

**IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN
Y PROCESAMIENTO DE DATOS PARA UNA
ESTRUCTURA BÁSICA DE MEDIDOR DE IMPEDANCIA
ELECTROQUÍMICA**

**CARLOS FERNANDO CARVAJAL BARBOSA
ALEXANDER ORTIZ JAIMES**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2004**

**IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN
Y PROCESAMIENTO DE DATOS PARA UNA
ESTRUCTURA BÁSICA DE MEDIDOR DE IMPEDANCIA
ELECTROQUÍMICA**

**CARLOS FERNANDO CARVAJAL BARBOSA
ALEXANDER ORTIZ JAIMES**

Trabajo de grado presentado como requisito para optar Al título de:
INGENIERO ELECTRÓNICO

DIRECTOR:

JAIME GUILLERMO BARRERO PÉREZ
Magíster en potencia eléctrica (MPE)

CODIRECTOR:

JOSÉ ALEJANDRO AMAYA PALACIO
Ingeniero Electricista

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2004**

CONTENIDO

	pág.
INTRODUCCIÓN	15
1. TRATAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES	18
1.1 CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL	18
1.2 MUESTREO DE SEÑALES ANALÓGICAS	19
1.3 TEOREMA DEL MUESTREO	19
1.4 CUANTIFICACIÓN DE SEÑALES DE AMPLITUD CONTINUA	20
1.5 CODIFICACIÓN DE MUESTRAS CUANTIFICADAS	21
1.6 LA TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA	21
1.7 UTILIZACIÓN DE LA DFT PARA CALCULAR LA TRANSFORMADA DE FOURIER CONTINUA	22
2. TÉCNICAS ELECTROQUÍMICAS DE CORRIENTE ALTERNA	24
2.1 REPRESENTACIÓN DE LA IMPEDANCIA ELECTROQUÍMICA	24
2.2 CONCEPTO DE CIRCUITO EQUIVALENTE	26
2.2.1. Análisis en el dominio del tiempo	27
2.2.2 Análisis en el dominio de la frecuencia	28
2.3 AJUSTE DE DATOS	31
2.3.1 Regresión senoidal	32
2.3.2 Regresión circular	33
2.4 SIMULACIÓN EN MATLAB	34
3. ESTRUCTURAS BÁSICAS PARA MEDICIÓN DE IMPEDANCIA	37

3.1 MEDIDOR DE IMPEDANCIA ELECTROQUÍMICA (<i>MIE</i>)	37
3.1.1 Descripción.	37
3.1.2 Operación	39
3.1.3 Señales de la celda	40
3.1.4 Señales de entrada/salida	40
3.1.5 Frecuencias y retardos	41
3.1.6 Señales de tensión y corriente	42
3.2. TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS PCI-1200	46
3.2.1 Software programador	47
3.2.2 Configuración analógica i/o	47
3.2.3 Conexiones de señal	48
3.3 LabVIEW	49
4. IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA EL PROCESAMIENTO DE SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA (E/S)	51
4.1 ADQUISICIÓN DE SEÑALES	51
4.1.1 Configuración PCI-1200 .	51
4.1.2 Algoritmo para la adquisición de señales	53
4.1.3 <i>VI AI Acquire Waveform</i>	54
4.1.4 Medición	55
4.1.5 Forma de onda y espectro	56
4.2 REGRESIÓN SENOIDAL	57
4.3 ANÁLISIS EN FRECUENCIA	60

4.3.1 Transformada de Fourier	61
4.3.2 Detección de la mayor magnitud	62
4.3.3 Cálculo de la impedancia	63
4.3.4 Regresión circular	63
4.4 ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS	66
4.4.1 Determinación de R_s y R_p	67
4.4.2 Determinación de C_p	67
4.5 ANÁLISIS GRÁFICO	67
4.6 SEÑALES DE ENTRADA/SALIDA (E/S) DIGITALES	69
4.6.1 Configuración del puerto	69
4.6.2 Escritura en el puerto	70
4.6.3 Lectura del puerto	70
4.7 SEÑALES DE CONTROL	71
4.7.1 Asignación de canales	71
4.7.2 Pulsos <i>ENTER</i> , <i>SEGUIR</i> y <i>SELECCIÓN</i>	72
4.7.3 Conmutación de frecuencias	74
4.8 DISEÑO DEFINITIVO	75
5. PRUEBAS	79
5.1 ADQUISICIÓN DE SEÑALES	79
5.1.1 Señales provenientes de un generador de funciones	79
5.1.2 Señales provenientes del <i>MIE</i>	83
5.2 AJUSTE DE LA REGRESIÓN SENOIDAL	85

5.3 ANÁLISIS EN FRECUENCIA	88
5.3.1 Impedancias obtenidas con el <i>MIE</i>	88
5.3.2 Estimación de parámetros.	91
5.4 ESPECIFICACIONES	95
CONCLUSIONES	98
RECOMENDACIONES	101
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	103
BIBLIOGRAFÍA	104
ANEXOS	106

LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1. Esquema de una reacción electroquímica	26
Figura 2. Circuito equivalente de <i>Randles</i>	27
Figura 3. Análisis en el dominio del tiempo del circuito equivalente de <i>Randles</i>	27
Figura 4. Análisis en el dominio de la frecuencia del circuito equivalente de <i>Randles</i>	29
Figura 5. Diagrama de impedancia para el circuito equivalente de <i>Randles</i>	30
Figura 6. Determinación de R_T	31
Figura 7. Diagramas de Bode y Nyquist para los valores de la tabla 8	35
Figura 8. Regresión circular para los datos de la figura 7	36
Figura 9. Panel frontal del MIE	38
Figura 10. Panel posterior del MIE .	39
Figura 11. Retardos para conmutar frecuencia en el MIE	42
Figura 12. Señales de tensión y corriente para la opción 20mVpp	43
Figura 13. Formas de onda para la opción 20 mVpp	44
Figura 14. Señales de tensión y corriente para la opción 35mVpp	44
Figura 15. Formas de onda para la opción 35 mVpp	45
Figura 16. Forma de onda para la opción 50 mVpp	46
Figura 17. Distribución de pines del conector de E/S de la PCI-1200	49
Figura 18. Software para la configuración de la PCI-1200	51
Figura 19. Panel para la configuración de la PCI-1200	52
Figura 20. Panel de programación para las adquisiciones de señales	53
Figura 21. <i>VI AI Acquire Waveform</i>	54
Figura 22. <i>VI</i> para la detección de Frecuencia y Amplitud	55
Figura 23. <i>VI</i> para el espectro de amplitud	56
Figura 24. Panel de programación para implementar la Regresión Senoidal	57
Figura 25. Conjunto de Secuencias para implementar la Regresión Senoidal	58
Figura 26. Adquisición de señales de Tensión y Corriente y cálculo de la Impedancia	61
Figura 27. <i>VI</i> para el cálculo de la <i>fft</i>	62
Figura 28. <i>SubVI Mayor Complejo (M. C)</i>	62
Figura 29. Secuencias para estimar la Regresión Circular	64
Figura 30. Estimación de Parámetros	66
Figura 31. Análisis gráfico	68
Figura 32. <i>VI DIO Port Config</i>	69

Figura 33. <i>VI DIO Port Write</i>	70
Figura 34. <i>VI DIO Port Read</i>	70
Figura 35. Asignación de canales	71
Figura 36. Pulso <i>SEGUIR</i>	73
Figura 37. Generación de pulsos <i>SEGUIR</i> y retardos	74
Figura 38. Diagrama de flujo del programa	76
Figura 39. Interfaz de usuario <i>SIME</i>	78
Figura 40. Formas de onda y espectro para las señales de la tabla 6	80
Figura 41. Forma de onda y espectro para las señales del <i>MIE</i>	83
Figura 42. Regresión Senoidal para señales de un generador de funciones	86
Figura 43 Regresión Senoidal para señales del <i>MIE</i>	87
Figura 44. Resultados obtenidos con el <i>MIE</i> para el análisis gráfico	89
Figura 45. Ajuste de la Regresión Circular	92
Figura 46. Circuito para la medición con un generador de funciones	93

LISTA DE TABLAS

	pág.
Tabla 1. Descripción del Panel Frontal del MIE .	38
Tabla 2. Descripción del Panel Posterior del MIE	39
Tabla 3. Relación de pines y factor de ganancia para la señal de corriente	41
Tabla 4. Parámetros de los canales de E/S análogos.	47
Tabla 5. Modos de Entrada Análoga para la PCI-1200	48
Tabla 6. Comparación de parámetros detectados por software	80
Tabla 7. Diferencias de fase detectadas por el programa	90
Tabla 8. Estimación de parámetros	91
Tabla 9. Parámetros hallados con el ajuste de la Regresión Circular	92
Tabla 10. Parámetros hallados empleando un generador de funciones	94
Tabla 11. Estimación de parámetros en el rango permitido por el MIE	95

LISTA DE ANEXOS

	pág.
Anexo A. PROCESAMIENTO DIGITAL DE LA INFORMACIÓN	106
Anexo B. ANÁLISIS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DE RANGLES	126
Anexo C. AJUSTE DE DATOS	136
Anexo D. TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS PCI-1200	142
Anexo E. MANUAL DE USUARIO <i>SIME</i>	155

RESUMEN

TÍTULO: IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN Y PROCESAMIENTO DE DATOS PARA UNA ESTRUCTURA BÁSICA DE MEDIDOR DE IMPEDANCIA ELECTROQUÍMICA*

AUTORES: CARVAJAL BARBOSA, CARLOS FERNANDO, y, ORTIZ JAIMES, ALEXANDER **

PALABRAS CLAVES: Adquisición de señales, Tratamiento de señales, Muestreo, Señal de Tensión, Señal de Corriente, Transformada de Fourier, Impedancia Electroquímica, Regresión Senoidal, Regresión Circular, Medidor de Impedancia Electroquímica, MIE, Tarjeta de adquisición de datos, PCI-1200, LabVIEW, VI, SubVI.

DESCRIPCIÓN:

En este documento se explica cómo se implementó y desarrolló una herramienta que permite procesar la información suministrada por una etapa previa, "*Medidor de Impedancia Electroquímica*" (*MIE*), la cual acondiciona las señales provenientes de una celda electroquímica, con el fin de obtener el valor preciso de su impedancia. Dicha herramienta consiste en un programa desarrollado en *LabVIEW*, el cual adquiere las señales de tensión y corriente provenientes del *MIE* y al mismo tiempo se encarga de su configuración y operación, lográndose esto a través de la tarjeta de adquisición de datos *PCI-1200*. Con base en esta información adquirida se realizan rutinas para el cálculo de la impedancia correspondiente a estas señales, a partir del cual se hace una estimación de los parámetros que caracterizan al sistema que se esté analizando.

Este trabajo parte del conocimiento previo de conceptos como la digitalización de una señal y todos los procesos que esto implica, y se apoya en definiciones y técnicas electroquímicas, así como algunos mecanismos de adquisición y ajuste de información.

* Trabajo de Grado.

** Facultad de Ingeniería Físico-mecánicas. Ingeniería Electrónica. Jaime Guillermo Barrero Pérez.

SUMMARY

TITLE: IMPLEMENTATION OF A DATA ACQUISITION AND PROCESING SYSTEM FOR A BASIC STRUCTURE OF AN ELECTROCHEMICAL IMPEDANCE METER *

AUTHORS: CARVAJAL BARBOSA, CARLOS FERNANDO, AND, ORTIZ JAIMES, ALEXANDER **

KEY WORDS: Signals acquisition, signals treatment, sample, tension signal, current signal, Fourier transform, electrochemical impedance, sine regression, circular regression, electrochemical impedance meter, EIM, data acquisition card PCI-1200, LabVIEW, VI, SubVI.

DESCRIPTION:

It is explained on this document how a tool that allows processing the information given by a previous stage ("*Electrochemical Impedance Meter, EIM*") was used and developed, arranging the signs that come from an electrochemical cell, in order to obtain its exact impedance value. This tool consists of a program developed on LabVIEW, which obtains the tension and current signals that comes from the EIM and takes charge of the configuration and operation by achieving it trough the Data Acquisition Card *PCI-1200*. Basing on this acquired information, routines for the impedance calculus corresponding to these signals are realized, from which an estimation of all the parameters that characterize the analyzed system is done.

This material rises upon previous concepts like signals digitalization, and all the processes involved. It also steps over definitions and electrochemical techniques, some data acquisition mechanisms and information adjustment.

* Work of Grade.

** Faculty of Engineering Physical-Mechanics. Engineering Electronic. Jaime Guillermo Barrero Pérez.

INTRODUCCIÓN

La instrumentación electrónica ha venido dando pasos agigantados durante los últimos años, facilitando el manejo y el control de muchos procesos, y por consiguiente la implementación de instrumentos digitales de medición y monitorización, que brindan una mayor precisión y fiabilidad en comparación con los sistemas analógicos existentes. Por eso es que hoy en día se pueden lograr importantes y constantes avances en el campo de la investigación, el desarrollo científico y en el mejoramiento continuo de las técnicas y medios didácticos con los que se cuenta para la enseñanza en los diversos centros educativos, sin importar las aplicaciones específicas con las que se trabaje. Además, debido a los grandes adelantos tecnológicos en materia de procesadores digitales y el fácil acceso que esto permite en cuanto a costos se refiere, se pueden tener a la mano herramientas que permiten desarrollar estructuras básicas, aceptables y fiables.

Este proyecto es desarrollado por integrantes del grupo de investigación **CEMOS** (**Control, Electrónica, Modelado y Simulación**) y consiste básicamente en la implementación de un sistema que provee una interfaz a través del computador para manejar y adquirir las señales de tensión y corriente provenientes de una celda electroquímica, para encontrar de esta forma los parámetros que caracterizan el sistema electroquímico en particular que se está analizando. De esta manera se busca colaborar con el fortalecimiento de los trabajos de investigación que viene adelantando, en el área de corrosión, la Escuela de Ingeniería Metalúrgica.

El capítulo 1 consiste en un resumen de los principales temas y factores que intervienen en la digitalización de una señal y la forma en que puede calcularse la transformada de Fourier con los valores obtenidos a partir de ella. Sin embargo, el lector puede profundizar más en estos temas, remitiéndose al anexo A, en donde

se abordan con más detalle una serie de conceptos requeridos para entender los procesos que tienen a lugar, así como las relaciones y teoremas que rigen estos procedimientos.

El capítulo 2 explica las técnicas electroquímicas de corriente alterna empleadas para determinar la impedancia que caracteriza a un determinado sistema que se desee analizar, se hace una breve descripción de los fenómenos electroquímicos que se presentan y la forma en que pueden asociarse con un circuito equivalente. Se encuentran también, algunos algoritmos que permiten hacer el mejor ajuste a los datos reales con los que se cuenta en el momento de realizar una prueba de este tipo.

El capítulo 3 describe cada una de los dispositivos que se requieren para lograr la caracterización del sistema electroquímico que se está analizando, se mencionan sus principales características de operación, puesta en funcionamiento, algunas opciones de configuración y la forma en que deben interconectarse cada una de estas partes para lograr un funcionamiento óptimo.

El capítulo 4 explica el funcionamiento del programa realizado en **LabVIEW**, encargado de realizar una prueba completa, es decir, desde la lectura, a través de una tarjeta de adquisición de datos, y procesamiento de la información, hasta las rutinas requeridas para alcanzar la mayor autonomía al momento de realizarla. Se comienza describiendo por separado cada una de las rutinas que lo conforman y, al final, se muestra el diagrama de flujo que rige la ejecución del programa y las condiciones y momentos en que cada una de estas rutinas se hace presente.

En el capítulo 5 se muestran las diferentes pruebas realizadas en cada una de las etapas principales que conforman el programa definitivo, se hacen diferentes análisis comparativos para identificar y estimar posibles fuentes de error, a partir

de los cuales se establecen algunos criterios para la estimación de los parámetros y las limitaciones que se tienen al momento de realizar una prueba en particular.

Finalmente, se presentan las principales conclusiones y recomendaciones que surgen de la realización de este trabajo de grado, seguido por un conjunto de anexos que permiten reforzar y profundizar en los temas más relevantes que se presentan a lo largo del libro.

1. TRATAMIENTO DE SEÑALES DIGITALES

Este capítulo es un resumen de los conceptos generales de la digitalización de una señal analógica en el dominio del tiempo y la forma en que puede emplearse para obtener su caracterización en el dominio de la frecuencia. Este resumen consiste en la extracción de las ideas generales expuestas en las referencias [3] y [7] acerca de estos temas. Si el lector desea profundizar en alguno de ellos, deberá remitirse al Anexo A, en donde encontrará una descripción más detallada de todos aquellos conceptos, ecuaciones, deducciones y las condiciones que deben tenerse en cuenta al momento de implementar este tipo de procesamiento, así como los factores que introducen errores y la forma en que pueden ser contrarrestados.

1.1 CONVERSION ANALÓGICA-DIGITAL

Para procesar señales analógicas por medios digitales es necesario convertirlas a formato digital, esto es, transformarlas en una secuencia de números de precisión finita. Este procedimiento se denomina **Conversión Analógica-Digital (A/D)** y los dispositivos correspondientes *conversores (ADCs)*.

Conceptualmente, se puede ver la conversión **A/D** como un proceso en tres pasos:

- ❖ *Muestreo*. Esta es la conversión de una señal continua en una señal discreta, obtenida tomando “muestras” de la misma en determinados instantes de tiempo, durante un periodo de tiempo denominado *intervalo de muestreo*.

- ❖ *Cuantificación*. Ésta es la conversión de una señal discreta con valores continuos en una señal discreta con valores discretos

(señal digital). El valor de cada muestra de la señal se representa mediante un valor seleccionado de un conjunto finito de valores posibles. La diferencia entre la muestra sin cuantificar y la salida cuantificada se denomina error de cuantificación.

- ❖ *Codificación.* En el proceso de codificación, cada valor discreto se representa mediante secuencia binaria de bits.

1.2 MUESTREO DE SEÑALES ANALÓGICAS

Bajo ciertas condiciones, una señal continua puede representarse y reconstruirse por completo partiendo del conocimiento de sus valores, o muestras, en puntos igualmente espaciados en el tiempo. Esta propiedad se deriva de un resultado básico que se conoce como **teorema de muestreo**.

Gran parte de la importancia del teorema de muestreo reside en su papel de puente entre las señales continuas y las discretas. El hecho de que, bajo ciertas condiciones, una señal continua se pueda recuperar por completo a partir de una secuencia de sus muestras, proporciona un mecanismo para representar una señal continua mediante una señal discreta. En muchos contextos, el procesamiento de señales discretas es más flexible y a menudo se utiliza más que el procesamiento de señales continuas.

El intervalo de tiempo T entre dos muestras sucesivas se denomina **período de muestreo** o **intervalo de muestreo**, y su recíproco $1/T = F_s$ se llama **velocidad de muestreo** (muestras por segundo) o **frecuencia de muestreo**.

1.3 TEOREMA DEL MUESTREO

Para elegir el período de muestreo T , lo cual se relaciona directamente con la velocidad de muestreo F_s , se requiere cierta información sobre las características de la señal que va a ser muestreada. En particular, se debe tener cierta

información general sobre el **contenido frecuencial** de la señal. Generalmente, dicha información se encuentra disponible.

*“Si una señal es de banda limitada, es decir, si su transformada de Fourier es cero fuera de una banda finita de frecuencias, y si las muestras son tomadas lo suficientemente cercanas unas de otras en relación con la frecuencia más alta presente en la señal, entonces las muestras especifican unívocamente a la señal y puede reconstruirse perfectamente”.** Esto se conoce como *Teorema de Muestreo*.

Es a partir de este resultado que se llega a que la frecuencia de muestreo debe ser mayor al doble de la frecuencia más alta presente en la señal, lo cual se conoce como *velocidad de Nyquist*, para evitar la sobreposición de los espectros replicados, más conocida como **solapamiento** (*aliasing*).

Esta condición garantiza que todas las componentes sinusoidales se correspondan con componentes en frecuencia de la señal discreta en el intervalo fundamental. Por lo tanto, todas las componentes en frecuencia de la señal analógica pueden ser reconstruidas sin distorsión a partir de las muestras utilizando un método de interpolación *“apropiado”* (**conversión digital-analógica**).

1.4 CUANTIFICACIÓN DE SEÑALES DE AMPLITUD CONTINUA

Como se ha visto, una señal digital es una secuencia de números (muestras) en la que cada número se representa por un número finito de dígitos (precisión finita).

El proceso de convertir una señal discreta de amplitud continua en una señal digital, expresando cada muestra por medio de un número finito (en vez de infinito) de dígitos, se denomina **cuantificación**. El error cometido al representar la señal

* Tomado de OPPENHEIM, Alan V. WILLSKY, Alan S. HAMIS NAWAB, S. *“Sistemas y Señales”*

de valor continuo por un conjunto finito de valores discretos se denomina **error de cuantificación** o **ruido de cuantificación**.

Como se tiene un límite para el número de cifras significativas con las que se puede representar un determinado valor, impuestas por el número de bits (ó resolución) del conversor, deben eliminarse los valores sobrantes. Esta operación se puede hacer de dos maneras, simplemente eliminándolos (**truncamiento**) o aproximando por el número con un dígito significativo más cercano (**redondeo**). Los niveles permitidos en la señal digital se denominan **niveles de cuantificación**, mientras que la distancia entre dos niveles de cuantificación sucesivos se denomina **escalón de cuantificación** o **resolución**. El cuantificador por redondeo asigna a cada muestra del nivel de cuantificación más cercano. Por el contrario, un cuantificador por truncamiento le asignaría el nivel inmediatamente por debajo del valor de la muestra.

1.5 CODIFICACIÓN DE MUESTRAS CUANTIFICADAS

El proceso de cuantificación en un conversor **A/D** asigna un número binario único a cada nivel de cuantificación. Si se dispone de **L** niveles, se necesitará al menos **L** niveles binarios distintos. Con una longitud de palabra de **b** bits se pueden establecer 2^b números binarios diferentes. Por tanto, se tiene $2^b \geq L$ ó, de forma equivalente, $b \geq \log_2 L$. De este modo, el número de bits necesario en el codificador es el menor entero mayor o igual que $\log_2 L$.

1.6 LA TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA

El espectro de una forma de onda puede aproximarse con facilidad con la transformada de Fourier discreta (**DFT**, por sus siglas en inglés: *Discrete Fourier Transform*). El uso de la **DFT** permite calcular muestras de la transformada de Fourier continua (**CFT**, por sus siglas en inglés: *Continuous Fourier Transform*), y los valores de los coeficientes de la serie de Fourier compleja.

Programas como **LabVIEW** y **MATLAB** utilizan algoritmos de transformada rápida de Fourier (**FFT**, por sus siglas en inglés: *Fast Fourier Transform*) para estimar la **DFT** e **IDFT**, relacionados mediante las siguientes expresiones

$$\mathbf{X} = \text{fft}(\mathbf{x})$$

$$\mathbf{x} = \text{ifft}(\mathbf{X})$$

Donde \mathbf{x} es un vector de N elementos correspondientes a muestras de la forma de onda y \mathbf{X} es el vector **DFT** de N elementos. N se selecciona de modo que sea una potencia de 2 (es decir, $N = 2^m$, donde m es un entero positivo).

1.7 UTILIZACIÓN DE LA DFT PARA CALCULAR LA TRANSFORMADA DE FOURIER CONTINUA

Para obtener la **CFT** a partir de la **DFT** se deben tener presente tres condiciones o procesos que intervienen: *truncamiento*, *muestreo* y *generación de muestras periódicas*.

El primero consiste en que se debe tomar la señal durante un periodo de tiempo finito y no realizarse indefinidamente; el segundo concepto ya se mencionó anteriormente, y el tercero hace referencia a que se debe garantizar un espaciamiento igual entre cada una de las muestras obtenidas a partir del proceso de muestreo, con el fin para optimizar y reducir los errores al momento de implementar el algoritmo **FFT**.

Si no se procede con cuidado, la **DFT** puede dar errores significativos cuando se utiliza para simular la **CFT**. Los errores se deben a varios factores que se categorizan en tres efectos básicos: *dispersión*, *solapamiento* y *resolución espectral*.

El primer efecto es provocado por el truncamiento en el dominio del tiempo. Esto ensancha el espectro de los componentes de frecuencia y hace que cada componente de frecuencia se “disperse” hacia frecuencias adyacentes; el segundo efecto acarrea las consecuencias que ya se mencionaron anteriormente sobre él, y el tercer tipo se presenta cuando la **DFT** no puede resolver componentes espectrales a un espaciamiento más estrecho que el inverso del tiempo de duración de la ventana de truncamiento.

2. TÉCNICAS ELECTROQUÍMICAS DE CORRIENTE ALTERNA

Este capítulo brinda al lector los conceptos básicos sobre los efectos presentes en una celda electroquímica y su forma de representarlo como un circuito eléctrico equivalente. Además, presenta algunas estrategias para ajustar la información que se obtiene al momento de implementar esta técnica y una forma de obtenerla mediante su modelado y simulación, permitiendo de esta forma verificar su funcionamiento, así como poseer una base teórica que permita tener claridad sobre los resultados que se deben alcanzar. Para ello se apoya ampliamente en las referencias bibliográficas [1], [2] y [4].

2.1 REPRESENTACIÓN DE LA IMPEDANCIA ELECTROQUÍMICA[†]

La impedancia compleja del sistema electroquímico se mide imponiendo al electrodo estudiado una perturbación sinusoidal de potencial ∂E (o de corriente), que se compara con la respuesta de aquel, que es también otra perturbación sinusoidal, aunque esta vez de corriente, ∂I (o de potencial). La señal de corriente alterna no debiera superar los 10 – 20 mVpp, ya que, de otra forma, la respuesta corriente-tensión sería de tipo exponencial, impidiendo realizar las aproximaciones lineales que son condición indispensable para que tenga validez el método de trabajo. Otro motivo por el cual es esencial que la señal aplicada sea lo más pequeña posible es que no debe influir en el proceso que tiene lugar en el electrodo ni imponer cambios sensibles en su superficie.

A fin de obtener el diagrama de impedancias, se hace variar la frecuencia de la señal sinusoidal dentro de un muy amplio intervalo, por ejemplo entre 10^{-4} Hz y 50 kHz, determinándose la impedancia, Z , para los distintos valores de ω .

[†] Esta información es tomada de las Referencia Bibliográfica [2]

Las impedancias que se miden al aplicar un barrido de frecuencias dependen de las características de la interfase: en particular, de la cinética electroquímica (Incluyendo la velocidad de corrosión) y de la doble capa electroquímica u otras películas presentes en la superficie del metal. En cuanto a la doble capa, quizá convenga recordar que la superficie metálica en un electrolito posee una carga superficial que queda equilibrada por una acumulación de ión en la solución adyacente, que hace neutro al sistema de dos cargas, el cual actúa como un condensador.

A menudo, es posible imaginar a la interfase electroquímica del electrodo que se corroe como una combinación de elementos pasivos de un circuito simple (resistencias, condensadores y bobinas). La utilización del número imaginario, j , facilita la representación de las reactancias, que serían $1/jC\omega$ para un condensador y $jL\omega$ para una bobina, siendo C la capacidad y L la autoinducción. El fasor impedancia en el plano complejo representa una combinación de resistencias y reactancias; el eje horizontal muestra la parte real de la impedancia (componente resistivo) y el eje vertical, el componente imaginario (reactancia capacitiva o inductiva). Debido a que las expresiones para la reactancia incluyen como variable la frecuencia angular, ω , de la onda aplicada, tanto la magnitud como el ángulo de fase del vector impedancia, representativos de la respuesta del circuito, variarán con ω .

Una impedancia, Z , estará completamente definida con especificar las magnitudes de los componentes real e imaginario Z' y Z'' , respectivamente. Alternativamente, el vector impedancia puede definirse, asimismo, especificando la magnitud de su módulo, $|Z|$, y el ángulo de fase, ϕ , que forma con el eje positivo real.

El diagrama de impedancia constituye el lugar geométrico de las posiciones ocupadas por la extremidad del vector Z en su recorrido por el plano complejo. Cada punto del diagrama representa la magnitud y dirección del vector impedancia

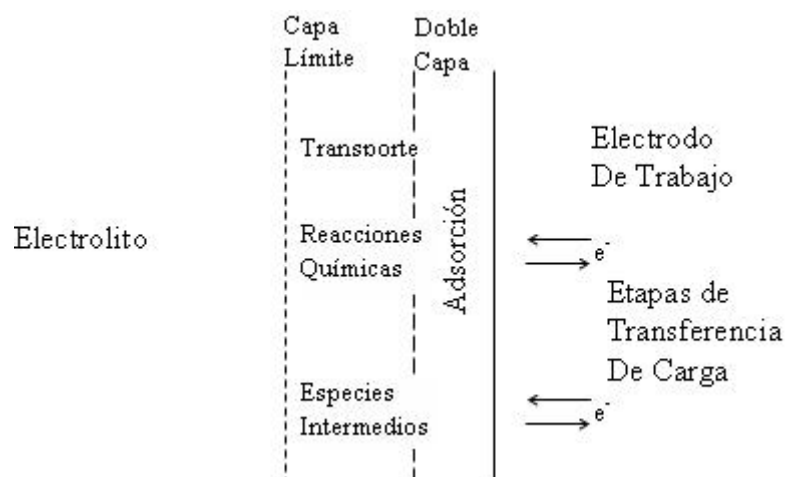
a una frecuencia dada. Esta forma de representar la variación con la frecuencia corresponde al diagrama de Nyquist. Existen, igualmente, otras formas de representación como los diagramas de Bode, construcción frente a la raíz cuadrada, etc.

2.2 CONCEPTO DE CIRCUITO EQUIVALENTE

Para analizar la variación de la impedancia con la frecuencia en una celda electroquímica (ver Figura 1) es de gran utilidad recurrir al concepto de circuito equivalente, circuito constituido por una hipotética combinación de elementos eléctricos que da un comportamiento similar al del electrodo estudiado (por ejemplo, un metal corroyéndose). El circuito equivalente propuesto por Randles, Figura 2, explica bastante bien la respuesta en el dominio de la frecuencia de muchos sistemas electroquímicos. En él, la interfase electroquímica está representada por:

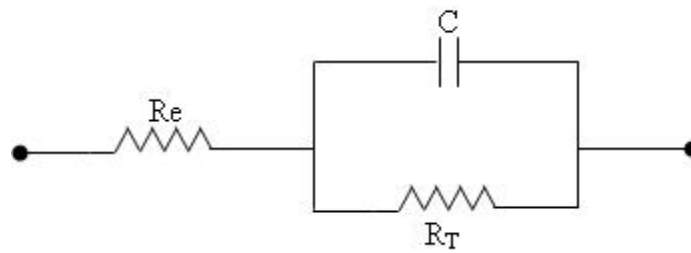
- Un condensador, vinculado principalmente a la doble capa, **C**.
- En paralelo con el condensador, la impedancia faradaica, **R_T**, que depende de la reacción electroquímica.
- Una resistencia en serie, **R_e**, que simula la resistencia del electrolito.

Figura 1. Esquema de una Reacción Electroquímica



Fuente: BASTIDAS, J. M. "Técnicas Electroquímicas de Corriente Alterna".

Figura 2. Circuito Equivalente de *Randles*

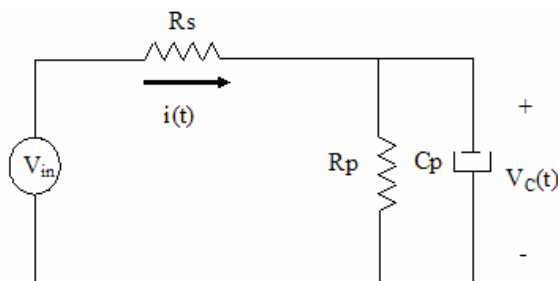


Fuente: BASTIDAS, J. M. “*Técnicas Electroquímicas de Corriente Alterna*”.

Cuando el metal se corroe, la corriente alterna se descompone en dos partes: la corriente asociada a la reacción de transferencia de carga, que constituye la corriente faradaica, y está en fase con el potencial aplicado, y la corriente resultante de la carga y descarga de la doble capa, que es capacitiva por naturaleza.

2.2.1. Análisis en el dominio del tiempo. Este tipo de análisis se lleva a cabo con el fin de obtener las ecuaciones de tensión y de corriente que rigen a este circuito equivalente, y de esta forma poder implementarlo a través de una herramienta *software*. A partir de la siguiente figura se obtiene la ecuación que caracteriza a la corriente que circula por este circuito en cualquier instante de tiempo (La deducción de esta ecuación se presenta detalladamente el Anexo B).

Figura 3. Análisis en el dominio del tiempo del circuito equivalente de *Randles*



Fuente: Autores del proyecto

Para una señal de entrada de la forma

$$V_i(t) = A \text{Sen}(\omega t + \phi), \phi = 0$$

$$i(t) = \frac{A}{R_s(\alpha^2 + \omega^2)} \left[\left[\omega\alpha - \frac{\omega}{R_p C_p} \right] \text{Cos}(\omega t) + \left[\omega^2 + \frac{\alpha}{R_p C_p} \right] \text{Sen}(\omega t) \right] + C_3 e^{-\alpha t}$$

Donde,

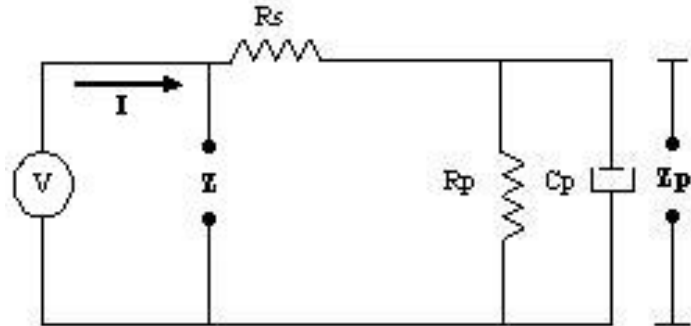
$$\alpha = \frac{1}{C_p} \left[\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_s} \right]$$

Pero, como para este tipo de análisis se requiere la respuesta en estado estable, se suprime el término transitorio,

$$i(t) = \frac{A}{R_s(\alpha^2 + \omega^2)} \left[\left[\omega\alpha - \frac{\omega}{R_p C_p} \right] \text{Cos}(\omega t) + \left[\omega^2 + \frac{\alpha}{R_p C_p} \right] \text{Sen}(\omega t) \right] \quad \mathbf{(1)}$$

2.2.2 Análisis en el dominio de la frecuencia Este estudio permite conocer el comportamiento del circuito a medida que varía la frecuencia. La ecuación que expresa la impedancia compleja del sistema se obtiene de la figura 4 (la deducción detallada de esta expresión también se encuentra en el Anexo B).

Figura 4. Análisis en el dominio de la frecuencia del circuito equivalente de *Randles*



Fuente: Autores del proyecto

$$Z(j\omega) = \left(R_s + \frac{R_p}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} \right) - j \left(\frac{C_p R_p^2 \omega}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} \right) \quad (2)$$

$$Z' = \text{Re}\{Z(j\omega)\} = R_s + \frac{R_p}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1}$$

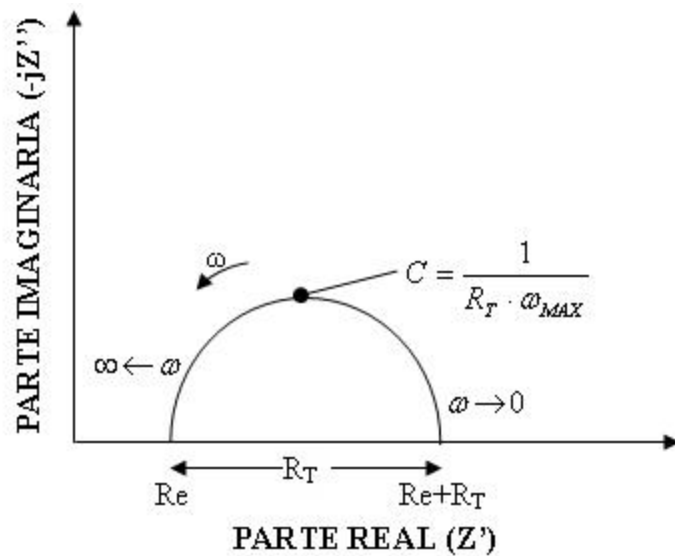
$$Z'' = \text{Im}\{Z(j\omega)\} = \frac{-C_p R_p^2 \omega}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1}$$

$$C_p = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_p}{Z' - R_s} - 1 \right)}}{\omega R_p} \quad (3)$$

La Figura 5 muestra el diagrama de Nyquist para el circuito equivalente de la figura anterior. Puesto que los condensadores conducen fácilmente a altas frecuencias, cuando la frecuencia sea mayor que, por ejemplo, 10 KHz, el condensador, **C**, podrá, prácticamente, cortocircuitar a la resistencia, **R_T**, en cuyo caso la impedancia pasará a depender únicamente del efecto de la resistencia **R_e**, que en el circuito equivalente simula la resistencia de la solución electrolítica y de

posibles películas sobre el electrodo. Tal circunstancia corresponde al punto de corte de la semicircunferencia con el eje horizontal (lado izquierdo del diagrama). A medida que decrece la frecuencia, C se vuelve menos conductor, lo que motiva que la impedancia trace en función de ω la semicircunferencia de la figura 5, cuyos puntos exhiben a la vez componentes capacitivo y resistivo. A muy bajas frecuencias, por ejemplo, cuando $\omega \rightarrow 0$ (o sea, cuando se aproxima a la corriente continua), el condensador deja prácticamente de conducir, en cuyo caso la impedancia vale la suma de R_e y R_T , que coincide con el segundo punto de interacción de la semicircunferencia con el eje horizontal. El diámetro de la semicircunferencia es igual a R_T .

Figura 5. Diagrama de Impedancia para el circuito equivalente de *Randles*



Fuente: BASTIDAS, J. M. "Técnicas Electroquímicas de Corriente Alterna".

Otras relaciones importantes, que se deducen sin dificultad de este análisis son:

$$C = \frac{1}{R_T \cdot \omega_{MAX}} \quad (4)$$

Siendo ω_{MAX} la frecuencia angular a la que Z' adquiere el máximo valor absoluto, y

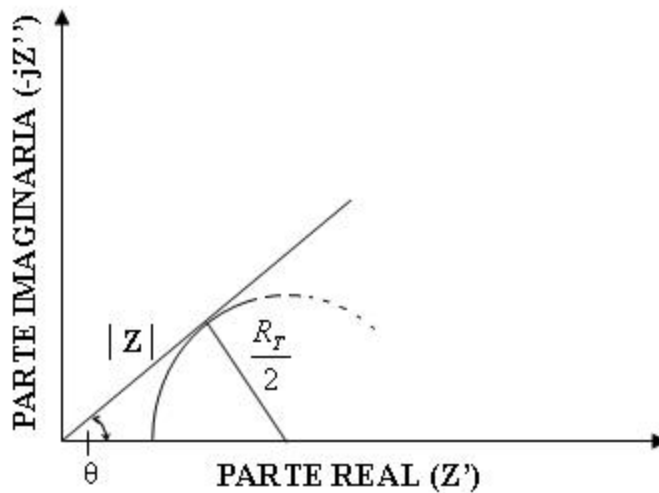
$$C = \frac{1}{\omega \cdot Z''}$$

Para $\omega \rightarrow 0$. Finalmente, según la figura 6,

$$R_T = 2 \cdot |Z| \cdot \tan(\theta_{MAX})$$

Donde θ_{MAX} es el máximo valor del ángulo de fase y $|Z|$ el módulo del vector correspondiente a dicho ángulo.

