

**DISEÑO, SIMULACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN BIPOTENCIOSTATO DE
PRECISIÓN.**

Ing. JAIRO AUGUSTO CALA RODRIGUEZ

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BUCARAMANGA
2012**

**DISEÑO, SIMULACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN BIPOTENCIOSTATO DE
PRECISIÓN.**

Ing. JAIRO AUGUSTO CALA RODRIGUEZ

Trabajo de grado para optar por el título de
MAGÍSTER EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA

Director

Ing. MPE JAIME GUILLERMO BARRERO PEREZ

Codirector

Ing. MsC CUSTODIO VÁSQUEZ

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BUCARAMANGA
2012**

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	12
CAPÍTULO 1	14
1.1 CORROSIÓN	14
1.2 ELECTROQUÍMICA Y CORROSIÓN.....	16
1.3 CELDA ELECTROQUÍMICA.....	20
1.4 POTENCIOSTATOS	22
1.5 PRUEBAS ELECTROQUÍMICAS	23
1.5.1 <i>Curvas Tafel</i>	24
1.5.2 <i>Resistencia a la polarización</i>	26
1.5.3 <i>Curva de Polarización Anódica Total</i>	27
CAPÍTULO 2	29
2.1 GENERACIÓN DE SEÑALES.....	29
2.1.1 <i>Convertidor Digital-Analógico</i>	29
2.1.2 <i>Circuito de referencia de tensión</i>	31
2.1.3 <i>Circuito de compensación “Force and Sense”</i>	34
2.2 CIRCUITO POTENCIOSTÁTICO	35
2.2.1 <i>El Electrómetro</i>	36
2.2.3 <i>Circuito de medición de corriente</i>	38
2.2.4 <i>Amplificador de Control</i>	41
2.3 CIRCUITO GALVANOSTÁTICO.....	42
2.3.1 <i>Fuente de Corriente</i>	42
2.3.2 <i>Circuito de Selección</i>	45
2.4 CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL	48
2.5 FUENTE DE ALIMENTACIÓN	54
2.6 CONTROLADOR DEL SISTEMA.....	59
2.6.1 <i>Generación de Señal</i>	60
2.6.2 <i>Adquisición de Señales</i>	61
2.6.3 <i>Manejo de interruptores</i>	62
2.7 AISLAMIENTO	62
CAPÍTULO 3	65
3.1 GENERACIÓN DE SEÑAL	66

3.1.1	<i>Señales indeseadas en el DAC</i>	66
3.1.2	<i>Presupuesto de error en el sistema de generación de señal</i>	69
3.2	CIRCUITO POTENCIOSTÁTICO	71
3.2.1	<i>Electrómetro</i>	71
3.2.2	<i>Amplificador de Transimpedancia</i>	73
3.2.2.1	<i>Análisis de Estabilidad</i>	74
3.2.2.2	<i>Análisis de Ruido:</i>	77
3.3	RANGO DINÁMICO DE LA TARJETA ANALÓGICA.....	80
3.4	CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL	81
3.5	ELEMENTOS DISCRETOS	83
3.5.1	<i>Resistencias</i>	83
3.5.2	<i>Condensadores e Inductancias</i>	83
4.1	MOTIVACIÓN.....	86
4.2	ÁRBOL DE PROCESOS.....	87
4.3	DESCRIPCIÓN DE LAS PRUEBAS.....	88
4.3.1	<i>Pruebas Estáticas</i>	89
4.3.2	<i>Pruebas dinámicas</i>	90
4.3.3	<i>Curvas Tafel</i>	92
CAPITULO 5		93
5.1	PRUEBA POTENCIOSTÁTICA.....	93
5.2	RESISTENCIA A LA POLARIZACIÓN (RP)	95
5.3	CURVAS DE TAFEL	97
5.4	ESPECIFICACIONES TÉCNICAS	100
5.4.1	CARACTERÍSTICAS GENERALES.....	100
5.4.2	CARACTERÍSTICAS DE LOS MÓDULOS	101
CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES		102
RECOMENDACIONES		104
BIBLIOGRAFÍA		105

