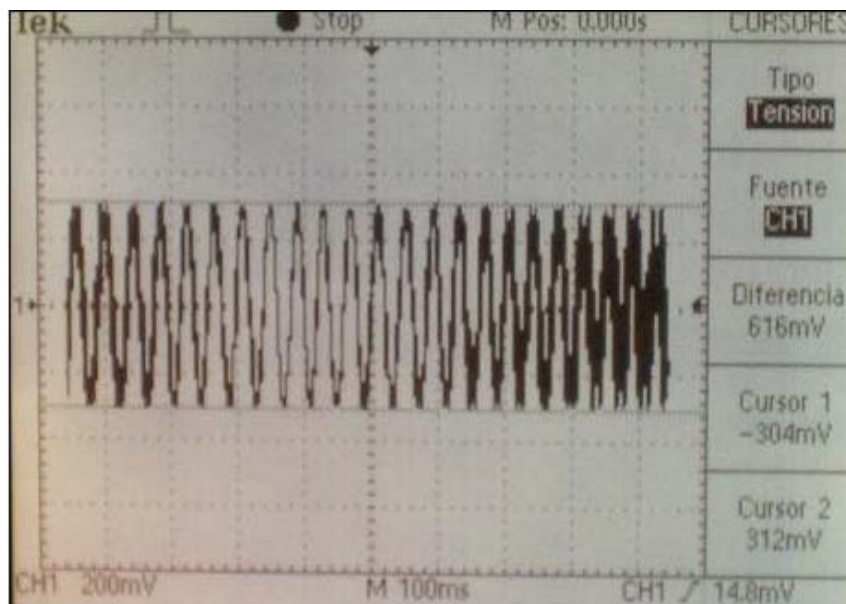
Las imágenes anteriores permiten observar las diferentes frecuencias que fueron programadas para la señal senoidal (10kHz, 50kHz, 100kHz y

350kHz, respectivamente), y para cada una de ellas la amplitud medida resultó ser constante como se esperaba.

#### 4.2.3 PRUEBA DE CARGA FIJA CON BARRIDO DE FRECUENCIA

Esta prueba permite evidenciar el comportamiento de la corriente de la fuente con respecto a la frecuencia; para esto fueron programadas las frecuencias de 10kHz y 50kHz.

**Figura 52** Barrido de Frecuencia para Fuente de Corriente Senoidal



Fuente: *Autores del proyecto.*

Como puede observarse en la figura, la corriente permanece constante con la frecuencia.

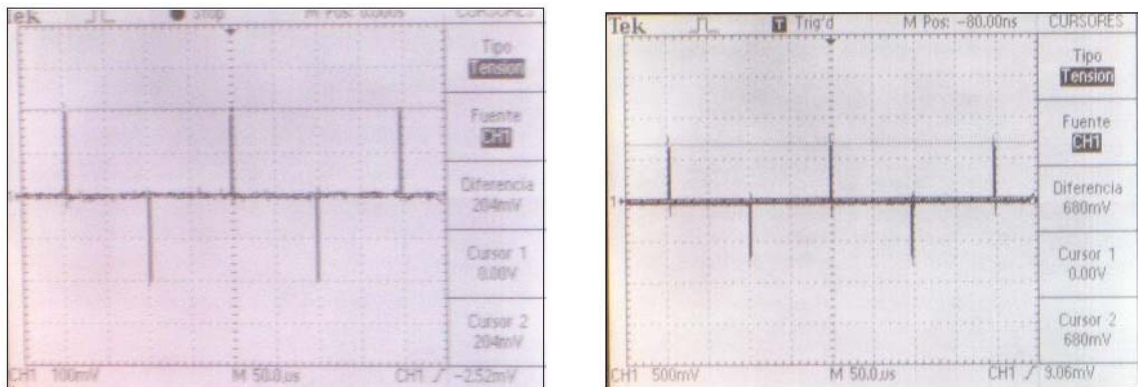
### 4.3 PRUEBAS EXPERIMENTALES EMPLEANDO MEDICIÓN TENSIÓN – CORRIENTE EN SEÑAL DE PULSOS BIFÁSICOS

Al igual que en el caso anterior, se aplicó corriente a una carga resistiva para obtener los niveles de amplitud que fueron programados. Adicionalmente se realizaron variaciones en el período para comprobar la invariabilidad de la amplitud con respecto a éste.

#### 4.3.1 VARIACIÓN DE AMPLITUD

En esta prueba se fijó tanto el período como la carga sobre la cual se realizaron las mediciones.

**Figura 53** Señal de Pulsos Bifásicos para de 2mA y 6.2mA



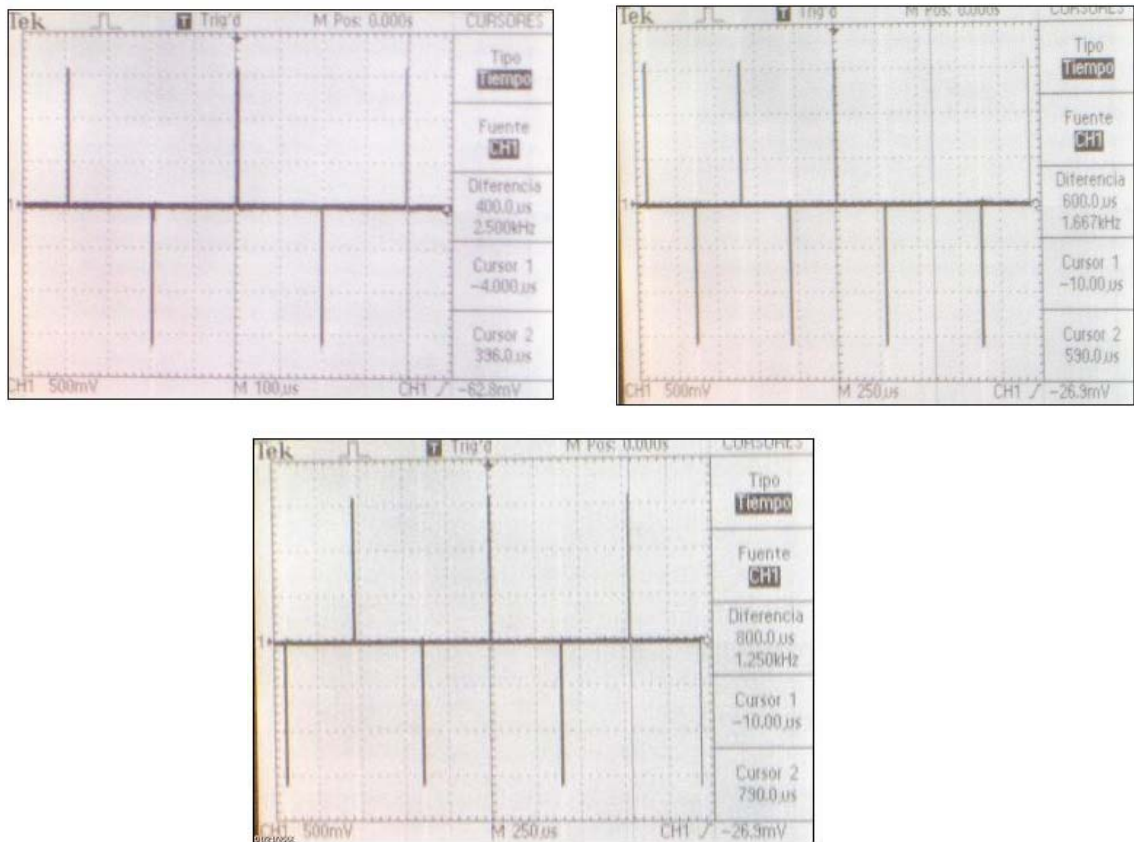
Fuente: *Autores del proyecto.*

En la gráfica de la izquierda la tensión resultante fue de 204mV medida sobre una carga de 100Ω, lo que equivale a una corriente de 2.04mA. En tanto, que la figura de la derecha presenta un voltaje de 660mV que corresponde a una corriente de 6.6mA.

### 4.3.2 VARIACIÓN DE PERÍODO

En esta prueba se tomó una amplitud constante y se verificaron diferentes periodos de la señal.

**Figura 54** Señales de Pulsos Bifásicos de 400 $\mu$ s, 600 $\mu$ s y 800 $\mu$ s



Fuente: Autores del proyecto.