Figura 6. Determinación de R_T



Fuente: BASTIDAS, J. M. "Técnicas Electroquímicas de Corriente Alterna".

2.3 AJUSTE DE DATOS

Debido a que en la práctica se cuenta con valores discretos para caracterizar un determinado sistema, debe recurrirse al uso de métodos o algoritmos que permitan mejorar o ajustar la información que se ha adquirido y se logre de esta

forma la mayor precisión en el momento de estimar los parámetros que definen tal sistema.

2.3.1 Regresión senoidal[‡]. Este algoritmo permite reconstruir y/o mejorar la forma de onda de una señal de la cual se posee una mínima información o caracterización. A continuación se muestran las expresiones que permiten llevar a cabo este procedimiento (nuevamente, la deducción de este algoritmo se puede encontrar en el Anexo B).

Se parte de un conjunto de datos de entrada de la forma

$$x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_i, \dots, x_n];$$

$$y = [y_1, y_2, y_3, \dots, y_i, \dots, y_n];$$

Se plantea la siguiente ecuación:

$$\bar{y} = Bc \cdot \text{Cos}(\omega_o x) + Bs \cdot \text{Sen}(\omega_o x)$$

Donde,

$$Bc = \frac{\left\{ \left(\sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Cos}(\omega_o x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}^2(\omega_o x_i) \right) - \left(\sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Sen}(\omega_o x_i) \right) \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_o x_i) \right) \right\}}{\left\{ \left(\sum_{i=1}^n \text{Cos}^2(\omega_o x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}^2(\omega_o x_i) \right) - \frac{1}{4} \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_o x_i) \right)^2 \right\}} \quad (5)$$

[‡] Tomado de la Referencia Bibliográfica [1]

$$B_s = \frac{\left\{ \left(\sum_{i=1}^n \cos^2(\omega_0 x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Sen}(\omega_0 x_i) \right) - \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_0 x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Cos}(\omega_0 x_i) \right) \right\}}{\left\{ \left(\sum_{i=1}^n \cos^2(\omega_0 x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}^2(\omega_0 x_i) \right) - \frac{1}{4} \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_0 x_i) \right)^2 \right\}} \quad (6)$$

2.3.2 Regresión circular[§]. Realizando un ajuste por el método de mínimos cuadrados, se puede determinar la ecuación para una circunferencia con centro en $\mathbf{c}(h,0)$ y radio R de la forma:

$$y^2 + (x_i - h)^2 = R^2 \quad \text{ó} \quad y^2 = R^2 - (x_i - h)^2$$

Mediante las expresiones:

$$R^2 = h^2 - h \cdot \left(\frac{2}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right) + \frac{1}{n} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right\} \quad (7)$$

$$h = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^3 + \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 - \left\{ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right\} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right\}}{2 \sum_{i=1}^n x_i^2 - \frac{2}{n} \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \quad (8)$$

Donde los vectores \mathbf{x} y \mathbf{y} representan el conjunto de datos de entrada y son de la forma:

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_i, \dots, x_n]$$

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, y_3, \dots, y_i, \dots, y_n]$$

[§] Tomado de la Referencia Bibliográfica [4]

2.4 SIMULACIÓN EN MATLAB

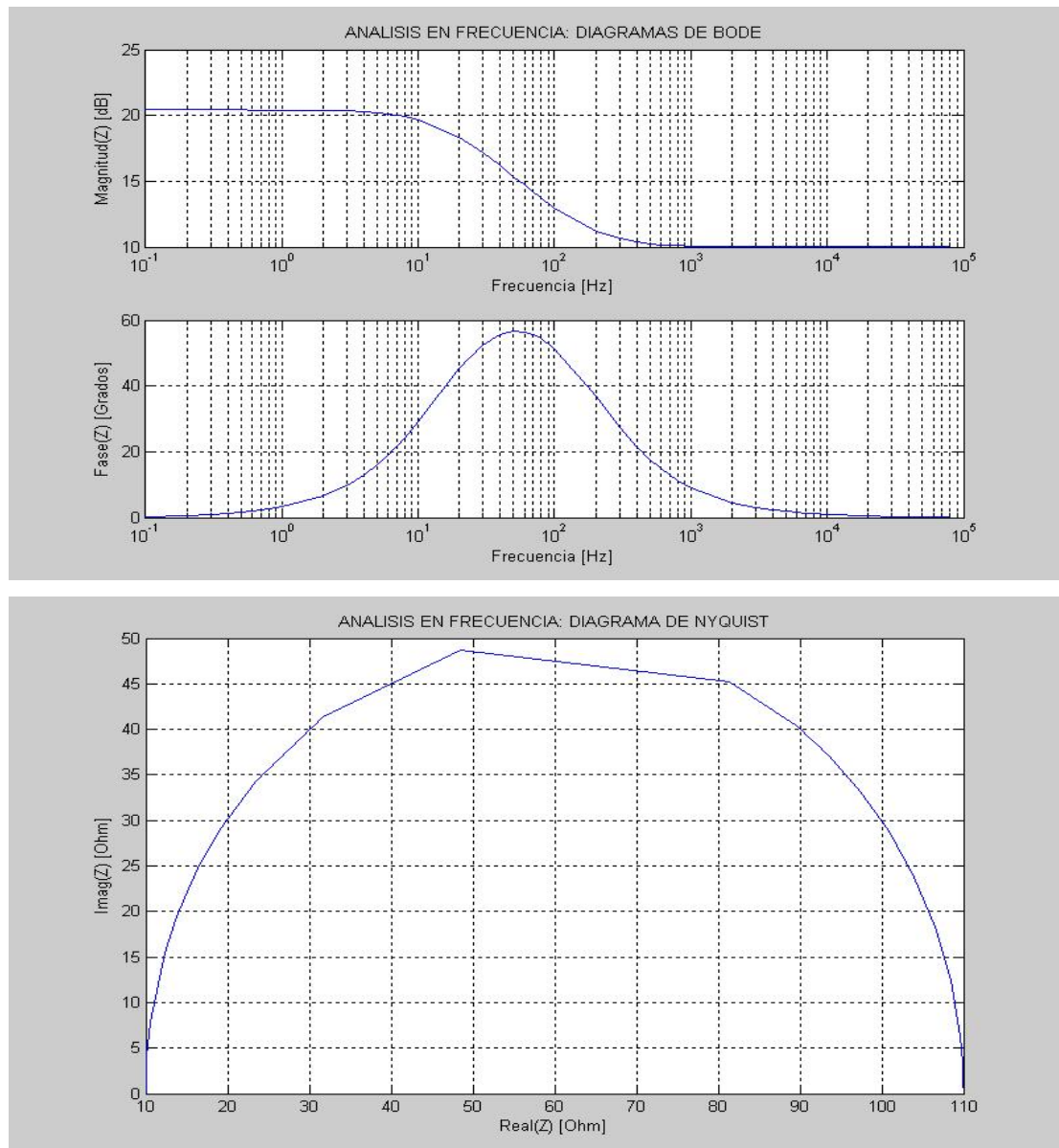
Teniendo la ecuación que caracteriza la corriente de la celda, se genera una señal de tensión para obtener el comportamiento de la misma, mediante un programa elaborado en **MATLAB**, denominado **SIMULACIÓN.m**, el cual se encuentra en el Anexo B y en el CD junto con los demás programas que se desarrollaron en este proyecto.

Este programa parte de la generación de un vector de tiempo, luego se establecen parámetros como el número de puntos con los que se va a generar la forma de onda (n), amplitud (A) de la señal, número de periodos (NT) y los valores para los elementos del circuito equivalente. Posteriormente se genera un barrido en frecuencia de 6 décadas, desde 0,1 kHz hasta 100 kHz, y 8 frecuencias por cada una, para un total de 48 valores, con el fin de asemejar en todo lo posible las condiciones reales de trabajo que se tienen con el prototipo desarrollado para este fin, el cual corresponde a un trabajo de grado y se mencionará con más detalle en el siguiente capítulo o en la Referencia Bibliográfica [8]; se designaron para los parámetros del circuito equivalente, valores típicos para este tipo de análisis (más adelante se profundizará más al respecto). En cuanto a las otras variables, se toma $n = 128$, ya que es un número de valores suficiente para poder caracterizar la forma de onda senoidal, además implica un menor número de operaciones a la hora de realizar el cálculo de la *fft*, pues es potencia de 2; se eligió solo un periodo, pues su número no tiene mayor repercusión en las operaciones posteriores, y, finalmente, se tomó una amplitud de 20 mV como lo recomiendan las técnicas electroquímicas de corriente alterna. Como se mencionó anteriormente, a la ecuación que define la corriente de la celda se le suprimió el término transitorio, pues se requiere analizar la respuesta en estado estable del sistema.

Una vez se tiene cada señal (tensión aplicada y corriente de la celda), el programa se encarga de calcular la transformada de Fourier para obtener su representación

en el dominio de la frecuencia y proceder posteriormente a calcular la impedancia. El siguiente paso del programa consiste en obtener las gráficas de respuesta en frecuencia, es decir, hallar la relación de la magnitud y la fase con respecto a la frecuencia (diagramas de Bode) y el comportamiento de la parte real contra la parte imaginaria (diagrama de Nyquist).

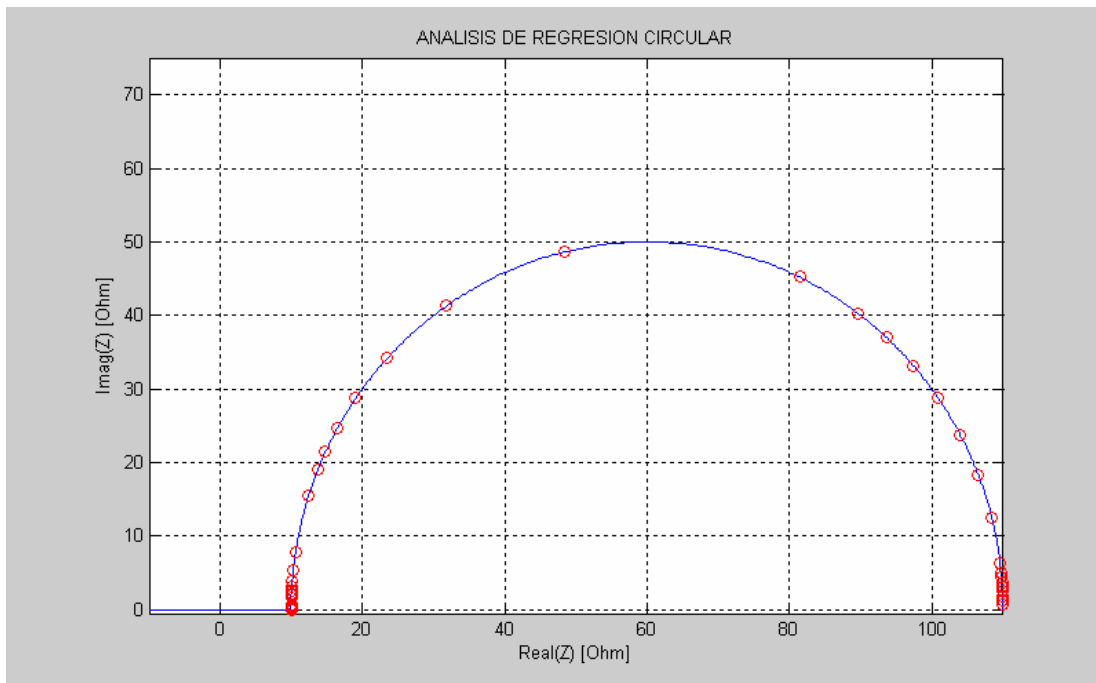
Figura 7. Diagramas de Bode y Nyquist de la simulación



Fuente: Autores del Proyecto

Para mejorar o ajustar la información que se obtiene del cálculo de las diferentes impedancias, se aplica el algoritmo de la regresión circular al conjunto de datos de la figura 7.

Figura 8. Regresión circular para los datos de la Figura 7



Fuente: Autores del Proyecto

3. ESTRUCTURAS BÁSICAS PARA MEDICIÓN DE IMPEDANCIA

En esta sección se describen los elementos requeridos para la estimación de la impedancia característica de una celda electroquímica. Se describe el funcionamiento y se hace una valoración de la etapa encargada de la generación, aplicación y medición de señales a las que se somete esta celda, así como las herramientas *hardware* y *software* que permiten la adquisición y procesamiento de este tipo de señales.

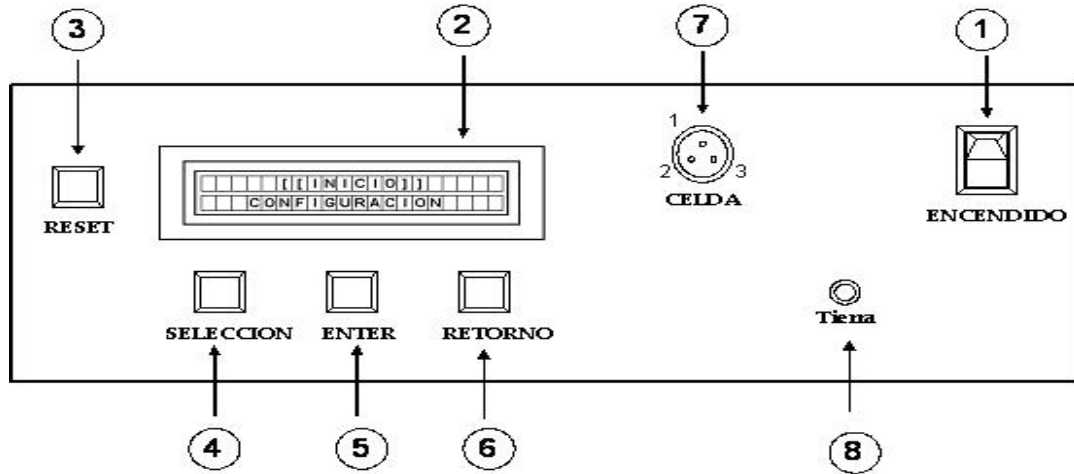
3.1 MEDIDOR DE IMPEDANCIA ELECTROQUÍMICA (*MIE*)

El *Medidor de Impedancia Electroquímica (MIE)* es un trabajo de grado realizado en la Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones (**E3T**) por Jorge Humberto Rodríguez Pacheco y Sergio Andrés Ruiz Gómez (ver referencia bibliográfica [8]), y consiste en un equipo que permite la realización de pruebas para una celda electroquímica usando un barrido en frecuencia con señales senoidales para determinar sus parámetros característicos. Este prototipo entrega dos señales senoidales correspondientes a la tensión aplicada a la celda y la corriente que circula a través de ella.

El presente proyecto desarrolla una interfaz que permite la adquisición de estas señales, su posterior tratamiento y el cálculo de algunos parámetros, junto con la implementación de rutinas que permitan el control autónomo de dicho prototipo.

3.1.1 Descripción. A continuación se muestran el panel frontal y posterior del *MIE* y se hace una descripción de los elementos que lo conforman.

Figura 9. Panel Frontal del **MIE**



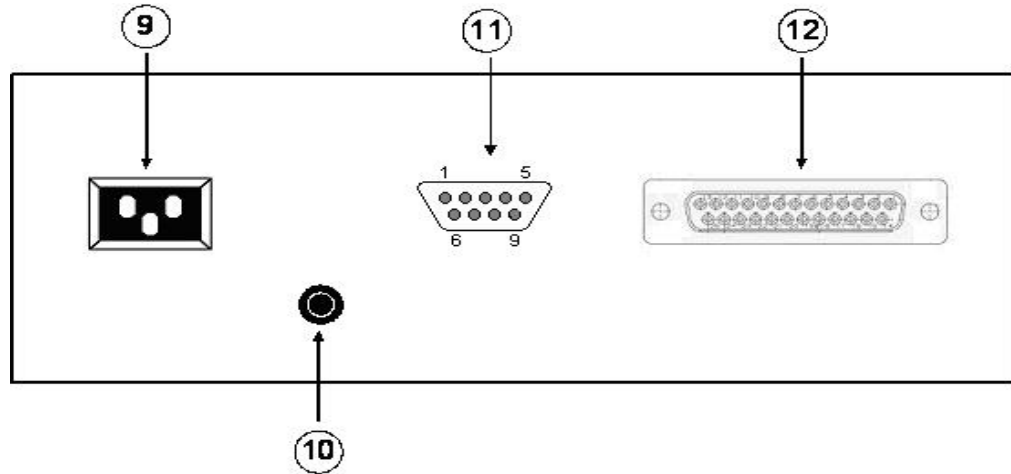
Fuente: Autores **MIE**

Tabla 1. Descripción del Panel Frontal del **MIE**.

ELEMENTO	DESCRIPCIÓN
(1) ENCENDIDO	Interruptor de encendido y apagado
(2) PANTALLA DE CRISTAL LÍQUIDO	Pantalla de 2 líneas x 20 caracteres.
(3) RESET	Pulsador de reset del sistema. Este se utiliza cuando se quiere reiniciar el sistema a su estado inicial.
(4) SELECCIÓN	Pulsador de selección de menú. Este permite cambiar entre los distintos menús que ofrece el MIE .
(5) ENTER	Pulsador de ejecución de menú. Cuando se quiera acceder a un menú o ejecutar una operación.
(6) RETORNO	Pulsador para retorno del menú.
(7) CELDA	Terminal de salida para conexiones de la celda.
	1 → Electrodo de trabajo (WE)
	2 → Electrodo de referencia (RE)
	3 → Contraelectrodo (CE)
(8) TIERRA	Terminal de tierra de la carcasa.

Fuente: Autores **MIE**

Figura 10. Panel Posterior del **MIE**.



Fuente: Autores **MIE**

Tabla 2. Descripción del Panel Posterior del **MIE**

ELEMENTO	DESCRIPCIÓN
(9) ALIMENTACIÓN	Terminal de alimentación AC 120V
(10) FUSIBLE	Fusible de protección 1 A
(11) TERMINAL DE SALIDA DE SEÑALES	1 → Señal de Corriente
	2 → Señal de Tensión
	3 → SEGUIR
	4 → ENTER
	5 → Tierra
	6 → GANANCIA
	7 → RESISTENCIA SHUNT
	8 → SELECCIÓN
	9 → NC
(12) PUERTO PARALELO	Puerto de comunicación con el PC

Fuente: Autores **MIE**

3.1.2 Operación. El **MIE** ofrece tres opciones de amplitud, 50 mVpp, 35 mVpp, y 20mVpp con un rango de operación entre 0,133 Hz y 62 KHz, para el cual se pueden configurar las opciones de 8, 6, 4, o 2 frecuencias por década, para un máximo de 48 frecuencias.

En el momento de hacer funcionar el prototipo, se cuenta con tres opciones, **“INICIAR”**, **“CONFIGURAR”** y **“TRANSFERIR”**, y cada una de ellas se selecciona dando un pulso **“ENTER”**. El menú **“INICIAR”** es el encargado de comenzar la prueba; a través de la opción **“CONFIGURAR”** se puede elegir el valor de amplitud y el número de valores por década con el que se desea trabajar. Si no se hace esta operación, el sistema inicializa por defecto con una amplitud de 50 mVpp y 8 valores por década; la opción **“TRANSFERIR”** es utilizada para descargar datos en el computador y procesarlos posteriormente mediante una herramienta propia a este equipo.

La conmutación de frecuencias requiere dos pulsos **“SEGUIR”**, el primero es para ajustes y mediciones internas del equipo, y el segundo hace el cambio efectivo de la frecuencia. Cada uno de estos pulsos requiere un determinado tiempo entre ellos para realizar el cambio y es particular para cada valor de frecuencia. Más adelante se ilustrarán los retardos obtenidos junto con otros parámetros del **MIE**.

3.1.3 Señales de la celda. Corresponden a las señales que se aplican a la celda por medio del conector identificado como **“CELDA”**, el cual posee tres electrodos: un electrodo de trabajo (**WE, color NEGRO**), un electrodo de referencia (**RE, color rojo**) y un contraelectrodo (**CE, color verde**).

3.1.4 Señales de entrada/salida. En este conector se encuentran las señales de tensión y corriente provenientes de la celda, junto con dos señales del PIC interno que posee este dispositivo para conocer el valor de amplificación al cual fue sometida la señal de corriente para entregarse como señal de tensión. Los valores y su respectiva configuración se dan en la tabla 3.

Tabla 3. Relación de pines y factor de ganancia para la señal de corriente

Resistencia de shunt (pin #26 PIC)	Ganancia (pin #40 PIC)	Resistencia equivalente (Ω)	Ganancia (V/V)	Ganancia total
0	0	49 // 190	100	3895.4
1	0	49 // 190	10	389.5
0	1	190	100	19000
1	1	190	10	1900

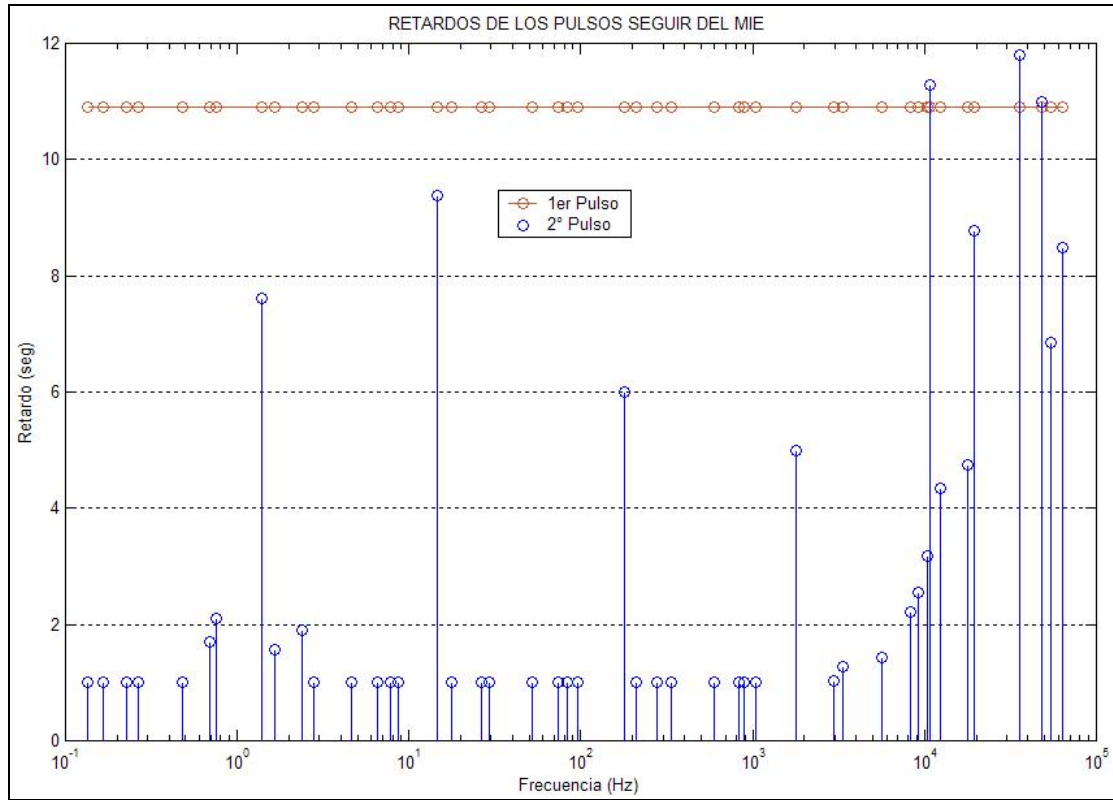
Fuente: Autores **MIE**

El valor **“GANANCIA TOTAL”** permite calcular el valor de la corriente a partir de la señal de tensión que la está caracterizando, simplemente realizando el cociente entre estos dos valores (tensión/ganancia).

Este conector también posee unos pines que están destinados para el control a través del computador y corresponden a los estudiados en la sección anterior, **“SELECCIÓN”**, **“ENTER”** y **“SEGUIR”**, los cuales quedan completamente deshabilitados de la operación manual una vez se establecen por este medio.

3.1.5 Frecuencias y retardos. Como primera prueba para el **MIE**, se tomaron las diferentes amplitudes para determinar el rango efectivo de trabajo de las frecuencias y sus valores particulares para cada década. A continuación se detallan los resultados obtenidos así como los retardos que se requieren para los dos pulsos que efectúan la conmutación de frecuencia, tal y como se mencionó anteriormente.

Figura 11. Retardos para conmutar frecuencia en el **MIE**



Fuente: Autores del proyecto

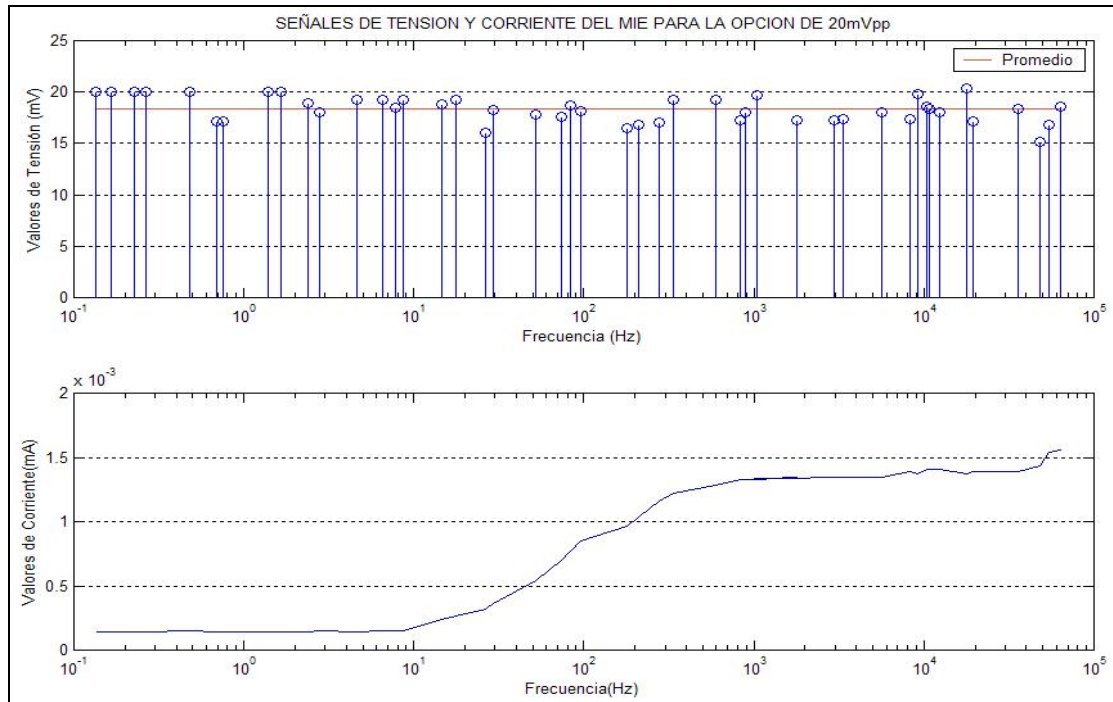
Como se puede apreciar en la figura 11, el tiempo o retardo para el primer pulso **SEGUIR** se mantiene constante para todas las variaciones de frecuencia, mientras que el segundo varía considerablemente para unos determinados valores.

3.1.6 Señales de tensión y corriente. Para obtener una caracterización del funcionamiento de este prototipo se recurrió al uso de una celda “*Dummy*”, la cual es un instrumento típicamente utilizado para la calibración de los potenciómetros y medidores de impedancia comerciales, y servirá para todo tipo de pruebas que se deseen elaborar. La función de la celda “*Dummy*” es simular el comportamiento de una celda electroquímica, y su implementación puede variar desde una simple resistencia hasta una configuración más compleja de componentes pasivos (resistencias, condensadores e inductores). La celda utilizada se basa en el

circuito equivalente de Randles con $R_s = 10\Omega \pm 1\%$, $R_p = 100\Omega \pm 1\%$ y $C_D = 100\mu F \pm 20\%$.

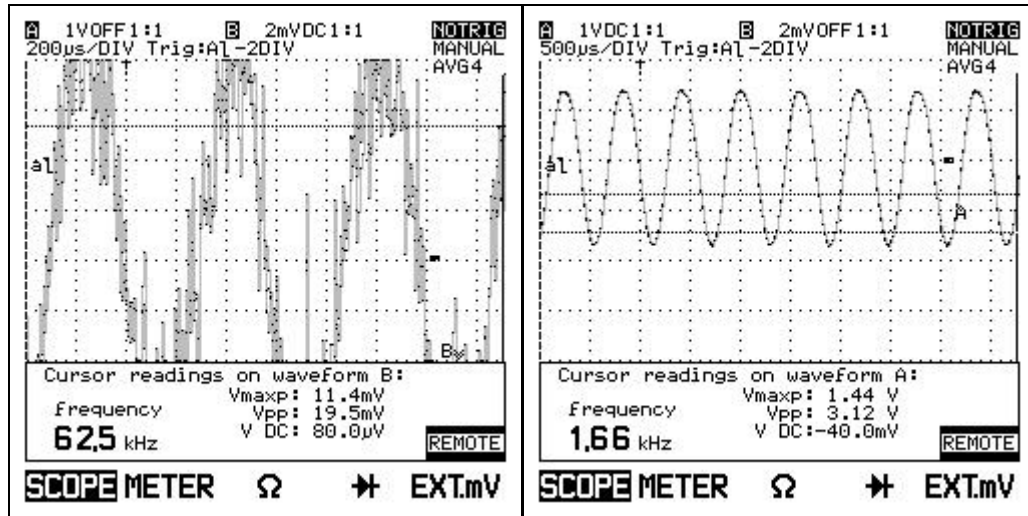
Se realizaron pruebas para las diferentes amplitudes y con un número de 8 valores por década. En la figuras 12 a 15 se muestran los resultados obtenidos y algunas formas de onda, mediante el osciloscopio digital **FLUKE**, para las tres primeras opciones de amplitud.

Figura 12. Señales de tensión y corriente para la opción 20mVpp



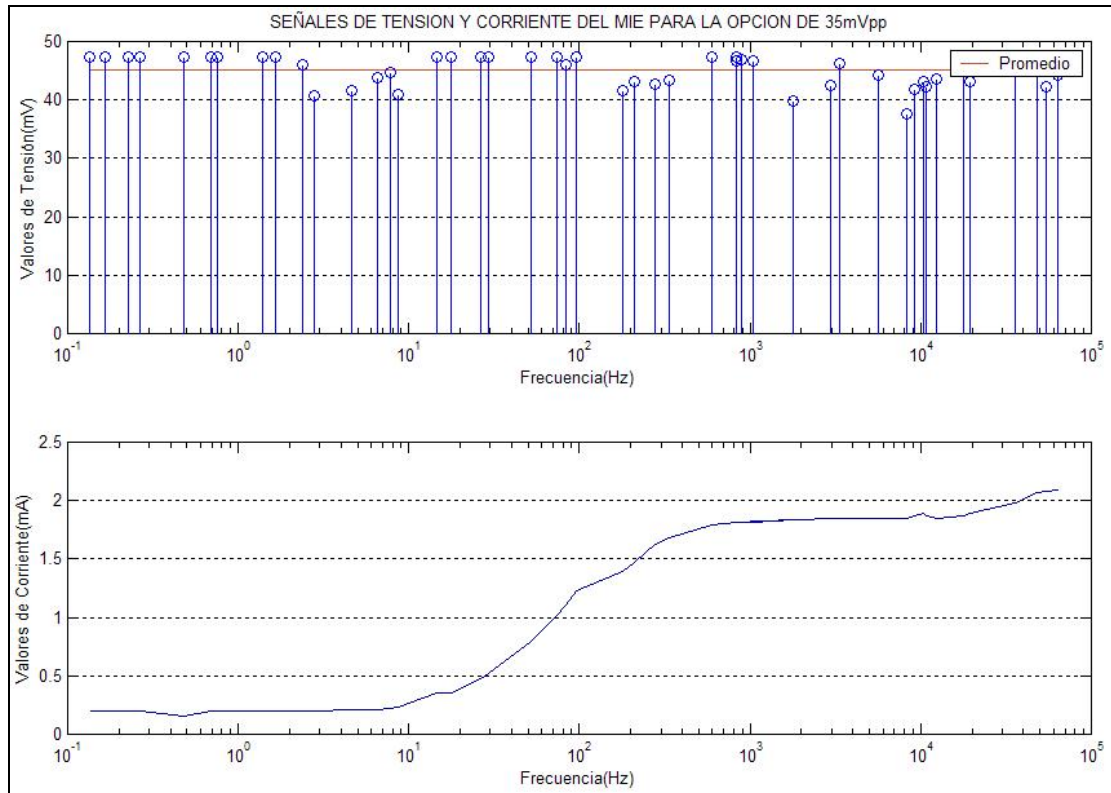
Fuente: Autores del proyecto

Figura 13. Formas de onda para la opción 20 mVpp



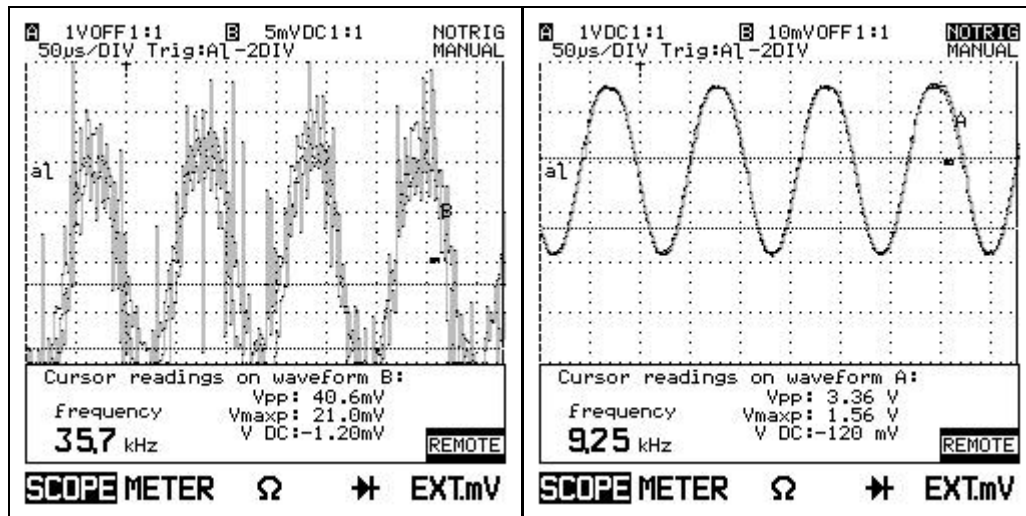
Fuente: Autores del proyecto

Figura 14. Señales de tensión y corriente para la opción 35mVpp



Fuente: Autores del proyecto

Figura 15. Formas de onda para la opción 35 mVpp



Fuente: Autores del proyecto

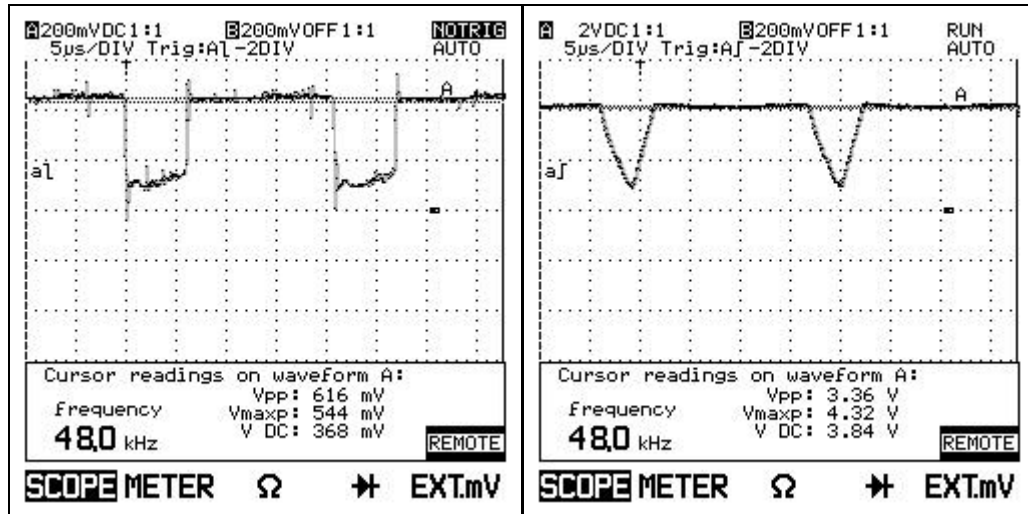
De los anteriores resultados se observó que se presentan variaciones en la tensión que se aplica a la celda a medida que varía la frecuencia, estas fluctuaciones se pueden apreciar en las gráficas de las diferentes formas de onda, obtenidas para valores particulares de frecuencia. Esta es una señal que presenta bastante distorsión y ruido, lo cual repercutirá en los cálculos futuros de los parámetros que caracterizan el circuito equivalente, y deberá valorarse su incidencia en el error que se pueda presentar al final. A pesar de esto, puede decirse que su valor en promedio corresponde al indicado por el equipo.

En cuanto a la corriente, se tiene un rango de valores que esta dentro del rango que es capaz de medir el mismo, según sus especificaciones. Contrario al caso de la señal de tensión, la corriente presenta una forma de onda senoidal bastante pura y sin ningún tipo de distorsión.

Finalmente, se comprobó la última opción que el equipo ofrece para el control de amplitud, se decir, el valor correspondiente a 50 mVpp, pero se presentaron varios

inconvenientes con este parámetro. Cuando se tiene conectada la celda, estas son las señales de tensión y corriente que se obtienen:

Figura 16. Forma de onda para la opción 50 mVpp



Fuente: Autores del proyecto

De esta forma quedó descartada esta opción de amplitud para el resto del trabajo y todo tipo de pruebas que se deseen hacer. Sin embargo, se consultó con los autores del proyecto para determinar la causa del problema y ellos argumentan que se puede estar presentando una caída de tensión al conectar la celda debido al malfuncionamiento del *trimmer* o relevo encargado del control de esta amplitud.

3.2 TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS PCI-1200

PCI-1200 es un dispositivo que ofrece una frecuencia de muestreo máxima de 100 kHz, posee ocho canales de entrada analógicos que se pueden configurar como ocho entradas simples o como cuatro diferenciales, un conversor ADC de aproximaciones sucesivas de 12 bits, dos canales de salida con conversores DAC de 12 bits, 24 líneas digitales I/O con compatibilidad TTL y tres Timers/Contadores de 16 bits para temporizaciones I/O (para una información más detallada acerca de las características de este dispositivo, remitirse al Anexo D).

3.2.1 Software programador. Existen varias opciones para programar el *hardware* de adquisición de datos de **National Instruments (NI-DAQ**, por su sigla en inglés **National Instruments Data Acquisition**), entre los cuales se encuentran **LABVIEW**, *LabWindows/CVI*, *Component Works*, *Virtual Bench*, entre otros. La **PCI-1200** es completamente configurable por *software*, posee una dirección de memoria base (*Base Memory Address*) y un nivel de interrupción (*Interrupt Level*) los cuales se asignan automáticamente por el sistema una vez se instala el dispositivo.

3.2.2 Configuración analógica I/O. La tabla 4 muestra las configuraciones para las entradas y/o salidas analógicas disponibles con la **PCI-1200**.

Tabla 4. Parámetros de los canales de E/S analógicos.