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Ciclo de obtención y corrosión del hierro.....	15
Figura 2. Procesos de adsorción y desorción iónica.....	17
Figura 3. Respuesta de diferentes metales al contacto con el agua.....	18
Figura 4. Celda electroquímica Zn/Cu y sus respectivas reacciones.....	21
Figura 5. Circuito equivalente de una celda electroquímica.....	22
Figura 6. Diagrama de bloques de un potencióstato controlado por computador.....	23
Figura 7. Curva Tafel Completa.....	25
Figura 8. Resistencia a la polarización.....	26
Figura 9. Curva de polarización anódica total.....	27
Figura 10. Circuito "Force and Sense".....	34
Figura 11. Circuito de generación de voltaje variable.....	35
Figura 12. Circuito potencióstático.....	36
Figura 13. Fuente de corriente básica Howland.....	43
Figura 14. Fuente Howland mejorada.....	44
Figura 15. Esquemático del módulo analógico.....	47
Figura 16. Arquitecturas de ADC, aplicaciones, resolución y rata de muestreo.....	50
Figura 17. Estructura interna del convertidor ADS1213.....	51
Figura 18. Curvas típicas de desempeño para diferentes ganancias del PGA.....	52
Figura 19. Curvas típicas de desempeño para diferentes relaciones TMR.....	52
Figura 20. Respuesta del filtro digital implementado.....	53
Figura 21. Circuito típico para operar el PT5062.....	55
Figura 22. Tensión de rizado en la salida positiva V_{01}	56
Figura 23. Tensión de rizado con condensador a la salida.....	56
Figura 24. Tensión de rizado con filtro LC.....	57
Figura 25. Esquema de la tarjeta de alimentación analógica.....	58
Figura 26. Diagrama de bloques de la comunicación del sistema.....	60
Figura 27. Comunicación serial para la generación de señal.....	61
Figura 28. Comunicación serial para la adquisición de datos.....	61
Figura 29. Puesta a punto del ADS1213 (señal DRDY por defecto $f = 835Hz$).....	62
Figura 30. Interfaz aislada SPI.....	64
Figura 31. Comparación de impedancias: camino de PCB vs plano de tierra.....	66
Figura 32. Impulso "glitch" para un DAC tipo R-2R.....	67
Figura 33. Filtros propuestos para la salida del DAC8871.....	68

Figura 34. Salida del sistema de generación de señal	68
Figura 35. Densidad espectral de ruido de tensión para el OPA140.....	72
Figura 36. Circuito equivalente para un amplificador de transimpedancia	74
Figura 37. Posibles casos de respuesta del amplificador de transimpedancia	76
Figura 38. Regiones para el cálculo del ruido.....	77
Figura 39. Respuesta en frecuencia para condensadores de 100 μ F.....	84
Figura 40. Gráficas de PSRR y CMRR para el OPA140.....	85
Figura 41. Esquema de desacople para los dispositivos sensibles	85
Figura 42. Árbol de procesos de la aplicación	87
Figura 43. Modos de trabajo del sistema.....	88
Figura 44. Pruebas potenciodinámicas	88
Figura 45. Panel frontal para pruebas potencioestáticas.....	89
Figura 46. Panel frontal para pruebas galvanostáticas.....	90
Figura 47. Panel frontal para pruebas de polarización anódica	91
Figura 48. Panel frontal para pruebas de polarización catódica	91
Figura 49. Paneles frontales para las curvas de Tafel.....	92
Figura 50. Prueba potencioestática al 50%	94
Figura 51. Prueba potencioestática finalizada	94
Figura 52. Rp para tensión de ± 25 mV	95
Figura 53. Rp para tensión de ± 15 mV	96
Figura 54. Rp para tensión de ± 5 mV	96
Figura 55. Barrido 300mV anódico.....	98
Figura 56. Curva Tafel Anódica tensión vs corriente en la celda	98
Figura 57. Barrido 300mV catódico	99
Figura 58. Curva tafel catódica tensión vs corriente en la celda.....	99