Las gráficas anteriores muestran señales de pulsos bifásicos con diferentes periodos (400 $\mu$ s, 600 $\mu$ s y 800 $\mu$ s, respectivamente) para los cuales la amplitud resultó invariable.

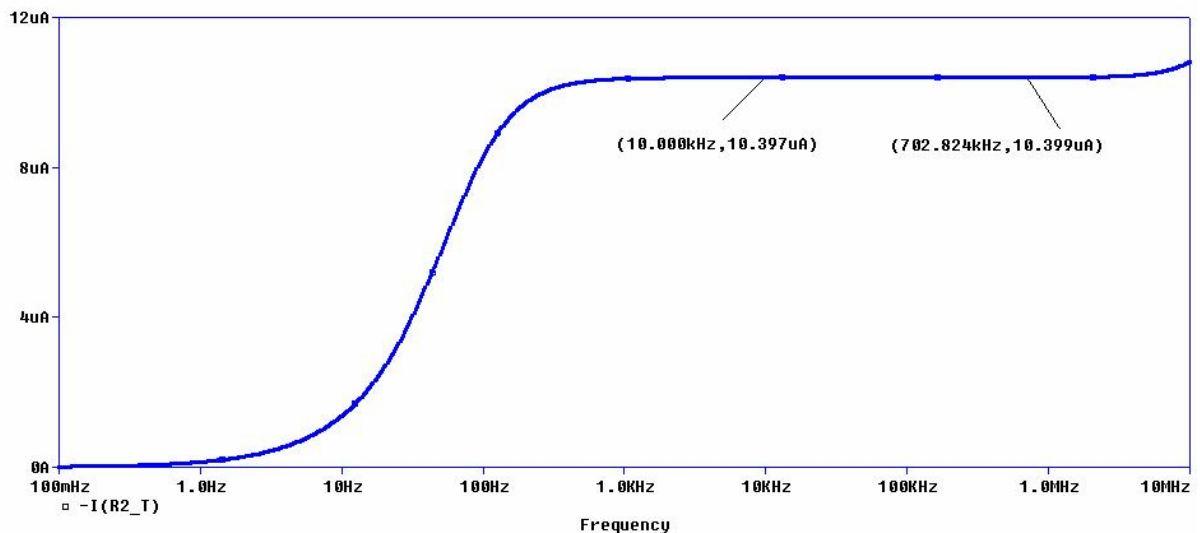
#### 4.4 PRUEBAS DE SIMULACIÓN UTILIZANDO MEDICIÓN TENSIÓN - CORRIENTE

Mediante el programa de análisis de circuitos “PSPICE” se realizaron simulaciones para comprobar los diferentes niveles de amplitud establecidos en el equipo diseñado.

##### 4.4.1 SIMULACIONES DE SEÑAL SENOIDAL CON VARIACIÓN DE AMPLITUD REALIZANDO UN BARRIDO DE FRECUENCIA

Para estas pruebas se recurrió a un montaje virtual del equipo desarrollado obteniéndose los resultados que se muestran a continuación.

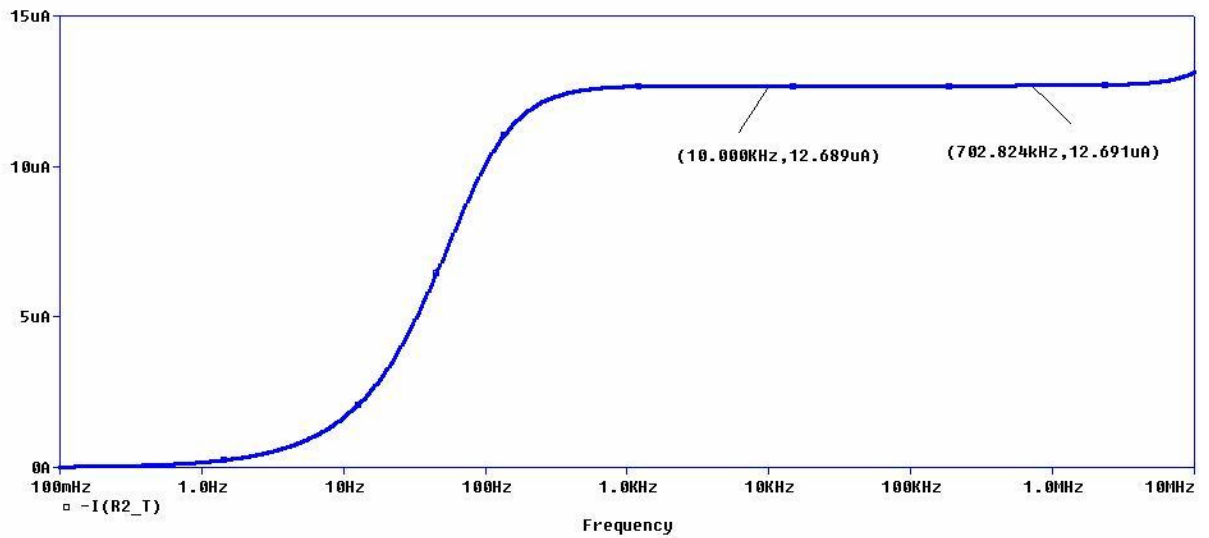
**Figura 55** Señal Senoidal de  $10.3\mu\text{A}$



Fuente: *Autores del proyecto*

En esta gráfica se puede observar que la corriente mantiene un valor aproximadamente constante, ya que pasa de  $10.397\mu\text{A}$  a  $10.399\mu\text{A}$  en el rango de frecuencias entre  $10\text{kHz}$  y  $708.434\text{kHz}$ .

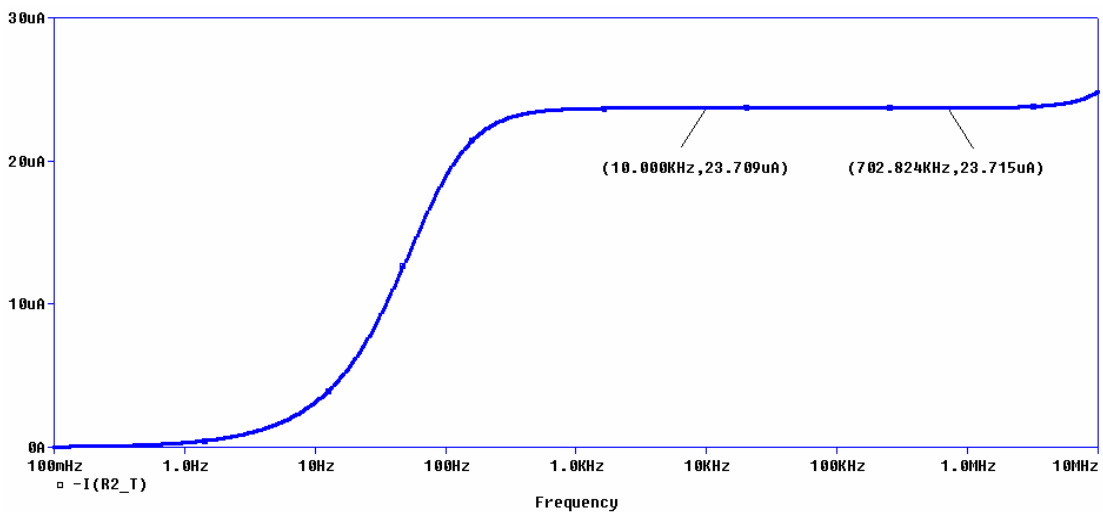
**Figura 56** Señal Senoidal de 12.9 $\mu$ A



Fuente: *Autores del proyecto.*

En esta figura se observa que la corriente presenta una mínima variación para el rango de frecuencias de 10 kHz a 708.434 kHz, pasando de 12.689  $\mu$ A a 12.691  $\mu$ A.