PARÁMETRO	CONFIGURACIÓN
Polaridad de la salida Analógica CH0	Bipolar → ±5 V (condición <i>reset</i>) Unipolar → 0 a 10 V
Polaridad de la salida Analógica CH1	Bipolar → ±5 V (condición <i>reset</i>) Unipolar → 0 a 10 V
Polaridad de las Entradas Análogas	Bipolar → ±5 V (condición <i>reset</i>) Unipolar → 0 a 10 V
Modo de las entradas analógicas	Sencilla Referenciada (RSE) (condición <i>reset</i>) Sencilla No Referenciada (NRSE) Diferencial (DIFF)

Fuente: **PCI-1200 User Manual**

Tanto los circuitos de salida como los de entrada analógica son configurables por *software*.

La **PCI-1200** posee tres modos diferentes de entrada, los cuales se describen en la tabla 5.

Tabla 5. Modos de la entrada Analógica para la **PCI-1200**

MODOS DE ENTRADA ANALÓGICA	DESCRIPCIÓN
RSE	El modo RSE provee ocho entradas sencillas con la entrada negativa del amplificador de instrumentación referenciada a la tierra analógica (condición <i>reset</i>).
NRSE	El modo NRSE provee ocho entradas sencillas con la entrada negativa del amplificador de instrumentación atada a AISENSE/AIGND y no conectada a tierra.
DIFF	El modo DIFF provee cuatro entradas diferenciales con la entrada positiva del amplificador de instrumentación atada a los canales 0,2,4 o 6 y la negativa a los canales 1,3,5 o 7 respectivamente, quedando de esta manera parejas de canales (0,1),(2,3),(4,5) o (6,7)

Fuente: **PCI-1200 User Manual**

3.2.3 Conexiones de señal. La figura 17 muestra la asignación de pines para el conector **I/O** de la **PCI-1200**

Figura 17. Distribución de pines del conector de E/S de la **PCI-1200**

ACH0	1	2	ACH1
ACH2	3	4	ACH3
ACH4	5	6	ACH5
ACH6	7	8	ACH7
AISENSE/AIGND	9	10	DAC0OUT
AGND	11	12	DAC1OUT
DGND	13	14	PA0
PA1	15	16	PA2
PA3	17	18	PA4
PA5	19	20	PA6
PA7	21	22	PB0
PB1	23	24	PB2
PB3	25	26	PB4
PB5	27	28	PB6
PB7	29	30	PC0
PC1	31	32	PC2
PC3	33	34	PC4
PC5	35	36	PC6
PC7	37	38	EXTTRIG
EXTUPDATE*	39	40	EXTCONV*
OUTB0	41	42	GATB0
OUTB1	43	44	GATB1
CLKB1	45	46	OUTB2
GATB2	47	48	CLKB2
+5 V	49	50	DGND

Fuente: **PCI-1200 User Manual**

Para la realización del proyecto se emplearan los canales **ACH0** y **ACH1** en modo **NRSE** para las adquisiciones de las señales analógicas, **PA0** y **PA2** para las señales digitales de lectura, **PB0**, **PB2** y **PB4** para las señales digitales de escritura y los pines 9, 11 y 50 para las señales de tierra analógica y digital respectivamente.

3.3 LabVIEW

LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) es un lenguaje de programación básico para el diseño de sistemas de adquisición de datos, instrumentación y control, en donde se puede diseñar especificando el sistema funcional, el respectivo diagrama de bloques o una notación de diseño de

ingeniería. Además permite una fácil integración con *Hardware*, específicamente con tarjetas de medición, adquisición y procesamiento de datos. En el ambiente de trabajo de **LabVIEW** existen dos paneles, el **Panel Frontal** y el **Panel de Programación** o **Diagrama de Bloques**; en el panel frontal se diseña la interfaz con el usuario y en el panel de programación se relacionan los elementos utilizados en la interfaz mediante operaciones que determinan en sí cómo funciona el programa o el sistema. Cuando se diseñan programas con **LabVIEW** se trabaja siempre bajo algo denominado **VI** (*Virtual Instrument*)

En el panel de programación se pueden diseñar de manera gráfica y como si fuera un diagrama de bloques el funcionamiento del sistema. La programación gráfica se basa en la realización de operaciones mediante la asignación de íconos que representan los datos numéricos e íconos que representan los procedimientos que deben realizar los (**Vis**), con estos íconos y mediante una conexión simple como lo es una línea recta se enlazan para determinar una operación y/o función. Al diseñar el programa de forma gráfica, se hace visible una programación orientada al flujo de datos. El flujo de datos va de izquierda a derecha en el panel de programación y esta determinado por las operaciones o funciones que procesan los datos.

LabVIEW tiene **Vis** de adquisición de datos e imágenes, de comunicaciones, de procesamiento digital de señales, de funciones matemáticas simples, hasta funciones que utilizan otros programas como **MATLAB** o **HIQ** para resolver problemas, otras más complejas como “*Nodos de Fórmulas*” que se utilizan para la resolución de ecuaciones editando directamente éstas como en lenguaje de programación tradicionales y definiendo las entradas y las salidas.

4. IMPLEMENTACIÓN DE ALGORITMOS PARA EL PROCESAMIENTO DE SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA (E/S)

En este capítulo se muestran los diferentes algoritmos que se implementaron para la adquisición de las señales de tensión y corriente, su tratamiento, el cálculo final de la impedancia y los parámetros de circuito equivalente que se obtiene a partir de las mismas. También se encontrará la forma como se logró el manejo autónomo del *MIE*.

4.1 ADQUISICIÓN DE SEÑALES

Antes de comenzar la adquisición de señales, se deben seguir algunos pasos que se requieren para poner en marcha la tarjeta de adquisición de datos, tales como su configuración inicial a través de una herramienta *software*.

4.1.1 Configuración PCI-1200. Para la configuración inicial de la tarjeta se empleó la herramienta que provee *National Instruments* denominada *National Instruments Measurement & Automation Explorer (MAX)*,

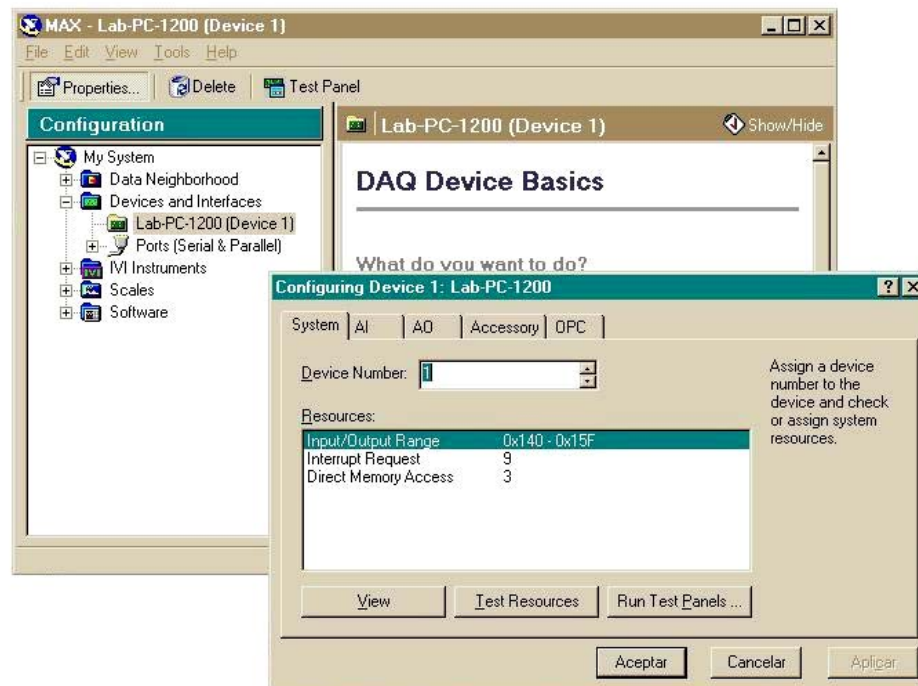
Figura 18. *Software* para la configuración de la *PCI-1200*



Fuente: *NATIONAL INSTRUMENTS*

Aquí se dispone de un panel de control, como se observa en la Figura 19, en el cual se configuran las características correspondientes al tipo de señales de entrada analógica. También se pueden observar los parámetros que se establecen por defecto, como lo son el número de dispositivo, dirección de memoria base, rango de entrada y salida y el control de interrupciones. Este software posee también una herramienta de prueba de la tarjeta, con el que se pueden hacer adquisiciones rápidas para verificar el correcto funcionamiento de la misma.

Figura 19. Panel para la configuración de la **PCI-1200**

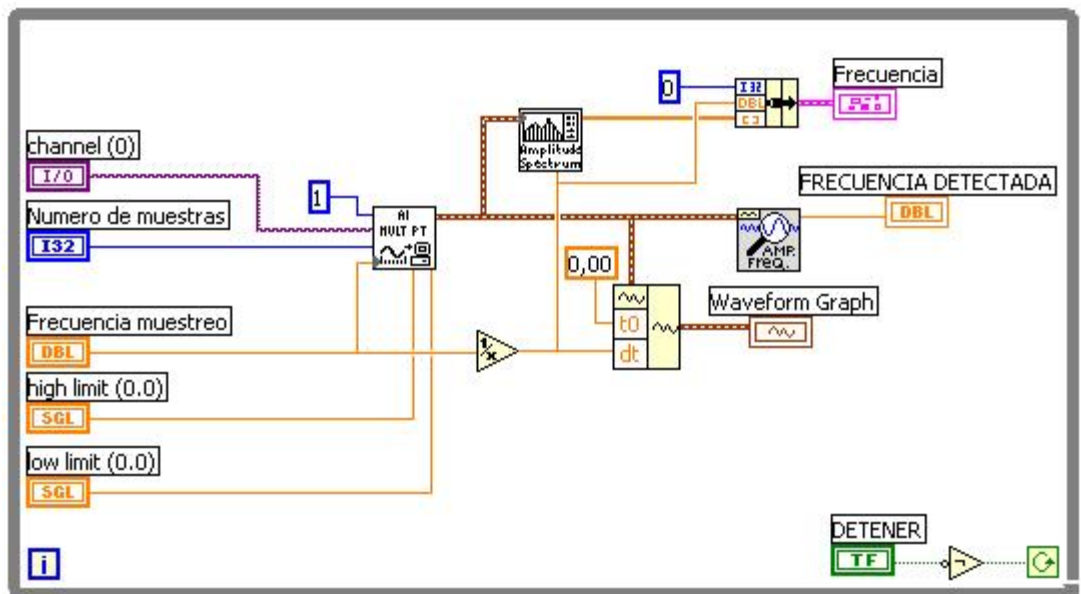


Fuente: *NATIONAL INSTRUMENTS*

Con base al estudio hecho al **MIE**, se configuró la tarjeta para que funcione con señales bipolares, modo no referenciado **NRSE** y ganancia unitaria.

4.1.2 Algoritmo para la adquisición de señales. En primera instancia, se elaboró un programa que permitiera la adquisición de señales a través de un solo canal al tiempo, con el fin de verificar los datos de frecuencia y amplitud obtenidos, con los medidos externamente en un osciloscopio, como también comprobar frecuencias máximas y mínimas que se pueden adquirir a través de esta tarjeta. El diagrama de bloques en la Figura 20. En este último se visualizan la forma de onda adquirida y los valores de amplitud y frecuencia detectados, junto con el espectro en frecuencia que se tiene para la señal adquirida.

Figura 20. Panel de programación para las adquisiciones de señales



Fuente: Autores del Proyecto

Se cuenta con un control para establecer el canal por el cual se hará la adquisición de la señal y otros para establecer el número de muestras y la frecuencia de muestreo. Debe tenerse en cuenta que estas dos últimas variables están completamente relacionadas, es decir, frecuencia de muestreo es proporcional a la relación entre el número de muestras y el tiempo de adquisición (el tiempo de adquisición puede relacionarse como el número de periodos que

serán adquiridos). Lo anterior se puede simplificar mediante las siguientes ecuaciones:

$$\left(\frac{1}{f_s}\right) \cdot (\# \text{Muestras}) = \text{Tiempo de adquisición} \quad (9)$$

De otra manera,

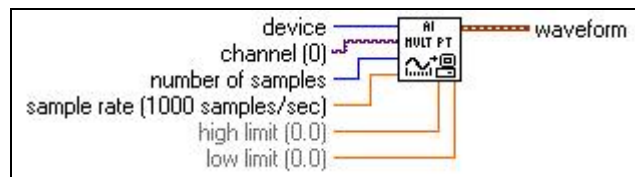
$$f_s = \frac{\# \text{ de muestras}}{(n)(T_m)} \quad (10)$$

Donde, n representa el número de periodos que serán adquiridos y T_m el período de la señal a adquirir.

Estas ecuaciones deben tenerse presentes durante cualquier tipo de adquisición debido a la frecuencia de muestreo máxima que posee la tarjeta, la cual no podrá excederse en ningún momento, limitando de esta forma el ancho de banda de las señales que podrán ser adquiridas.

4.1.3 VI AI Acquire Waveform. Es el encargado de manejar la adquisición de datos a través de la tarjeta, y se muestra a continuación.

Figura 21. VI AI Acquire Waveform

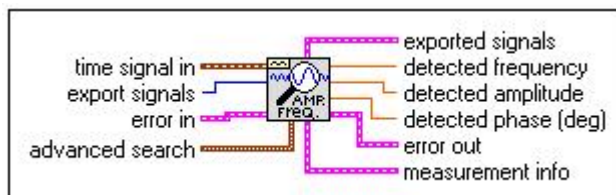


Fuente: *LabVIEW 6i*

Este **VI** debe ser configurado con ciertos valores y/o controles. Se debe especificar un valor de 1 para el parámetro **device**, pues este es el que corresponde a la tarjeta de adquisición de datos **PCI-1200**; la variable **channel** indica por cual canal se va a adquirir la señal de entrada análoga y tiene por defecto el canal 0; **number of samples** representa el numero de muestras del canal simple que el **VI** adquiere antes de que se completa la adquisición y tiene por defecto un valor de 1000 muestras; **sample rate** corresponde al número de muestras por segundo que el **VI** adquiere del canal especificado. Su valor por defecto es de 1000 muestras/segundo; **high limit** y **low limit** representan los valores máximos y mínimos, respectivamente, permitidos para la señal que se va a medir. Tienen por defecto un valor de cero, y si se dejan así, el sistema empleará para estos controles los valores configurados mediante la herramienta **MAX (Measurement & Automation Explorer)**; finalmente se dispone de la salida **waveform**, la cual consiste en un vector que contiene datos escalados (amplitud y tiempo) de la señal de entrada.

4.1.4 Medición. Se empleó el **VI Extract Single Tone Information** (Extracción de información de tono sencillo) para detectar la frecuencia y amplitud de la señal adquirida. A continuación se puede visualizar su esquema:

Figura 22. VI para la detección de frecuencia y amplitud



Fuente: *LabVIEW 6i*

Se tomó solo la entrada principal, **time signal in**, que corresponde a la forma de onda de entrada en el dominio del tiempo. Como salidas se tomaron únicamente los indicadores **detected frequency** y **detected amplitude** que corresponden a

indicadores numéricos de los valores de frecuencia y amplitud de la señal leída, respectivamente. Como característica y limitante importante de este VI se tiene que, para realizar adecuadamente las mediciones de frecuencia y amplitud, se debe contar por los menos con dos periodos de la señal, lo cual restringe las señales que pueden ser adquiridas, según las ecuaciones 9 y 10, mencionadas en el apartado 4.1.2.

4.1.5 Forma de onda y espectro. Finalmente, se dispuso de un indicador gráfico, *Waveform graph*, para visualizar la forma de onda de la señal adquirida, y el VI *Amplitude and Phase Spectrum* (ver Figura 23), para verificar que no exista alguna componente frecuencial alrededor de la frecuencia fundamental de la señal de entrada.

Figura 23. VI para el espectro de amplitud



Fuente: *LabVIEW 6i*

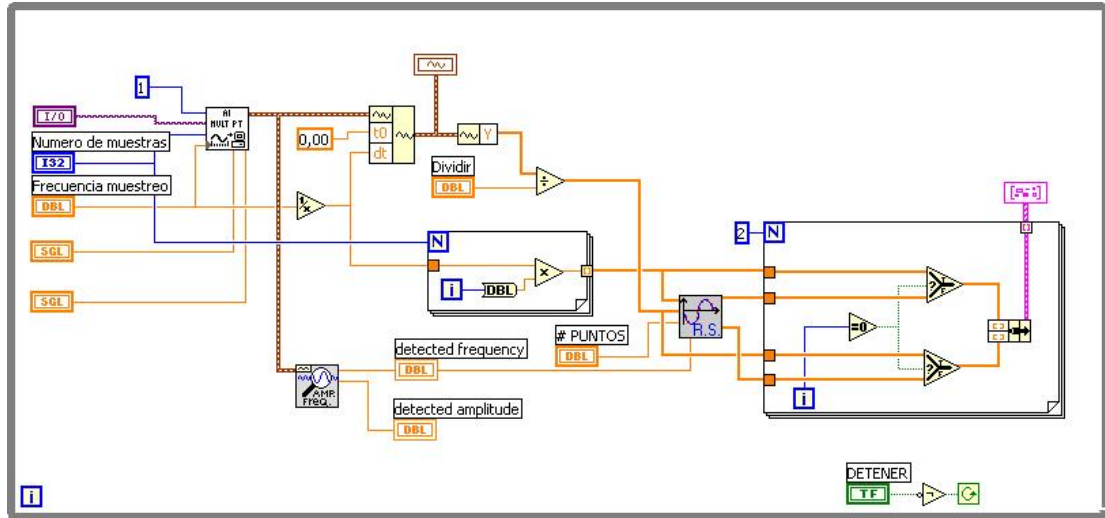
La salida *Amp Spectrum Mag* corresponde al valor eficaz de la amplitud de la señal presente en la entrada *Signal*. También se puede visualizar la magnitud de la fase en radianes por medio de la salida *Amp Phase*.

4.2 REGRESIÓN SENOIDAL

Con el fin de obtener mayor precisión en el cálculo de los diferentes parámetros que se deben hallar, se implementó un primer ajuste de datos a través de la rutina de aproximación por mínimos cuadrados mencionada en el Capítulo 2, para reducir de esta forma errores inherentes a las señales o a los procesos para su adquisición.

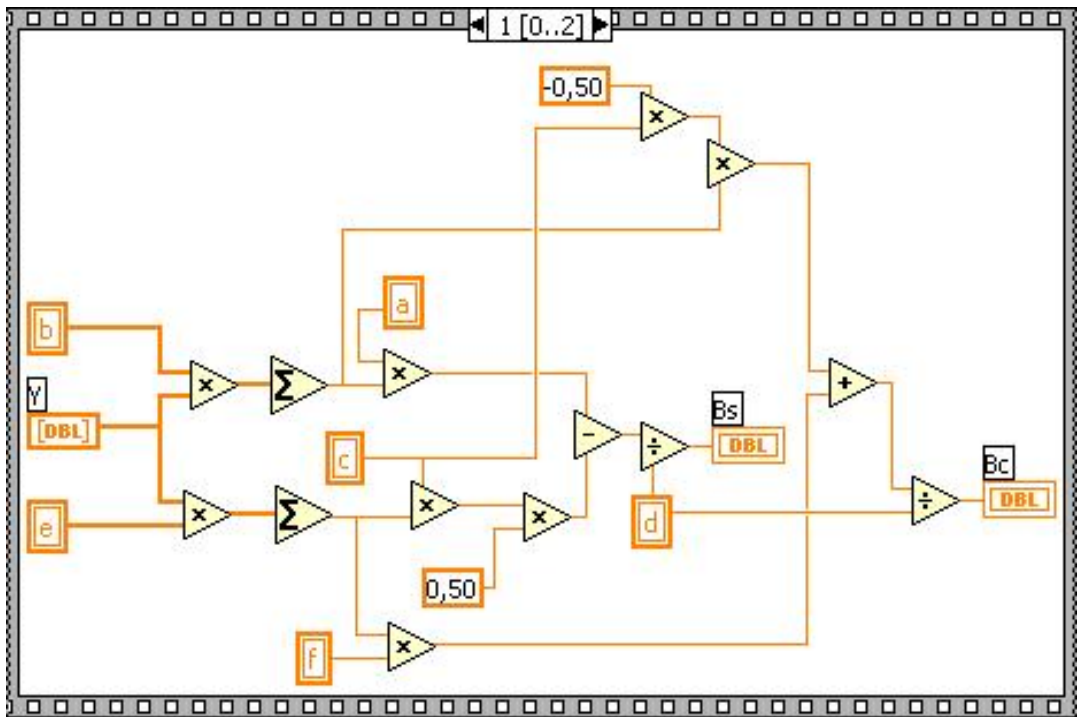
Se desarrolló entonces, un algoritmo que permitiera hallar los parámetros definidos por las ecuaciones 5 y 6 (Sección 2.3.1) En la Figura 24 se puede observar el panel de programación encargado de hacer el ajuste a los datos que se adquieren a través de la tarjeta de adquisición de datos.

Figura 24. Panel de programación para implementar la Regresión Senoidal

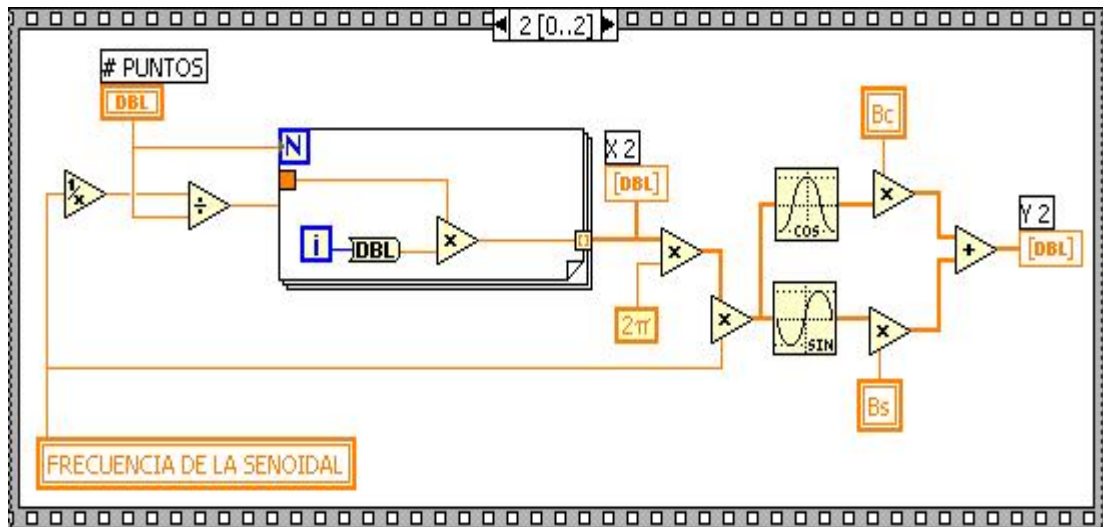


Fuente: Autores del Proyecto

En la primera etapa de este programa, se hace la adquisición de la señal tal y como se ilustró anteriormente, y se obtienen los parámetros de amplitud y frecuencia que la caracterizan, para ser visualizados en un primer indicador gráfico. Esta información se suministra a un *SubVI* denominado **Regresión Senoidal (R.S.)** encargado de realizar las operaciones matemáticas definidas por las ecuaciones 5 y 6 (Sección 2.3.1). Esta información está relacionada con la frecuencia detectada; un vector de datos Y correspondiente a la amplitud de cada muestra, los cuales se dividen por un valor predeterminado asignado mediante un control numérico, que corresponde al factor de ganancia con que pueda venir acompañada la señal; el vector de tiempo X , el cual se obtiene basándose en el hecho de que las muestras que se tienen están igualmente espaciadas, por ello se toma una estructura **For Loop** y se le asigna como número de iteraciones el



Secuencia 1



Secuencia 2

Fuente: Autores del Proyecto

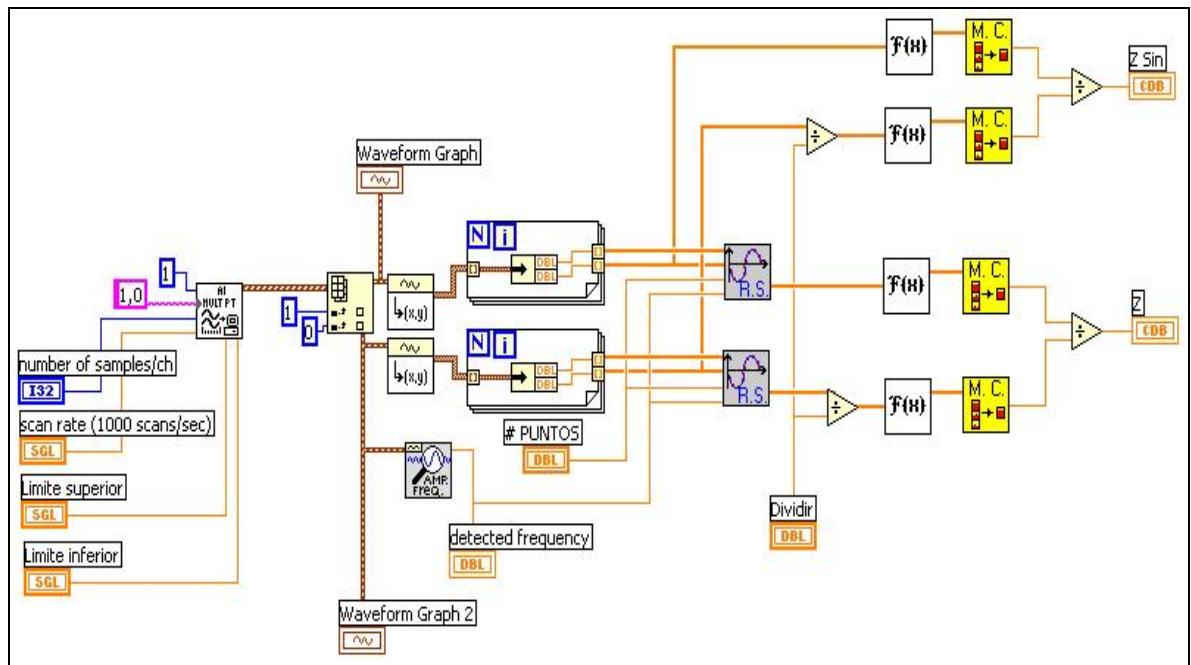
Las dos primeras secuencias se encargan básicamente de realizar las operaciones indicadas en las ecuaciones 5 y 6 (Sección 2.3.1), pero se dividen en etapas y se asignan variables locales para diferentes grupos de operaciones, con el fin de facilitar su implementación. Finalmente, la tercera secuencia se encarga de generar el nuevo conjunto de datos ajustados a partir de la información que se ha recopilado, se toma el inverso de la frecuencia detectada y se divide por el número de puntos que se asignó para hacer la regresión, con el fin de reconstruir exactamente un período de la señal adquirida.

Como última etapa en el proceso de la regresión senoidal se muestra, por medio de un segundo indicador gráfico, la forma de onda obtenida a partir de la regresión, sobrepuesta a la señal original con el fin de verificar el ajuste hecho a través de este algoritmo.

4.3 ANÁLISIS EN FRECUENCIA

Como se desea obtener el valor de impedancia que caracteriza un sistema a una determinada frecuencia que se está analizando, deben adquirirse las señales de tensión y corriente que se presentan en la celda electroquímica o en el circuito equivalente que se emplea para su simulación. La forma como se adquieren estas señales se presentó en la sección 4.1.2, y nuevamente se muestra en la Figura 26 junto con otras operaciones que se describen más adelante.

Figura 26. Adquisición de señales de tensión y corriente y cálculo de la Impedancia

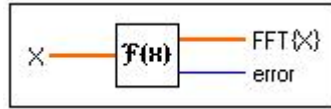


Fuente: Autores del Proyecto

Una vez adquiridas las señales, se dispone de la herramienta **Waveform to XY Pairs** con el fin de almacenar la información correspondiente a estas dos señales en forma de parejas de datos y poder ejecutar la Regresión Senoidal en la forma que se ilustró en el apartado anterior.

4.3.1 Transformada de Fourier. Para caracterizar las señales adquiridas en el dominio de la frecuencia, se recurre a la **Transformada Discreta de Fourier (DFT)**, aplicada a través del VI que posee **LabVIEW** para calcular la **Transformada Rápida de Fourier (fft)** denominado **Real FFT**, y el cual se ilustra en la figura 27.

Figura 27. VI para el cálculo de la *fft*

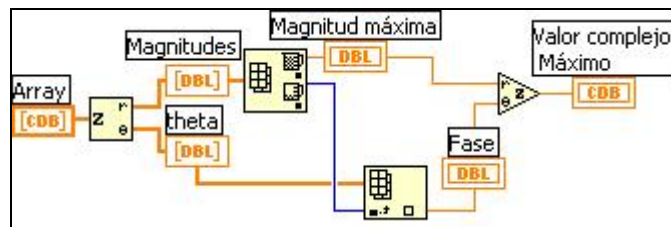


Fuente: *LabVIEW 6i*

Este VI calcula la transformada discreta de Fourier de la secuencia de datos de entrada X , para lo cual ejecuta rutinas *fft* si el número de datos de entrada es una potencia de dos, de lo contrario, este VI llama una rutina *DFT* eficiente para hallar este cálculo. En cualquier caso, la salida $FFT\{X\}$ será de la forma $Y = YRe + jYIm$ y se almacenará en un vector de tipo complejo.

4.3.2 Detección de la mayor magnitud. Debido a que el cálculo anterior se almacena en un vector, debe implementarse una rutina que identifique y tome el componente espectral de mayor amplitud (la única componente espectral de amplitud significativa se encuentra en la frecuencia fundamental, sumado al hecho de que la señal no posee armónicos en ninguna otra frecuencia), se debe contar con un mecanismo que reconozca la posición que ocupa esta componente dentro del vector y disponga de su correspondiente valor para poder hallar la impedancia más adelante. Este procedimiento se implementó en un *SubVI* denominado **Mayor Complejo (M. C.)**, el cual se muestra en la figura 28.

Figura 28. *SubVI Mayor Complejo (M. C.)*



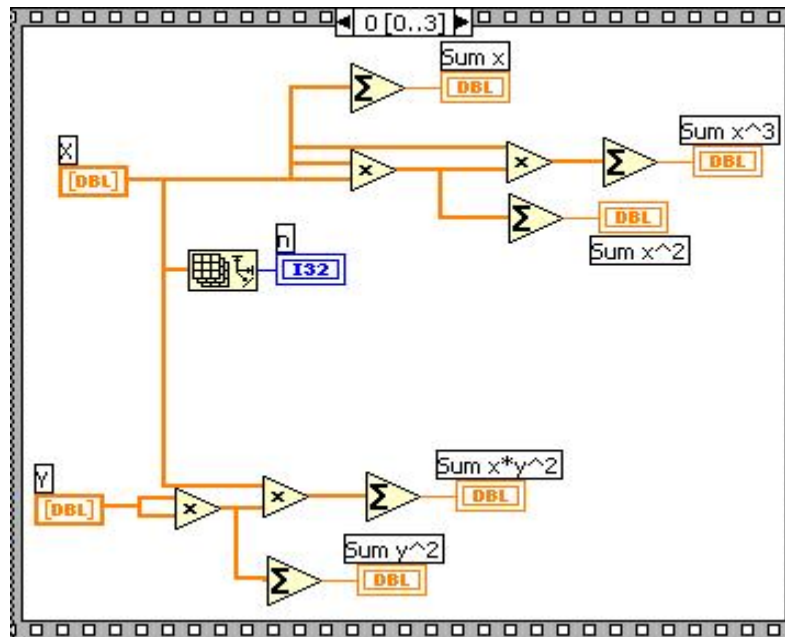
Fuente: Autores del Proyecto

Para encontrar el componente de mayor amplitud, se obtienen la magnitud y el ángulo del vector que contiene los respectivos valores de la transformada de Fourier por medio de la herramienta **Complex To Polar**. Luego se emplea la herramienta **Array Max & Min** para identificar el mayor valor de magnitud y su correspondiente posición dentro del vector que la contiene, con el fin de contar con la información del ángulo que le corresponde. Una vez identificada tal magnitud, se reconstruye el valor de la componente en su forma rectangular con la herramienta **Polar To Complex**, pues debe tenerse la información de las partes Real e Imaginaria para realizar algunos cálculos posteriores.

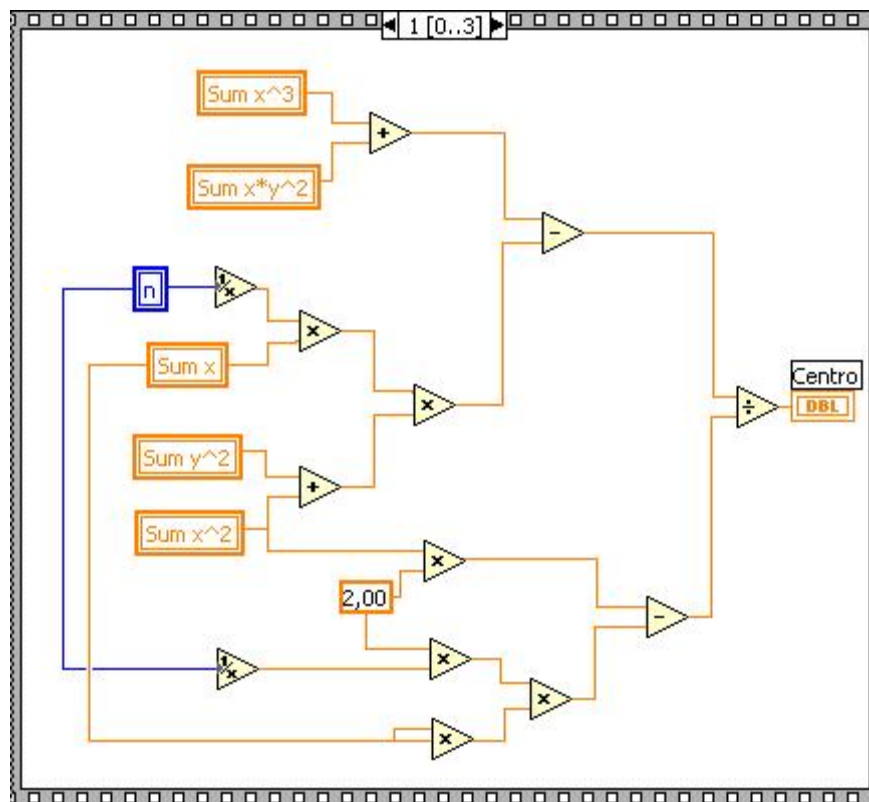
4.3.3 Cálculo de la impedancia. Al aplicar las rutinas anteriores a las dos señales de entrada, se tiene su representación en el dominio de la frecuencia, y solo basta con dividir los valores correspondientes a las señales de tensión y corriente para hallar la impedancia obtenida para la frecuencia que se está analizando, tal y como se ilustra en el extremo derecho de la figura 29. Se puede observar allí mismo, que se deja la opción de calcular la impedancia sin aplicar la regresión con el fin de comparar los errores que se obtienen si no se implementara la parte del ajuste de datos que se obtiene con la regresión senoidal.

4.3.4 Regresión circular. Con el fin de tener una mejor estimación de los parámetros de la celda electroquímica o de su circuito equivalente, se hace un ajuste al conjunto de valores formado por las partes real e imaginaria que se obtienen para cada una de las impedancias a lo largo del barrido de frecuencia. Este ajuste corresponde al mencionado en el Capítulo 2 y a continuación se ilustrará la forma en que se implementó este algoritmo en **LabVIEW** por medio del *SubVI* denominado **Regresión Circular (R.C.)**.

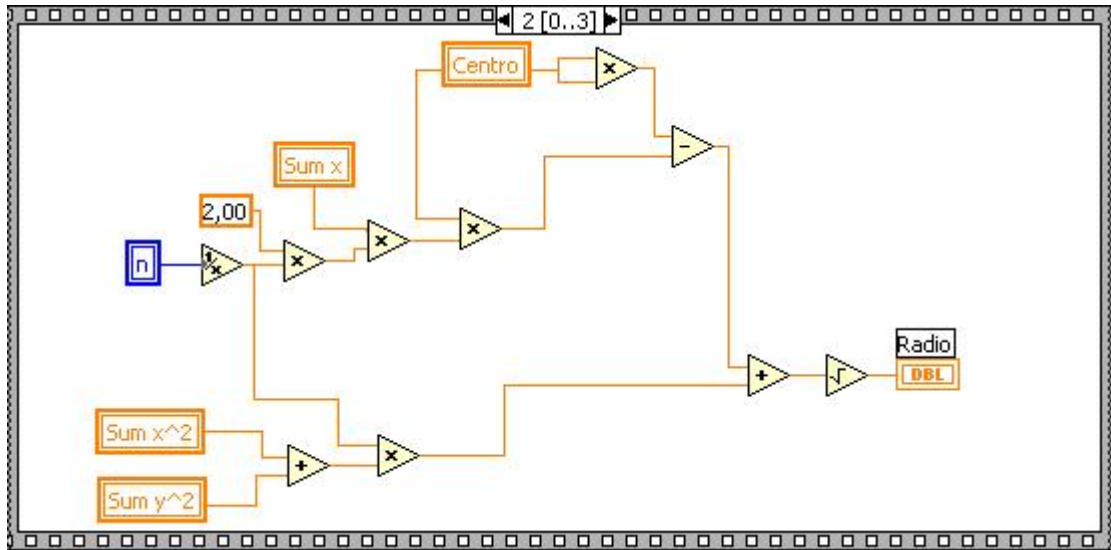
Figura 29. Secuencias para estimar la Regresión Circular



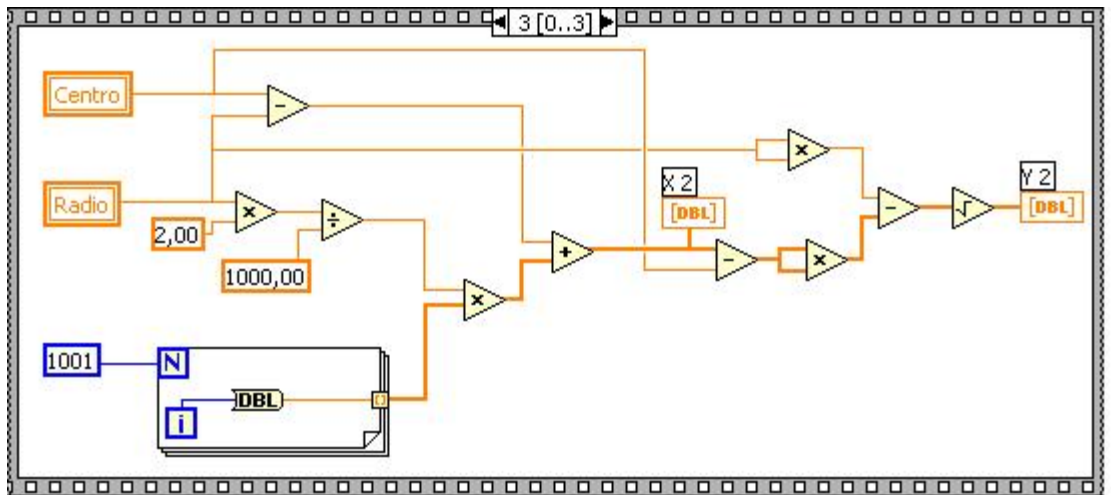
Secuencia 0



Secuencia 1



Secuencia 2



Secuencia 3

Fuente: Autores del Proyecto

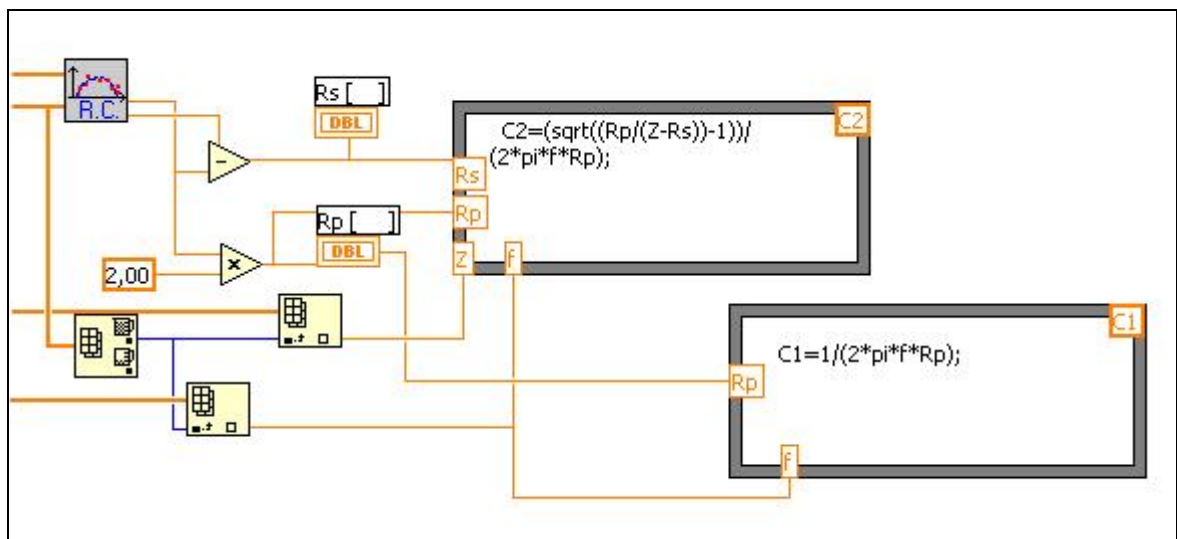
La secuencia 0 se encarga de asignar a los vectores **X** y **Y**, los respectivos valores de la parte real e imaginaria de la impedancia obtenida para las diferentes frecuencias; además realiza algunas operaciones, las cuales se almacenan en variables locales con el fin de facilitar la implementación de la regresión y el

cálculo final de los parámetros que definen la circunferencia; las secuencias 1 y 2 se encargan de hallar el centro y el radio de la ecuación de la circunferencia que mejor define el conjunto de datos de entrada almacenados en los vectores X y Y ; finalmente, la secuencia 3 genera un conjunto de n puntos correspondientes a los valores de la semicircunferencia que se definió a partir de la ecuación estimada anteriormente. El número n debe elegirse de tal forma que sea suficiente para obtener una buena representación.