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Comparación de características para convertidores digital-analógicos.....	30
Tabla 2. Características típicas para topologías de referencias de tensión	32
Tabla 3. Comparación de características para referencias de 5V.....	33
Tabla 4. Comparación de características para referencias de 2.5V.....	33
Tabla 5. Comparación de amplificadores operacionales	37
Tabla 6. Error de corriente para el menor rango de medición.....	40
Tabla 7. Error de corriente para los diferentes rangos de medición.....	40
Tabla 8. Rangos de generación de corriente.....	44
Tabla 9. Principales características del ADG1419.....	46
Tabla 10. Rangos de entrada señal bipolar y tamaño del LSB	51
Tabla 11. Fuentes lineales vs Fuentes Conmutadas (Valores típicos).....	54
Tabla 12. Comparación de tecnologías de aislamiento digital	63
Tabla 13. Rangos de tensión y errores esperados	69
Tabla 14. Características del DAC8871	70
Tabla 15. Características MAX6250.....	70
Tabla 16. Presupuesto de error para el sistema de generación de señal	70
Tabla 17. Valores de diseño para la estabilidad del amplificador de transimpedancia.....	76
Tabla 18. Rango de medición y resolución del convertidor.....	82

DISEÑO, SIMULACIÓN Y CARACTERIZACIÓN DE UN BIPOTENCIOSTATO DE PRECISIÓN*

Jairo Augusto Cala Rodriguez.**

Palabras Clave: Potenciostato, galvanostato, corrosión, celda de prueba, adquisición de datos, alta resolución.

RESUMEN

Este documento presenta el proceso de diseño de un equipo de laboratorio (Bipotenciostato/galvanostato), el cual permite aplicar tensiones y/o corrientes variables sobre un material bajo estudio, a la vez que puede medir las corrientes y tensiones generadas en el mismo, como resultado de la excitación aplicada. Además, por ser un Bipotenciostato, puede ser utilizado para inyectar señales a ambos lados de una membrana para investigar procesos de difusión, como por ejemplo, la permeación del hidrógeno, en el cual se genera una corriente constante a un lado de la membrana (galvanostáticamente) y al otro lado se aplica una tensión variable para estimular el proceso.

Inicialmente, se hará una breve introducción a la teoría básica de funcionamiento de un potenciostato y se indicarán algunas de las aplicaciones prácticas de este tipo de instrumento. A continuación, se hablará de las especificaciones esperadas del equipo y el proceso llevado a cabo para cumplirlas; por último, se mostrarán algunos resultados obtenidos con celdas de prueba para comprobar el desempeño del equipo desarrollado.

Como resultado, se entrega un sistema con una resolución de 18 bits efectivos, el cual cuenta con una interfaz de usuario de fácil manejo, por medio de la cual se puede seleccionar cualquiera de los modos de trabajo, ya sea, potenciostato, galvanostato, o Bipotenciostato de permeación y a partir de esto realizar alguna de las trece (13) técnicas electroquímicas programadas para el sistema.

* Trabajo de Investigación de Maestría.

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: MPE. Jaime Barrero. Codirector: MsC Custodio Vásquez.

DESIGN, SIMULATION AND CHARACTERIZATION OF A PRECISION BIPOTENTIOSTAT*

Jairo Augusto Cala Rodriguez.**

Keywords: Potentiostat, galvanostat, corrosion, dummy cell, data acquisition, high resolution

ABSTRACT

This document presents the detailed design process of laboratory equipment (Bipotentiostat/galvanostat), which allows the injection of variable voltages and/or currents on a material sample under study, and also measures the generated currents and voltages resulting from that excitation. Besides, because it is a Bipotentiostat, it can be used to supply signals to both sides of a membrane in order to study diffusion processes, such as the hydrogen permeation, in which a constant current is generated in one side (galvanostatically) and a variable voltage is applied on the other side of the membrane to stimulate the process.