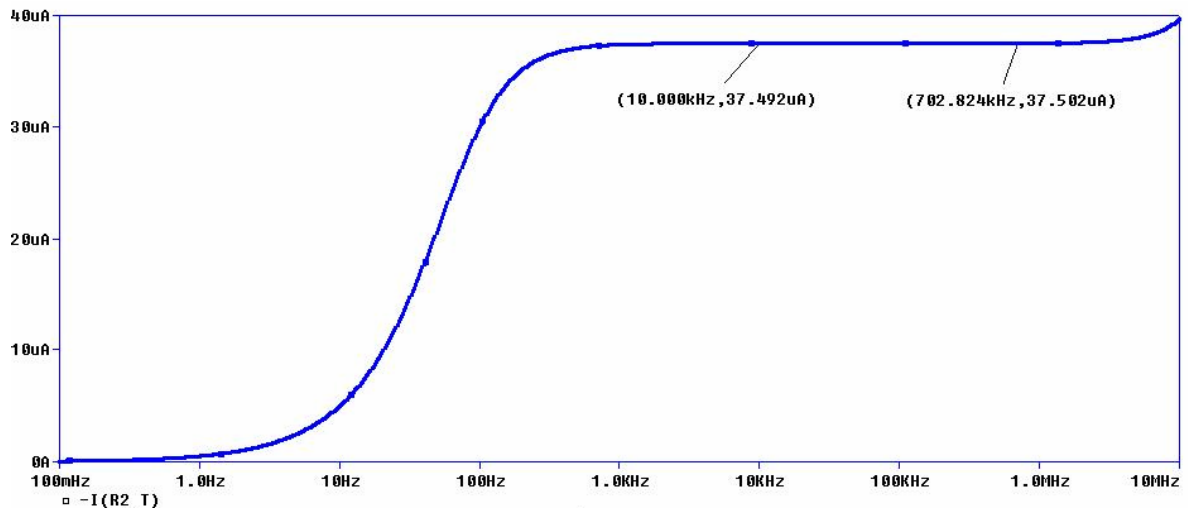
**Figura 57** Señal Senoidal de 23.5 $\mu$ A



Fuente: *Autores del proyecto.*

La Figura 57 muestra que la corriente en el rango de frecuencias seleccionado pasa de  $23.709\mu\text{A}$  a  $23.715\mu\text{A}$ .

**Figura 58** Señal Senoidal de  $37.4\mu\text{A}$



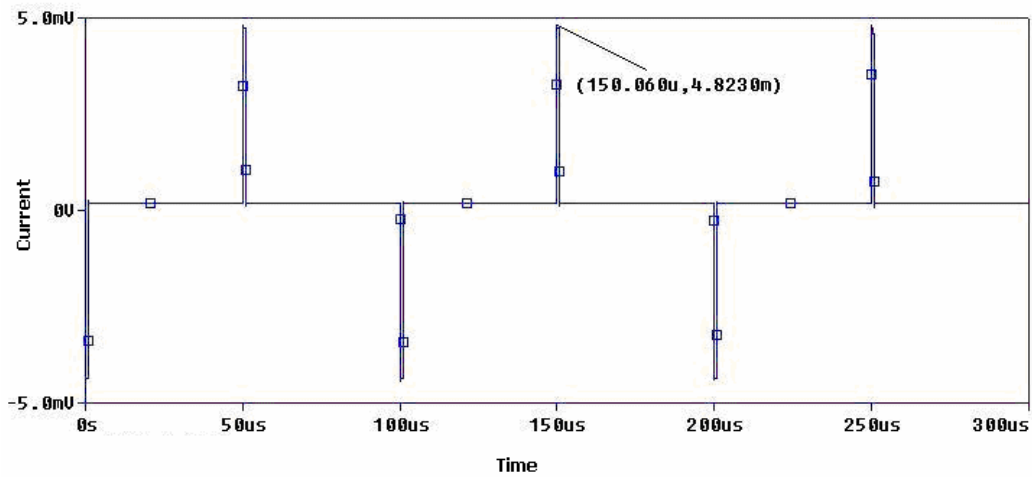
Fuente: *Autores del proyecto.*

En la figura se puede observar que la corriente pasa de  $37.492\mu\text{A}$  a  $37.502\mu\text{A}$  en el rango de frecuencias de interés, lo que representa un nivel de amplitud aproximadamente constante.

#### 4.4.2 SIMULACIONES DE SEÑAL DE PULSOS BIFÁSICOS CON VARIACIÓN DE AMPLITUD

Para la realización de esta prueba se estableció un período de  $100\mu\text{s}$ , lo que permitió obtener los resultados que se aprecian en las siguientes figuras.

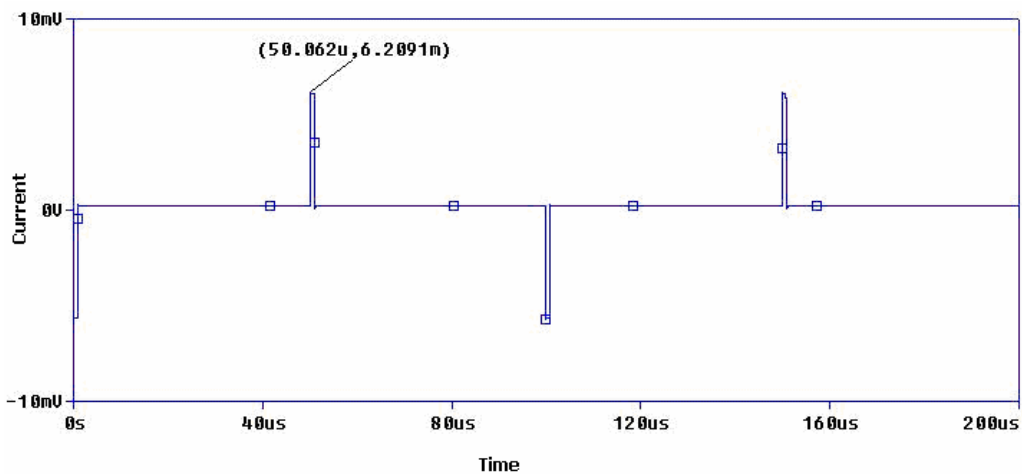
**Figura 59** Señal de Pulsos Bifásicos de 4.8mA



Fuente: *Autores del proyecto.*

En la gráfica anterior se puede apreciar que la corriente según la simulación es de 4.823mA.

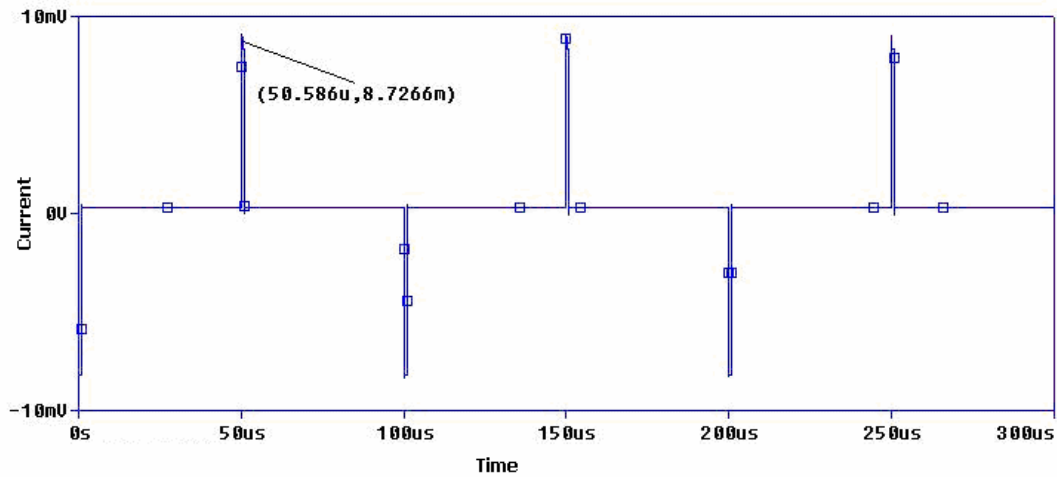
**Figura 60** Señal de Pulsos Bifásicos de 6.2mA



Fuente: *Autores del proyecto.*

La figura anterior muestra que el nivel de amplitud de corriente obtenido mediante simulación es de 6.2091mA.

**Figura 61** Señal de Pulsos Bifásicos de 8.7mA



Fuente: Autores del proyecto.

Para este caso, el nivel de amplitud que se obtuvo de la simulación como lo muestra la figura anterior es de 8.7266mA.

## 4.5 ANÁLISIS DE RESULTADOS

A continuación son presentadas en forma tabulada, las pruebas efectuadas a las fuentes de corriente.

### 4.5.1 FUENTE DE CORRIENTE SENOIDAL

Se llevaron a cabo mediciones realizando variaciones de carga y de frecuencia, con el fin de evaluar el comportamiento de la fuente.