4.4 ESTIMACIÓN DE PARÁMETROS

Del estudio de: “*Las Técnicas Electroquímicas de Corriente Alterna*” (Capítulo 2), se obtienen las diferentes formas para estimar cada uno de los parámetros que definen una estructura básica de celda electroquímica y/o su modelo de circuito equivalente. A continuación se describen cada uno de los pasos que se siguieron para hallar cada uno de estos parámetros y las diferentes alternativas de análisis implementadas.

Figura 30. Estimación de parámetros



Fuente: Autores del Proyecto

4.4.1 Determinación de R_s y R_p . Estos valores corresponden a los valores en los que la parte imaginaria de la impedancia es cero, o de igual forma, R_s es equivalente al centro de la circunferencia menos el radio, y R_p es dos veces del radio. Por ello, estos parámetros se obtienen automáticamente al realizar la regresión circular, y se toman de aquí en adelante para cualquier tipo de cálculos en los que ellos intervengan.

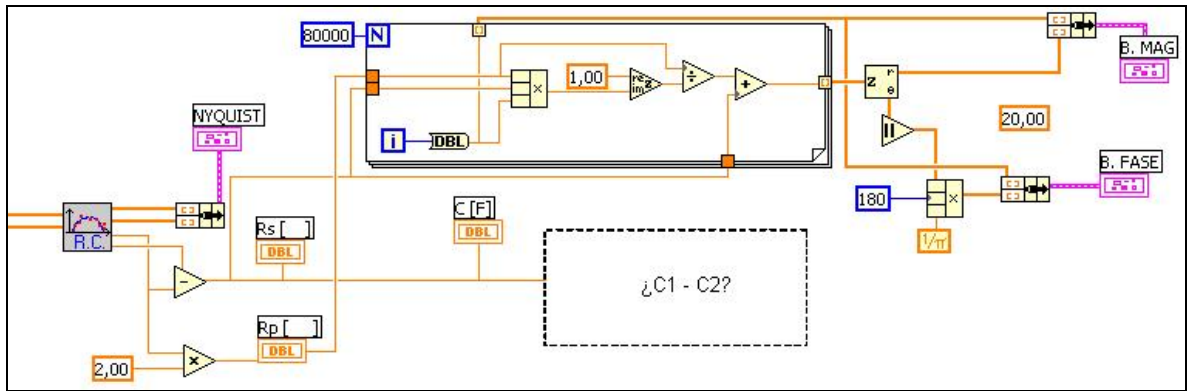
4.4.2 Determinación de C_p . Debido a que cada valor de impedancia obtenido lleva implícito un valor de frecuencia, al realizar la regresión circular estos valores se pierden, y a pesar de tener numerosos puntos que definen la semicircunferencia, no existe forma de relacionarlos o asociarlos a una frecuencia determinada. Es por esta razón que cualquier tipo de cálculo que se haga para hallar este parámetro debe realizarse con los valores obtenidos directamente de las señales adquiridas o su posterior ajuste senoidal, ya sean valores de impedancia o de frecuencia.

Con el fin de obtener un punto de comparación y mejorar de esta forma los resultados finales, se implementaron dos métodos para hallar el valor del condensador y consisten en el uso de las ecuaciones 3 y 4 (sección 2.2.2). Para ambos casos, se toma el mayor valor imaginario obtenido de las impedancias por medio de la herramienta **Array Max & Min**, para que identifique la mayor magnitud imaginaria y a la vez indique la frecuencia a la cual está asociada. Estos dos métodos también se muestran en la figura 30, en donde C1 y C2 hacen referencia al método empleado para el cálculo.

4.5 ANÁLISIS GRÁFICO

Una vez realizada la Regresión Circular y el cálculo de los parámetros, se cuenta con la información necesaria para realizar el análisis en frecuencia a través de los diagramas de Bode y Nyquist respectivamente. La siguiente figura muestra la forma en que se realiza este despliegue gráfico.

Figura 31. Análisis gráfico



Fuente: Autores del Proyecto

Como la regresión circular genera n parejas (x,y) correspondientes a valores reales e imaginarios de la impedancia, solo basta con graficar el vector y contra el vector x para obtener la representación de la semicircunferencia definida por el diagrama de Nyquist, por medio de la cual se podrán verificar los valores del centro y el radio y la manera en que se relacionan con las resistencias del circuito equivalente. Esto se logra al ensamblar los componentes individuales definidos por x y y en un cluster empleando de la herramienta **Bundle**, y finalmente visualizarlos mediante un indicador gráfico.

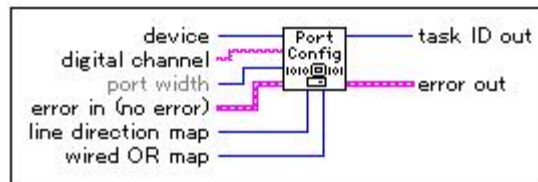
Para obtener los diagramas de Bode, se toman los valores de los parámetros calculados y se reemplazan en la ecuación que define la impedancia del circuito equivalente (Ecuación 2, sección 2.2.2), para lo cual se genera un conjunto de frecuencias a partir del número de iteraciones generadas en un **While Loop** que se encarga de estas operaciones. Posteriormente se emplea la herramienta **Complex To Polar** con el fin de alcanzar separadamente el conjunto de valores de magnitudes y ángulos de fase. Adicionalmente, se realizan algunas operaciones previas al despliegue de las gráficas, con el fin de mostrar los resultados en unidades de grados ($^{\circ}$) para la gráfica de ángulo de fase respectivamente.

4.6 SEÑALES DE ENTRADA/SALIDA (E/S) DIGITALES

En esta sección se hace referencia a las configuraciones necesarias para el manejo de los canales digitales de la tarjeta de adquisición de datos **PCI-1200**, ya sean como entrada o como salida.

4.6.1 Configuración del puerto. Para llevar a cabo la configuración del puerto digital, se recurre al VI **DIO Port Config**, el cual se muestra en la figura 32.

Figura 32. VI **DIO Port Config**



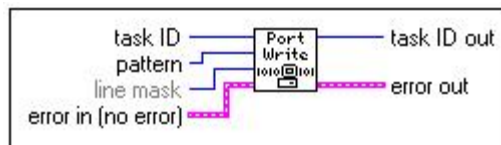
Fuente: *LabVIEW 6i*

Este VI se encarga de configurar cada uno de los 24 pines I/O que conforman los tres puertos digitales, los cuales tienen comportamiento bidireccional, es decir, se pueden configurar como entrada o como salida. Se deben asignar ciertos valores y/o controles para completar el funcionamiento de este VI. En primera instancia debe indicarse el número de dispositivo mediante el cual se llevará a cabo la lectura y/o escritura digital. Como ya se había mencionado previamente, a la tarjeta de adquisición de datos le corresponde un valor de 1; una segunda variable de entrada es **Digital channel**, y hace referencia al nombre o número de puerto que este VI está configurando; se puede definir el ancho del puerto a través de la opción **port width**, asignándose el ancho total o el número de líneas del puerto en bits; para poder definir el comportamiento de cada línea en el puerto, se debe asignar un valor de 0 en la entrada identificada como **line direction map**, si es una línea de entrada, y un valor de 1 si es una línea de salida. Si se asigna un valor de -1, todas las líneas del puerto se configuran como salidas; adicionalmente se cuenta con una entrada para que el programa defina e identifique errores por

medio de la opción **error in**; a parte de los indicadores de error, se cuenta con una sola salida, **task ID out**, empleada solamente para identificar el grupo digital.

4.6.2 Escritura en el puerto. Cuando se desea escribir datos en alguna o algunas de las líneas de los puertos digitales que se hayan configurado para tal fin, debe emplearse el VI **DIO Port Write**, el cual se muestra a continuación:

Figura 33. VI **DIO Port Write**

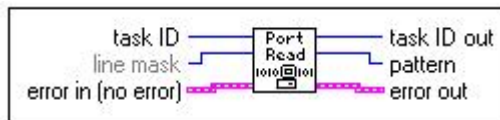


Fuente: *LabVIEW 6i*

A este VI se le debe proporcionar en la entrada **task ID** el grupo digital y la respectiva operación I/O; **pattern** permite escribir, en las líneas que se hayan configurado para este fin, el valor que se asigne a esta variable; la opción **line mask** define cuales líneas afecta una escritura. Su valor por defecto es -1 y esto implica que el VI utiliza todo el puerto para escribir el valor definido en la entrada **pattern**. Al igual que en el VI anterior, se disponen de opciones para establecer condiciones de error y, nuevamente, el indicador para reconocer el grupo digital.

4.6.3 Lectura del puerto. Cuando se desea leer el nivel lógico presente en alguna o algunas de las líneas digitales, se debe acudir al VI **DIO Port Read**, el cual se ilustra a continuación:

Figura 34. VI **DIO Port Read**



Fuente: *LabVIEW 6i*

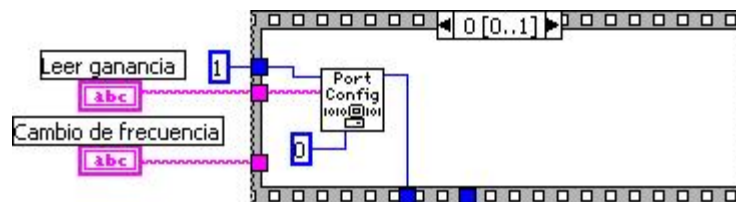
Para este VI se deben definir unas opciones similares y análogas a las del VI encargado de la escritura. Nuevamente se tienen **task ID y line mask**, las cuales desempeñan las mismas funciones, pero aplicadas obviamente a la lectura del puerto; se cuenta también con las mismas entradas y salidas para condiciones de error e identificación del grupo digital. El único cambio se presenta en la variable **pattern**, que para este caso representa o suministra el valor leído en el puerto o las líneas configuradas para tal fin.

4.7 SEÑALES DE CONTROL

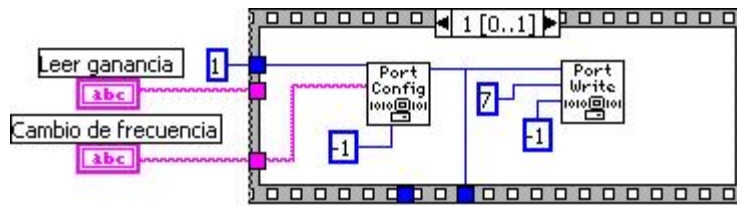
Se refiere a señales de control como el conjunto de datos, tanto de entrada como de salida, que permiten identificar el valor de ganancia que el **MIE** aplica a la señal de corriente, así como los pulsos que deben aplicarse al mismo para configurarlo y realizar el cambio efectivo de frecuencia.

4.7.1 Asignación de canales. El primer paso consiste en definir los canales digitales a utilizar y su modo de funcionamiento, es decir, como lectura o escritura, pues esto permanece constante a lo largo de la ejecución de la totalidad del programa. La siguiente figura indica las secuencias que permiten lograr este objetivo.

Figura 35. Asignación de canales



Secuencia 0



Secuencia 1

Fuente: Autores del Proyecto

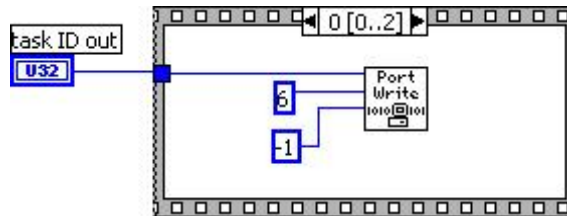
La secuencia 0 se encarga de asignar el puerto mediante el cual se obtendrá la información que se requiere de la ganancia aplicada a la señal de corriente. Un control de tipo *string* se ocupa de esta función, y a la vez le asigna un nombre de canal, "**Leer ganancia**". Además se establece el número de dispositivo correspondiente a la tarjeta de adquisición de datos **PCI-1200**.

La siguiente secuencia asigna el canal mediante el cual se van a suministrar los pulsos necesarios para la conmutación de las frecuencias del **MIE**. Nuevamente, se cumple esta función por medio de un control *string* y se asigna como nombre de canal, "**Cambio de frecuencia**". Como puede observarse, se establecen todas las líneas del puerto como salidas, y se configura para que representen un valor binario equivalente a 7d. La elección de este valor obedece a que se deben manejar tres pulsos, **ENTER**, **SEGUIR** y **SELECCIÓN**, los cuales son activos en un nivel lógico bajo, por lo tanto, solo debe suministrársele este valor cuando se requiere de su operación. Por tal razón, un valor de 7d asegurará tres niveles altos en los bits menos significativos, y cuando se requiere su cambio, se asignará el respectivo valor binario que garantice la condición deseada. La distribución de las líneas digitales o bits de control se hizo asignando el bit 0 al pulso **SEGUIR**, el bit 1 al pulso **ENTER** y el bit 2 al pulso **SELECCIÓN**.

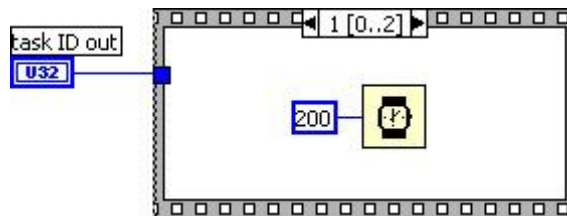
4.7.2 Pulsos ENTER, SEGUIR y SELECCIÓN. El funcionamiento del **MIE** requiere de varios pulsos para que lleve a cabo la configuración inicial de amplitud y el cambio de frecuencias a lo largo de la duración de una prueba, tal y como se

como se observó en el Capítulo 3. Con el fin de lograr que cada prueba se realice de manera autónoma, se configura el programa para que suministre estos pulsos requeridos por el equipo. A continuación se muestra el conjunto de secuencias y los parámetros que deben asignarse para establecer estos pulsos.

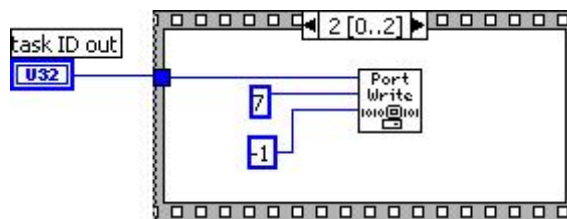
Figura 36. Pulso **SEGUIR**



Secuencia 0



Secuencia 1



Secuencia 2

Fuente: Autores del Proyecto

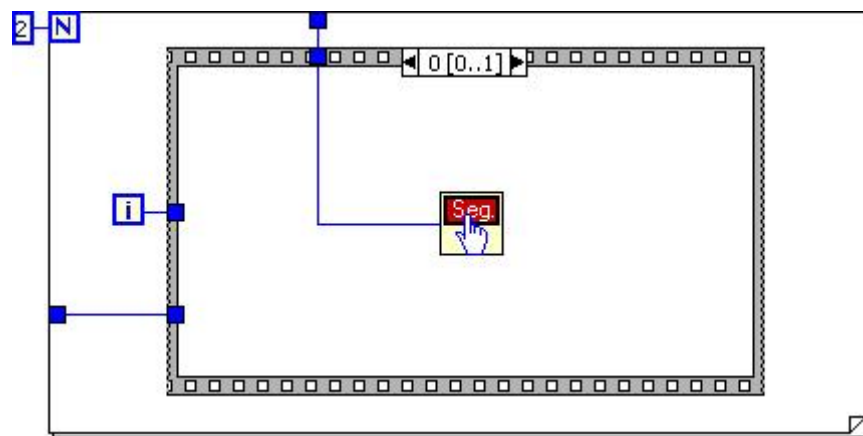
La primera secuencia se encarga de escribir en el canal digital destinado para este fin, un valor binario correspondiente a 6d, lo cual hace que el bit 0 pase a un nivel lógico bajo, pues este es el que corresponde a este pulso; posteriormente, la secuencia 1 mantiene este estado lógico durante un lapso de tiempo de 200 mS.

Este valor se obtuvo mediante diferentes pruebas de ensayo y error, con el fin de establecer el tiempo que el microcontrolador interno del **MIE** necesita para que sea reconocido como un pulso; finalmente, la secuencia 2 se encarga de retornar este bit a su estado inicial y mantenerlo así hasta que deba emplearse nuevamente.

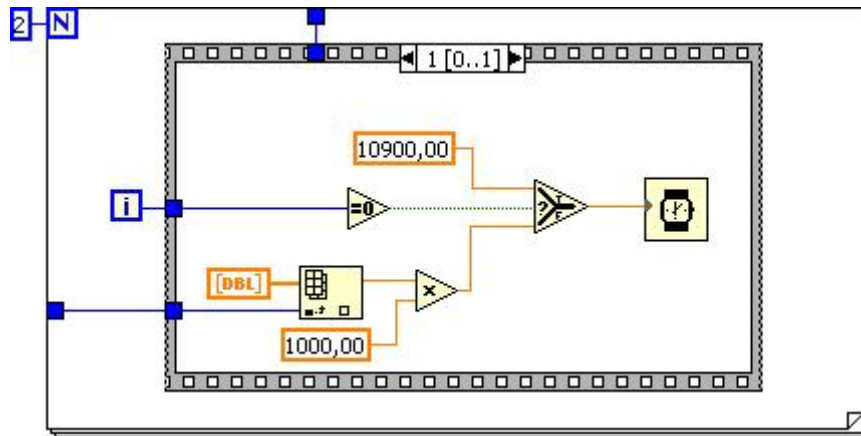
Los tres pulsos se generan de igual forma mediante los *V/s Ent., Sel. y Seg.*, respectivamente, la única diferencia en su estructura corresponde a la línea del puerto de escritura empleada por cada uno de ellos. El número de veces que se requiere y el momento en el que se requiere cada uno de ellos, depende de la opción de amplitud que se desee, pues esto determina un conjunto de secuencias para cada opción de amplitud con la que se desee trabajar.

4.7.3 Conmutación de frecuencias. El **MIE** requiere dos pulsos **SEGUIR** para que efectúe el cambio de frecuencias, con tiempos de espera entre cada uno de ellos bien definidos y particulares para que se realice correctamente el cambio, pues si se proporcionan algunos de estos pulsos en instantes de tiempo que no corresponden, el microcontrolador de este equipo simplemente los ignorará y no se obtendrán los resultados esperados. A continuación se muestra la forma en que se maneja este tipo de condiciones.

Figura 37. Generación de pulsos **SEGUIR** y retardos



Secuencia 0



Secuencia 1

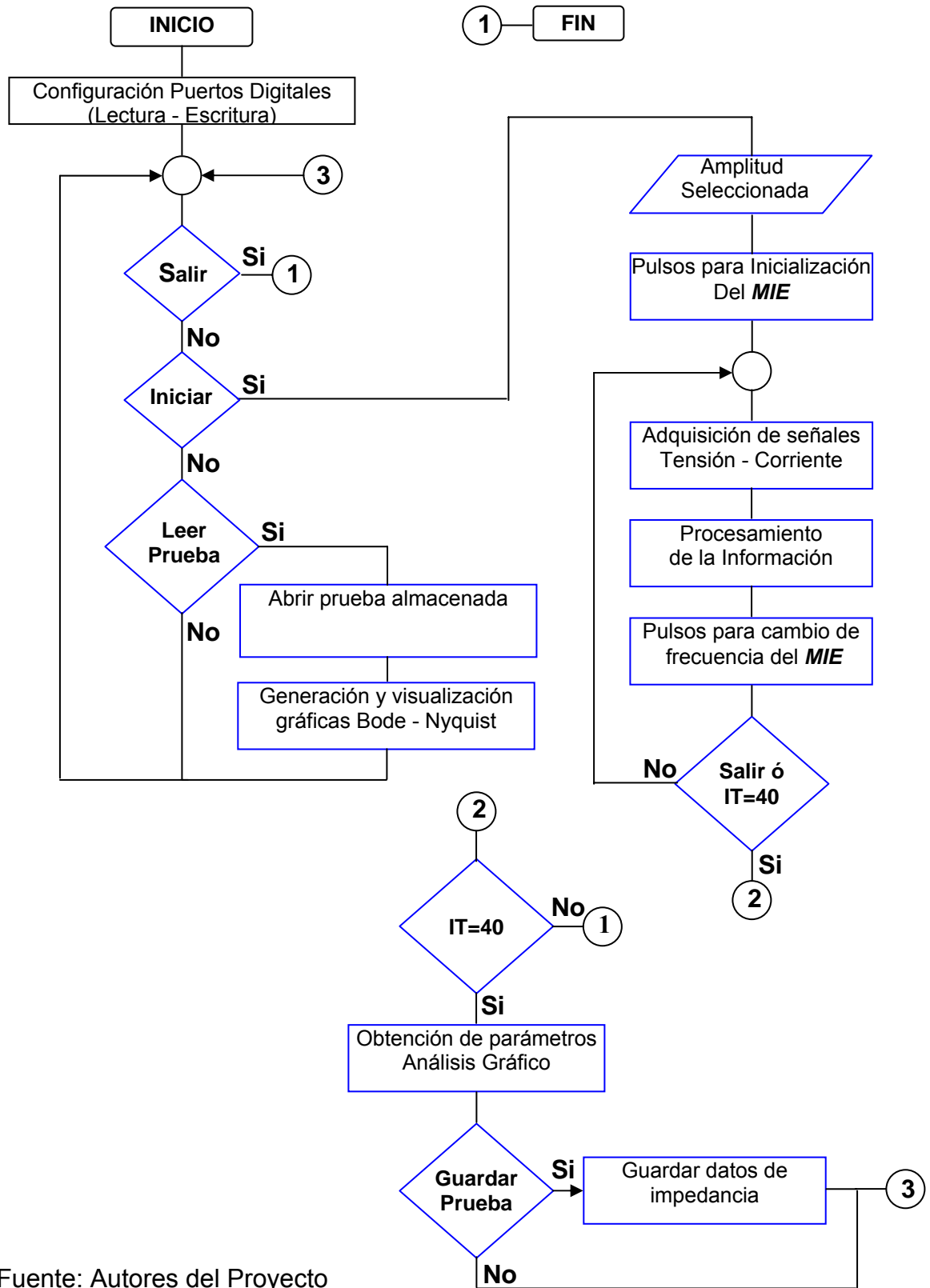
Fuente: Autores del Proyecto

Se dispone de dos secuencias dentro de una estructura **For loop**, lo que permite que se generen dos pulsos. Al ejecutarse la primera iteración, la secuencia 0 se encarga de generar un pulso **SEGUIR**. La siguiente secuencia debe tomar una decisión, si es la primera iteración, ejecuta un retardo de 10,9 segundos, pues es el tiempo que se requiere entre el primer y segundo pulso, de lo contrario, debe ejecutar el retardo específico que requiere la frecuencia en la cual se encuentra el equipo, para ello se construye un vector con los valores indicados en la figura 11.

4.8 DISEÑO DEFINITIVO

El diseño final del programa integra cada una de las rutinas implementadas anteriormente. A continuación se muestra mediante un diagrama de flujo, los diferentes pasos que se ejecutan.

Figura 38. Diagrama de flujo del programa



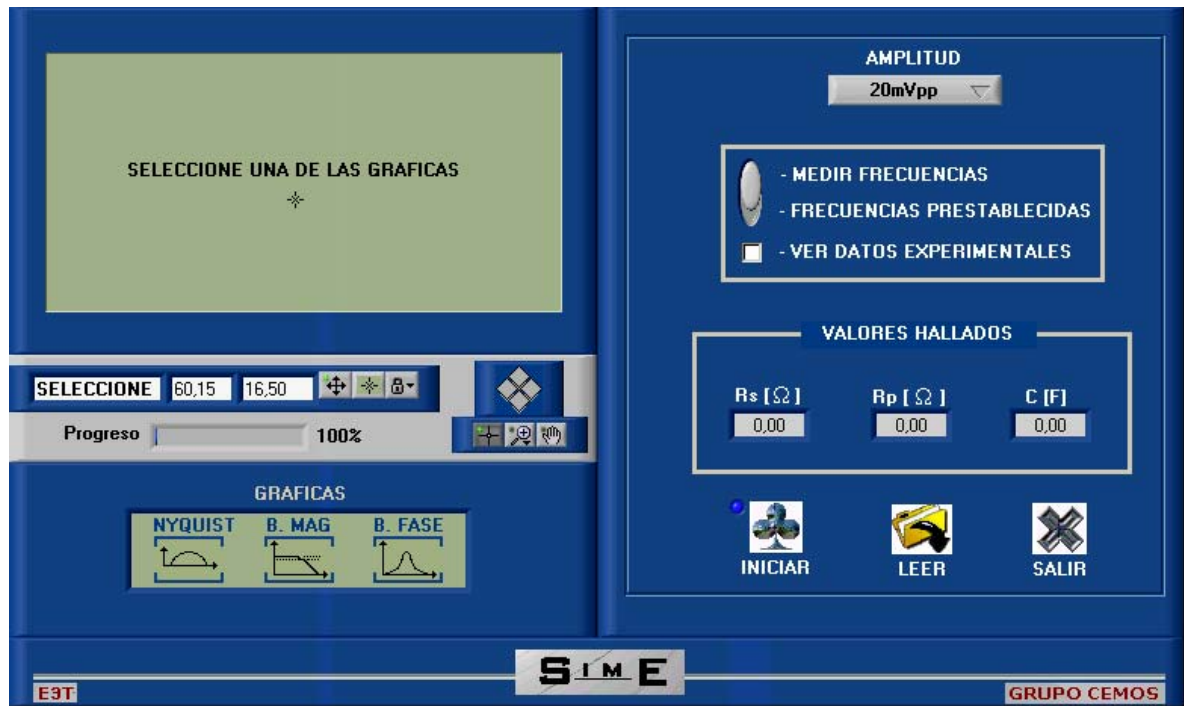
Fuente: Autores del Proyecto

El programa comienza con la configuración de los puertos digitales de la tarjeta. Luego se plantean tres posibilidades, la primera es **Salir**, si se ha seleccionado esta opción, el programa termina su ejecución, de lo contrario, pasa a la opción **Iniciar**, si es válida, se ejecutará el conjunto de rutinas que conforman el programa principal, es decir, se suministra el conjunto de pulsos requeridos para la inicialización del **MIE** y corresponden a configurar la opción de amplitud que se ha seleccionado y poner en marcha el funcionamiento del mismo, luego se adquieren las señales de tensión y corriente, se procesan y se suministra los pulsos para conmutar la frecuencia. Estas operaciones se ejecutan durante 40 iteraciones, correspondientes a las frecuencias de trabajo del **MIE**. Al mismo tiempo que se están realizando estas iteraciones, puede visualizarse la señal de Tensión o Corriente que se está adquiriendo en el momento, así mismo, puede optarse por la opción de terminar la prueba antes de que ésta concluya, mediante la opción Salir. Una vez completadas la totalidad de las iteraciones, el programa ejecuta las rutinas para desplegar el análisis gráfico, es decir, se puede elegir la visualización del diagrama de Nyquist o las gráficas de Bode, ya sean de magnitud o fase, además, se indican los valores de los parámetros hallados. Adicionalmente, se brinda la opción de guardar o no la prueba que se acaba de realizar.

Si antes de iniciar la prueba, se ha seleccionado la opción **Leer Prueba**, el programa muestra una ventana solicitando la prueba que se desea abrir, y posteriormente proporciona los resultados del despliegue gráfico y parámetros estimados para la información almacenada.

En la figura 39 se muestra el diseño definitivo de la interfaz de usuario, en donde pueden apreciarse las condiciones, opciones de configuración y elementos de visualización con los que se cuenta al momento de ejecutar el programa, denominado **SIME (Software para Impedancias Electroquímicas)**.

Figura 39. Interfaz de usuario **SIME**



Fuente: Autores del proyecto

5. PRUEBAS

En este capítulo se presentan las pruebas realizadas en las diferentes etapas que componen el programa definitivo, se hace un análisis de los resultados obtenidos con los algoritmos para el ajuste de datos, los métodos más apropiados para la determinación de los parámetros del circuito equivalente y la implementación de un método alternativo de generación y medición de señales de tensión y corriente, que faciliten la identificación de posibles fuentes de error. Debe resaltarse que todas las pruebas se realizaron con la celda *Dummy*, ya mencionada en capítulos anteriores, y se establecerá siempre el paralelo entre los resultados obtenidos con el *MIE* y los alcanzados con un generador de funciones.

5.1 ADQUISICIÓN DE SEÑALES

Con el fin de valorar parámetros como la información que se obtiene acerca de frecuencia y amplitud detectada de la señal de entrada, y el ancho de banda con el que se puede trabajar, se realizaron adquisiciones de señales de prueba de un generador de funciones, las cuales consistían en señales de tensión con valores de amplitud y frecuencia arbitrarios, adquiridos directamente a través de los canales de la entrada analógica de la tarjeta, es decir, sin ningún tipo de interfaz o acondicionamiento entre estos dos dispositivos.

5.1.1 Señales provenientes de un generador de funciones. Se aplicaron diferentes valores de frecuencia a una determinada amplitud, teniéndose presente las limitaciones que imponen las ecuaciones 9 y 10 (sección 4.1.2), los requerimientos del *VI* de medición, y las especificaciones de la tarjeta. En la tabla 6 y en la figura 40 se muestran los resultados obtenidos.

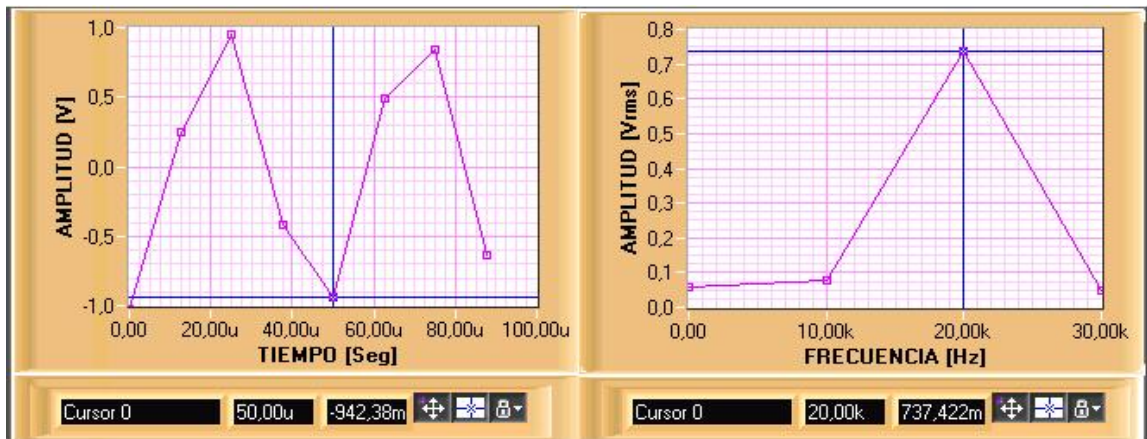
Tabla 6. Comparación de parámetros detectados por software

f_s (kHz)	# S	f (Hz) FLUKE	f (Hz) Software	ΔF (Hz)	Amplitud (Vp) FLUKE	Amplitud (Vp) Software	Δ Amplitud (mV)
20	8	20K	20,042K	0,042	1,04	1,0962	56,2
7,14	20	7,1K	7,09K	0,01	1,04	1,08678	46,78
10,08	50	401	401,02	0,02	1,04	1,05011	10,11
0,223	50	8,92	8,880	0,04	1,04	1,04922	9,22
0,00587	50	0,236	0,233683	0,002	1,04	1,03973	0,270

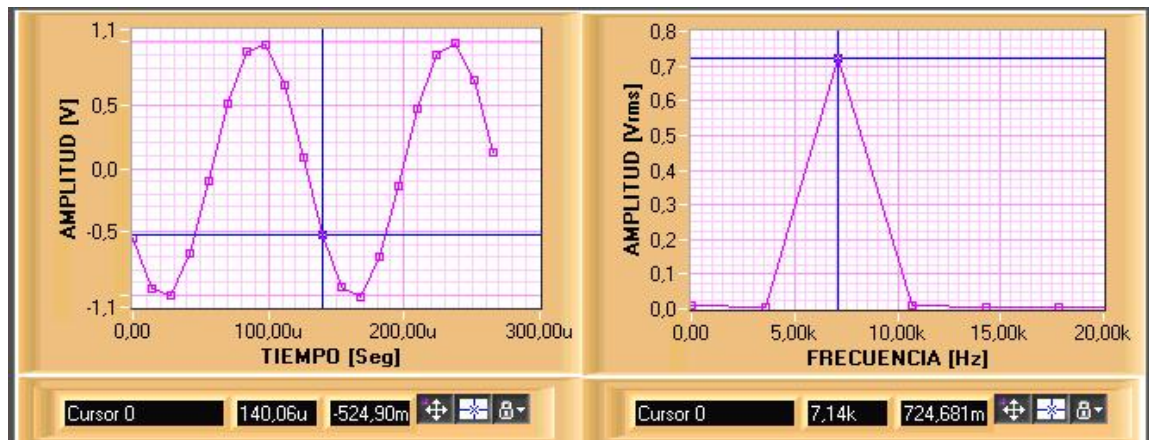
Fuente: Autores del proyecto

Las formas de onda correspondientes a las frecuencias de la tabla 6 se muestran en la figura 40.