First, a brief introduction to the basic theory of potentiostats is made and some of the practical applications are mentioned. Then, some of the desired specifications of the equipment will be presented and the design process to fulfill them will be explained. Finally, some tests conducted on dummy cells will be presented, in order to verify the system performance.

As a result, a bipotentiostat with 18 bit resolution is accomplished. The system has an easy to use interface, which allows the user to select any of the three operation modes (Potentiostat, Galvanostat or Bipotentiostat) and also perform any of the thirteen (13) electrochemical techniques internally programmed in the system.

* MsC Research Work.

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: MPE. Jaime Barrero. Codirector: MsC Custodio Vásquez.

INTRODUCCIÓN

El desarrollo de las sociedades en la era de la información, depende básicamente de su avance tecnológico, y éste progreso involucra necesariamente uno o más de los siguientes procesos: generación, apropiación, transferencia y uso de tecnología. Además de lo anterior, es necesario el acceso social y económico de estos conocimientos y la implementación de unas técnicas adecuadas para enfocarlos y aplicarlos en las principales áreas y/o actividades productivas de la sociedad.

La Universidad, por medio de sus centros y grupos de investigación, históricamente ha sido el núcleo del desarrollo científico y el lugar donde los procesos de generación y apropiación de tecnología pueden y deben ser investigados. Al mismo tiempo, debe propender por mejorar los niveles de desarrollo social y económico del país, realizando una transferencia de conocimientos al sector real de la nación. Esto último es posible, siempre y cuando haya una concordancia entre las necesidades planteadas por el aparato productivo de la nación, y las áreas de investigación definidas por la academia.

En el presente trabajo, se abordará el fenómeno de la corrosión, el cual es reconocido mundialmente como uno de los problemas más serios en las sociedades modernas, especialmente en las economías de los países industrializados, llegando su costo a estar según algunos estudios en el rango de 1 a 5% del Producto Interno Bruto (PIB); debido a esto, en todo el mundo se realizan importantes esfuerzos encaminados al estudio del comportamiento de los materiales en diferentes medios, para prevenir y combatir los efectos nocivos de la corrosión.

Dentro de las técnicas empleadas para el estudio de la corrosión, se destacan por su facilidad y velocidad, las técnicas electroquímicas; las cuales permiten realizar una evaluación rápida, exacta y cuantitativa de la resistencia de los materiales a la corrosión. La mayoría de estas técnicas involucran la medición de tensión o corriente, razón por la cual es importante contar con equipos dedicados para estas labores, los cuales se conocen como potenciostatos.

El documento presentado, comienza con una breve introducción a la teoría de corrosión, necesaria para contextualizar el propósito del proyecto, para luego continuar

con la explicación del proceso de diseño y construcción del instrumento a desarrollar, incluyendo lo referente a la programación del controlador del sistema y la interfaz de usuario. Por último se realizarán unas pruebas cuyo objetivo es demostrar consistentemente la validez de la propuesta planteada y justificar la inversión realizada tanto en tiempo, como en recursos.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTACIÓN TEÓRICA

Para el lector que no está familiarizado con el campo de la ingeniería de corrosión, a continuación se expondrán algunos conceptos y terminología básica, necesarios para entender y poder apropiarse el tema sobre el que se desarrolla el presente documento. De ésta manera, se tratarán conceptos que van desde lo general, que es el fenómeno de la corrosión, hasta lo particular que son las pruebas electroquímicas más comunes que se realizan a los especímenes estudiados.