En la Tabla 16 se puede observar cómo la corriente permanece constante en el barrido de frecuencias desde 10kHz hasta 700kHz para cada uno de los valores posibles de selección de corriente, como se muestra en los incisos a), b), c) y d).

**Tabla 16.** Pruebas de Carga Fija - Frecuencia Variable para diferentes amplitudes de la Señal Senoidal

FRE CUENCIA [kHz]	TENSIÓN [V]	CORRIENTE [μA]
10	0,07	35,35
50	0,07	35,35
100	0,07	35,35
350	0,07	35,35
500	0,07	35,35
700	0,07	35,35

a)

FRE CUENCIA [kHz]	TENSIÓN [V]	CORRIENTE [μA]
10	0,05	23,43
50	0,05	23,43
100	0,05	23,43
350	0,05	23,43
500	0,05	23,43
700	0,05	23,43

b)

FRECUENCIA [kHz]	TENSIÓN [V]	CORRIENTE [μA]
10	0,03	14,14
50	0,03	14,14
100	0,03	14,14
350	0,03	14,14
500	0,03	14,14
700	0,03	14,14

c)

FRECUENCIA [kHz]	TENSIÓN [V]	CORRIENTE [μA]
10	0,02	11,31
50	0,02	11,31
100	0,02	11,31
350	0,02	11,31
500	0,02	11,31
700	0,02	11,31

d)

Los resultados anteriores corresponden a mediciones efectuadas en una carga fija de 1.98kΩ.

En cuanto a las mediciones practicadas con carga variable y frecuencia fija se calculó la incertidumbre experimental que determinó los límites dentro de los cuales se obtuvo el valor medido de corriente para cada carga. Estos resultados establecieron los rangos de carga dentro de los cuales opera la fuente de corriente.

Para llevar a cabo esta metodología se realizó una medición indirecta [GUTIÉRREZ C] de la corriente, es decir, la corriente se calculó mediante la expresión (16), donde intervienen dos variables:

$$I = \frac{V}{R} \quad (16)$$

$I$  : es la corriente medida indirectamente.

$V$  : es el voltaje medido entre los terminales de la carga.

$R$  : es la resistencia de la carga.

La incertidumbre se calculó aplicando a la ecuación (16) el método general para funciones de dos o más variables<sup>13</sup>, de la cual se obtuvo la expresión (17):

$$\Delta I = \frac{1}{R} \Delta V - \frac{V}{R^2} \Delta R \quad (17)$$

Donde:

$\Delta I$  : es la incertidumbre de la corriente medida indirectamente.

$\Delta V$  : es la incertidumbre del voltaje medido, con una exactitud de  $\pm$  (3%\*Lectura + 0,1div + 1mV) seleccionando 10mV/div o más<sup>14</sup>.

$\Delta R$  : es la incertidumbre de la resistencia (tolerancia), la cual es 10%.

Finalmente, obtenida la incertidumbre, los valores de corriente medidos indirectamente se presentan de la siguiente forma:

$$I = I_0 \pm \Delta I \quad (18)$$

Donde:

$I_0$  : es la corriente calculada indirectamente.

Por ejemplo, en la prueba de carga variable y frecuencia fija para amplitud de 37,4 $\mu$ A que se observa en la Tabla 17, el cálculo para la corriente medida indirectamente se obtuvo de los siguientes datos:

$$I_0 = 36,80\mu A$$

---

<sup>13</sup> El método general para calcular incertidumbres en funciones de dos o más variables, se encuentra explicado en GUTIÉRREZ ARANZETA Carlos. Introducción a la metodología experimental. Segunda Edición. LIMUSA NORIEGA EDITORES. Páginas 58-61

<sup>14</sup> Especificaciones tomadas del Manual del usuario Tektronix. Osciloscopios del tiempo real digital de la serie TDS 200. 071-0399-03. Página 95.

Resistencia de carga =  $1k\Omega$

$$\Delta R = 0,1$$

Voltaje en la carga (Lectura en el osciloscopio) =  $36,8mV$

$$\Delta V = 3\% * Lectura + 0,1div + 10mV = 0,03 * 0,0368 + 0,1 * 20mV + 10mV = 4,10mV$$

Con una escala de  $20mV/div$

Reemplazando los datos anteriores en la expresión (17) se obtiene:

$\Delta I = \pm 4,11\mu A$  , por lo tanto la corriente medida indirectamente (  $I$  ) es:

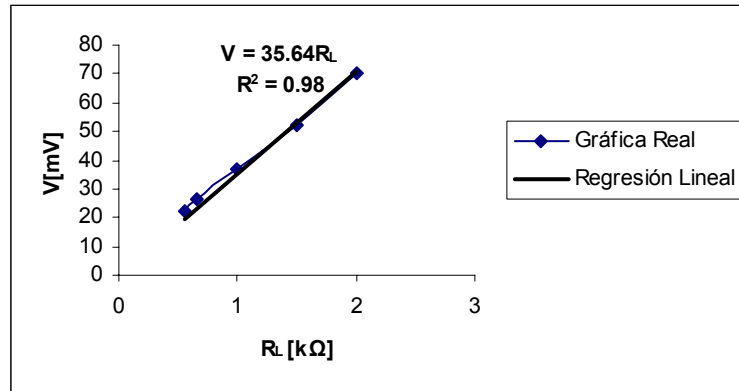
$$I = 36,80 \pm 4,11[\mu A]$$

**Tabla 17.** Prueba de Carga Variable - Frecuencia Fija para amplitud de  $37,4\mu A$

CARGA [ $\Omega$ ]	TENSIÓN [mV]	CORRIENTE [ $\mu A$ ]
560	22,4	$40,00 \pm 6,56$
680	26,4	$38,82 \pm 5,58$
1000	36,8	$36,80 \pm 4,11$
1500	52,0	$34,67 \pm 3,04$
2000	70,0	$35,00 \pm 2,55$

Como se observa en la tabla, el rango de cargas para este nivel de amplitud está comprendido entre  $560\Omega$  y  $2k\Omega$ , para los cuales los valores de corriente experimentales presentan un alto grado de incertidumbre debido a la inexactitud del equipo de medida utilizado.

**Figura 62** Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 37,4μA



Fuente: Autores del proyecto.

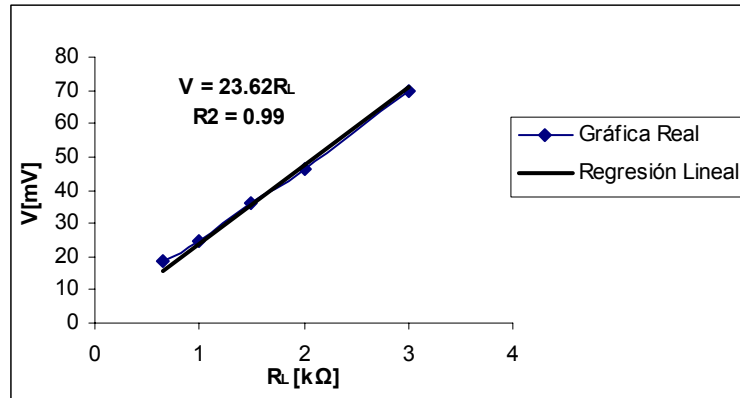
En la Figura 62 se presenta una regresión lineal de los datos de tensión y resistencia, tomados de la Tabla 17, cuyo resultado establece un valor de corriente estimado de 35.64μA con un coeficiente de determinación ( $R^2$ ) de 0.98, lo cual quiere decir que los datos experimentales tienen alto grado de correspondencia con el valor estimado. Sin embargo, es importante aclarar que este valor de corriente tiene asociado un nivel de incertidumbre.

**Tabla 18.** Prueba de Carga Variable - Frecuencia Fija para amplitud de 23,5μA

CARGA [Ω]	TENSIÓN [mV]	CORRIENTE [μA]
680	18,8	27,65 ± 5,25
1000	24,8	24,80 ± 3,75
1500	36,0	24,00 ± 2,72
2000	46,4	23,20 ± 2,20
3000	70,0	23,33 ± 1,70

Este nivel de amplitud de corriente establece un rango de cargas de 680Ω a 3kΩ, para los cuales la corriente presenta una incertidumbre en la medición de hasta 5,25.

**Figura 63** Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 23,5µA



Fuente: Autores del proyecto.