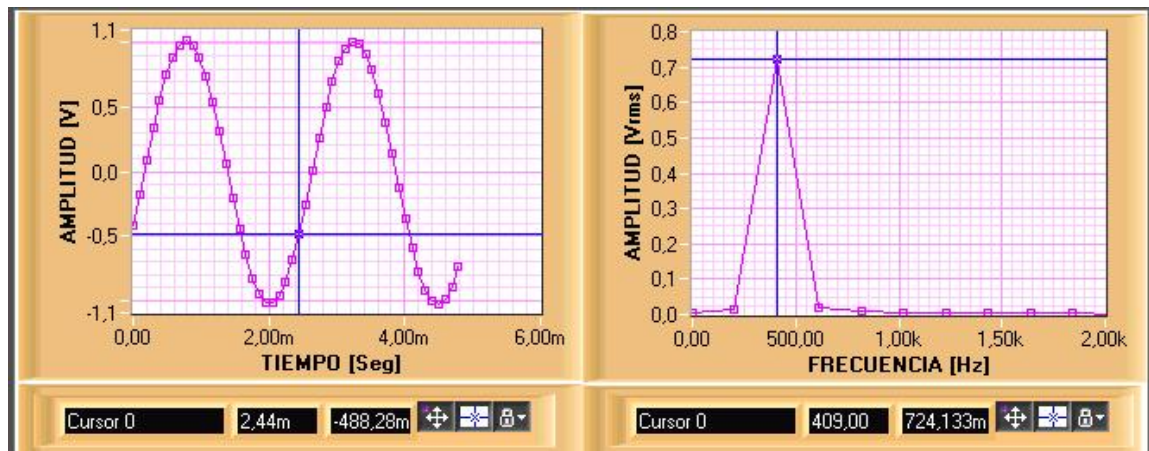
Figura 40. Formas de onda y espectro para las señales de la tabla 6



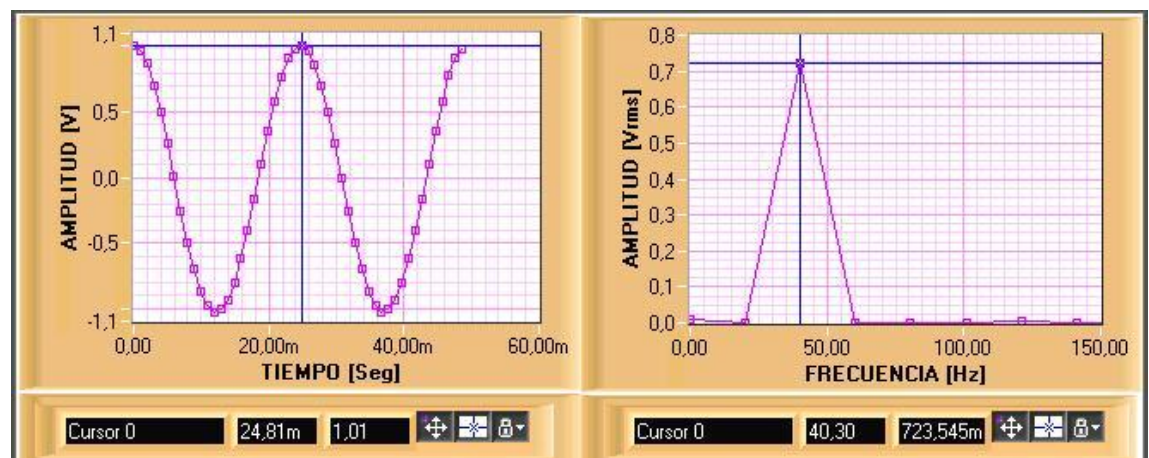
a) Señal de 20 KHz



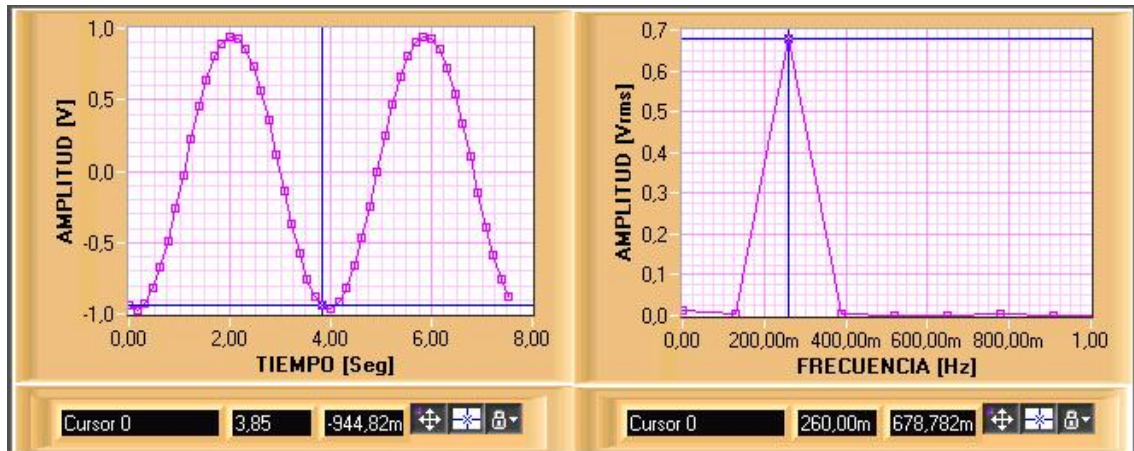
b) Señal de 7,1 KHz



c) Señal de 400 Hz



d) Señal de 40 Hz



e) Señal de 256 mHz

Fuente: Autores del Proyecto

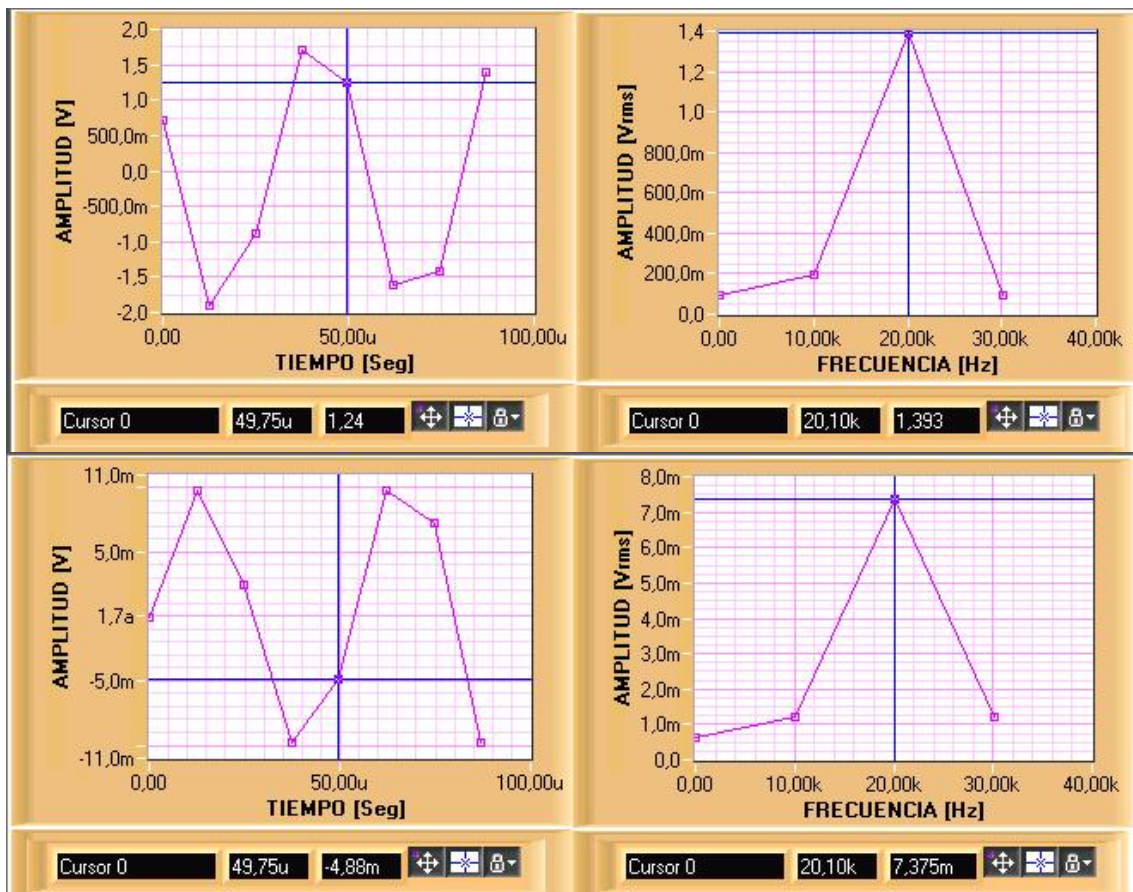
De los anteriores resultados se pudo concluir que, a pesar de poderse adquirir teóricamente señales de hasta 25 KHz, no se logra una buena representación de las señales cercanas a este valor, pues se cuenta con un número muy reducido de muestras por periodo para caracterizar esta señal, haciendo que los valores que se leen de amplitud y frecuencia difieran considerablemente del valor real que se está aplicando. A medida que se puede definir un mayor número de muestras, se logra una mejor representación de la señal, tanto en su forma de onda como en sus valores detectados de amplitud y frecuencia. Para el valor más bajo de frecuencia que se pudo obtener del generador, no se presenta ningún tipo de inconveniente, lo cual indica que no se tienen limitantes en cuanto a bajas frecuencias se refiere, salvo que debe tenerse presente no asignar un número muy elevado de muestras para este tipo de señales, ya que se tendrá demasiada información que no representará una mayor precisión, y si se empleará un tiempo considerable para la adquisición de las mismas. En cuanto al espectro de frecuencia, se pudo apreciar que las únicas componentes de amplitud significativas se dan solo para el valor de la frecuencia fundamental de la señal adquirida, lo cual se debe principalmente a la resolución del generador de

funciones, pues no existe ninguna etapa que implemente ningún tipo de filtrado o acondicionamiento de señal.

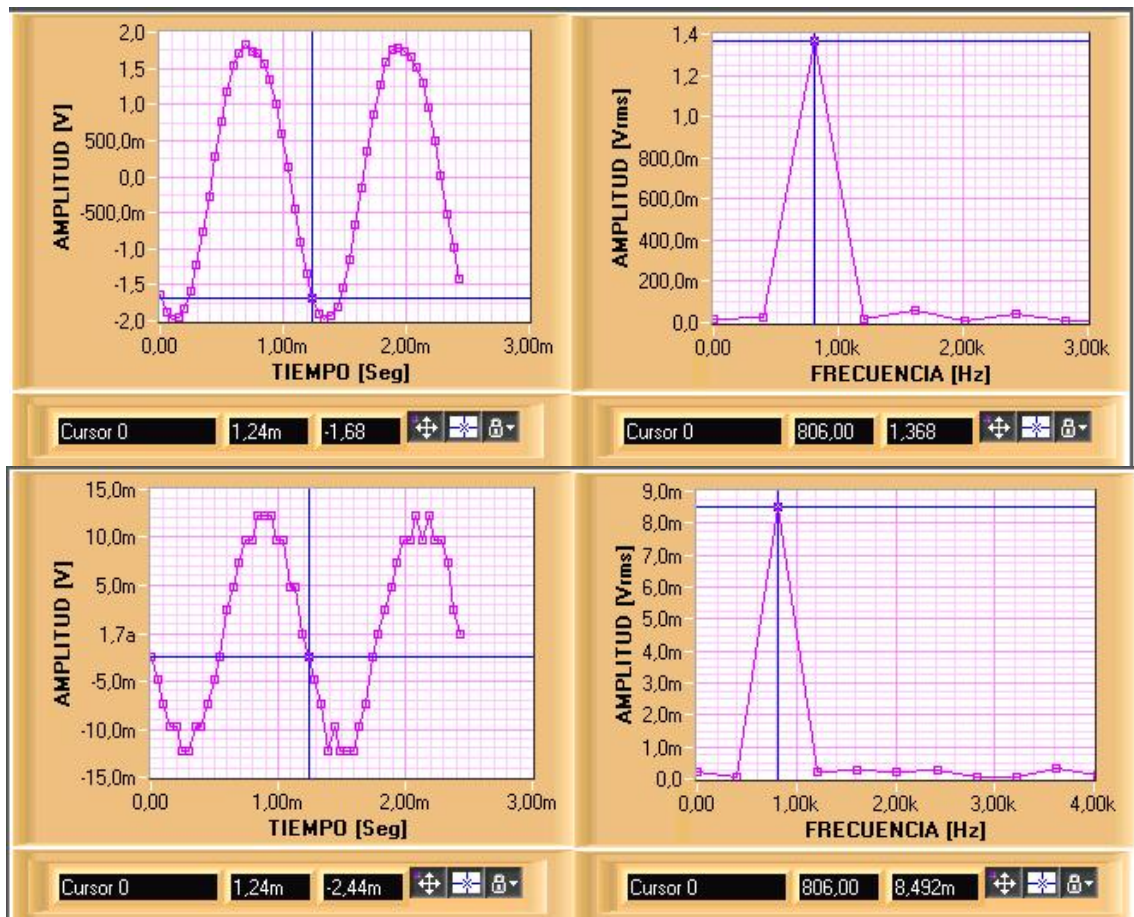
5.1.2 Señales provenientes del MIE. La segunda etapa correspondiente a las adquisiciones de prueba consistió en adquirir las señales de tensión y corriente proporcionadas por el **MIE**, empleando las configuraciones que se establecieron en el Capítulo 2 para trabajar en este proyecto, es decir, amplitudes de 20 y 35 mVpp, 8 valores por década, aplicados a una celda “**Dummy**”.

En la figura 41 se muestran los resultados obtenidos.

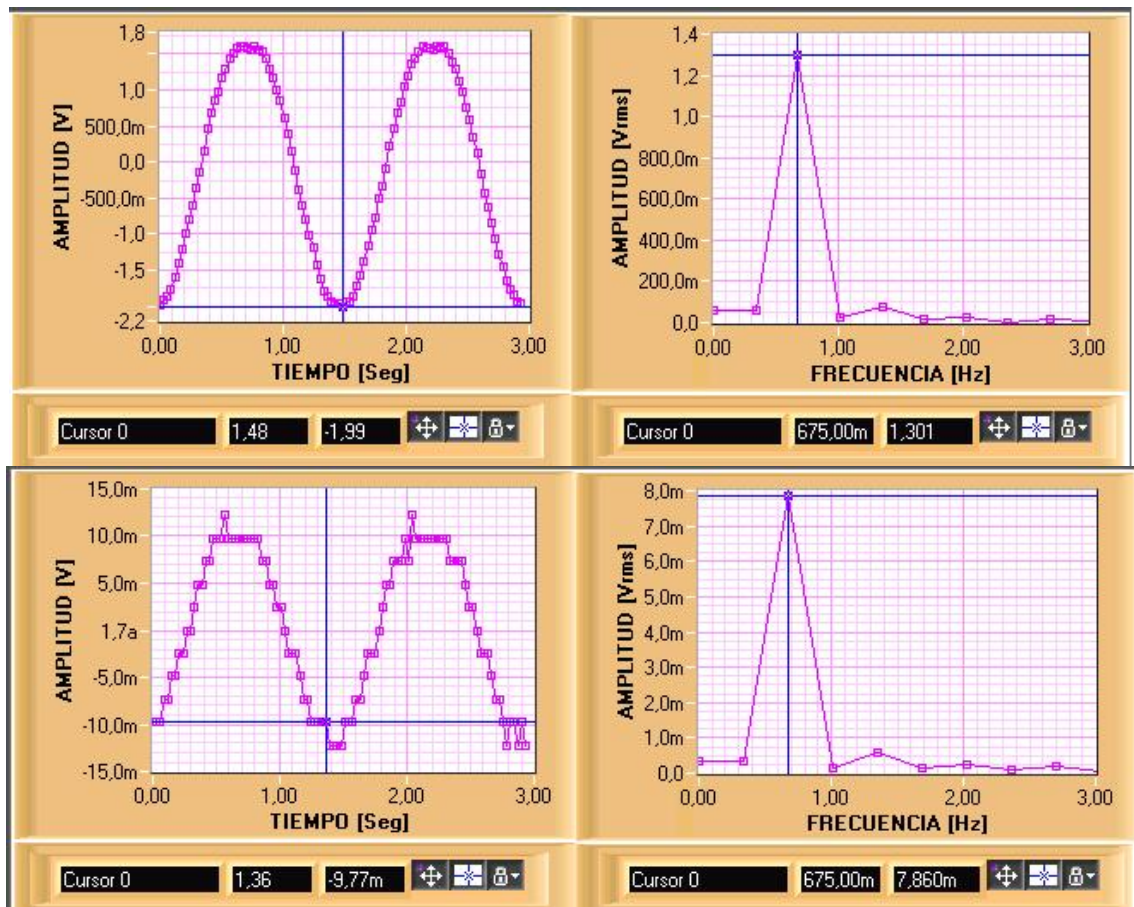
Figura 41. Forma de onda y espectro para las señales del **MIE**



a) Señales de corriente y tensión para altas frecuencias



b) Señales de corriente y tensión para frecuencias medias



c) Señales de corriente y tensión para bajas frecuencias

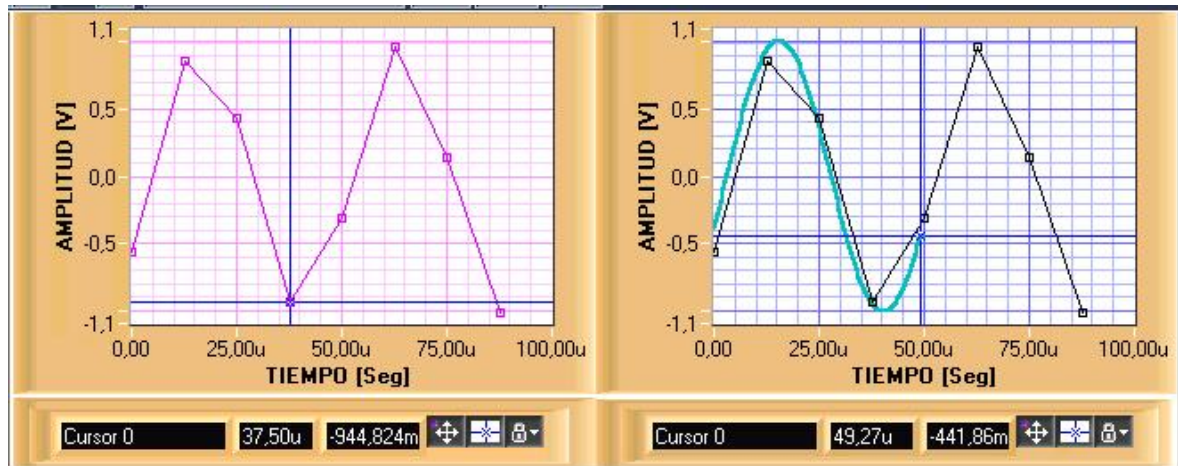
Fuente: Autores del Proyecto

Como ya se había percibido para las señales del generador de funciones, se logran mejores resultados a medida que se dispone de un mayor número de muestras por período y también se tiene un espectro libre de componentes significativos de amplitud para frecuencias diferentes a las fundamentales.

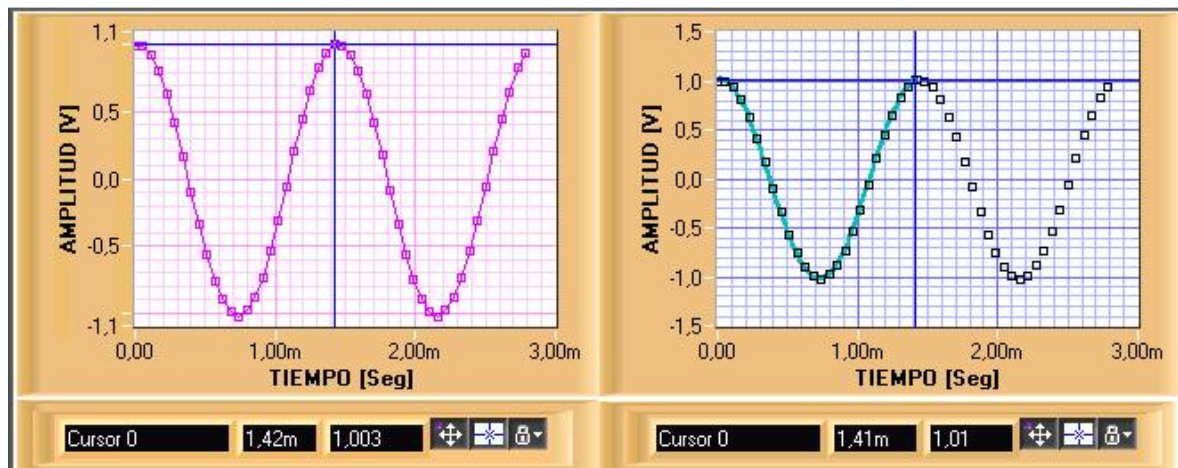
5.2 AJUSTE DE LA REGRESIÓN SENOIDAL

Las primeras pruebas consisten en adquirir señales provenientes de un generador de funciones y aplicarles a continuación el algoritmo de la Regresión Senoidal al conjunto de muestras que la caracterizan. En la figura 42 se muestran algunos de los resultados alcanzados con este ajuste.

Figura 42. Regresión Senoidal para señales de un generador de funciones



a) Señal de alta frecuencia



b) Señal para frecuencias intermedias

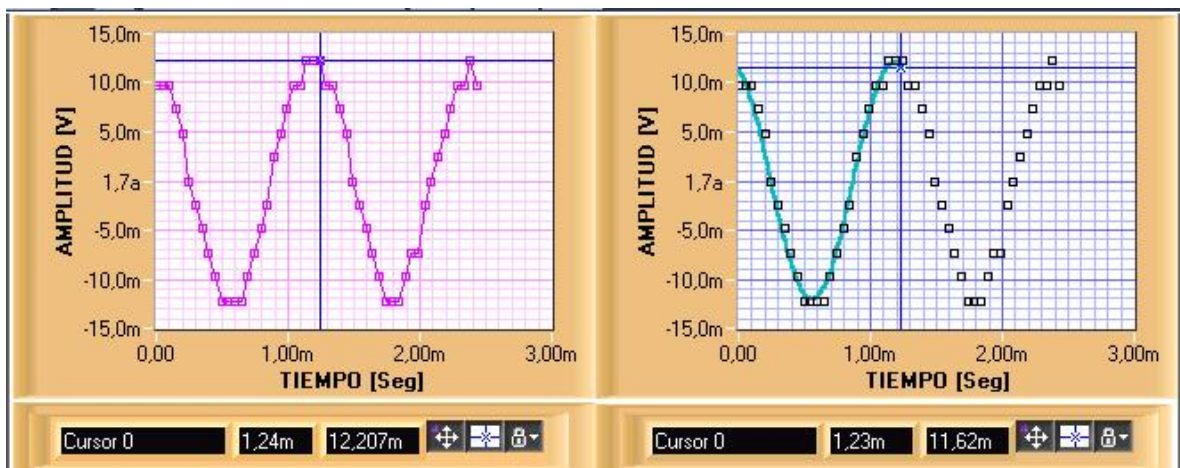
Fuente: Autores del Proyecto

De las figuras 42a y 42b puede observarse que para el caso de altas frecuencias, en donde se cuenta con un número muy reducido de muestras por periodo para caracterizar la señal de entrada, el algoritmo de la regresión proporciona una mejora significativa de la forma de onda, lográndose el mejor ajuste posible de los datos con que se cuenta, a pesar de que su número sea bastante reducido.

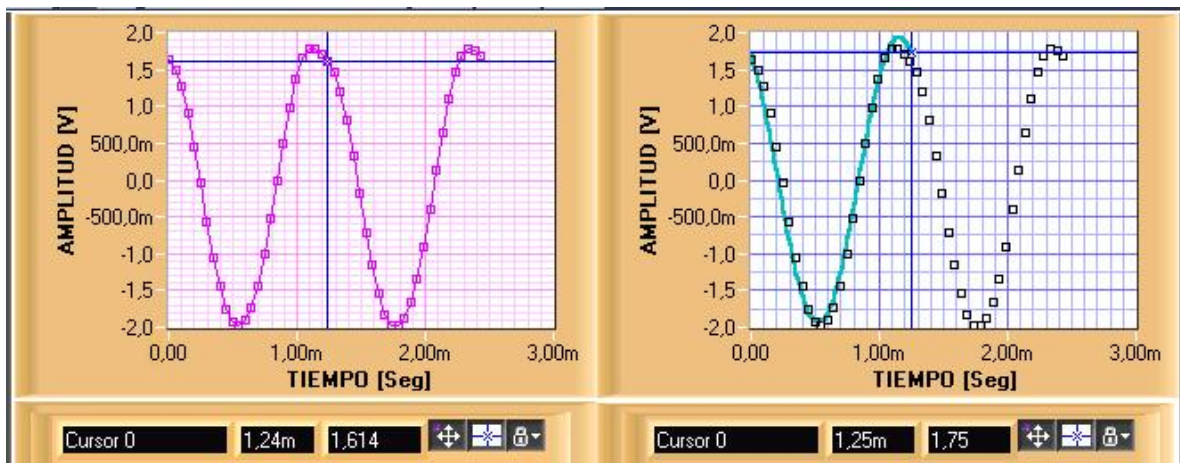
Caso contrario sucede para frecuencias intermedias y bajas, en donde se cuenta con bastante información de la señal de entrada, siendo muy poca la mejora que el algoritmo pueda hacer sobre los datos.

Como el interés de este proyecto esta centrado en el trabajo con el **MIE**, se hizo la misma valoración para este equipo, los resultados alcanzados se muestran en la figura 43.

Figura 43 Regresión Senoidal para señales del **MIE**



a) Señal de tensión



b) Señal de corriente

Fuente: Autores del Proyecto

De lo anterior puede notarse la mejora significativa que el algoritmo proporciona a la señal de tensión, que a pesar de contar con un número suficiente de muestras para ser caracterizada, presenta una forma de onda distorsionada y con algunas fluctuaciones, lo cual llevará a mejorar o corregir los errores posibles que puedan tener a lugar más adelante a causa de estos efectos. En cuanto a la señal de corriente, sucede algo similar que en el caso del generador de funciones, pues no es mayor el ajuste que hace la regresión con respecto a la señal original, debido a que esta casi no presenta errores en su generación y es muy poca la distorsión que lleva consigo, pero se aplicará a ambas señales para equiparar el grado de error que el ajuste suministre a los cálculos finales.

5.3 ANÁLISIS EN FRECUENCIA

Una vez se aplicó la Regresión Senoidal a cada una de las señales de entrada, se procedió a calcular el valor de la impedancia que las caracteriza, y se hizo un análisis comparativo de los resultados que se obtuvieron aplicando este algoritmo de ajuste.

Como se tienen limitaciones de ancho de banda para la adquisición de señales, y teniendo en cuenta el teorema de Nyquist, solo se tomaran señales inferiores a 25 KHz, con el fin de eliminar señales que solo introduzcan información errónea o inexacta.

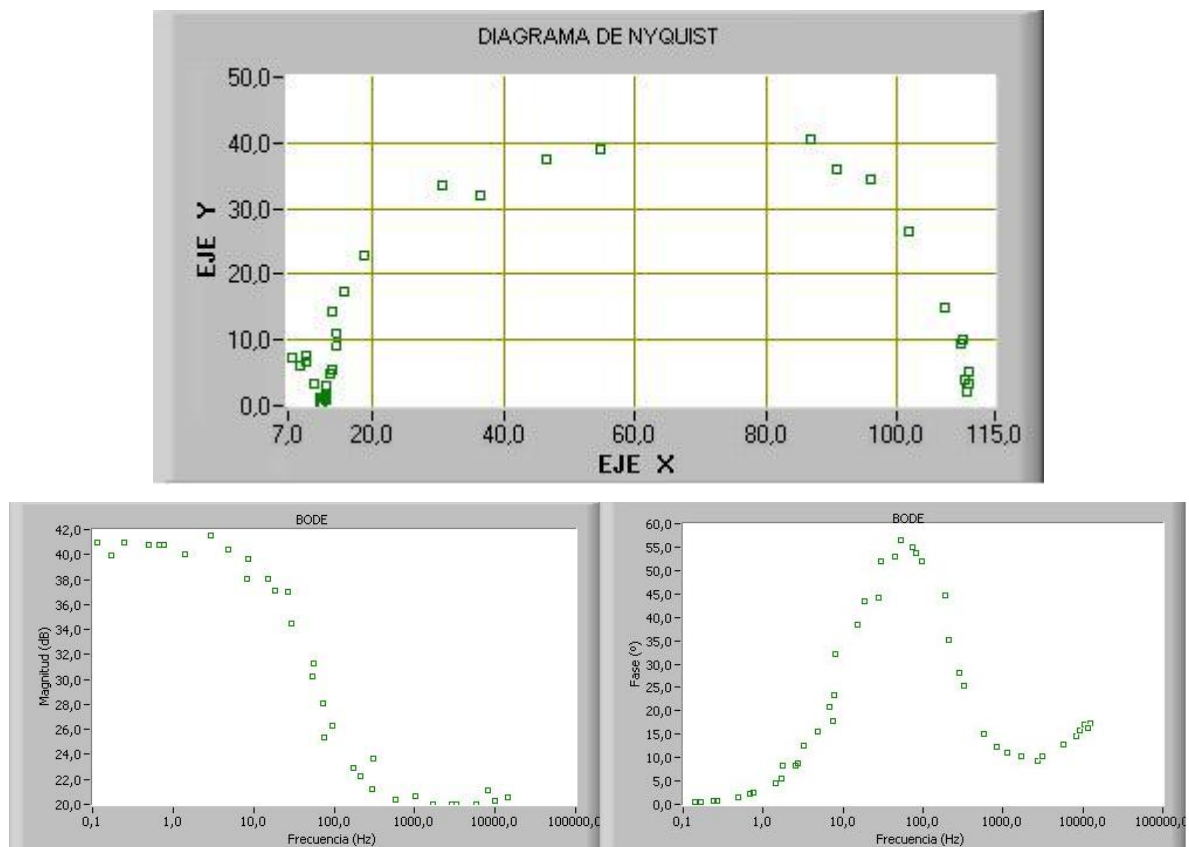
5.3.1 Impedancias obtenidas con el MIE. Se toma la celda *Dummy* para la realización de esta prueba y se establecen valores de 10Ω , 100Ω y $100\mu\text{F}$ para R_s , R_p y C_p , respectivamente.

A pesar de haber establecido anteriormente una frecuencia máxima de adquisición, debe considerarse nuevamente este parámetro, pues de un primer intento por caracterizar la impedancia, se identificó una nueva limitante, debida al hecho de que se deben adquirir simultáneamente las señales de tensión y

corriente para que la relación de fase de estas dos señales tenga un mismo punto de referencia. Por lo tanto, la nueva frecuencia máxima de la señal que puede ser adquirida se reduce a 12,5 KHz, lo cual equivale a trabajar a partir de la 6ª o 7ª frecuencia del *MIE*.

Teniendo en cuenta los factores anteriores, se realizó una primera prueba, los resultados obtenidos se muestran en la figura 44.

Figura 44. Resultados obtenidos con el *MIE* para el análisis gráfico



Fuente: Autores del Proyecto

De los diagramas de la figura 44 se observa la presencia de un conjunto de valores cuya parte imaginaria (extremo izquierdo) no corresponde con lo esperado en el modelo teórico y los cuales ocurren para las frecuencias más altas. Este

comportamiento no debe presentarse, pues como se estudió anteriormente en el Capítulo 2, la parte imaginaria que caracteriza al sistema tiende a cero, y nunca comenzará a crecer nuevamente, que es lo que se puede apreciar. Para estos valores de frecuencia, el comportamiento del circuito es sólo resistivo, por lo tanto, las señales de tensión y corriente se encuentran en fase.

Como estos valores de frecuencia corresponden a los límites de adquisición de la tarjeta, se realizó una prueba con el fin de verificar el grado de error que se obtiene al calcular la impedancia para estos valores. La prueba consistió en adquirir simultáneamente, a través de dos canales, una misma señal proveniente de un generador de funciones y observar la diferencia de fase que se obtiene. Como mecanismo de comprobación, esta prueba se realizó antes y después de realizar el ajuste de la Regresión Senoidal. La tabla 7 muestra los resultados de esta prueba.

Tabla 7. Diferencias de fase detectadas por el programa

<i>f (Hz)</i>	<i># muestras</i>	<i>φ (°) Sin R. S.</i>	<i>φ (°) Con R. S.</i>
12k	8	43,37	40,26
3,28k	16	21,57	18,57
2,8k	32	10,55	8,67
802	64	6,38	4,55
580	128	2,46	2,01
285	256	1,75	1,13
152	512	0,64	0,25
0,163	1024	0,02	0,01

Fuente: Autores del proyecto

Como se observe en la tabla 7, para las señales en donde se cuenta con un número muy reducido de muestras por periodo, se presenta una diferencia de fase, lo cual es erróneo, pues la impedancia es resistiva, el cálculo arroja resultados lejanos a esta condición. Se justifica por lo tanto, la presencia de

puntos cuya impedancia posee un valor imaginario positivo. Esto sugiere que sólo se adquieran señales que se puedan caracterizar por lo menos con 64 muestras en adelante o simplemente deberán descartarse aquellos puntos que presente esta característica.

5.3.2 Estimación de parámetros. En esta etapa se calcularon los parámetros de circuito equivalente obtenidos a partir de los valores de impedancia hallados. Como en este punto también se ejecuta el algoritmo de la Regresión Circular, nuevamente se habilita la opción de hallar los parámetros con y sin este algoritmo. Además, se hizo esta misma valoración para las dos opciones de amplitud con las que puede trabajar el **MIE**, obteniéndose los resultados presentados en la tabla 8.

Tabla 8. Estimación de parámetros

Opción de Amplitud	Parámetro	Valor (Medidor RLC)	Valor Hallado Sin R.S.	% Error	Valor Hallado Con R.S.	% Error
20 mVpp	Rs (Ω)	12,03	11,26	-6,4006	11,83	-1,6625
	Rp (Ω)	101,6	97,01	-4,5177	98,15	-3,3957
	Cp1 (μ)	87,215	107,87	23,6829	107,07	22,7656
	Cp2 (μ)	87,215	75,26	-13,707	76,32	-12,495
35 mVpp	Rs (Ω)	12,03	11,11	-7,6475	11,62	-3,4081
	Rp (Ω)	101,6	96,8	-4,6358	97,23	-4,3012
	Cp1 (μ)	87,215	108,79	24,7377	108,01	-23,843
	Cp2 (μ)	87,215	74,87	14,1547	75,49	13,4438

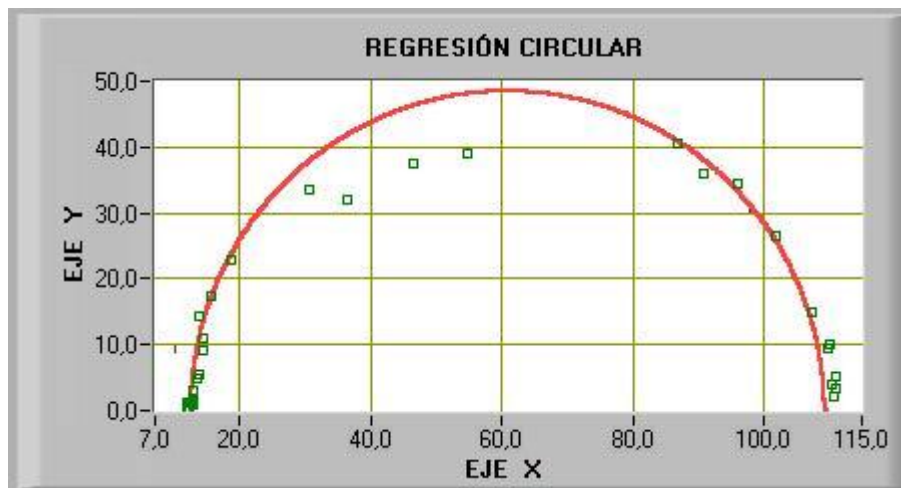
Fuente: Autores del proyecto

De estos resultados se establecieron algunas condiciones para la implementación definitiva del programa. La primera y prácticamente más importante, es que el mejor método para hallar el valor del condensador es el que está asociado con la ecuación que define la impedancia equivalente del sistema para cualquier frecuencia, pues debido a que no se puede tener el valor exacto de la frecuencia

en que ocurre el máximo valor imaginario de esta misma, resulta poco apropiado emplear el otro método. También se establece la opción de 20mVpp como la más recomendada para realizar las pruebas, ya que ésta suministró un menor margen de error con respecto a la otra configuración. Además se verificó la mejora que introduce la aplicación del algoritmo de la Regresión Senoidal, reflejado también en la reducción del margen de error al aplicar este ajuste.

El siguiente paso consistió en valorar el ajuste y la mejora que introduce la Regresión Circular. En la figura 45 se muestra el ajuste de la regresión y en la tabla 9 los parámetros calculados a partir de estos resultados.

Figura 45. Ajuste de la Regresión Circular



Fuente: Autores del Proyecto

Tabla 9. Parámetros hallados con el ajuste de la Regresión Circular

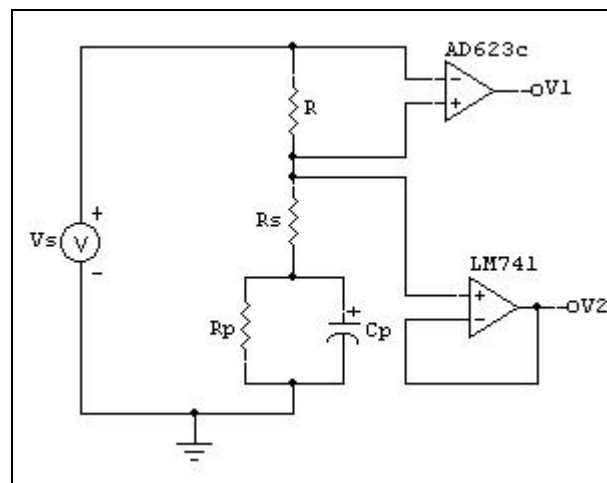
Parámetro	Valor (Medidor RLC)	Valor Hallado	% Error
R_s (Ω)	12,03	11,93	-0,831
R_p (Ω)	101,6	104,2	2,5591
C_p (μ)	87,215	80,24	-7,9975

Fuente: Autores del proyecto

A partir de los resultados de la tabla 9 se observó la disminución considerable en los porcentajes de error, pero el que más sobresale es el correspondiente al condensador, pues disminuyó notablemente respecto a la prueba anterior. Con esto se verifica el ajuste que hace la regresión circular y su repercusión en la precisión de los valores calculados.

Posteriormente, se implementó un método alternativo que consistió en generar la señal de tensión con un generador de funciones e implementar un circuito que a la vez permita su medición y la de la señal de corriente, para poder comparar de esta forma el error que puede tenerse al trabajar con el **MIE** (ver figura 46)

Figura 46 Circuito para la medición con un generador de funciones



Fuente: Autores del Proyecto

El circuito está conformado por un amplificador de instrumentación AD623c, el cual se encarga de medir la corriente que circula por el circuito, a través de la caída de tensión que se presenta en la resistencia de medición R , siendo la salida $V1$ la señal de corriente que se aplica al circuito equivalente la celda electroquímica; un amplificador diferencial LM741 en configuración de seguidor de

tensión se emplea para medir la caída de tensión en el circuito equivalente de la celda electroquímica, por lo tanto, V2 corresponde a esa señal de tensión

Para las pruebas con esta configuración, se establece un igual número total de frecuencias, pero con un mejor y más definido espaciamiento entre ellos, con el fin de contar con una información más precisa y que caracterice lo más exactamente posible a los parámetros del circuito, pero como se trabaja con el generador de funciones, sólo se logra trabajar con un nivel de tensión de 100mV. Aunque este valor no corresponde con las condiciones planteadas en la sección 2.1, no es indispensable cumplirlas debido a que el circuito utilizado para esta prueba se comporta como un sistema LTI para potencias relativamente altas, lo cual no sucede en las celdas electroquímicas o medios dieléctricos basados en algún tipo de soluciones, seas acuosas o no. En la tabla 10 se muestran los resultados obtenidos.

Tabla 10. Parámetros hallados empleando un generador de funciones

Parámetro	Valor (Medidor RLC)	Valor Hallado	% Error
R_s (Ω)	12,03	11,96	-0,5819
R_p (Ω)	101,6	99,87	-1,7028
C_p (μ)	94,18	95,82	1,7413

Fuente: Autores del proyecto

A partir de los resultados de la tabla 10 se pudo concluir que el **MIE** introduce un error bastante significativo, pues como ya se había previsto en apartados anteriores, el tipo de señales que este genera sumado a las limitaciones de *hardware* que se tienen para la adquisición de señales repercuten en un mayor o menor grado según la configuración que se emplee.

Finalmente, se realizaron pruebas correspondientes a los rangos de variación de parámetros que se obtienen con el **MIE**, con el fin de verificarlos y nuevamente compararlos con el método alterno que se implementó.

Tabla 11. Estimación de parámetros en el rango permitido por el **MIE**

Parámetro	Valor (Medidor RLC)	Valor Hallado Con el MIE	% Error	Valor Hallado con El generador	% Error
Rs (Ω)	5,12	5,37	-4,883	5,08	0,781
	12,03	12,18	1,2468	11,96	0,5819
	20,2	21,4	-5,9406	19,92	1,3861
Rp (Ω)	20,2	20,32	-5,9405	20,18	0,99
	101,6	103,87	2,2342	99,87	1,7028
	320,47	314,1	-1,9877	318,6	0,583
Cp (μ)	44,84	48,25	7,6049	44,98	0,3122
	94,18	98,26	4,3321	95,82	1,7413
	178,4	192,43	7,8643	180,16	0,986

Fuente: Autores del proyecto

5.4 ESPECIFICACIONES

A continuación se hace una descripción de las principales características que presenta el sistema desarrollado en este proyecto, visto en conjunto, por parte del usuario, como un equipo de medición de impedancias electroquímicas (**SIME**). Estas características obedecen principalmente a que se trabajó con un equipo ya elaborado (**MIE**) y sobre el cual no se puede hacer ningún cambio para mejorar o modificar alguna de sus especificaciones de trabajo. Por otro lado, se tienen las condiciones de trabajo impuestas por el dispositivo empleado para la adquisición de señales, tal y como se observó a lo largo de la realización de las diferentes pruebas. Teniendo en cuenta estos aspectos, se puede establecer la siguiente lista de especificaciones:

- *Rango de medida.* Este parámetro se obtiene a partir de la valoración hecha para el **MIE**, en cuanto a los valores máximos y mínimos de tensión y corriente que éste suministra. Se obtiene por lo tanto un rango de medición de 15Ω a 140Ω para la opción de 20 mVpp y 15Ω a 180Ω para la opción de 35mVpp.
- *Error.* Este parámetro se especifica como el error promedio que introduce el software elaborado para la medición, es decir, el error introducido por la adquisición de la señales y el procesamiento matemático que se hace a lo largo de todo el programa. No se incluyen por lo tanto, errores debidos al **MIE** o a otros factores externos. Se toma entonces, el error obtenido en la sección anterior, el cual corresponde a un promedio de $\pm 1.342\%$
- *Tipo.* Para poder clasificar el sistema de medición desarrollado, se toma el promedio de los errores obtenidos al hacer pruebas con el **MIE**, y corresponde a una valor de $\pm 3.8\%$, lo que ubica al sistema de medición en la **clase 5**.
- *Ancho de banda.* Este factor está delimitado por las especificaciones de la tarjeta de adquisición de datos y cada una de las limitaciones que se mencionaron a lo largo de la realización de las pruebas. Se tiene entonces un rango de trabajo de 0 – 12.5 kHz.
- *Resolución.* Este factor corresponde a la resolución con la que se cuenta para medir las señales de tensión y corriente, teniendo en cuenta sus respectivos valores máximos y la resolución del conversor. Se cuenta entonces con una resolución de 2.49 μ V para las señales de tensión y de 0.585 mV para las señales de corriente.

- *Modelo Electroquímico*. Este ítem hace referencia al modelo electroquímico empleado para la caracterización del sistema que se está analizando, y como se vio en el capítulo 2, corresponde al modelo planteado por *Randles*.
- *Requerimientos*. Este factor hace referencia a los elementos necesarios para que se pueda ejecutar el programa desarrollado, los cuales son *Microsoft Windows 98*, o superior, y *National Instruments LAbVIEW 6i*, o superior.

CONCLUSIONES

- Al finalizar el presente trabajo de grado se concluye que se cuenta con una herramienta que permite procesar la información suministrada por una etapa previa (Proyecto de grado: “*Medidor de Impedancia Electroquímica*” **MIE**), la cual acondiciona las señales provenientes de una celda electroquímica, con el fin de obtener el valor preciso de su impedancia.
- Dicha herramienta se designó con el nombre **SIME** (*Software para Impedancias Electroquímicas*) y consistió en un programa desarrollado en **LabVIEW**, el cual permitió adquirir las señales provenientes del **MIE** y al mismo tiempo se encargó de su configuración y operación, lográndose esta operación a través de la tarjeta de adquisición de datos **PCI-1200**. Con base en esta información adquirida se realizaron rutinas para el cálculo de la impedancia correspondiente a estas señales, a partir de las cuales se hizo una estimación de los parámetros que caracterizaban al sistema que se estuviera analizando.
- Las técnicas electroquímicas de corriente alterna son unas estrategias bastante útiles que permitieron caracterizar un sistema electroquímico en particular, pero se debían garantizar ciertas condiciones mínimas para que los resultados hallados fueran lo suficientemente confiables y precisos. Entre las más importantes se destacaron el grado de pureza que debía exhibir la señal de tensión que se le aplicaba al sistema y la resolución en el rango de frecuencias que se tuviera a lo largo del barrido de las mismas, es decir, se necesitaba un número considerable de valores cuyo espaciamiento brindara la mayor información posible de la impedancia característica.

- Los algoritmos de ajuste de datos, Regresión Senoidal y Circular, brindaron una alternativa eficiente y de fácil implementación a la hora de mejorar o hacer el mejor ajuste posible al conjunto determinado de datos de entrada que representan las señales de Tensión y Corriente, o los diferentes valores de impedancia obtenidos.
- Luego de estudiar y caracterizar el equipo “*Medidor de Impedancia Electroquímica*” (**MIE**), se pudo concluir que es un prototipo que genera y aplica una señal de Tensión a una celda electroquímica y a la vez se encarga de medir la señal de Corriente que circula por la misma. Pero la señal aplicada presentó bastante distorsión y fluctuaciones a lo largo de todas sus frecuencias, lo que llevó a la obtención de errores significativos si no se tomaban correctivos cuando se estimaban los parámetros del sistema que se estuviera analizando.
- Acerca de la tarjeta de adquisición de datos **PCI-1200** utilizada para implementar la interfaz necesaria para medir las señales que suministraba el **MIE** y el conjunto de señales de control que este mismo requería para su configuración y operación, se puede manifestar que, aunque sus especificaciones imponen un ancho de banda de trabajo, éste se vio reducido por otras condiciones requeridas por el programa, tales como un número mínimos de periodo que debían ser adquiridos y la adquisición simultánea de las señales de Tensión y Corriente necesarias para caracterizar la impedancia.
- Uno de los factores primordiales en la caracterización de la impedancia fue la medición de la fase, pues para lograr esto era indispensable el muestreo simultáneo de las señales de Tensión y corriente.

- Se evidenció una vez más la versatilidad y facilidad que ofrece **LabVIEW** para el desarrollo de software de aplicación y control de dispositivos hardware como la tarjeta de adquisición de datos **PCI-1200**. Además, con esta misma herramienta se implementaron los diferentes algoritmos para el ajuste de datos; cálculo de parámetros y visualización de resultados.
- Los errores que se presentaron obedecieron a varias causas, dentro de las cuales se destacaron principalmente las limitaciones inherentes a las especificaciones de la tarjeta y el tipo de señales suministradas por el **MIE** al momento de realizar una prueba. Sin embargo se apreció la disminución del mismo a medida que se realizaba un mayor procesamiento matemático, pues se comenzó con un margen promedio de 8.8126% y se finalizó con pruebas que arrojaban resultados con un margen del 2.6043%.
- Con la realización de este proyecto, se aplicaron varios conceptos vistos en las diferentes materias que abarcan el plan de estudios de la Ingeniería Electrónica, se adquirieron nuevas experiencias en el manejo de herramientas *hardware* y *software*, y se expandió un poco hacia otras ramas de estudio, relacionadas con efectos y reacciones Electroquímicas. A estas razones puede sumársele el hecho de que se tuvo un proceso integral, desde la concepción de una idea o planteamiento de un problema, pasando por etapas como investigaciones, documentación y el manejo y aplicación de nuevos elementos, hasta la implementación y desarrollo de una solución para cada uno de los objetivos propuestos en este trabajo de grado.

RECOMENDACIONES

- Plantear e implementar otra alternativa para la generación de las señales que se aplican a una celda electroquímica. Esta alternativa debe mejorar la calidad de la señal de tensión que es aplicada, así como la generación de frecuencias con una mayor resolución en el espaciamiento de las mismas. Además, tratar de reducir al mínimo el número de elementos requeridos para este mismo fin, pues del estudio del *MIE* se advierte esta característica en particular, y quizá contribuya en algún grado al problema antes mencionado y su posterior repercusión en los márgenes de error obtenidos al final de la medición.
- Diseñar e implementar un mecanismo lo más autónomo posible, es decir, que emplee el menor número de dispositivos encargados de la generación, medición y visualización de resultados, aumentando de esta forma la eficiencia, el tiempo de ejecución de una prueba, precisión de la misma, y la posibilidad de darle algún tipo de carácter portátil.
- Emplear una tarjeta de adquisición de datos que permita incursionar con una buena resolución en un rango más amplio de frecuencias, o sea, que tenga una mayor frecuencia de muestreo y una resolución en bits superior a la cual se empleó para este proyecto, y poder reducir de esta forma al mínimo los errores introducidos por estas limitantes y por el requerimiento de la adquisición simultánea de las señales de Tensión y Corriente, pues se lograría eliminar el error de fase obtenido para las altas frecuencias, y no restringir con ello la cantidad de información con la que se pueden estimar los parámetros característicos de la celda electroquímica que se está analizando.

- Realizar los correctivos del caso para poner en funcionamiento la tercera opción de amplitud que ofrece el **MIE**, 50 mVpp, la cual, como se mencionó en el capítulo 3, no funciona y quizá suministre algún tipo de mejora al emplearse para realizar una prueba en particular.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] AMARIS DOMINGUEZ, Jean Pierre, LOPEZ PATIÑO, José Alberto. *“Elaboración del software para la caracterización de una celda electroquímica utilizando DSP familia 56800 de Motorota”*. Tesis de Grado. UIS. 2004
- [2] BASTIDAS, J. M. *“Técnicas Electroquímicas de Corriente Alterna”*. Ciudad Universitaria: 28040 Madrid (España), 1984.
- [3] COUCH II, León W. *“Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos”*. Quinta Edición, Prentice Hall, México, 1998.
- [4] FRANKLIN, Gene F., POWELL, J. David, WORKMAN, Michael L. *“Digital Control of Dynamic Systems”*. Segunda Edición, Addison Wesley, USA, 1990.
- [5] LÁZARO, Antonio Manuel; *“LabVIEW: Programación Gráfica para el Control de Instrumentación”*. Primera Edición, Editorial Paraninfo, 1997.
- [6] National Instruments Corporation. *“PCI-1200 User Manual”*. USA. 1998. 100p.
- [7] PROAKIS, John. MANOLAKIS, Dimitris. *“Tratamiento Digital de Señales”*. Tercera Edición, Prentice Hall, Madrid (España), 1998.
- [8] RODRÍGUEZ PACHECO, Jorge Humberto. RUIZ GÓMEZ, Sergio Andrés. *“Medidor de Impedancia Electroquímica”*. Tesis de Grado. UIS. 2004.

BIBLIOGRAFIA

ACEVEDO RUEDA, Juan José. GONZÁLEZ SÚA, Gabriel Eduardo. MORALES SUAREZ, Luís Calixtro. *“Diseño y Construcción de un Prototipo de Potenciostato - Galvanostato para el laboratorio de corrosión de la Escuela de Ingeniería Metalúrgica”*. Tesis de Grado. UIS. 2003.

AMARIS DOMINGUEZ, Jean Pierre, LOPEZ PATIÑO, José Alberto. *“Elaboración del software para la caracterización de una celda electroquímica utilizando DSP familia 56800 de Motorota”*. Tesis de Grado. UIS. 2004

AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. Annual Book Of ASTM Standards.

BASTIDAS, J. M. *“Técnicas Electroquímicas de Corriente Alterna”*. Ciudad Universitaria: 28040 Madrid (España), 1984.

COUCH II, León W. *“Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos”*. Quinta Edición, Prentice Hall, México, 1998.

EG&G PRINCETON APPLIED RESEARCH. Basics of Electrochemical Impedance Spectroscopy. Application Note AC. – 1.

FONTANA, Mars G. y GREENE, Norbert D. Corrosion Engineering. Mc Graw Hill, 2a Edición, 1978.

FRANKLIN, Gene F., POWELL, J. David, WORKMAN, Michael L. *“Digital Control of Dynamic Systems”*. Segunda Edición, Addison Wesley, USA, 1990.

HANSELMAN, Duane. LITTLEFIELD, Bruce. *“Mastering MATLAB 6, A Comprehensive Tutorial and Reference”*. Prentice Hall. New Jersey (USA), 2001.

LÁZARO, Antonio Manuel; *“LabVIEW: Programación Gráfica para el Control de Instrumentación”*. Primera Edición, Editorial Paraninfo, 1997.
National Instruments Corporation. *“PCI-1200 User Manual”*. USA. 1998. 100p.

NATIONAL SEMICONDUCTORS. National Analog and Interface Products Databook. U.S.A. 2002. 1870p.

OPPENHEIM, Alan V. WILLSKY, Alan S. HAMIS NAWAB, S. "*Sistemas y Señales*". Segunda Edición. Prentice Hall. México, 1997

PROAKIS, John. MANOLAKIS, Dimitris. "*Tratamiento Digital de Señales*". Tercera Edición, Prentice Hall, Madrid (España), 1998.

RODRÍGUEZ PACHECO, Jorge Humberto. RUIZ GÓMEZ, Sergio Andrés. "*Medidor de Impedancia Electroquímica*". Tesis de Grado. UIS. 2004.

SILVERMAN, D. C. Primer on the AC impedance Technique.

ANEXO A PROCESAMIENTO DIGITAL DE LA INFORMACIÓN

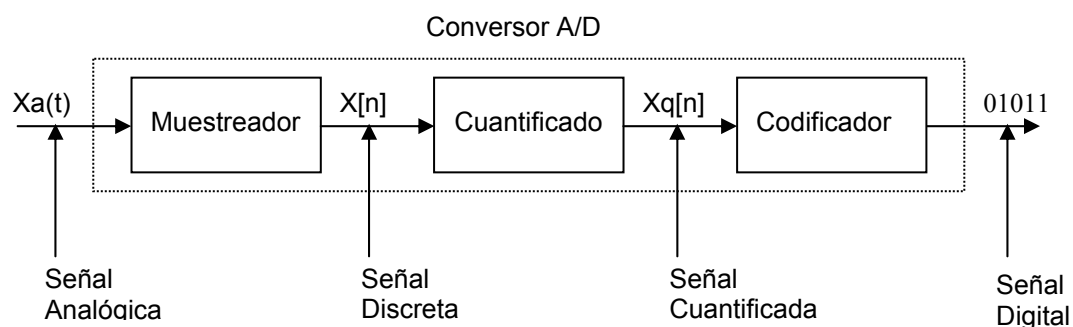
Este anexo brinda los fundamentos y las bases mínimas requeridas para el entender el procesamiento digital que se le aplica a una señal análoga. Para llevar a cabo esta labor, cada unos de los conceptos que se exponen, se han extraído completamente de las referencias [3] y [7], y poseer de esta forma un marco teórico mínimo que satisfaga cualquier duda o inquietud que se genera sobre este tema.

A.1 CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL

Para procesar señales analógicas por medios digitales es necesario convertirlas a formato digital, esto es, transformarlas en una secuencia de números de precisión finita. Este procedimiento se denomina **Conversión Analógico-Digital (A/D)** y los dispositivos correspondientes *convertidores (ADCs)*.

Conceptualmente, se puede ver la conversión **A/D** como un sistema de tres bloques (ver figura A1):

Figura A1. Partes básicas de un conversor analógico-digital (A/D)



Fuente: PROAKIS, John. MANOLAKIS, Dimitris. “*Tratamiento Digital de Señales*”

- ❖ *Muestreo.* Esta es la conversión de una señal continua a una señal en tiempo discreto obtenida tomando “muestras” de la misma en instantes de tiempo discreto. Así, si $x_a(t)$ es la entrada al muestreador, la salida es $x_a(nT) \equiv x(n)$, donde T se denomina el *intervalo de muestreo*.
- ❖ *Cuantificación.* Ésta es la conversión de una señal discreta con resolución finita a una señal discreta con resolución finita (señal digital). El valor de cada muestra de la señal se representa mediante un valor seleccionado de un conjunto finito de valores posibles. La diferencia entre la muestra sin cuantificar $x(n)$ y la salida cuantificada $x_q(n)$ se denomina error de cuantificación.
- ❖ *Codificación.* En el proceso de codificación, cada valor discreto $x_q(n)$ se representa mediante secuencia binaria de b bits.

Aunque se modela el conversor **A/D** con un muestreador seguido de un cuantificador, en la práctica la conversión **A/D** se efectúa en un único dispositivo que toma $x_a(t)$ y produce un número codificado en binario. Las operaciones de muestreo y cuantificación pueden realizarse en cualquier orden, pero, en la práctica, el muestreo siempre tiene lugar antes de la cuantificación.

A.2 MUESTREO DE SEÑALES ANALÓGICAS

Bajo ciertas condiciones, una señal continua puede representarse y reconstruirse por completo partiendo del conocimiento de sus valores, o muestras, en puntos igualmente espaciados en el tiempo. Esta propiedad se deriva de un resultado básico que se conoce como **teorema de muestreo**.

Gran parte de la importancia del teorema de muestreo reside en su papel de puente entre las señales continuas y las discretas. El hecho de que, bajo ciertas condiciones, una señal continua se pueda recuperar por completo a partir de una

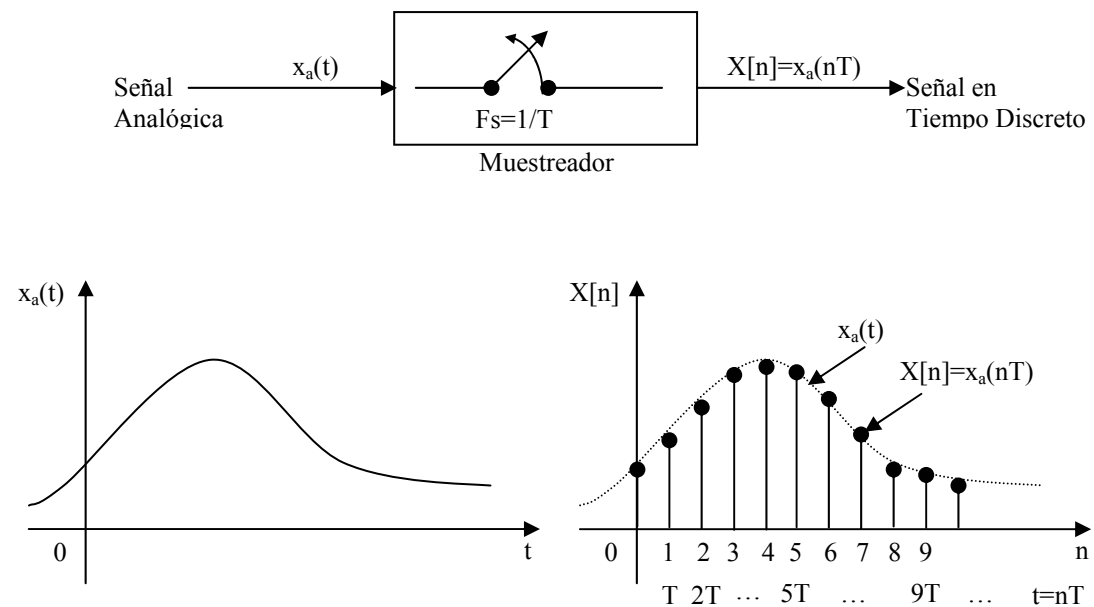
secuencia de sus muestras, proporciona un mecanismo para representar una señal continua mediante una señal discreta. En muchos contextos, el procesamiento de señales discretas es más flexible y a menudo se utiliza más que el procesamiento de señales continuas.

Existen muchas maneras de muestrear una señal, pero la utilizada más a menudo en la práctica es el **muestreo periódico** o **uniforme**. Este se describe mediante la relación

$$x[n] = x_a(nT), \quad -\infty < n < \infty$$

Donde $x[n]$ es la señal discreta obtenida tomando muestras de la señal analógica $x_a(t)$ cada T segundos. Este proceso se ilustra en la figura A2.

Figura A2. Muestreo periódico de una señal analógica



Fuente: PROAKIS, John. MANOLAKIS, Dimitris. "Tratamiento Digital de Señales"

El intervalo de tiempo T entre dos muestras sucesivas se denomina **período de muestreo** o **intervalo de muestreo**, y su recíproco $1/T = F_s$ se llama **velocidad de muestreo** (muestras por segundo) o **frecuencia de muestreo** (hertz).

El muestreo periódico establece una relación entre las variables t y n de tiempo continua y discreta, respectivamente. De hecho, estas variables se relacionan linealmente a través del período de muestreo T o equivalentemente, a través de la frecuencia de muestreo $F_s = 1/T$, como

$$t = nT = \frac{n}{F_s}$$

Como consecuencia de esta ecuación, existe una relación entre la variable frecuencia F (ó Ω) de las señales analógicas y la variable frecuencia f (ó ω) de la señal discreta. Para establecer dicha relación debe considerarse una señal analógica de la forma

$$x_a(t) = A \cos(2\pi Ft + \theta)$$

Que, cuando se muestrea periódicamente a una velocidad de $F_s = 1/T$ muestras por segundo, da lugar a

$$\begin{aligned} x_a(nT) &\equiv x[n] = A \cos(2\pi FnT + \theta) \\ &= A \cos\left(\frac{2\pi nF}{F_s} + \theta\right) \end{aligned}$$

Si se compara la ecuación anterior con la ecuación para una señal sinusoidal en tiempo discreto,

$$x[n] = A \cos(2\pi fn + \theta), \quad -\infty < n < \infty$$

Se observa que las variables de frecuencia F y f están linealmente relacionadas según

$$f = \frac{F}{F_s} \quad (\text{A1})$$

O, equivalentemente, según

$$\omega = \Omega T \quad (\text{A2})$$

La relación dada en la Ecuación A1 justifica el nombre **frecuencia normalizada o relativa**, que se usa a veces para describir la variable frecuencia f . Como se ve en esa misma ecuación, se puede usar f para determinar la frecuencia F en hertz sólo si la frecuencia de muestreo F_s es conocida.

Según la propiedad para sinusoides discretas, en donde señales con frecuencias que estén separadas por un múltiplo entero de 2π son idénticas, se tiene que,

$$\begin{aligned} -\frac{1}{2} < f < \frac{1}{2} \\ -\pi < \omega < \pi \end{aligned} \quad (\text{A3})$$

Sustituyendo las Ecuaciones A1 y A2 en la ecuación anterior, se encuentra que la frecuencia de la senoide continua cuando se muestrea a una velocidad $F_s = 1/T$ debe encontrarse en el rango

$$-\frac{1}{2T} = -\frac{F_s}{2} \leq F \leq \frac{F_s}{2} = \frac{1}{2T} \quad (\text{A4})$$

O, equivalentemente,

$$-\frac{\pi}{T} = -\pi F_s \leq \Omega \leq \pi F_s = \frac{\pi}{T} \quad (\text{A5})$$

De estas relaciones se desprende que la diferencia fundamental entre señales discretas y continuas es el rango de valores de las variables frecuencia F y f , o Ω y ω . El muestreo periódico de una señal en tiempo continuo supone una correspondencia entre un rango de frecuencia infinito correspondiente a la variable F (o Ω) y un rango de frecuencia finito correspondiente a la variable f (o ω). Dado que la frecuencia máxima de una señal en tiempo discreto es $\omega = \pi$ ó $f = 1/2$, los valores máximos de F y Ω para una velocidad de muestreo F_s son

$$\begin{aligned} F_{MAX} &= \frac{F_s}{2} = \frac{1}{2T} \\ \Omega_{MAX} &= \pi F_s = \frac{\pi}{T} \end{aligned} \quad (\text{A6})$$

Por lo tanto, el muestreo introduce ambigüedad; así, la máxima frecuencia de una señal continua que puede determinarse unívocamente cuando dicha señal se muestrea a una velocidad $F_s = 1/T$ es $F_{MAX} = F_s/2$ (Teorema de *Nyquist*), ó $\Omega_{MAX} = \pi F_s$.

A.3 TEOREMA DEL MUESTREO

Para elegir el período de muestreo T , lo cual se relaciona directamente con la velocidad de muestreo F_s , se requiere cierta información sobre las características de la señal que va a ser muestreada. En particular, se debe tener cierta información general sobre el **contenido frecuencial** de la señal. Generalmente, dicha información se encuentra disponible.

Supóngase que cualquier señal analógica se puede representar como una suma de sinusoides de diferentes amplitudes, frecuencias y fases, es decir,

$$x_a(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos(2\pi F_i t + \theta_i) \quad (\text{A7})$$

Donde N indica el número de componentes de frecuencia. Todas las señales se prestan a dicha representación en cualquier intervalo de tiempo pequeño. Normalmente, las amplitudes, fases y frecuencias varían lentamente de un intervalo de tiempo al siguiente. Supóngase que las frecuencias de una determinada señal no exceden una frecuencia máxima conocida F_{MAX} . Dado que la máxima frecuencia puede variar ligeramente se puede querer asegurar que F_{MAX} no sobrepase determinado valor y para ello se pasa la señal analógica por un filtro que atenúe fuertemente las componentes de frecuencia por encima de F_{MAX} . Así, se puede asegurar que ninguna señal tendrá componentes de frecuencia (con amplitud ó potencia significativa) por encima de F_{MAX} . En la práctica, este filtrado se realiza antes del muestreo. El conocimiento de F_{MAX} permite seleccionar la velocidad de muestreo apropiada. Se sabe que la frecuencia más alta de la señal analógica que puede reconstruirse sin ambigüedad cuando la señal se muestrea a una velocidad $F_S = 1/T$ es $F_S / 2$. Cualquier frecuencia por encima de $F_S / 2$ o por debajo de $-F_S / 2$ produce muestras que son idénticas a las correspondientes a frecuencias dentro del intervalo $-F_S / 2 \leq F \leq F_S / 2$. Para evitar las ambigüedades que resultan de la sobreposición de los espectros replicados, más conocida como **solapamiento** (*aliasing*), se debe seleccionar una velocidad de muestreo lo suficientemente alta, esto es, se debe escoger $F_S / 2$ mayor que F_{MAX} . Por tanto, para evitar el problema del *solapamiento*, se selecciona F_S según

$$F_S > 2F_{MAX} \quad (\text{A8})$$

Donde F_{MAX} es la frecuencia más alta de la señal analógica. Con la velocidad de muestreo seleccionada de esta manera se tiene que cualquier componente de frecuencia $|F_i| < F_{MAX}$, de la señal analógica se corresponde en tiempo discreto con una senoide discreta de frecuencia

$$-\frac{1}{2} \leq f_i = \frac{F_i}{F_s} \leq \frac{1}{2} \quad (\text{A9})$$

O, equivalentemente,

$$-\pi \leq \omega_i = 2\pi f_i \leq \pi \quad (\text{A10})$$

Dado que $|f| = 1/2$ ó $|\omega| = \pi$ es la frecuencia más alta (única) en una señal discreta, la elección de la velocidad de muestreo según la Ecuación A3 evita el problema del **solapamiento**. En otras palabras, la condición $F_s > 2F_{MAX}$ garantiza que todas las componentes sinusoidales se correspondan con componentes en frecuencia de tiempo discreto en el intervalo fundamental. Por lo tanto, todas las componentes en frecuencia de la señal analógica pueden ser reconstruidas sin distorsión a partir de las muestras usando un método de interpolación “*apropiado*” (**conversión digital-analógica**). La fórmula de interpolación ideal ó “*apropiada*” se especifica mediante el **teorema del muestreo**.

A.4 CUANTIFICACIÓN DE SEÑALES DE AMPLITUD CONTINUA

Como se ha visto, una señal digital es una secuencia de números (muestras) en la que cada número se representa por un número finito de dígitos (precisión finita).

El proceso de convertir una señal discreta en una señal digital, expresando cada muestra por medio de un número finito (en vez de infinito) de dígitos, se denomina **cuantificación**. El error cometido al representar la señal de resolución finita por un conjunto finito de valores discretos se denomina **error de cuantificación** o **ruido de cuantificación**.

Se denotará la operación de cuantificación de las muestras de $x[n]$ como $Q[x[n]]$ y se utilizará $x_q(n)$ para designar la secuencia de muestras cuantificadas a la salida del cuantificador. Así

$$x_q[n] = Q[x(n)] \quad (\text{A11})$$

Por tanto, el error de cuantificación de una secuencia $e_q[n]$ se define como la secuencia del valor cuantificado y el de la muestra original

$$e_q[n] = x_q[n] - x[n]$$

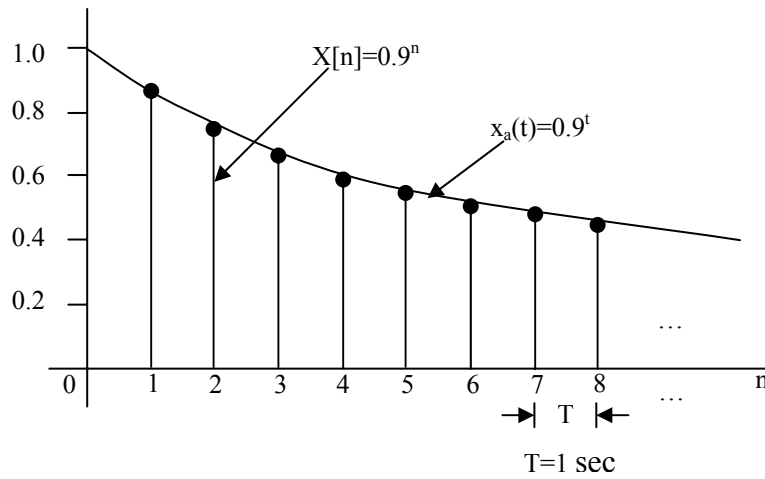
Como se tiene un límite para el número de cifras significativas con las que se puede representar un determinado valor, impuestas por el número de bits (ó resolución) del conversor, deben eliminarse los valores sobrantes. Esta operación se puede hacer de dos maneras, simplemente eliminándolos (**truncamiento**) o aproximando por el número con un dígito significativo más cercano (**redondeo**). El proceso de redondeo por cuantificación se ilustra en la Figura A3. Los niveles permitidos en la señal digital se denominan **niveles de cuantificación**, mientras que la distancia Δ entre dos niveles de cuantificación sucesivos se denomina **escalón de cuantificación** o **resolución**. El cuantificador por redondeo asigna a cada muestra de $x[n]$ el nivel de cuantificación más cercano. Por el contrario, un cuantificador por truncamiento le asignaría el nivel inmediatamente por debajo de la muestra. El error de cuantificación en el caso de redondeo se encuentra en el intervalo $[-\Delta/2 \text{ a } \Delta/2]$, es decir,

$$-\frac{\Delta}{2} \leq e_q[n] \leq \frac{\Delta}{2} \quad (\text{A13})$$

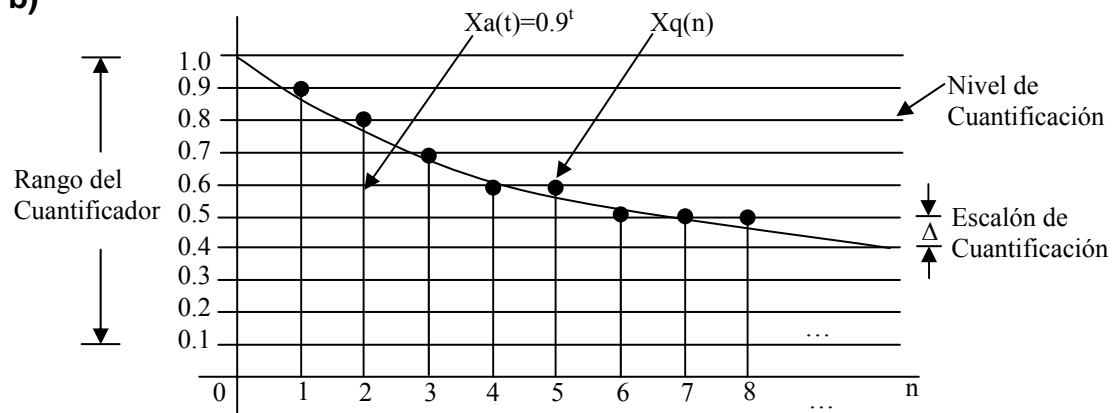
En otras palabras, el error de cuantificación instantáneo no puede superar la mitad del valor del escalón de cuantificación.

Figura A3. Ilustración de la cuantificación

a)



b)



Fuente: PROAKIS, John. MANOLAKIS, Dimitris. "Tratamiento Digital de Señales"

Si x_{min} y x_{max} representan los valores máximo y mínimo de $x[n]$ y L es el número de niveles de cuantificación, entonces

$$\Delta = \frac{x_{max} - x_{min}}{L - 1} \quad (A14)$$

Se define el *rango dinámico* de la señal como $x_{max} - x_{min}$. Obsérvese que si el rango dinámico está prefijado, el aumento del número de niveles conlleva a la disminución del escalón de cuantificación.

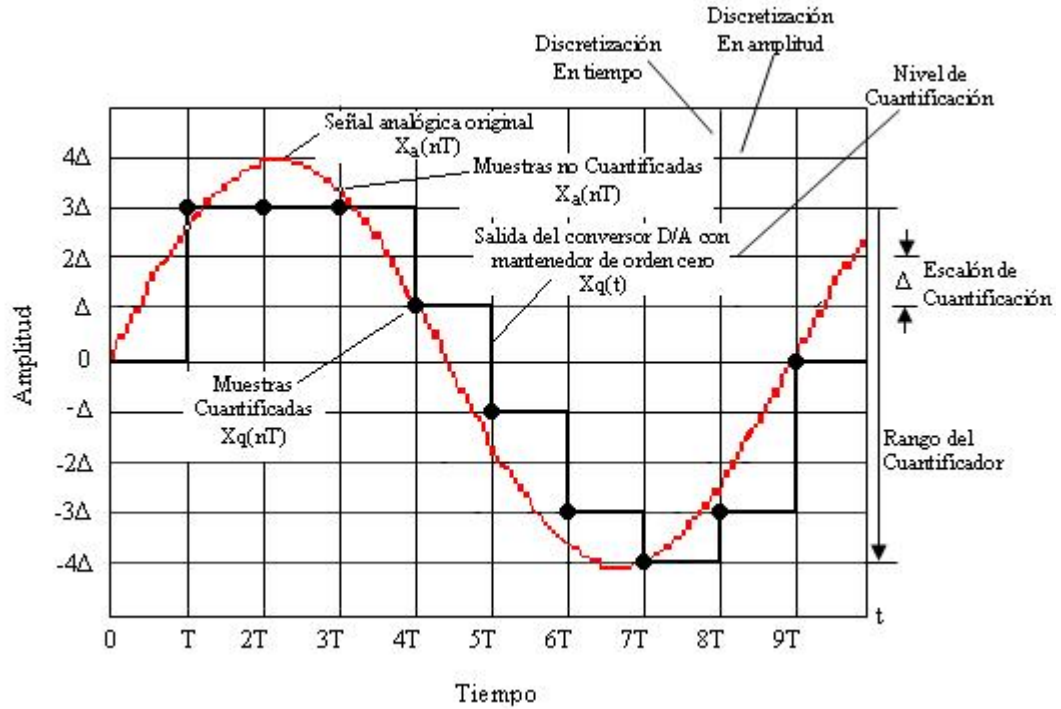
Por tanto, el error de cuantificación decrece y aumenta la precisión del cuantificador. En la práctica se puede reducir el error de cuantificación a niveles insignificantes, eligiendo un número suficiente de niveles de cuantificación.

Teóricamente, la cuantificación de las señales analógicas resulta siempre en una pérdida de información. Este es el resultado de la ambigüedad introducida por la cuantificación. De hecho, la cuantificación es un proceso no invertible (es decir, una correspondencia en la que muchos elementos tienen la misma imagen), dado que a todas las muestras a una distancia inferior a $\Delta/2$ de un determinado nivel se les asignara el mismo valor.

A.5 CUANTIFICACIÓN DE SEÑALES SINUSOIDALES

La Figura A4 ilustra el muestreo y cuantificación de una señal sinusoidal analógica, $x_a(t) = A\cos(\omega_0 t)$, usando una malla rectangular. Las líneas horizontales indican los niveles de cuantificación establecidos. Las líneas verticales, los instantes de muestreo. Por lo tanto, de la señal analógica original $x_a(t)$ se obtiene una señal discreta $x[n] = x_a(nT)$, mediante muestreo, y una señal digital con amplitud $x_q[nT]$ después de la cuantificación.

Figura A4. Muestreo y cuantificación de una señal senoidal



Fuente: PROAKIS, John. MANOLAKIS, Dimitris. “*Tratamiento Digital de Señales*”

Si la tasa de muestreo F_S satisface el teorema del muestreo, el de cuantificación es el único error en el proceso de conversión A/D . Por tanto, se puede evaluar el error de cuantificación sin más que cuantificar la señal analógica $x_a(t)$ en lugar de la señal discreta $x[n] = x_a[nT]$. La inspección de la Figura A4 indica que la señal $x_a(t)$ es casi lineal entre niveles de cuantificación (ver Figura A5). El error de cuantificación correspondiente $e_q(t) = x_a(t) - x_q(t)$ se muestra en la Figura A5, en donde τ denota el tiempo durante que $x_a(t)$ se mantiene dentro de los niveles de cuantificación. La potencia media del error cuadrático P_q es

$$P_q = \frac{1}{2T} \int_{-\tau}^{\tau} e_q^2(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} e_q^2(t) dt \quad (\text{A15})$$

Como $e_q(t) = (\Delta/2\tau)t$, $-\tau \leq t \leq \tau$ se tiene que

$$P_q = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} \left(\frac{\Delta}{2T} \right)^2 t^2 dt = \frac{\Delta^2}{12} \quad (\text{A16})$$

Si el cuantificador tiene b bits de precisión y cubre el rango completo $2A$, el escalón de cuantificación es $\Delta=2A/2^b$. Así pues,

$$P_q = \frac{A^2/3}{2^{2b}} \quad (\text{A17})$$

La potencia media de la señal $x_a(t)$ es

$$P_x = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} (A \cos(\omega_o t))^2 dt = \frac{A^2}{2} \quad (\text{A18})$$

La calidad de la salida del conversor **A/D** se mide frecuentemente con la **relación señal/ruido de cuantificación (SQNR, signal-to-quantization noise ratio)**, que proporciona la relación entre la potencia de la señal y la del ruido:

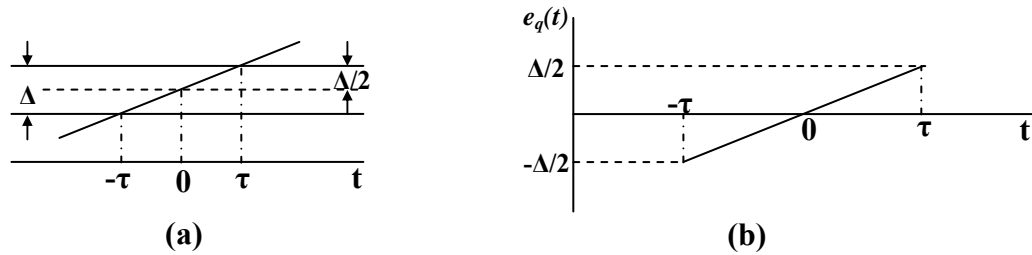
$$SQNR = \frac{P_x}{P_q} = \frac{3}{2} \cdot 2^{2b} \quad (\text{A19})$$

Expresada en decibelios (**dB**), la **SQNR** es

$$SQNR (dB) = 10 \log_{10} SQNR = 1.76 + 6.02b \quad (\text{A20})$$

Lo que implica que la **SQNR** aumenta aproximadamente en 6 **dB** por cada bit añadido a la longitud de palabra, es decir, cada vez que se duplica el número de niveles de cuantificación.

Figura A5. Error de cuantificación



Fuente: PROAKIS, John. MANOLAKIS, Dimitris. “*Tratamiento Digital de Señales*”

A.6 CODIFICACIÓN DE MUESTRAS CUANTIFICADAS

El proceso de cuantificación en un conversor **A/D** asigna un número binario único a cada nivel de cuantificación diferente. Si se dispone de **L** niveles, se necesitará al menos **L** niveles binarios distintos. Con una longitud de palabra de **b** bits se pueden crear 2^b números binarios diferentes. Por tanto, se tiene $2^b \geq L$ ó, de forma equivalente, $b \geq \log_2 L$. De este modo, el número de bits necesario en el codificador es el menor entero mayor o igual que $\log_2 L$.

A.7 LA TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA

El espectro de una forma de onda puede aproximarse con facilidad con la Transformada de Fourier Discreta (**DFT**, por sus siglas en inglés: *Discrete Fourier Transform*). Se demostrará con brevedad el uso de la **DFT** para calcular muestras de la Transformada de Fourier continua (**CFT**, por sus siglas en inglés: *Continuous Fourier Transform*), y los valores de los coeficientes de la serie de Fourier compleja.