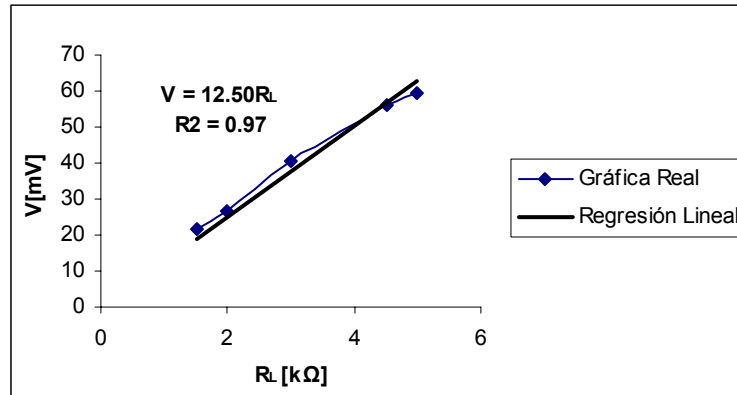
Al igual que para el caso anterior, se efectuó una regresión lineal con los datos de voltaje y resistencia de la Tabla 18 y se encontró que la tendencia de la corriente es 23.62µA con un nivel de correspondencia de los datos de 0.99.

**Tabla 19.** Prueba de Carga Variable - Frecuencia Fija para amplitud de 12,9µA

CARGA [Ω]	TENSIÓN [mV]	CORRIENTE [µA]
1500	21,6	14,40 ± 2,43
2000	26,8	13,40 ± 1,90
3000	40,8	13,60 ± 1,41
4500	56,0	12,44 ± 1,04
5000	59,2	11,84 ± 0,96

La amplitud de 12.9µA establece un manejo de cargas entre 1,5kΩ y 5kΩ, como puede observarse en la Tabla 19, para las cuales se aprecia una disminución en los valores de incertidumbre asociados a la corriente experimental.

**Figura 64** Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 12,9µA



Fuente: Autores del proyecto.

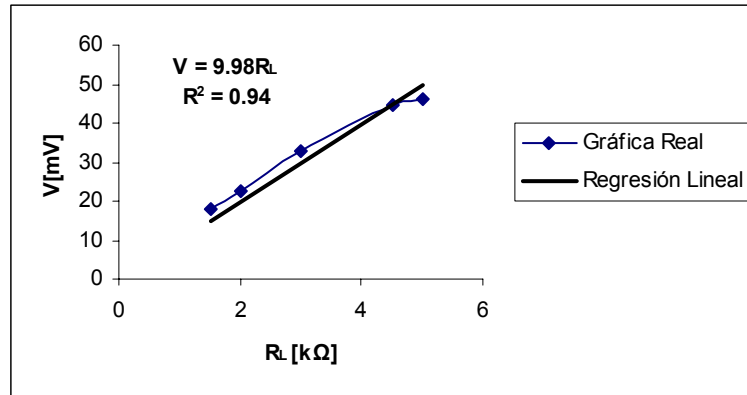
La Figura 64 muestra que la tendencia de la corriente para los datos experimentales de la Tabla 19 es de 12.50µA con un coeficiente de determinación de 0.97.

**Tabla 20.** Prueba de Carga Variable - Frecuencia Fija para amplitud de 10,3µA

CARGA [Ω]	TENSIÓN [mV]	CORRIENTE [µA]
1500	18,0	12,24 ± 2,36
2000	22,4	11,31 ± 1,83
3000	32,8	10,25 ± 1,33
4500	44,8	9,74 ± 0,96
5000	46,4	9,47 ± 0,88

De acuerdo con la tabla anterior, para un nivel de corriente de 10,3µA los rangos de carga que se manejan se encuentran entre 1,5kΩ y 5kΩ con niveles de incertidumbre en la corriente de hasta ±2,36.

**Figura 65** Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 10,3μA



Fuente: *Autores del proyecto.*

La tendencia de la corriente experimental para los datos de la Tabla 20 es de 9.98μA como se muestra en la Figura 65 con un factor  $R^2$  de 0.94, lo que evidencia un cierto grado de dispersión de los datos. Sin embargo el ajuste de la curva es válido, ya que este valor es cercano a 1.

Finalmente, después de realizadas las pruebas a la fuente de corriente senoidal se puede notar que la incertidumbre asociada a cada medida es grande y representativa respecto a los valores medidos, lo cual conduce a errores que dependen en un gran porcentaje de la inexactitud del instrumento de medida.

#### **4.5.2 FUENTE DE PULSOS BIFÁSICOS**

Se efectuaron pruebas realizando variaciones tanto de carga como de período para determinar el correcto funcionamiento de la fuente diseñada.

**Tabla 21.** Pruebas de Carga Fija – Período Variable para diferentes amplitudes de la Señal de Pulsos Bifásicos

PERIODO [μs]	TENSIÓN [V]	CORRIENTE [mA]
100	0.04	2.0
200	0.04	2.0
400	0.04	2.0
600	0.04	2.0
800	0.04	2.0
1000	0.04	2.0

PERIODO [μs]	TENSIÓN [V]	CORRIENTE [mA]
100	0.10	4.93
200	0.10	4.93
400	0.10	4.93
600	0.10	4.93
800	0.10	4.931
1000	0.10	4.93

PERIODO [μs]	TENSIÓN [V]	CORRIENTE [mA]
100	0.13	6.21
200	0.13	6.21
400	0.13	6.21
600	0.13	6.21
800	0.13	6.21
1000	0.13	6.21

PERIODO [μs]	TENSIÓN [V]	CORRIENTE [mA]
100	0.18	8.77
200	0.18	8.77
400	0.18	8.77
600	0.18	8.77
800	0.18	8.77
1000	0.18	8.77

Los resultados anteriores corresponden a las mediciones realizadas empleando una carga de  $20.3\Omega$ , donde es posible observar una corriente constante en el rango de períodos de  $100\mu\text{s}$  a  $1\text{ms}$  para cada una de las amplitudes programadas.

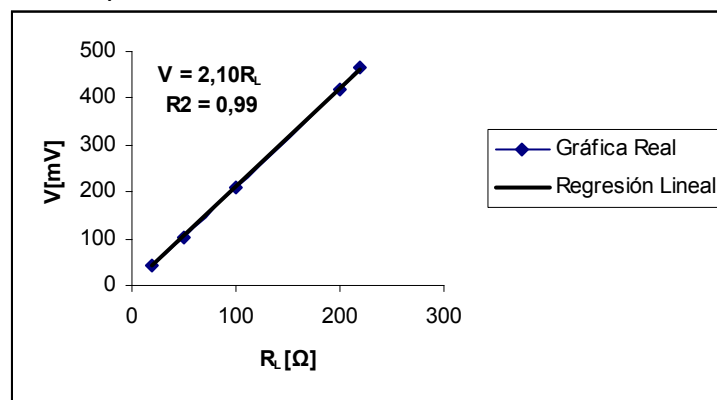
En la prueba de carga variable y período fijo realizada para la fuente de corriente de pulsos bifásicos se calculó, también como en la fuente de corriente senoidal, la incertidumbre asociada a cada medida, se graficaron los datos experimentales y mediante una regresión lineal se estimó un valor de corriente para cada conjunto de datos. Además, con los resultados se estableció un rango de cargas dentro del cual la fuente de corriente de pulsos bifásicos opera.

**Tabla 22.** Prueba de Carga Variable – Período Fijo para amplitud de 2mA

CARGA [ $\Omega$ ]	TENSIÓN [mV]	CORRIENTE [mA]
20	41,6	2.049 $\pm$ 0,2
50	104	2.063 $\pm$ 0,11
100	208	2.08 $\pm$ 0,9
200	420	2.121 $\pm$ 0,077
220	464	2.128 $\pm$ 0,076

De acuerdo con la Tabla 22 el rango de cargas que puede manejar el nivel de amplitud de 2mA es de 20 $\Omega$  a 220 $\Omega$ , para las cuales la incertidumbre en la corriente experimental es en el peor de los casos de  $\pm 0,9$ .

**Figura 66** Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 2mA



Fuente: Autores del proyecto.

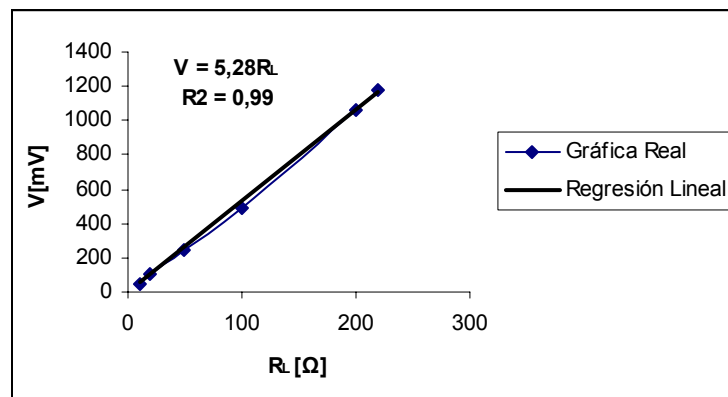
La figura anterior muestra que la tendencia de la corriente experimental es de 2,10mA con un factor de correspondencia de los datos de 0.99, lo que significa que la aproximación es bastante acertada.

**Tabla 23.** Prueba de Carga Variable – Período Fijo para amplitud de 4.8mA

CARGA [Ω]	TENSIÓN [mV]	CORRIENTE [mA]
10	52	4,95 ± 0,41
20	100	4,93 ± 0,28
50	244	4,84 ± 0,20
100	488	4,88 ± 0,17
200	1060	5.35 ± 0,17
220	1180	5.41 ± 0,17

La Tabla 23 permite establecer que para el nivel de corriente de 4.8mA los rangos de carga están comprendidos entre 10Ω y 220Ω, y la incertidumbre en la medición de la corriente es de tan sólo ± 0,41 en el caso más crítico.

**Figura 67** Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 4,8mA



Fuente: *Autores del proyecto.*

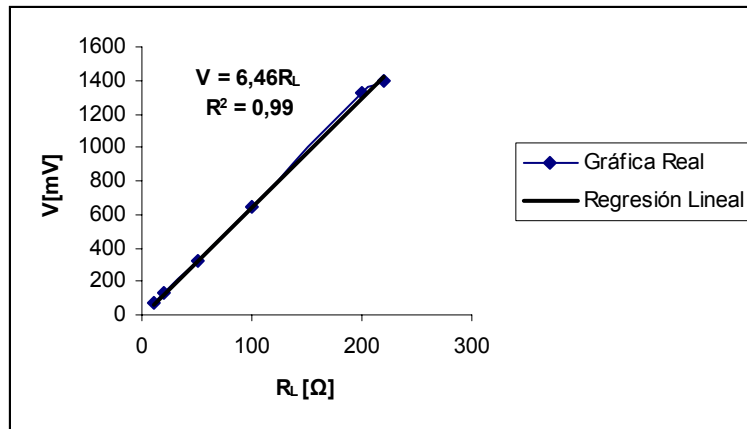
De la figura anterior se puede concluir que la corriente experimental tiende al valor de 5.28mA, resultado que tiene asociado una incertidumbre en la medición.

**Tabla 24.** Prueba de Carga Variable – Período Fijo para amplitud de 6.2mA

CARGA [ $\Omega$ ]	TENSIÓN [mV]	CORRIENTE [mA]
10	66	6,29 ± 0,44
20	126	6,21 ± 0,31
50	320	6,35 ± 0,24
100	640	6,4 ± 0,21
200	1320	6,67 ± 0,21
220	1400	6,42 ± 0,20

La tabla anterior permite determinar un rango de cargas similar al caso anterior con un nivel de incertidumbre en la corriente experimental de hasta  $\pm 0,44$ .

**Figura 68** Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 6,2mA



Fuente: *Autores del proyecto.*

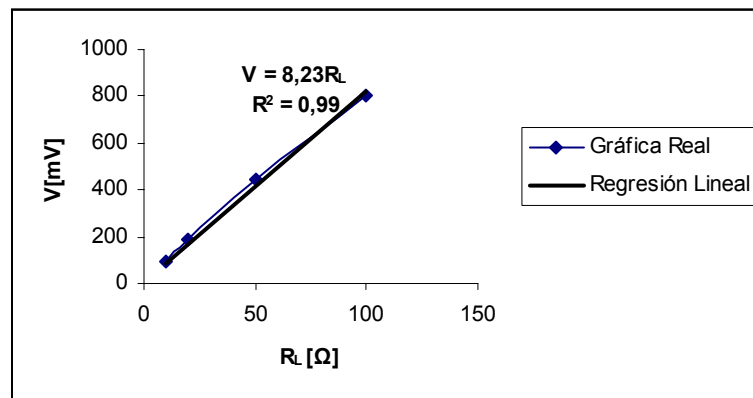
De acuerdo con la figura anterior el valor de la corriente experimental tiene una tendencia hacia 6,46mA; sin embargo, este valor tiene asociado un nivel de incertidumbre introducido por los instrumentos de medición empleados.

**Tabla 25.** Prueba de Carga Variable – Período Fijo para amplitud de 8.7mA

CARGA [Ω]	TENSIÓN [mV]	CORRIENTE [mA]
10	95	9.04 ± 0,5
20	184	9.06 ± 0,38
50	448	8,89± 0,31
100	800	8 ± 0,26

De acuerdo con la Tabla 25 para una amplitud de 8.7mA el rango de cargas que se puede manejar dentro de una incertidumbre de medida de ± 0,5 es de 10Ω a 100Ω.

**Figura 69** Gráfica de Tensión vs. Resistencia para la prueba de carga variable - frecuencia fija con amplitud de 8,7mA



Fuente: *Autores del proyecto.*

De la Figura 69 se puede observar que la tendencia de la corriente de acuerdo a los datos experimentales, que tienen asociados valores de incertidumbre en la medida, es de 8,23mA.

## 5. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Al finalizar este proyecto se diseñaron e implementaron dos tarjetas electrónicas (Interfaz y Fuente de Corriente) para el manejo de una pantalla alfanumérica LCD de 2 líneas y 16 caracteres y para la obtención de las señales de corriente senoidal y de pulsos bifásicos. Adicionalmente, se utilizó el DSP 56F801 de Motorola para la generación y control de las señales, así como para el manejo de la LCD, empleando los módulos PWM y los pines de propósito general (GPIO) con los que cuenta el DSP. Cabe resaltar que previo al ensamble del equipo final se realizaron simulaciones empleando el programa *PSPICE*, con el cual se pudo obtener un comportamiento bastante aproximado a la realidad.

En cuanto a las características del equipo desarrollado se tienen las siguientes:

- ✓ El equipo puede ser operado con baterías o con fuente de corriente continua de +9V y corriente de 430mA.
- ✓ Posee un sistema de aislamiento (ADUM 1300) que proporciona una adecuada protección para el paciente al momento de realizar futuras mediciones en tejido.
- ✓ Cuenta con posibilidad de selección para el usuario de 4 valores de amplitud y 6 valores de frecuencia (ó período) para cada señal, suficientes para estudios de impedancia eléctrica en tejidos [MIRANDA, D.]

- ✓ Los resultados de las pruebas realizadas permiten asegurar invariabilidad de la amplitud con respecto a la frecuencia y un manejo de carga apropiado para la realización de mediciones de impedancia eléctrica en tejido de cuello uterino, ya que se encuentra dentro de los valores de impedancia reportados [BROWN B, TIDY J, y MIRANDA D.].
  
- ✓ El equipo cumple con las normas de seguridad eléctrica para equipos electromédicos NTC-IEC 60601-1 Parte I, del INCONTEC.

Por otro lado, algunas de las observaciones y recomendaciones que se plantean en términos generales son las siguientes:

- ✓ En los algoritmos utilizados para el control y manejo de las fuentes de corriente, hacer uso de los *Beans*, ya que estos facilitan la programación del DSP debido a que manejan los módulos y los periféricos de entrada y de salida por medio de propiedades, métodos y eventos.
  
- ✓ En el desarrollo de la programación de la pantalla LCD, se encontró que la velocidad de recepción con la cual trabaja es ostensiblemente menor a la velocidad que transmite el DSP, por lo tanto, se debe introducir retardos entre instrucciones para eliminar el embotellamiento que causa la lentitud de la LCD. Estos retardos también se deben agregar en el algoritmo utilizado para el Sintetizador Digital Directo AD9833, ya que presenta los mismos problemas de velocidad.
  
- ✓ La carencia de instrumentos adecuados para realizar mediciones en donde se manejan corrientes tan pequeñas como las del diseño hacen que los resultados experimentales se alejen en mayor o menor grado

del valor esperado, como pudo demostrarse en el capítulo 4, debido a los niveles de incertidumbre asociados al instrumento.