La *Transformada de Fourier discreta (DFT)* está definida por

$$X[k] = \sum_{n=0}^{n=N-1} x[n] e^{-j(2\pi/N)nk} \quad (\text{A21})$$

Donde $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, y la *transformada de Fourier discreta inversa* (**IDFT**, por sus siglas en inglés: *Inverse Discrete Fourier Transform*) está definida por

$$X[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{k=N-1} X[k] e^{j(2\pi/N)nk} \quad (\text{A22})$$

Donde $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

El tiempo y la frecuencia no aparecen explícitamente porque las ecuaciones A21 y A22 son sólo definiciones ejecutadas en una computadora digital para calcular N valores de la **DFT** y de la **IDFT**, respectivamente.

Programas como **LabVIEW** y **MATLAB** utilizan las definiciones **DFT** e **IDFT** dadas por las ecuaciones A21 y A22 excepto que los índices de los elementos del vector son del 1 a N y no del 0 a $N-1$. De este modo, los algoritmos **FFT** están relacionados con estas expresiones mediante

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= \text{fft}(\mathbf{x}) \\ \mathbf{x} &= \text{ifft}(\mathbf{X}) \end{aligned} \quad (\text{A23})$$

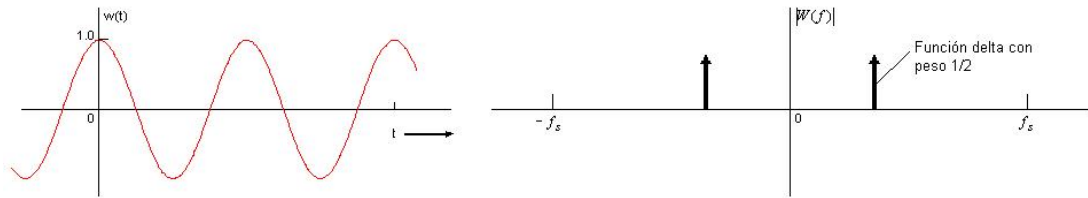
Donde \mathbf{x} es un vector de N elementos correspondientes a muestras de la forma de onda y \mathbf{X} es el vector **DFT** de N elementos. N se selecciona de modo que sea una potencia de 2 (es decir, $N = 2^m$, donde m es un entero positivo).

A.8 UTILIZACIÓN DE LA DFT PARA CALCULAR LA TRANSFORMADA DE FOURIER CONTINUA

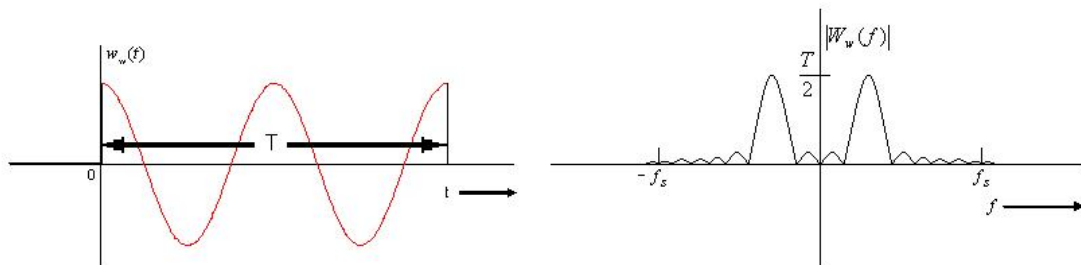
Para analizar la relación entre la **DFT** y la **CFT** se requieren tres conceptos: *truncamiento*, *muestreo* y *generación de muestras periódicas*. Esto se ilustra en la

Figura A6, donde el lado izquierdo es el dominio del tiempo y el derecho es el dominio de frecuencia correspondiente.

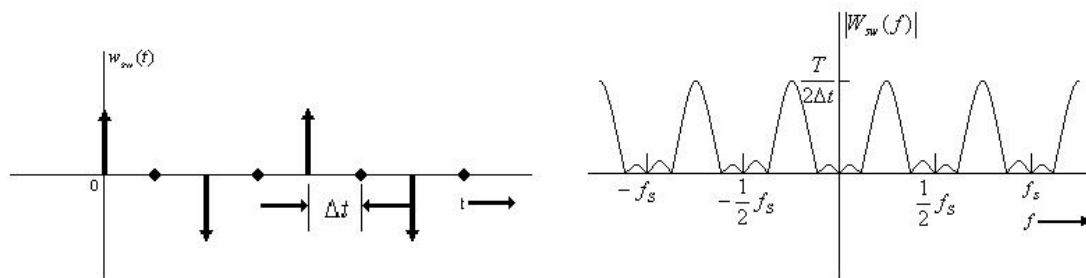
Figura A6. Comparación de espectros **CFT** y **DFT**



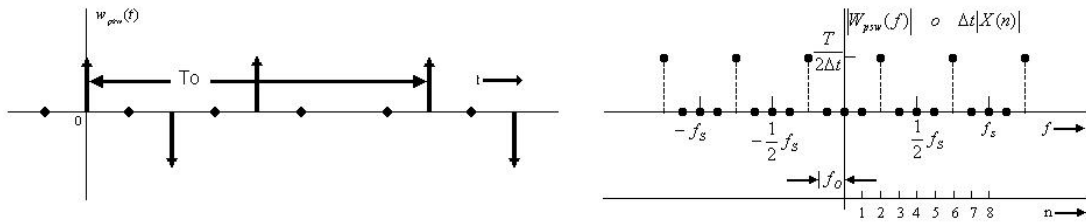
a) Forma de onda y su espectro



b) Forma de onda *ventaneada* y su espectro



c) Forma de onda *ventaneada* muestreada y su espectro (**$f_s=1/\Delta t$**)



d) Forma de onda *ventaneada* muestreada periódica y su espectro ($f_0=1/T$)

Fuente: COUCH II, León W. "Sistemas de Comunicación Digitales y Analógicos"

Supóngase que se va a evaluar la **CFT** de una forma de onda $w(t)$ con la **DFT**. Primero se trunca la forma de onda de tiempo en el intervalo $(0, T)$ de modo que se requiera solo un número finito de muestras, N . La forma de onda truncada, denotada por un subíndice w , es

$$w_w(t) = \begin{cases} w(t), & 0 \leq t \leq T \\ 0, & t \text{ en otra parte} \end{cases} = w(t) \Pi\left(\frac{t - (T/2)}{T}\right) \quad (\text{A24})$$

La transformada de Fourier de la forma de onda truncada es

$$W_w(f) = \int_{-\infty}^{\infty} w_w(t) e^{-j2\pi ft} dt = \int_0^T w(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (\text{A25})$$

A continuación se aproxima la **CFT** con una serie finita para representar la integral donde $t = k\Delta t$, $f = n/T$, $dt = \Delta t$ y $\Delta t = T/N$. En tal caso,

$$W_w(f) \Big|_{f=n/T} \approx \sum_{k=0}^{N-1} w(k\Delta t) e^{-j(2\pi/N)nk} \Delta t \quad (\text{A26})$$

Si se compara ésta con la ecuación A21, se obtiene la relación entre la **CFT** y la **DFT**:

$$W_w(f) \Big|_{f=n/T} \approx \Delta t X(n) \quad (\text{A27})$$

Donde $f = n/T$ y $\Delta t = T/N$. Los valores de muestreo utilizados en el cálculo de la **DFT** son $X[k]=w[k\Delta t]$, como se muestra en la parte izquierda de la Figura A6c. Asimismo, como $e^{j(2\pi/N)nk}$ de la ecuación A21 es periódico en k , es decir, se obtienen los mismos valores con $k = N, N + 1, \dots$, que con $k = 0, 1, \dots$. Entonces, $X[k]$ es periódica (aunque los programas de cómputo de **DFT** regresan sólo los primeros N valores puesto que los demás son sólo repeticiones). Otra manera de ver que la **DFT** (y la **IDFT**) son periódicas es reconocer que como se utilizan muestras, la transformada discreta es un ejemplo de muestreo por impulsos, y por tanto, el espectro debe ser periódico en torno a la frecuencia de muestreo, $f_s = 1/\Delta t = N/T$.

La figura A6 ilustra que si no se procede con cuidado, la **DFT** puede dar errores significativos cuando se utiliza para simular la **CFT**. Los errores se deben a varios factores que se categorizar en tres efectos básicos: *dispersión*, *solapamiento* y *resolución espectral*.

El primer efecto es debido al truncamiento en el dominio del tiempo. En el dominio de la frecuencia esto corresponde a convolucionar el espectro de la forma de onda no truncada con el espectro (transformada de Fourier) de la función de truncamiento. Esto ensancha el espectro de los componentes de frecuencia de $w(t)$, como se ilustra en la Figura A6b, y hace que cada componente de frecuencia se “disperse” hacia frecuencias adyacentes. La dispersión produce errores cuando la **DFT** se compara con la **CFT**. Este efecto se reduce incrementando el ancho de la ventana T o, de manera equivalente, incrementando N para un Δt dado. También se pueden usar forma de ventanas diferentes del rectángulo para reducir los lóbulos en el espectro de la función de ventana. Los grandes componentes

periódicos presentes en $w(t)$ provocan más dispersión, y si se sabe que estos componentes están presentes, se podrían eliminar antes de evaluar la **DFT** para reducir la dispersión.

El segundo efecto, como se vio anteriormente en el estudio de muestreo, se sabe que el espectro de una forma de onda muestreada consiste en replicar el espectro de la forma de onda no muestreada en torno a armónicos de la frecuencia de muestreo. Si $f_s \leq 2B$, donde $f_s = 1/\Delta t$ y B es el componente de frecuencia significativa más alta presente en la forma de onda no muestreada, ocurrirá la introducción de errores. Los errores introducidos disminuyen al utilizar una frecuencia de muestreo más alta o un filtro pasabajas de premuestreo. Obsérvese que el componente de frecuencia más alta que se puede evaluar con una **DFT** de N puntos es $f = f_s/2 = N/(2T)$.

El tercer tipo de error, la resolución espectral, ocurre porque la **DFT** de N puntos no puede resolver los componentes espectrales a un espaciamiento más estrecho que $\Delta f = 1/T$. Δf disminuye al incrementar T . Si la longitud de los datos se limita a T_0 segundos, donde $T_0 \leq T$, T se puede extender agregando puntos de muestreo de valor cero adicionales. Esto se llama *relleno de ceros* y reduce Δf para producir una mejor resolución espectral.

La computadora no puede calcular valores infinitos; por consiguiente, la **DFT** se aproximará a funciones delta Dirac mediante pulsos de amplitud finita. Sin embargo, los pesos de las funciones delta se calculan con exactitud con la **DFT** para evaluar los coeficientes de la serie de Fourier.

En suma, se deben recordar varios conceptos fundamentales al evaluar la **CFT** utilizando la **DFT**. En primer lugar, la forma de onda se trunca en un intervalo $(0, T)$ de modo que se obtiene un número de muestras finito. En segundo lugar, la **DFT** y la **IDFT** son periódicas con periodos $f_s = 1/\Delta t$ y T , respectivamente. Los parámetros Δt , T y N se seleccionan utilizando las siguientes consideraciones:

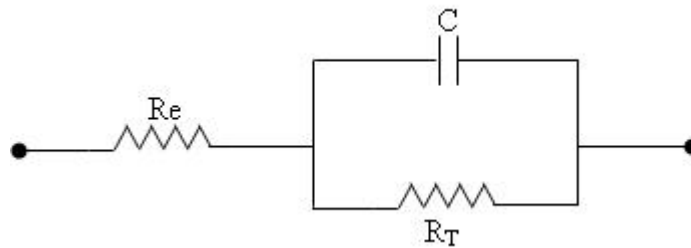
- Δt se selecciona de modo que satisfaga la condición de muestreo de Nyquist, $f_s = 1/\Delta t > 2B$, donde B es la frecuencia más alta en la forma de onda. Δt es el tiempo entre muestras y también se conoce como *tiempo de resolución*. Además, $t = k\Delta t$.
- T se selecciona para dar la *resolución de frecuencia* deseada, donde la resolución de frecuencia es $\Delta f = 1/T$. Además, $f = nT$.
- N es el número de puntos de datos y se determina mediante $N = T/\Delta t$.

N depende de los valores utilizados para Δt y T . El tiempo requerido para el cálculo se incrementa conforme aumenta N . Los algoritmos de la *transformada de Fourier rápida (FFT)* son maneras rápidas de calcular la **DFT**. El número de multiplicaciones complejas requerido para la **DFT** es N^2 , mientras que la **FFT** (con N seleccionada como potencia de 2) requiere sólo $(N/2)\log_2 N$ multiplicaciones complejas. Por tanto, la **FFT** proporciona un factor de mejora de $2N/(\log_2 N)$ cuando se compara con la **DFT**. La **DFT** de N puntos da los espectros de N frecuencias en el intervalo de frecuencia $(0, f_s)$ donde $f_s = 1/\Delta t = N/T$.

ANEXO B ANÁLISIS DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DE RANDLESS

Este anexo presenta la forma en que se obtienen las respuestas en el dominio del tiempo y de la frecuencia del circuito equivalente de *Randles* presentado en el Capítulo 2, el cual se muestra nuevamente en la siguiente figura:

Figura B1. Circuito Equivalente de *Randles*.

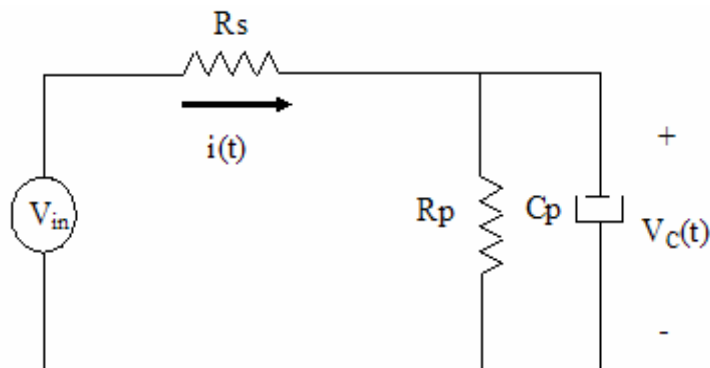


Fuente: BASTIDAS, J. M. “*Técnicas Electroquímicas de Corriente Alterna*”

B.1 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DEL TIEMPO

Al circuito de la figura B1 se le aplica una señal de entrada en función del tiempo (ver figura B2):

Figura B2. Análisis en el dominio del tiempo



Fuente: Autores del proyecto

Se plantea una ecuación de malla:

$$V_C(t) = V_i(t) - i(t)R_S \quad \text{(B1)}$$

Empleando la ecuación que define la corriente en un capacitor, se tiene:

$$V_i(t) = \left[\frac{R_S}{R_P} + 1 \right] V_C(t) + R_S C_P \frac{dV_C(t)}{dt} \quad \text{(B2)}$$

Sustituyendo la Ecuación B1 en la B2, se tiene:

$$V_i(t) = \left[\frac{R_S}{R_P} + 1 \right] [V_i(t) - i(t)R_S] + R_S C_P \left[\frac{dV_i(t)}{dt} - R_S \frac{di(t)}{dt} \right]$$

Agrupando términos,

$$V_i(t) \left[-\frac{R_S}{R_P} \right] - R_S C_P \frac{dV_i(t)}{dt} = -i(t) \left[\frac{R_S^2}{R_P} + R_S \right] - R_S^2 C_P \frac{di(t)}{dt}$$

Organizando la expresión anterior,

$$\frac{di(t)}{dt} + \frac{i(t)}{R_S^2 C_P} \left[\frac{R_S^2}{R_P} + R_S \right] = \frac{1}{R_S} \frac{dV_i(t)}{dt} + V_i(t) \left[\frac{1}{R_P R_S C_P} \right]$$

$$\frac{di(t)}{dt} + i(t) \left[\frac{1}{C_P R_P} + \frac{1}{R_S} \right] = \frac{1}{R_S} \frac{dV_i(t)}{dt} + V_i(t) \left[\frac{1}{R_P R_S C_P} \right]$$

Tomando,

$$\alpha = \frac{1}{C_p} \left[\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_s} \right] \qquad M(t) = \frac{1}{R_s} \frac{dV_i(t)}{dt} + V_i(t) \left[\frac{1}{R_p R_s C_p} \right]$$

Y si, $V_i(t) = A \text{Sen}(\omega t + \phi) \Rightarrow$

$$M(t) = \frac{A\omega}{R_s} \text{Cos}(\omega t + \phi) + \frac{A}{R_p R_s C_p} \text{Sen}(\omega t + \phi)$$

$$\Rightarrow \frac{di(t)}{dt} + \alpha i(t) = M(t)$$

Resolviendo la ecuación diferencial:

$$e^{\alpha t} \frac{di(t)}{dt} + e^{\alpha t} \alpha i(t) = e^{\alpha t} M(t)$$

$$\frac{d}{dt} (e^{\alpha t} i(t)) = e^{\alpha t} M(t) \Rightarrow e^{\alpha t} i(t) = \int e^{\alpha t} M(t) dt$$

Tomando la parte derecha de la igualdad se tiene:

$$\int e^{\alpha t} \left[\frac{A\omega}{R_s} \text{Cos}(\omega t + \phi) + \frac{A}{R_s R_p C_p} \text{Sen}(\omega t + \phi) \right] dt$$

Asumiendo $\phi=0 \rightarrow$

$$\frac{A\omega}{R_S} \int e^{\alpha t} \text{Cos}(\omega t + \phi) dt = \frac{A\omega}{R_S} \left[\frac{e^{\alpha t}}{\alpha^2 + \omega^2} (\alpha \text{Cos}(\omega t) + \omega \text{Sen}(\omega t)) + C_1 \right]$$

$$\frac{A}{R_S R_P C_P} \int e^{\alpha t} \text{Sen}(\omega t) dt = \frac{A}{R_S R_P C_P} \left[\frac{e^{\alpha t}}{\alpha^2 + \omega^2} (\alpha \text{Sen}(\omega t) - \omega \text{Cos}(\omega t)) + C_2 \right] \Rightarrow$$

$$e^{\alpha t} i(t) = \left[\frac{A\omega}{R_S} \left[\frac{\alpha e^{\alpha t}}{\alpha^2 + \omega^2} \right] - \frac{A\omega}{R_P R_S C_P} \left[\frac{e^{\alpha t}}{\alpha^2 + \omega^2} \right] \right] \text{Cos}(\omega t) +$$

$$\left[\frac{A\omega^2}{R_S} \left[\frac{e^{\alpha t}}{\alpha^2 + \omega^2} \right] + \frac{A\alpha}{R_P R_S C_P} \left[\frac{e^{\alpha t}}{\alpha^2 + \omega^2} \right] \right] \text{Sen}(\omega t) + C_3$$

$$i(t) = \frac{A}{R_S(\alpha^2 + \omega^2)} \left[\left[\omega\alpha - \frac{\omega}{R_P C_P} \right] \text{Cos}(\omega t) + \left[\omega^2 + \frac{\alpha}{R_P C_P} \right] \text{Sen}(\omega t) \right] + C_3 e^{-\alpha t} \quad \text{(B3)}$$

Para condiciones de reposos se tiene:

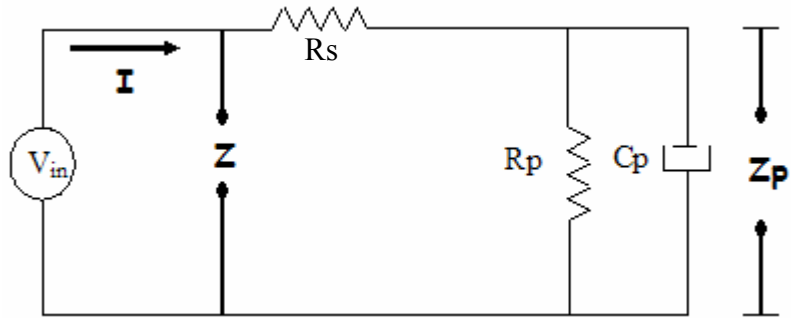
$$0 = \frac{A}{R_S(\alpha^2 + \omega^2)} \left[\left[\omega\alpha - \frac{\omega}{R_P C_P} \right] (1) + \left[\omega^2 + \frac{\alpha}{R_P C_P} \right] (0) \right] + C_3 (1) \Rightarrow$$

$$C_3 = \frac{A}{R_S(\alpha^2 + \omega^2)} \left[\left[\frac{\omega}{R_P C_P} - \omega\alpha \right] \right] \quad \text{(B4)}$$

B.2 ANÁLISIS EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

Para este dominio se hace el mismo análisis de circuito y se plantean las condiciones que se indican en la figura B3.

Figura B3. Análisis en el dominio de la frecuencia



Fuente: Autores del proyecto

Nuevamente, se plantea una ecuación de malla:

$$V_{in} = I(R_s + Z_p) \quad \text{(B5)}$$

Se encuentra la impedancia paralela:

$$Z_p = R_p // \left(\frac{1}{sC_p} \right) = \frac{R_p \left(\frac{1}{sC_p} \right)}{R_p + \left(\frac{1}{sC_p} \right)} = \frac{R_p}{C_p R_p s + 1}$$

Ahora se calcula la impedancia total:

$$Z = \frac{V_{in}}{I} = R_s + Z_p = R_s + \frac{R_p}{C_p R_p s + 1}$$

Reemplazando $s = j\omega$ se obtiene:

$$Z(j\omega) = \left(R_s + \frac{R_p}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} \right) - j \left(\frac{C_p R_p^2 \omega}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} \right) \quad \text{(B6)}$$

Separando las partes Real e imaginaria de la ecuación anterior se tiene:

$$Z' = \operatorname{Re}\{Z(j\omega)\} = R_s + \frac{R_p}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} \quad (\text{B7})$$

$$Z'' = \operatorname{Im}\{Z(j\omega)\} = \frac{-C_p R_p^2 \omega}{C_p^2 R_p^2 \omega^2 + 1} \quad (\text{B8})$$

Hallando el valor del capacitor de B7 se tiene:

$$C_p = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_p}{Z' - R_s} - 1\right)}}{\omega R_p} \quad (\text{B9})$$

B.3 SIMULACIÓN EN MATLAB

A continuación se muestra el programa que se elaboró para simular las condiciones antes mencionadas y como se indicaron en el capítulo 2.

```
disp('*****PROGRAMA SIMULACION *****');

%SIMULACION DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA CELDA
ELECTROQUIMICA
%MODELO DE Randles, Rs, Rp y Cp

close all
clc
clear all

%DEFINICION DE LOS PARAMETROS INICIALES

n=128;%NUMERO DE PUNTOS CON LOS QUE DESEA GENERAR LA SEÑAL
NT=1;%NUMERO DE PERIODOS QUE SE DESEAN GENERAR
A=0.020;%AMPLITUD DE LA SEÑAL DE ENTRADA
Rs=10;%VALOR DE LA RESISTENCIA DE POLARIZACION Rs (ohms)
```

```

Rp=100;%VALOR DE LA RESISTENCIA DE LA DOBLE CAPA Rp(ohms)
Cp=100e-6;%VALOR DEL CAPACITOR DE LA DOBLE CAPA Cp(Faradas)

%GENERACION DEL BARRIDO EN FRECUENCIA

k=.1;
z=k;
h=.8;
g=0;
    for id=1:6

        for f=k:z:h
            g=g+1;

%GENERACIÓN DEL VECTOR DE TIEMPO

t=linspace(0,NT*(1/f),n);

%GENERACIÓN DE LA SEÑAL DE TENSION

Vin=A*sin(2*pi*f*t);
a=(1/Cp)*((1/Rp)+(1/Rs));

%GENERACIÓN DE LA SEÑAL DE CORRIENTE

it=A/(Rs*(a^2+(2*pi*f)^2))*((2*pi*f*a-
(2*pi*f)/(Rp*Cp))*cos(2*pi*f*t)+((2*pi*f)^2+a/(Rp*Cp))*sin(2*
pi*f*t));

%VISUALIZACION DE LAS SEÑALES GENERADAS

subplot(2,1,1)
plot(t,Vin)
grid on
title('TENSION DE ENTRADA')
xlabel('Tiempo(s)')
ylabel('Voltaje(V)')
subplot(2,1,2)
plot(t,it)
grid on
title('CORRIENTE DE LA CELDA')
xlabel('Tiempo(s)')
ylabel('Corriente(A)')

%CALCULO DE LA DTF

```

```

Tv=fft(Vin);
Ti=fft(it);

%DETECCION DEL MAYOR COEFICIENTE DTF

[v,i]=sort(Tv);
v(n);
i(n);
[v2,i2]=sort(Ti);
v2(n);
i2(n);
Tz=v(n)/v2(n);
Mag=abs(Tz);
Fase=(angle(Tz))*180/pi;
Tzc(g)=Tz;
Frec(g)=f;
end
k=k*10;
    z=z*10;
    h=h*10;
end

%ANALISIS GRAFICO

q=real(Tzc);
p=imag(Tzc);
[Val,Pos]=sort(p);
ind=Pos(48);
Frec(ind);
figure
plot(q,p)
grid on
title('ANALISIS EN FRECUENCIA: DIAGRAMA DE NYQUIST');
xlabel('Real(Z) [Ohm]');
ylabel('Imag(Z) [Ohm]');
figure
mag=10*log10(abs(Tzc));
angulo=(180/pi)*angle(Tzc);
subplot(2,1,1)
semilogx(Frec,mag)
title('ANALISIS EN FRECUENCIA: DIAGRAMAS DE BODE');
ylabel('Magnitud(Z) [dB]');
xlabel('Frecuencia [Hz]');
grid on
subplot(2,1,2)

```

```

semilogx(Frec,angulo)
ylabel('Fase(Z) [Grados]');
xlabel('Frecuencia [Hz]');
grid on

%IMPLEMENTACION DE LA REGRESION CIRCULAR

%DEFINICION INICIAL DE VECTORES Y ACUMULADORES
x=q;
y=p;
x1=0;
x2=0;
x3=0;
y2=0;
x1y2=0;
n=length(x);

for i=1:n
    x1=x1+x(i);
    x2=x2+x(i).^2;
    x3=x3+x(i).^3;
    y2=y2+y(i).^2;
    x1y2=x1y2+x(i).*y(i)^2;
end

%CALCULO DEL RADIO [R] Y EL CENTRO [h] DE ACUERDO CON LA
REGRESION CIRCULAR
%DE MINIMOS CUADRADOS

h=vpa((x3+x1y2-(1/n)*x1*(x2+y2))/(2*(x2-(1/n)*x1^2)),6)

R=vpa(sqrt(h^2-(2/n)*x1*h+(1/n)*(x2+y2)),6)

o=sym('o');
p=sym('p');
disp(' LA ECUACION DE LA CIRCUNFERENCIA ES = ');
subs('y^2+(x-o)^2=p^2',{o,p},{h,R})

t1=vpa(-abs(-h+R));
t2=vpa(2*R+abs(h-R));
t3=vpa(-0.01*R);
t4=vpa(1.5*R);
f=subs('y=sqrt(p^2-(x-o)^2',{o,p},{h,R});
figure

```

```
ezplot(f,[double(sym(t1)),double(sym(t2))],[double(sym(t3)),d  
ouble(sym(t4))]);hold on;  
title('ANALISIS DE REGRESION CIRCULAR');  
xlabel('Real(Z) [Ohm]');  
ylabel('Imag(Z) [Ohm]');  
plot(x,y,'ro'); hold off;  
grid on
```

ANEXO C AJUSTE DE DATOS

En este anexo se indica la forma en que obtienen las diferentes expresiones mostradas en el capítulo 2 para realizar el ajuste a los datos que se obtienen en el momento de una adquisición en particular. Para ello se basa fuertemente en las referencias [1] y [4].

C.1 REGRESIÓN SENOIDAL⁵

Para determinar la regresión Senoidal se toman **X** y **Y** de la siguiente forma:

$$x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_i, \dots, x_n];$$

$$y = [y_1, y_2, y_3, \dots, y_i, \dots, y_n];$$

Se plantea la siguiente ecuación:

$$\bar{y} = Bc \cdot \text{Cos}(\omega_0 x) + Bs \cdot \text{Sen}(\omega_0 x) \quad \text{(C1)}$$

Se plantea un problema de optimización:

$$e = \sum_{i=1}^n [y_i - Bc \cdot \text{Cos}(\omega_0 x_i) + Bs \cdot \text{Sen}(\omega_0 x_i)]^2$$

Ahora, se deriva **e** con respecto a **Bc**:

$$\frac{\partial e}{\partial Bc} = \sum_{i=1}^n 2[y_i - Bc \cdot \text{Cos}(\omega_0 x_i) - Bs \cdot \text{Sen}(\omega_0 x_i)] \cdot [-\text{Cos}(\omega_0 x_i)] = 0$$

⁵ Tomado de la Referencia Bibliográfica [1]

Organizando el resultado anterior, se llega a

$$\frac{\partial e}{\partial Bc} = \sum_{i=1}^n [y_i \cdot \text{Cos}(\omega_o x_i) - Bc \cdot \text{Cos}^2(\omega_o x_i) - Bs \cdot \text{Sen}(\omega_o x_i) \cdot \text{Cos}(\omega_o x_i)] = 0$$

Ahora, se deriva **e** con respecto a **Bs**:

$$\frac{\partial e}{\partial Bs} = \sum_{i=1}^n 2[y_i - Bc \cdot \text{Cos}(\omega_o x_i) - Bs \cdot \text{Sen}(\omega_o x_i)] \cdot [-\text{Sen}(\omega_o x_i)] = 0$$

Expandiendo la ecuación anterior, se tiene:

$$\frac{\partial e}{\partial Bs} = \sum_{i=1}^n [y_i \cdot \text{Sen}(\omega_o x_i) - Bc \cdot \text{Sen}(\omega_o x_i) \cdot \text{Cos}(\omega_o x_i) - Bs \cdot \text{Sen}^2(\omega_o x_i)] = 0$$

Aplicando propiedades de las sumatorias, se llega a:

$$Bc \sum_{i=1}^n \text{Cos}^2(\omega_o x_i) + Bs \cdot \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_o x_i) = \sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Cos}(\omega_o x_i)$$

Organizando y agrupando términos, se llega a una expresión más sencilla:

$$Bc \cdot \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_o x_i) + Bs \sum_{i=1}^n \text{Sen}^2(\omega_o x_i) + \sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Sen}(\omega_o x_i)$$

Despejando **Bc** de la ecuación anterior, se obtiene:

$$Bc = \frac{\left\{ \left(\sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Cos}(\omega_o x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}^2(\omega_o x_i) \right) - \left(\sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Sen}(\omega_o x_i) \right) \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_o x_i) \right) \right\}}{\left\{ \left(\sum_{i=1}^n \text{Cos}^2(\omega_o x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}^2(\omega_o x_i) \right) - \frac{1}{4} \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_o x_i) \right)^2 \right\}} \quad \text{(C2)}$$

De igual forma que **Bc**, para **Bs** se aplican las mismas propiedades de sumatorias, llegando al siguiente resultado:

$$B_s = \frac{\left\{ \left(\sum_{i=1}^n \cos^2(\omega_0 x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Sen}(\omega_0 x_i) \right) - \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_0 x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n y_i \cdot \text{Cos}(\omega_0 x_i) \right) \right\}}{\left\{ \left(\sum_{i=1}^n \cos^2(\omega_0 x_i) \right) \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}^2(\omega_0 x_i) \right) - \frac{1}{4} \left(\sum_{i=1}^n \text{Sen}(2\omega_0 x_i) \right)^2 \right\}} \quad \text{(C3)}$$

C.2 REGRESIÓN CIRCULAR⁶

La regresión circular se determina partiendo de la ecuación para una circunferencia, siendo **X** y **Y** de la siguiente forma:

$$x = [x_1, x_2, x_3, \dots, x_i, \dots, x_n]$$

$$y = [y_1, y_2, y_3, \dots, y_i, \dots, y_n]$$

La ecuación de una circunferencia con centro en **c(h,0)** y radio **R** es de la forma:

$$y^2 + (x_i - h)^2 = R^2 \quad \text{ó} \quad y^2 = R^2 - (x_i - h)^2$$

Se plantea un problema de optimización:

$$\text{Minimizando } e = \sum_{i=1}^n (y^2 - y_i^2)^2 \left| \begin{array}{l} \text{Error en el cuadrado} \\ \text{de la variable vertical} \end{array} \right.$$

Reemplazando términos se obtiene:

$$e = \sum_{i=1}^n [R^2 - (x_i - h)^2 - y_i^2]^2$$

⁶ Tomado de la Referencia Bibliográfica [4]

Derivando e con respecto a R

$$\frac{\partial e}{\partial R} = \sum_{i=1}^n 2[R^2 - (x_i - h)^2 - y_i^2] \cdot 2 \cdot R = 0$$

Aplicando propiedades de las sumatorias, se obtiene:

$$n \cdot R^2 - \sum_{i=1}^n (x_i^2 - 2 \cdot x_i \cdot h + h^2) - \sum_{i=1}^n y_i^2 = 0$$

Procesando y aplicando propiedades, se llega a:

$$n \cdot R^2 + 2 \cdot h \cdot \sum_{i=1}^n x_i - n \cdot h^2 = \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \quad (\text{C4})$$

Ahora, se deriva e con respecto a h :

$$\frac{\partial e}{\partial h} = \sum_{i=1}^n 2[R^2 - (x_i - h)^2 - y_i^2] \cdot 2 \cdot (x_i - h) = 0$$

$$\sum_{i=1}^n [R^2 - x_i^2 + 2 \cdot h \cdot x_i - h^2 - y_i^2] (x_i - h) = 0$$

Multiplicando término a término, se obtiene:

$$\begin{aligned} R^2 \sum_{i=1}^n x_i - \sum_{i=1}^n x_i^3 + 2 \cdot h \sum_{i=1}^n x_i^2 - h^2 \sum_{i=1}^n x_i - \sum_{i=1}^n x_i \cdot y_i^2 - n \cdot h \cdot R^2 \\ + h \sum_{i=1}^n x_i^2 - 2 \cdot h^2 \sum_{i=1}^n x_i + n \cdot h^3 + h \sum_{i=1}^n y_i^2 = 0 \end{aligned}$$

Organizando la ecuación anterior, se tiene:

$$R^2 \sum_{i=1}^n x_i - \sum_{i=1}^n x_i^3 + 3 \cdot h \sum_{i=1}^n x_i^2 - 3 \cdot h^2 \sum_{i=1}^n x_i + n \cdot h^3 - \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 - n \cdot h \cdot R^2 + h \sum_{i=1}^n y_i^2 = 0$$

Agrupando términos se llega a:

$$R^2 \left\{ \sum_{i=1}^n x_i - n \cdot h \right\} + h \left\{ 3 \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right\} - h^2 \left\{ 3 \sum_{i=1}^n x_i \right\} + h^3 \cdot n = \sum_{i=1}^n x_i^3 + \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 \quad (\text{C5})$$

Organizando el resultado anterior, se tiene:

$$R^2 \left(\sum_{i=1}^n x_i \right) - n \cdot h \cdot R^2 + h \cdot \left\{ 3 \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right\} - h^2 \cdot \left\{ 3 \sum_{i=1}^n x_i \right\} + n \cdot h^3 - \sum_{i=1}^n x_i^3 - \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 = 0$$

Ahora, despejando R^2 de la ecuación C4:

$$R^2 = h^2 - h \cdot \left(\frac{2}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right) + \frac{1}{n} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right\} \quad (\text{C6})$$

Reemplazando la Ecuación C6 en la Ecuación C5 se tiene:

$$\begin{aligned}
& h^2 \cdot \left(\sum_{i=1}^n x_i \right) - h \cdot \left[\frac{2}{n} \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2 \right] + \left[\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right] \left[\sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right] - n \cdot h^3 + h^2 \cdot \left(2 \sum_{i=1}^n x_i \right) \\
& - h \cdot \left\{ \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right\} + h \cdot \left\{ 3 \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right\} - h^2 \cdot \left\{ 3 \sum_{i=1}^n x_i \right\} + n \cdot h^3 \\
& - \sum_{i=1}^n x_i^3 - \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 = 0
\end{aligned}$$

Después de varias manipulaciones matemáticas se obtiene el siguiente resultado:

$$h \cdot \left\{ 2 \sum_{i=1}^n x_i^2 - \frac{2}{n} \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2 \right\} = - \left\{ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right\} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right\} + \sum_{i=1}^n x_i^3 + \sum_{i=1}^n x_i y_i^2$$

Finalmente, se despeja **h**:

$$h = \frac{\sum_{i=1}^n x_i^3 + \sum_{i=1}^n x_i y_i^2 - \left\{ \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \right\} \cdot \left\{ \sum_{i=1}^n x_i^2 + \sum_{i=1}^n y_i^2 \right\}}{2 \sum_{i=1}^n x_i^2 - \frac{2}{n} \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2} \quad \text{(C7)}$$

Se llega de esta forma, con las ecuaciones C6 y C7, a la solución de la ecuación de la circunferencia con centro en **c(h,0)** y radio **R**.

ANEXO D TARJETA DE ADQUISICION DE DATOS PCI-1200⁷

La **PCI-1200** es una tarjeta de bajo costo (descontinuada actualmente), alto desempeño multifuncional análogo, digital y de temporización para buses PCI de computadores personales. Posee ocho canales de entrada analógicos que se pueden configurar como ocho entradas simples o como cuatro diferenciales; un conversor ADC de aproximaciones sucesivas de 12 bits; dos canales de salida con conversores DAC de 12 bits; 24 líneas digitales I/O con compatibilidad TTL y tres Timers/Contadores de 16 bits para temporizaciones I/O. La **PCI-1200** es un miembro de la serie de tarjetas de expansión PCI de *National Instruments* para buses de computador PCI.

D.1 SOFTWARE PROGRAMADOR

Existen varias opciones para programar el hardware de Adquisición de Datos de *National Instruments* (**NI-DAQ**, por su sigla en inglés *National Instruments Data Acquisition*), entre los cuales se encuentran **LABVIEW**, LabWindows/CVI, Component Works, Virtual Bench, entre otros.

La **PCI-1200** es completamente configurable por *software*, posee una dirección de memoria base (Base Memory Address) y un nivel de interrupción (Interrupt Level) que son automáticamente asignadas por el sistema una vez se instala el dispositivo.

D.2 CONFIGURACIÓN ANALÓGICA I/O

La tabla D1 muestra las configuraciones para las entradas y/o salidas analógicas disponibles con la **PCI-1200**.

⁷ Este anexo es una adaptación en Español de la Referencia Bibliográfica [6]

Tabla D1 Parámetros de los canales de E/S analógicos.

PARAMETRO	CONFIGURACION
Polaridad de la salida analógica CH0	Bipolar → ±5 V (condición <i>reset</i>) Unipolar → 0 a 10 V
Polaridad de la salida analógica CH1	Bipolar → ±5 V (condición <i>reset</i>) Unipolar → 0 a 10 V
Polaridad de las entradas analógicas	Bipolar → ±5 V (condición <i>reset</i>) Unipolar → 0 a 10 V
Modo de las entradas analógicas	Sencilla Referenciada (RSE) (condición <i>reset</i>) Sencilla No Referenciada (NRSE) Diferencial (DIFF)

Fuente: **PCI-1200 User Manual**

Tanto los circuitos de salida como los de entrada analógica son configurables por *software*.

La **PCI-1200** posee tres modos diferentes de entrada, los cuales se describen en la tabla D2.