- ✓ Para garantizar el óptimo funcionamiento y adecuado manejo de los integrados (especialmente de montaje superficial) se recomienda habilitar un sitio de trabajo que cuente con las protecciones adecuadas para ello, como por ejemplo, un buen sistema de puesta a tierra libre de estática, tal como lo recomiendan los fabricantes.
  
- ✓ Para el diseño de tarjetas electrónicas, especialmente de montaje superficial, es importante combinar tanto la ciencia como el arte, puesto que en ocasiones no es suficiente aplicar las normas de diseño de PCB's para obtener óptimos resultados, sino que además debe acompañarse de habilidades para el desarrollo de montajes.

Finalmente, como resultado de todo el análisis realizado y de los resultados obtenidos, es posible afirmar que la realización de este trabajo contribuye al desarrollo de un futuro equipo de medición y análisis para la detección precoz de cáncer cervical utilizando un método alternativo basado en la medición de impedancia eléctrica [MIRANDA, D.].

## 6. BIBLIOGRAFÍA

ALEMÁN, Belis y PÁEZ, Blanca. Modelado y Simulación de Propiedades Eléctricas de Tejido Epitelial Estratificado Sano. Bucaramanga, 2006. Trabajo de Grado (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Bioingeniería.

ÁLVAREZ SANTOS, Ramiro. Tecnología de Circuitos Impresos: Compatibilidad Electromagnética (CEM) en el Diseño de las PCB Y PCA. 2002.

ANALOG DEVICES. Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. U.S.A. 1999.

BOLTON, William. Mediciones y Pruebas Eléctricas y Electrónicas. México: Alfaomega. 1996. p 46-55.

BOURNE, John R. *Critical Reviews in Biomedical Engineering*. Nashville: Dept. of Electrical & Computer Engineering, Vanderbilt University, 1996.

BROWN, Brian H y TIDY, Jhon. Relation between tissue structure and imposed electrical current flow in cervical neoplasia. Lancet, 2000.

BROWN B.H et al. 'Modelling the electrical properties of normal and premalignant cervical tissue Electron. UK: Electronics Letters, 2000.

CALA, Jairo y PEÑA, Omar. Sistema de Adquisición de Datos Microsísmicos. Bucaramanga, 2004. Trabajo de Grado (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas.

CASTRO, Miguel. Registro y Análisis del Comportamiento del Cáncer en la Unidad de Oncología del Hospital Universitario Ramón González Valencia de Bucaramanga durante los años de 1990 a 1995. Revista de los Estudiantes de Medicina de la Universidad Industrial de Santander "Médicas UIS". Mayo de 2000.

FEUCHT, Dennis. *Handbook of Analog Circuit Design*. Academic Press, 1990.

GARCIA, Cristihan y VARGAS, Juan Carlos. Sistema de Adquisición de Señales de Voltaje Involucrada en la Medida del Espectro de Impedancia Eléctrica. Bucaramanga, 2005. Trabajo de Grado (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Bioingeniería.

GUTIÉRREZ, Carlos. Introducción a la Metodología Experimental. Segunda Edición. México: Limusa. 2001.

MIRANDA, David. Detección Precoz de Cáncer de Cuello Uterino Basada en Espectro de Impedancia Eléctrica. Bucaramanga, 2005. Trabajo de Maestría (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Bioingeniería.

MONTROSE, Mark I. *Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance*. Second Edition. IEEE 2000, Inc., New York.

Motorola, Inc. *DSP5680x User`s Manual*. Revisión 4. 2003.

Motorola, Inc. *DSP56800 Demonstration Board User`s Manual*. 2003.

NEBUYA, S. Measurement of high frequency electrical transfer impedances from biological tissues. U.K: *Electronic Letter*, 2000. v. 35 no. 23. p.1985-1987.

OPTREX CORPORATION. *Dot Matrix Character LCD Module User`s Manual*.

ROBLES, Leonor y CHÁVEZ, Felipe. *Medición de Impedancia Eléctrica en Tejido Cervico Uterino In-Vitro*. Bucaramanga, 2005. Trabajo de Grado (Ingeniería Electrónica). Universidad Industrial de Santander. Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Bioingeniería.

SCHWAN H.P. *Electrical properties of tissue and cell suspensions*. New York: Lawrence J H. Tobias *Advances in Biological and Medical Physics*, 1957; v.5 p.147-209.

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

Tektronix. *Manual del Usuario de Osciloscopios del Tiempo Real Digital de la Serie TDS 200*.

WALKER, Dawn Carol. *Modelling the Electrical Properties of Cervical Epithelium*. Thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy. University of Sheffield. Department of Medical Physics and Clinical Engineering. U.K: 2001.

WATERWORTH, A R; MILNES, P; SMALLWOOD, R H, and BROWN B H.  
*Cole equation modelling to measurements made using an impulse driven transfer impedance system.* Department of Medical Physics and Clinical Engineering, University of Sheffield, Royal Hallamshire Hospital, 16 July 1999.

## ANEXO A. CÁLCULO DE LA IMPEDANCIA DE SALIDA DE LA FUENTE DE CORRIENTE

Para realizar el cálculo de la impedancia de la configuración empleada (Figura 17) se llevó a cabo el análisis de la corriente de salida con respecto al voltaje de entrada para cada topología Howland por separado como se planteó en la Figura 6. De esta manera se encontró la siguiente expresión:

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

$$\text{donde, } Z_3 = \frac{sC_3R_3 + 1}{sC_3R_3}$$

Cumpliendo con la condición  $R_2 - R_1 \approx |Z_3|$  para el ancho de banda de la fuente, la expresión se reduce a:

$$I_o \cong \frac{V_{in}}{R_3}$$

De esta manera se tiene que la impedancia de salida de la fuente diseñada resulta ser 2 veces R3.

Reemplazando el valor de R3 para cada caso da como resultado:

- ✓ Impedancia de salida Fuente Senoidal: 4.4kΩ
- ✓ Impedancia de salida Fuente Pulsos Bifásicos: 660Ω

## ANEXO B. ANÁLISIS DE RUIDO

El amplificador operacional AD8055 fue el escogido para la implementación de las fuentes de corriente y las guardas, después de un análisis de ruido, indispensable en la selección de cualquier dispositivo cuando se desarrolla una aplicación que demanda señales de precisión, así como lo requieren las fuentes de corriente senoidal y de pulsos bifásicos.

En general, para este diseño los parámetros de importancia en la selección del amplificador fueron: el producto del ancho de banda de ganancia unitaria (GB) y el ruido de banda ancha, esto no quiere decir que los demás parámetros no son de importancia, sino que no se requiere ser estrictos en los valores de estos parámetros; por ejemplo, el nivel de offset no afecta ya que se cuenta con una tensión promedio igual a cero en los terminales de la carga, en cambio, nivel de ruido es de gran importancia, por lo que el AD8055 cuenta con un ruido de banda ancha de  $6 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , que es menor de  $10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ , como lo sugieren los fabricantes<sup>15</sup>.

### **Análisis de Ruido para el Amplificador Operacional (Op-Amp) AD8055**

Las fuentes de ruido que afectan la señal de precisión en un amplificador son:

Ruido de Voltaje del Op-Amp

Ruido de Corriente del Op-Amp (Una en cada entrada del amplificador)

Ruido de Johnson de las resistencias en el circuito

El Ruido de Voltaje en el Op-Amp tiene dos componentes: una es el Ruido Blanco ó Ruido a frecuencias medias y la otra el Ruido de esquina ó Ruido a

---

<sup>15</sup> Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Analog Devices, Inc. 1999. Capítulo tres, Amplifiers for Signal Conditioning.

baja frecuencia ( $1/f$ ), las cuales tiene densidad espectral inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia. La ecuación para el ruido de voltaje total en rms ( $V_{nrms}$ ) en el ancho de banda  $F_L$  a  $F_H$  está dada por:

$$V_{nrms}(F_H, F_L) = V_{nw} \sqrt{F_C \operatorname{Ln} \left[ \frac{F_H}{F_L} \right] + (F_H - F_L)}$$

Donde:

$V_{nw}$ : es la densidad espectral de ruido en la región de ruido blanco (usualmente especificado a una frecuencia de 1kHz).

$F_C$ : es la frecuencia de esquina.

$F_H - F_L$ : es el ancho de banda de interés.