Tabla D2 Modos de entrada analógica para la **PCI-1200**

MODOS DE ENTARADA ANALÓGICA	DESCRIPCIÓN
RSE	El modo RSE provee ocho entradas sencillas con la entrada negativa del amplificador de instrumentación referenciada a la tierra análoga (condición <i>reset</i>).
NRSE	El modo NRSE provee ocho entradas sencillas con la entrada negativa del amplificador de instrumentación atada a AISENSE/AIGND y no conectada a tierra.
DIFF	El modo DIFF provee cuatro entradas diferenciales con la entrada positiva del amplificador de instrumentación atada a los canales 0,2,4 o 6 y la

	negativa a los canales 1,3,5 o 7 respectivamente, quedando de esta manera parejas de canales (0,1),(2,3),(4,5) o (6,7)
--	--

Fuente: **PCI-1200 User Manual**

D.3 CONEXIONES DE SEÑAL

La figura D1 muestra la asignación de pines para el conector *I/O* de la **PCI-1200**

Figura D1 Distribución de pines del conector de E/S de la **PCI-1200**

ACH0	1	2	ACH1
ACH2	3	4	ACH3
ACH4	5	6	ACH5
ACH6	7	8	ACH7
AISENSE/AIGND	9	10	DAC0OUT
AGND	11	12	DAC1OUT
DGND	13	14	PA0
PA1	15	16	PA2
PA3	17	18	PA4
PA5	19	20	PA6
PA7	21	22	PB0
PB1	23	24	PB2
PB3	25	26	PB4
PB5	27	28	PB6
PB7	29	30	PC0
PC1	31	32	PC2
PC3	33	34	PC4
PC5	35	36	PC6
PC7	37	38	EXTTRIG
EXTUPDATE*	39	40	EXTCONV*
OUTB0	41	42	GATB0
OUTB1	43	44	GATB1
CLKB1	45	46	OUTB2
GATB2	47	48	CLKB2
+5 V	49	50	DGND

Fuente: **PCI-1200 User Manual**

La tabla D3 muestra los pines del conector *I/O* de la **PCI-1200** por número de pin y proporciona el nombre de señal y su descripción.

Tabla D3 Descripción de los pines de señal *E/S* de la **PCI-1200**

PIN	NOMBRE DE LA SEÑAL	DIRECCIÓN	REFERENCIA	DESCRIPCIÓN
1-8	ACH<7..0>	AI	AGND	Canales de entrada analógica del 0 al 7
9	AISENSE/AIGND	I/O	AGND	Sense / Tierra de entradas análogas. Se conecta con AGND en el modo RSE, sense de las entradas análogas en el modo NRSE.
10	DAC0OUT	AO	AGND	Salida del convertor digital analógico 0.
11	AGND	N/A	N/A	Tierra analógica, referencia para los voltajes de salida analógicos.
12	DAC1OUT	AO	AGND	Salida del convertor digital analógico 1.
13,50	DGND	N/A	N/A	Tierra Digital. Referencia para la señales digitales
14-21	PA<7..0>	DIO	AGND	Líneas de datos bidireccionales para el puerto A. PA7 es el MSB y PA0 es el LSB.
22-29	PB<7..0>	DIO	AGND	Líneas de datos bidireccionales para el puerto B. PB7 es el MSB y PB0 es el LSB.
30-37	PC<7..0>	DIO	AGND	Líneas de datos bidireccionales para el puerto C. PC7 es el MSB y PC0 es el LSB.
38	EXTTRIG	DI	DGND	Disparo externo. Señal de control externa para disparar la operación de la DAQ
39	EXTUPDATE*	DI	DGND	Actualización externa. Señal externa de control para la actualización de las salidas de los DAC.
40	EXTCONV*	DIO	DGND	Conversión externa—Señal de control externa para el tiempo de conversión A/D (DI) o salida de la señal interna SCANCLK (DO).
41	OUTB0	DO	DGND	Salida de B0. Señal digital de salida del contador B0.
42	GATB0	DI	DGND	Gate B0—Señal Externa de Control para el disparo del contador B0.

43	OUTB1	DIO	DGND	Salida de B1. Señal digital de salida del contador B1(DO). Señal externa de control para contabilizar un intervalo de scan (DI).
44	GATB1	DI	DGND	Gate B1—Señal Externa de Control para el disparo del contador B0.
45	CLKB1	DI	DGND	Reloj de B1. Señal de reloj externa de control del contador.
46	OUTB2	DIO	DGND	Salida de B2. Señal digital de salida del contador B2(DO). Señal externa de control para contabilizar un intervalo de scan (DI).
47	GATB2	DI	DGND	Gate B2—Señal Externa de Control para el disparo del contador B2.
48	CLKB2	DI	DGND	Reloj de B2. Señal de reloj externa de control del contador.
49	+5 V	DO	DGND	+5 Voltios. Para alimentación de circuitos externos, con capacidad de 1 A.
* Indica que las señales son activas en nivel bajo .				
AI = Entrada analógica DI = Entrada digital DIO = Entrada / Salida digital AO =Salida analógica DO = Salida digital N/A = No aplicable				

Fuente: **PCI-1200 User Manual**

Conexiones de señal de entrada analógica. La **PCI-1200** proporciona una ganancia a las señales de entrada analógicas, haciendo que los rangos de entrada varíen según la ganancia programada. La tabla D4 muestra estas variaciones para los modos bipolar u unipolar respectivamente.

Tabla D4 Relación entre las señales de entrada analógicas y el factor de ganancia.

FACTOR DE GANANCIA	RANGO DE LA SEÑAL DE ENTRADA (Bipolar)	RANGO DE LA SEÑAL DE ENTRADA (Unipolar)
1	-5,0 a 4,99756 V	0 a 9,99756 V
2	-2,5 a 2,49878 V	0 a 4,99878 V
5	-1,0 a 0,99951 V	0 a 1,99951 V
10	-500 a 499,756 mV	0 a 999,756 mV
20	-250 a 249,877 mV	0 a 499,877 mV
50	-100 a 99,951 mV	0 a 199,951 mV
100	-50 a 49,975 mV	0 a 99,975 mV

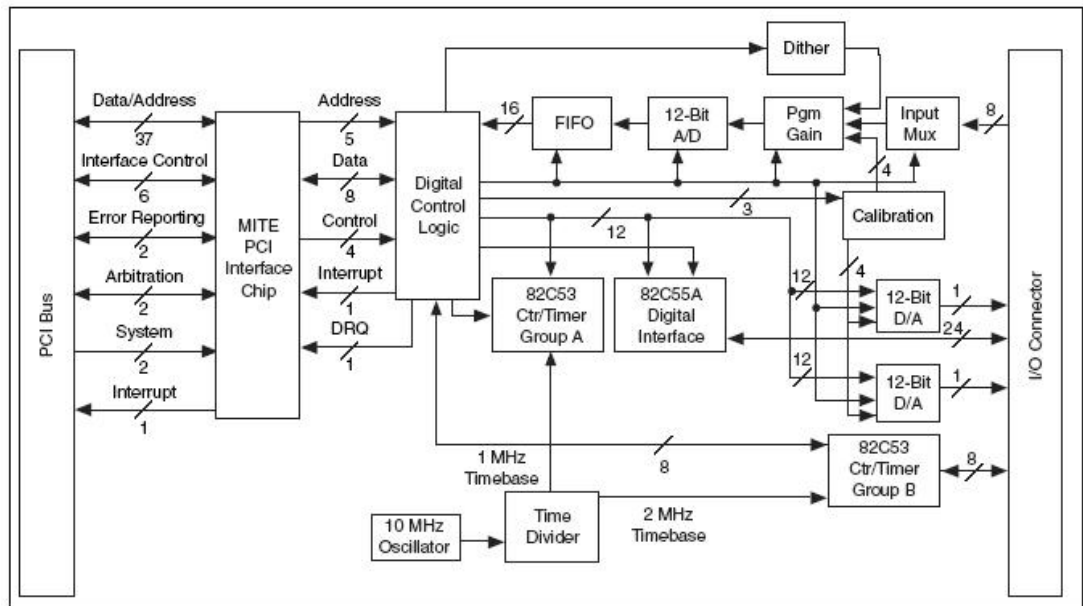
Fuente: **PCI-1200 User Manual**

Conexiones de señales digitales I/O. Los pines 13 a 37 del conector I/O son pines de señal digital. La I/O digital en la **PCI-1200** emplea el circuito integrado **82C55A**, el cual es una interfaz periférica de propósito general que contiene 24 pines de entrada y/o salida programables.

D.4 TEORIA DE OPERACIÓN

El diagrama de bloques de la Figura D3 proporciona una presentación global de la tarjeta **PCI-1200**.

Figura D3 Diagrama de bloques de la **PCI-1200**



Fuente: **PCI-1200 User Manual**

Los principales componentes de la **PCI-1200** son los siguientes:

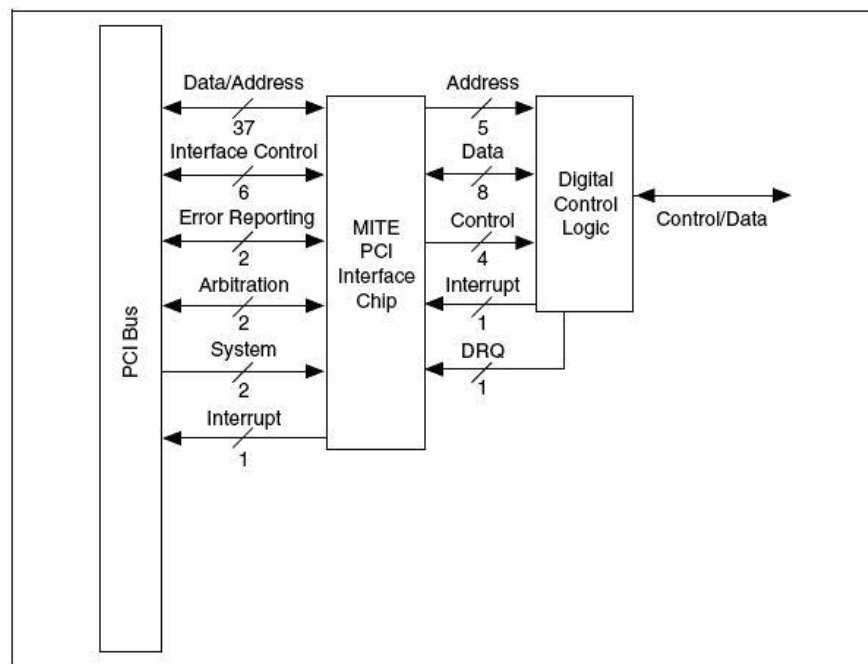
- Circuitos de interfaz PCI MITE
- Circuitos de temporización
- Circuitos para entradas analógicas
- Circuitos para salidas analógicas
- Circuitos para entradas/salidas (I/O) Digitales
- Circuitos de calibración

Un *bus* interno de datos y otro de control interconectan estos componentes.

Circuitos de interfaz PCI. Los circuitos de interfaz de la **PCI-1200** consisten en un chip de interfaz **MITE** y un chip de control lógico. El chip de interfaz **PCI MITE** provee de un mecanismo a la **PCI-1200** para comunicarse con el bus **PCI**. Es un *Circuito Integrado de Aplicación Específica (ASIC)* diseñado específicamente por **National Instruments** para adquisición de datos. El chip de Control Lógico conecta el chip de interfaz **PCI MITE** con el resto de la tarjeta. La **PCI-1200** es

compatible con las especificaciones del *bus* local **PCI**, por lo tanto, la dirección de Memoria Base y el Nivel de Interrupción para la tarjeta están almacenados dentro del chip de interfaz **PCI MITE** cuando se enciende. El bus **PCI** es capaz de hacer transferencias de 8, 16 y 32 bits, pero la **PCI-1200** usa solamente transferencias de 8 bits. El diagrama funcional del circuito de interfaz **PCI** se muestra en la figura D4.

Figura D4 Circuitos de interfaz **PCI**.



Fuente: **PCI-1200 User Manual**

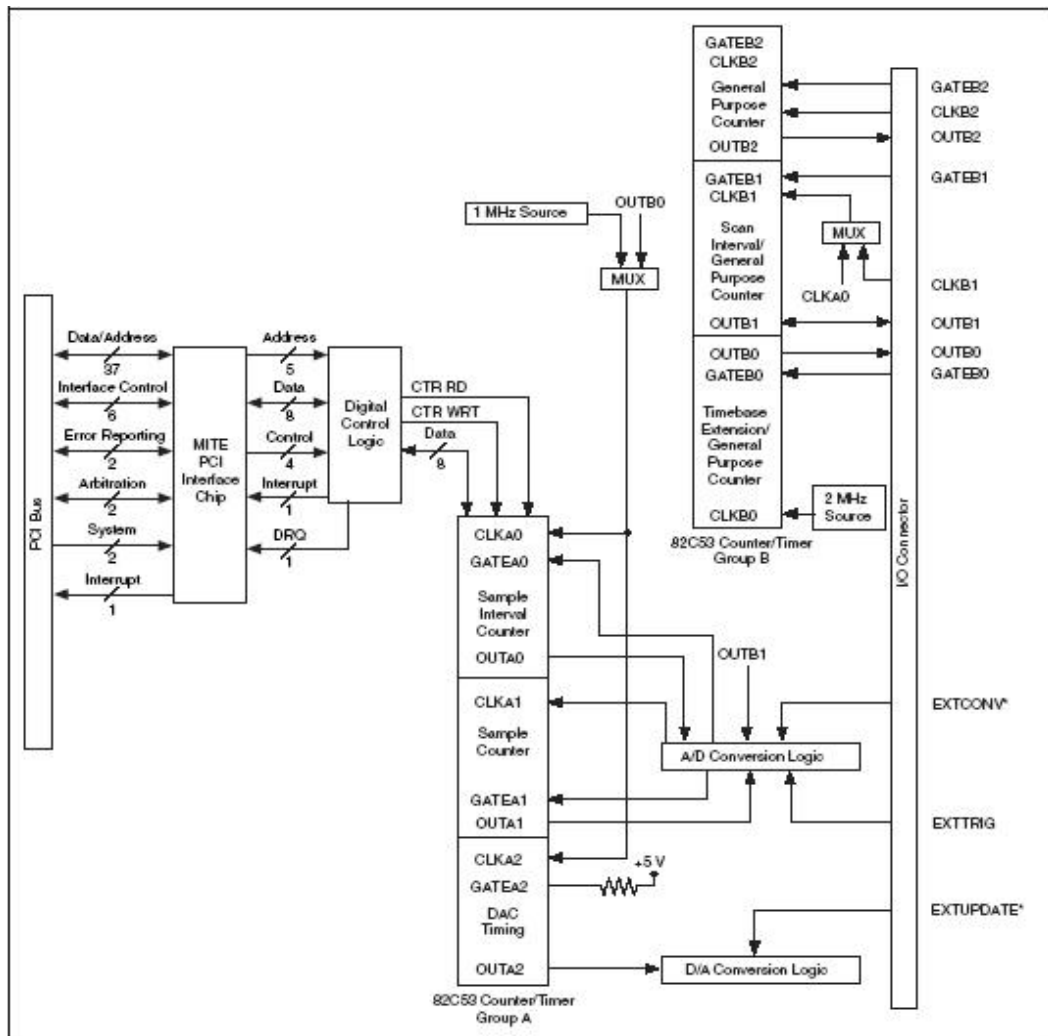
La **PCI-1200** genera una interrupción si alguno de los siguientes cinco casos (cada una de las interrupciones es establecida y borrada de forma individual):

- Cuando una simple conversión **A/D** puede ser leída de la memoria **A/D FIFO**.
- Cuando la memoria **A/D FIFO** esta completamente llena.
- Cuando se completa una operación **DAQ** (*Data Acquisition*).

- Cuando los circuitos *I/O* digitales generan una interrupción.
- Cuando una señal de desbordamiento es detectada en la señal de actualización del *DAC*.

Temporización. La *PCI-1200* usa dos circuitos integrados contadores/temporizadores *82C53* para las temporizaciones internas de *DAQ* y *DAC* y para funciones de temporización *I/O* de propósito general. La Figura D5 muestra el diagrama de bloques de los dos grupos de circuitos temporizadores.

Figura D5 Circuito de temporización.

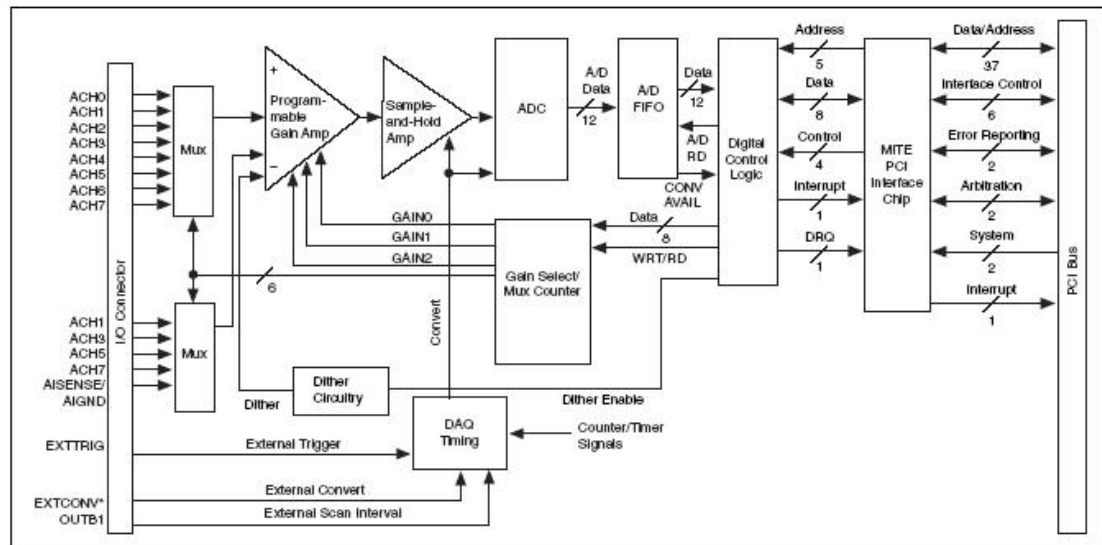


Fuente: *PCI-1200 User Manual*

Cada **82C53** contiene tres contadores/temporizadores independientes de 16 bits y un modo de registro de 8 bits. Cada contador tiene un pin de entrada de reloj **CLK**, un pin de entrada de compuerta **GATE** y un pin de salida **OUT**. Se pueden programar los seis contadores/temporizadores en diversos modos útiles de temporización.

Entrada analógicas. La **PCI-1200** tiene ocho canales para entradas analógicas con ganancias programables por *software* y conversión **A/D** de 12 *bits*. La **PCI-1200** también contiene circuitos de temporización **DAQ** para temporización automática de múltiples conversiones **A/D** e incluye opciones avanzadas como disparo externo (External Triggering), *gating* y conteo. La Figura D6 muestra el diagrama de bloques de los circuitos para entradas análogas.

Figura D6 Circuitos de entrada Analógica.



Fuente: **PCI-1200 User Manual**

Los circuitos de entradas analógicas consisten en dos multiplexores de entrada analógicas, circuitos seleccionadores de multiplexor (mux) contador/ganancia, una amplificador de ganancia programable por software, un conversor **ADC** de 12 bits y una memoria **FIFO (FIRST IN FIRST OUT)** de 16 bits.

Uno de los multiplexores de entrada tiene ocho canales de entrada analógica (canales 0 a 7). El otro multiplexor está conectado a los canales 1, 3, 5 y 7 para el modo de entrada diferencial. La **PCI-1200** usa aproximaciones sucesivas de 12 bits para las conversiones **A/D**. En cuanto a las operaciones **DAQ** se tienen tres modos: Modo de adquisición controlada, modo de adquisición continuo y modo de adquisición con intervalos de escanéo.

La **PCI-1200** trabaja con diferentes ratas de muestreo según el factor de ganancia y el modo de adquisición con el que se programe. Estas variaciones se ilustran en la tabla D5.

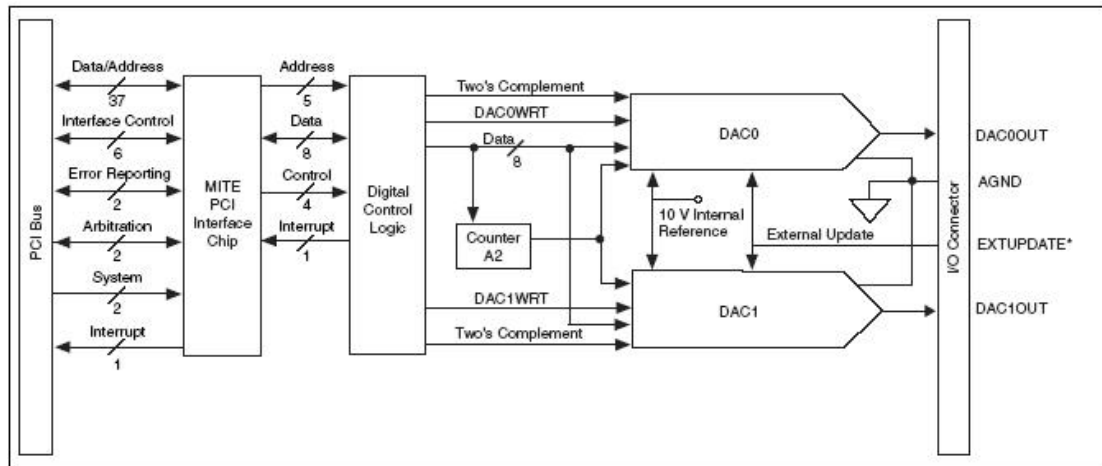
Tabla D5 Tasas de muestreo máximas recomendadas.

MODO DE ADQUISICION	GANANCIA	RATA DE MUESTREO
Canal Simple	1,2,5,10,20,50,100	100 KS/s
Multicanal	1	100 KS/s
	2,5,10	77 KS/s
	20	66.6 KS/s
	50	37 KS/s
	100	16.6 KS/s

Fuente: **PCI-1200 User Manual**

Salida analógica. La **PCI-1200** tiene dos canales de salida de 12 bits **D/A**. Cada canal de salida analógica puede proveer una salida bipolar o unipolar. También contiene circuitos de temporización para generación de formas de onda. La Figura D7 muestra los circuitos de salida analógica.

Figura D7 Circuitos de salida analógica

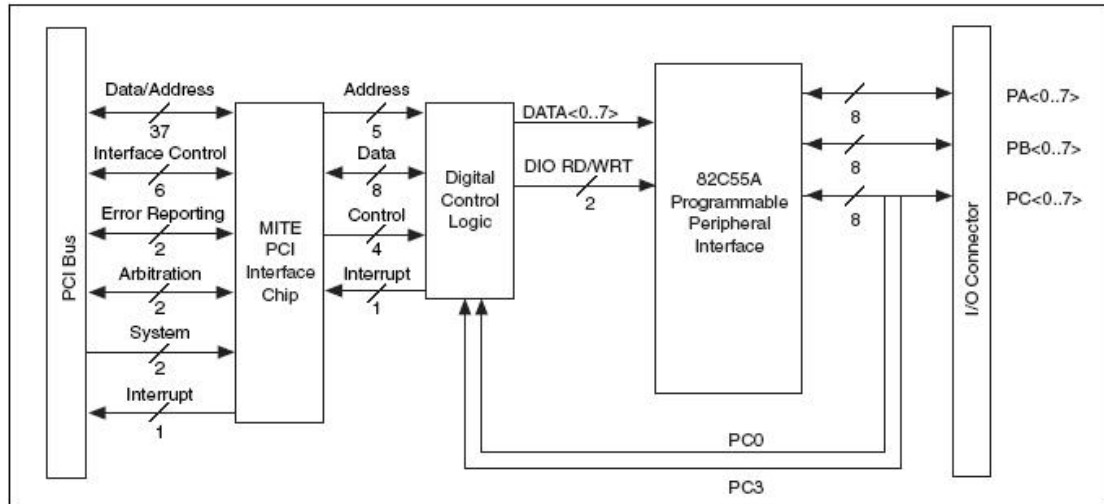


Fuente: *PCI-1200 User Manual*

Cada canal de salida analógica contiene un convertor **DAC** de 12 bits. El convertor **DAC** en cada canal de salida analógica genera una tensión proporcional a la referencia interna de 10 volts multiplicada por el código digital de 12 *bits* cargado en el **DAC**. La tensión de salida de los dos **DACs** está disponible en los pines **DAC0OUT** y **DAC1OUT**.

Entrada/Salida (I/O) Digital. El circuito de entrada/salida (**I/O**) es un circuito integrado **82C55A**. Este es una interfaz periférica programable de propósito general que contiene 24 pines **I/O** programables. Estos pines representan los tres puertos **I/O** de 8 bits (**A**, **B** y **C**) del **82C55A**, que corresponden a los puertos PA<0..7>, PB<0..7> y PC<0..7> del conector de la tarjeta. La Figura D8 muestra los circuitos digitales **I/O** de la **PCI-1200**.

Figura D8 Circuitos de *E/S* digital.



Fuente: *PCI-1200 User Manual*

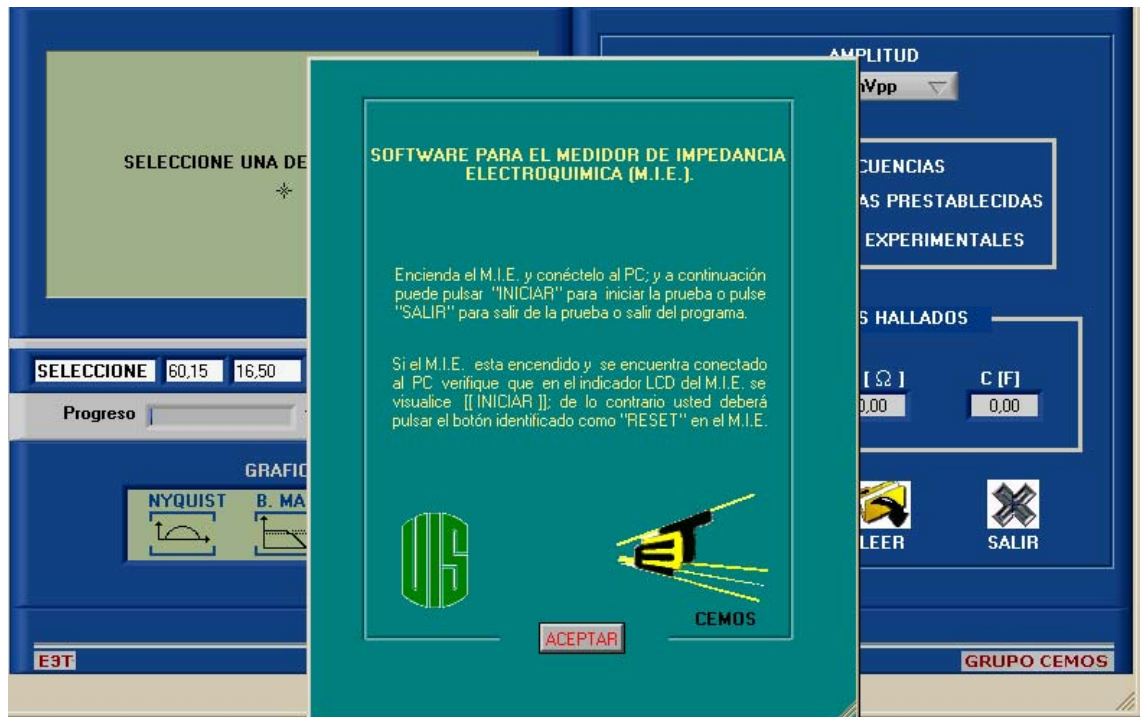
Los tres puertos del **82C55A** tienen compatibilidad TTL. Cuando se trabaja con ellos, admiten y entregan una corriente de 2,5 mA en cada línea digital y cuando no están funcionando cada línea es una entrada de alta impedancia.

ANEXO E MANUAL DE USUARIO *SIME*

SIME (*Software para Impedancias Electroquímicas*) es un programa desarrollado en *LabVIEW* que permite adquirir las señales de tensión y corriente provenientes del *MIE* (*Medidor de Impedancia Electroquímica*) y al mismo tiempo se encarga de su configuración y operación, con el fin de obtener los parámetros que caracterizan al sistema electroquímico que se está analizando.

El programa se encuentra en el CD anexo a este documento dentro de una carpeta llamada **SOFTWARE SIME**, junto con los SubVIs que lo complementan. Una vez se ejecuta el programa **SIME**, aparece la pantalla que se muestra en la figura E1.

Figura E1 Pantalla inicial **SIME**

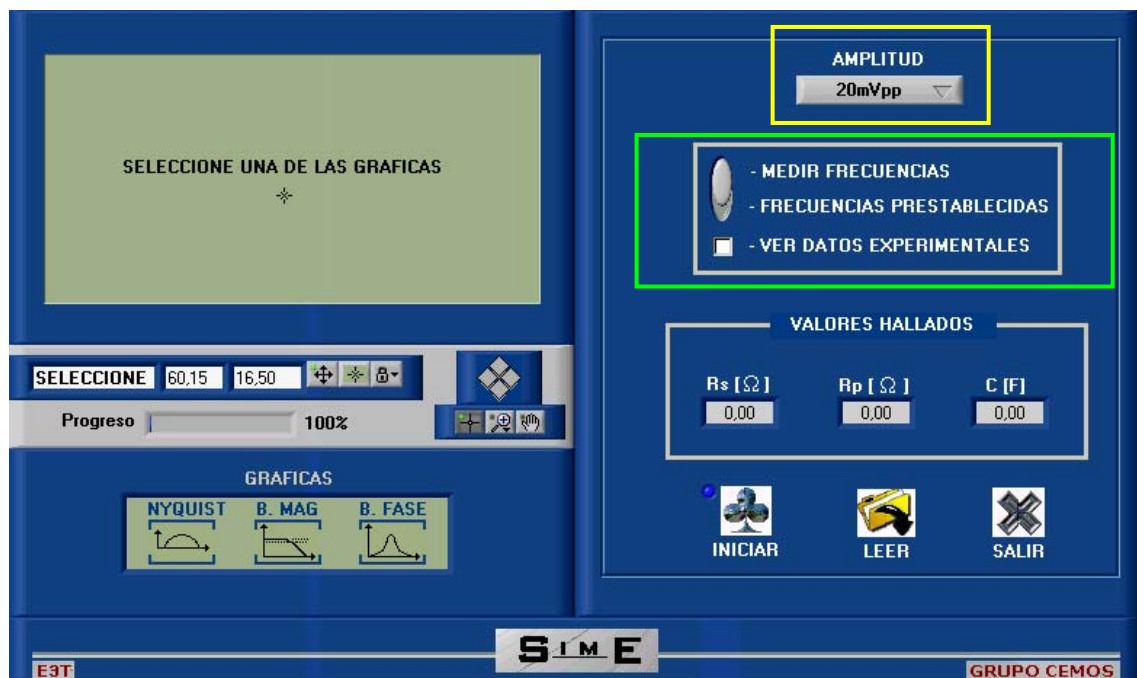


Fuente: Autores del Proyecto

En este punto, el usuario dispone de una ventana de diálogo en la cual se solicitan algunos ajustes previos al inicio de una prueba como lo son encender el **MIE** y verificar la correcta conexión entre este último y el PC. Una vez realizado este paso, se pulsa el botón **ACEPTAR** para continuar con la ejecución del programa.


A continuación, el usuario dispone de varias opciones, tal y como lo ilustra la figura E2.

Figura E2 Opciones y configuraciones de **SIME**



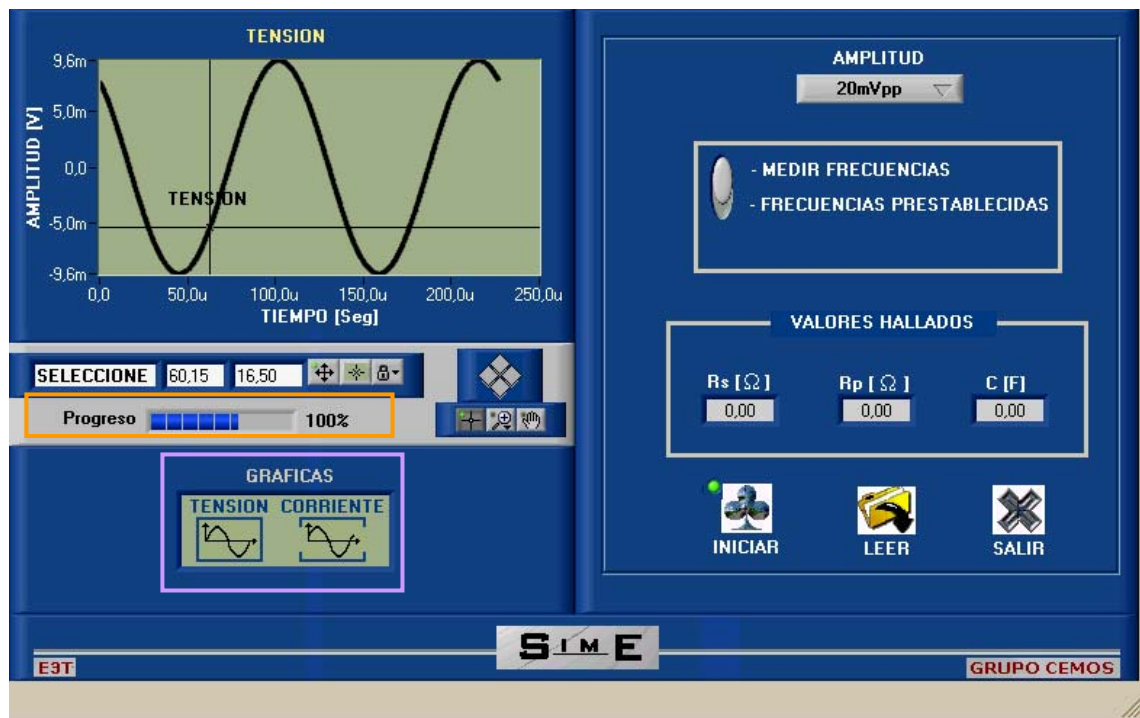
Fuente: Autores del proyecto

Si se desea llevar a cabo una prueba, se puede configurar la amplitud (recuadro amarillo) con la cual se desea realizar, además se puede elegir la opción para que el mismo programa detecte la frecuencia de las señales o que trabaje con las frecuencias preestablecidas que tiene (recuadro verde). Si se

presiona la opción **INICIAR** , el programa comenzará a realizar la prueba y adicionalmente un indicador verde advierte que este proceso ha comenzado. Inicialmente hará los ajustes requeridos del **MIE** y posteriormente comenzará

con la adquisición de las señales. Durante el periodo de ejecución de la prueba el usuario podrá visualizar las señales de tensión o corriente que se están adquiriendo en el momento pulsando los botones **TENSIÓN** o **CORRIENTE** (recuadro violeta), respectivamente, así como se muestra en la figura E3. Adicionalmente, se indica mediante una barra (recuadro naranja) el progreso de la prueba.

Figura E3 Realización de una prueba con **SIME**



Fuente: Autores del proyecto

Si durante la realización de una prueba, o en otro momento, se pulsa el botón


SALIR , tanto la prueba como cualquier otra opción se detendrán y aparecerá la ventana de diálogo que se muestra en la figura E4.

Figura E4 Ventana de diálogo **SALIR**

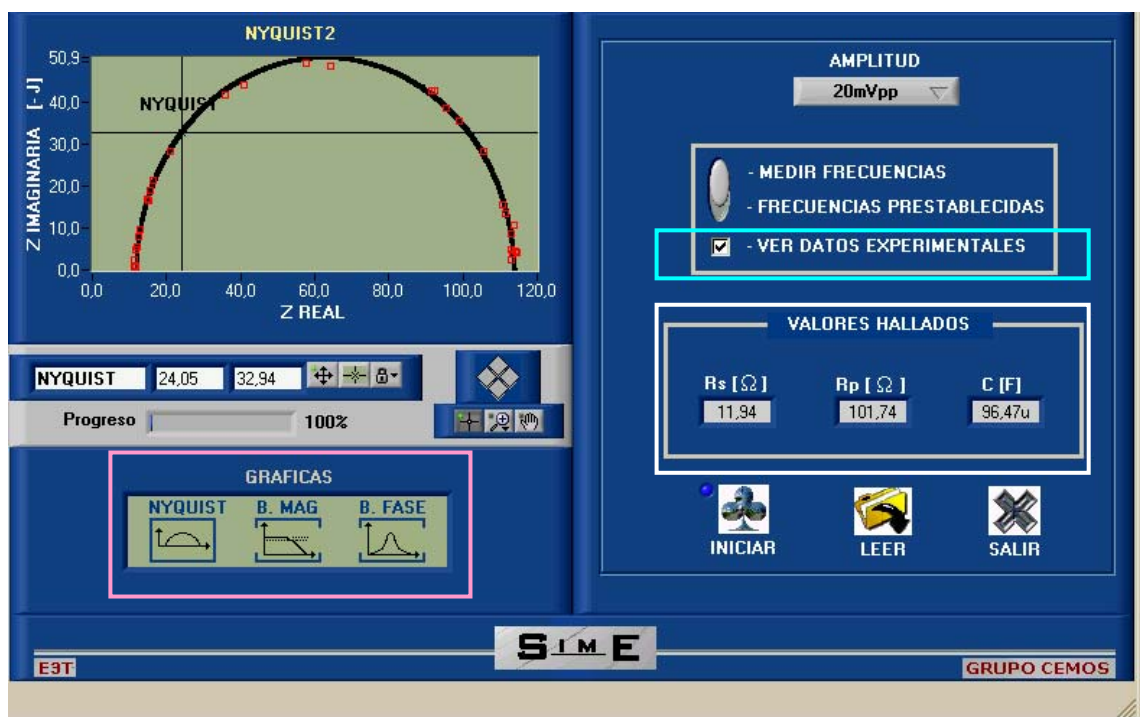


Fuente: Autores del proyecto

Si se presiona **OK**, el programa terminará su ejecución automáticamente.

Una vez terminada la adquisición de las señales, el programa realiza los cálculos respectivos para hallar los parámetros del sistema que se está analizando, y presenta la ventana que se ilustra en la figura E5. Si el usuario desea visualizar los datos experimentales obtenidos en la prueba, debe habilitar esta opción (recuadro azul) y refrescar la gráfica pulsando nuevamente el botón correspondiente a la gráfica.


Figura E5 Visualización de resultados



Fuente: Autores del proyecto

En este punto, el usuario puede observar los **VALORES HALLADOS** (recuadro blanco), en donde encontrará el valor estimado para los parámetros **R_s** , **R_p** y **C_p** . Además puede elegir el tipo de gráfica que desea visualizar, ya sea el diagrama de Nyquist o alguna de las gráficas de Bode (recuadro rosado).

Si se desea abandonar la prueba actual, ya sea para iniciar otra o para salir del programa, este mismo ofrece la opción de guardar la prueba que acaba de culminar. Para ello, ofrece al usuario la respectiva venta de diálogo en la que pide el nombre con que se desea guardar la prueba y la ubicación para almacenarla.

De igual forma, si lo que se desea es leer una prueba realizada anteriormente, el usuario debe pulsar el botón **LEER** , e inmediatamente se desplegará la ventana en la que se pide la prueba que se desea abrir. Posteriormente, aparecerá la ventana de visualización mostrada en la Figura E5, en la cual se podrán observar los resultados y las diferentes gráficas obtenidas para dicha prueba.