A altas frecuencia, el  $\operatorname{Ln} \left[ \frac{F_H}{F_L} \right]$  es insignificante y la ecuación se reduce a:

$$V_{nrms}(F_H, F_L) = V_{nw} \sqrt{(F_H - F_L)}$$

El Ruido Johnson es calculado mediante la siguiente expresión:

$$V_{nJohnson} = \sqrt{4KTBR}$$

Donde:

$K$ : es la constante de Boltzmann  $1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$

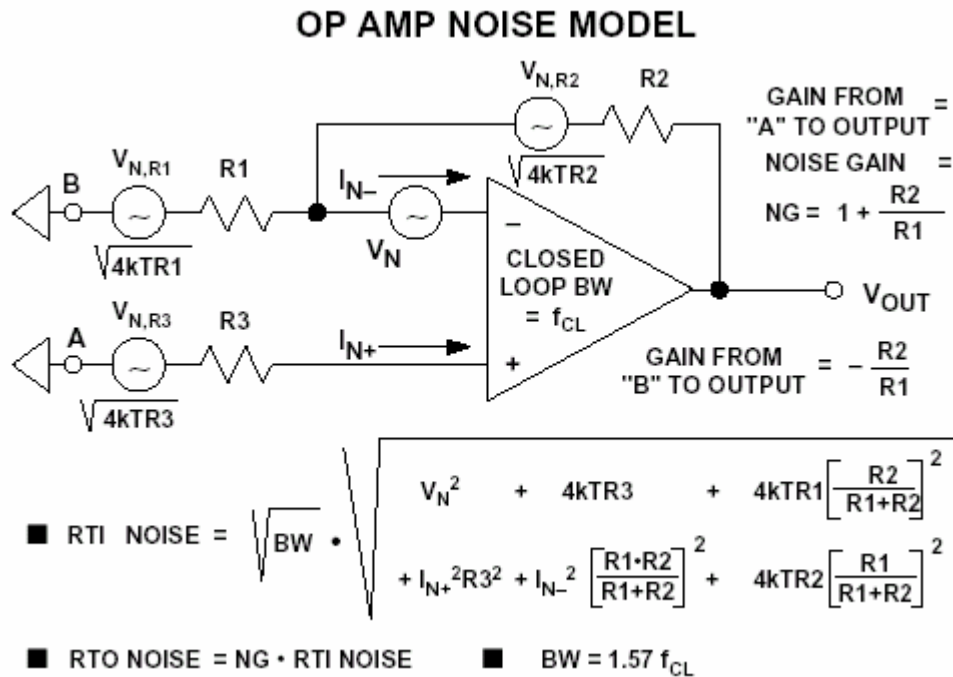
$T$ : Temperatura absoluta  $298^\circ \text{K}$

$B$ : Ancho de Banda Hz

$R$ : Resistencia  $\Omega$

En la Figura 70 se muestra un modelo generalizado del ruido en un Op-Amp, el cual simplifica el análisis de ruido.

**Figura 70** Modelo para el cálculo de ruido en un amplificador operacional.



Fuente: *Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning*.

La ecuación general para calcular el ruido es:

$$V_{nTOTAL} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2}$$

Donde V1, V2 y V3 son las fuentes de ruido no correlacionadas.

Para el amplificador AD8055 el análisis simplificado de ruido se realizó por etapas, cada una de las cuales se muestra a continuación:

### ❖ Fuente de Pulsos Bifásicos

El amplificador diferencial, utilizado para acoplar la señal de pulsos provenientes del DSP y generar a la salida una señal de pulsos bifásicos, no diferencia entre la señal y el ruido, lo que afectará la forma de onda del pulso bifásico. Como primer dato para empezar el análisis es el ancho de banda del ruido, que es la mitad del número pi por la frecuencia donde se cortan la gráfica de ganancia de circuito abierto con la gráfica de ganancia de circuito cerrado para este amplificador [CALA y PEÑA]. Este valor de frecuencia es de 200MHz para el AD8055. Teniendo en cuenta el ancho de banda del ruido y todas las ecuaciones anteriores se procede a calcular los niveles de ruido referido a la entrada y salida del amplificador operacional.

Ruido Diferenciador (RTI):  $393,08\mu V_{rms}$

Ruido Diferenciador (RTO):  $220,91\mu V_{rms}$

Como se puede observar, a la salida del diferenciador el ruido es disminuido, ya que el diferenciador fue diseñado como un atenuador.

Ahora, los calculos de ruido para la fuente de corriente Howland fueron los siguientes:

Ruido Howland (RTI):  $196,54\mu V_{rms}$

Ruido Total (RTI) = Ruido Howland (RTI) + Ruido Diferenciador (RTO) =  
 $417,45\mu V_{rms}$

Ruido (RTO):  $417,45\mu V_{rms}$

La fuente Howland tiene ganancia unitaria ya que es una fuente de corriente, por tanto el ruido a la entrada es igual al ruido a la salida.

Finalmente, teniendo en cuenta que el menor valor medido de voltaje en la carga para la fuente de pulsos bifásicos es de 41mv, el error asociado al ruido es de 10182 partes por millón<sup>16</sup>, el cual cabe dentro del rango de errores aceptables para las señales de precisión manejadas en la fuente de corriente de pulsos bifásicos.

#### ❖ Fuente Senoidal

La fuente de corriente senoidal tiene los siguientes valores de ruido:

La primera etapa de la fuente senoidal es un amplificador en configuración seguidor, por lo tanto, el ruido referido a la entrada es el mismo a la salida.

Ruido Seguidor (RTI):  $106,36\mu V_{rms}$

Ruido Seguidor (RTO):  $106,36\mu V_{rms}$

Después de la etapa del amplificador configurado como un seguidor, sigue la fuente Howland. El ruido calculado para esta etapa fue:

Ruido Howland (RTI):  $196,54\mu V_{rms}$

Ruido Total (RTI) = Ruido Howland (RTI) + Ruido Seguidor (RTO) =  
 $302,9\mu V_{rms}$

Ruido (RTO):  $302,9\mu V_{rms}$

Para finalizar, el ruido presente en la carga de la fuente senoidal es de  $302,9\mu V_{rms}$ , el cual representa un error de 16828 partes por millón para un valor medido de voltaje en la carga de la fuente de corriente senoidal de 18mV. Este error se mantiene dentro del rango de aceptación para la fuente de corriente senoidal.

---

<sup>16</sup> Los errores están dados en partes por millón (% Error \* 104)

## ANEXO C.

# MANUAL DE USUARIO

## FUENTE DE CORRIENTE

### ESPECIFICACIONES

**Voltaje de alimentación:** 9V, 430mA  
**Impedancia de salida de la fuente:**  
-Senoidal: 4.4k $\Omega$   
-Pulsos Bifásicos: 660 $\Omega$   
**Conectores de salida por fuente:** 2  
**Conectores de salida para sincronía de señal senoidal:** 1  
**Rangos de amplitud por fuente:**  
-Senoidal: 37.4 $\mu$ A, 23.5 $\mu$ A, 12.9 $\mu$ A y 10.3 $\mu$ A.  
-Pulsos Bifásicos: 2mA, 4.8mA, 6.2mA y 8.7mA  
**Frecuencias para señal senoidal:** 10kHz, 50kHz, 100kHz, 350kHz, 500kHz y 700kHz  
**Períodos para señal de pulsos bifásicos:** 100 $\mu$ s, 200 $\mu$ s, 400 $\mu$ s, 600 $\mu$ s, 800 $\mu$ s y 1ms

### MODO DE EMPLEO

1. Energice el dispositivo de acuerdo a las especificaciones.
2. Cuando se ha encendido el dispositivo se puede observar en la pantalla LCD el nombre del equipo, luego aparecen las siglas de la Universidad Industrial de Santander, de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones, y del grupo de investigación al cual pertenece el proyecto, junto con los nombres de los autores.



En caso de no observarse esto oprimir el botón *RESET* del DSP.

3. Posteriormente, el usuario encontrará la opción para seleccionar el tipo de señal con la que desea trabajar

pulsando para ello la tecla correspondiente.



4. Después de escoger el tipo de señal con la que se desea trabajar aparecerán las opciones de frecuencias (o períodos) y amplitudes.



5. Finalmente se podrá obtener la señal escogida entre los dos conectores de salida respectivos.



**El funcionamiento óptimo del dispositivo está garantizado para los rangos que se mencionan en las especificaciones.**