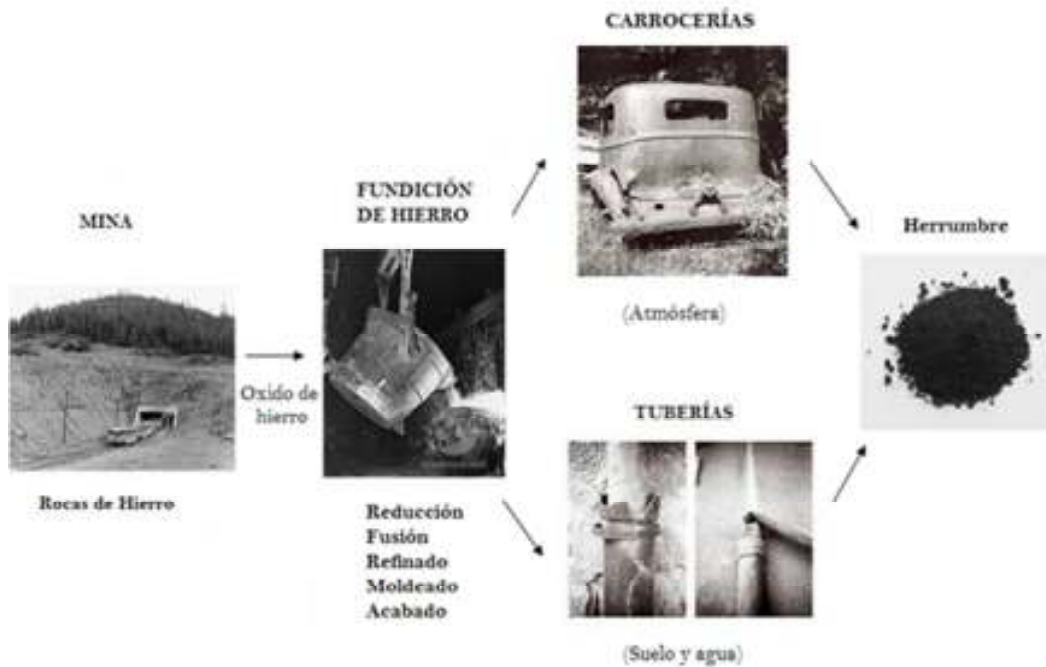
1.1 CORROSIÓN

La corrosión puede definirse como el deterioro de un material por la acción química o electroquímica del ambiente que lo rodea. El término corrosión, también es aplicado a la degradación de plásticos, concreto, madera, entre otros, pero en general se refiere al efecto en los metales, ya que en éstos es donde se presenta el caso más problemático.

La corrosión es un fenómeno espontáneo e inevitable, cuya causa fundamental es la disminución de la energía libre del sistema o “energía de Gibbs” (G). Como se muestra en la figura 1, la producción de casi todos los metales (y los productos hechos de metales), involucra un aporte de energía o calor al sistema, y como resultado, el metal acabado tiene un estado de energía mayor al inicial; por consiguiente, una tendencia a retornar espontáneamente a su estado natural cuando son expuestos al ambiente. Es por esto, que la composición química del producto de corrosión, es a menudo, prácticamente la misma que la del mineral del cual se ha extraído el metal.

Sin embargo, aún cuando la corrosión es ineludible, es posible utilizar métodos de control para desacelerar su avance y, es precisamente en éstos métodos, donde se enfocan los esfuerzos de los expertos en el tema.

Figura 1. Ciclo de obtención y corrosión del hierro



Fuente: Elaboración propia

Existen también otros metales que se encuentran en la naturaleza en su estado puro, los cuales tienden a ser metales preciosos debido a su rareza en la corteza de la tierra, como por ejemplo el oro, el platino, la plata, entre otros; éstos son llamados metales nobles y poseen una gran resistencia a la corrosión, debido a su poca tendencia a combinarse químicamente.

El desgaste y la degradación de los materiales provocan interrupciones en actividades fabriles, pérdida de productos, contaminación ambiental, reducción en la eficiencia de los procesos, mantenimientos y sobre-diseños costosos. Debido a lo anterior, anualmente se destinan ingentes recursos para estudiar y prevenir la corrosión, buscando con esto evitar pérdidas directas e indirectas tan grandes como las que históricamente se han tenido producto de la misma.

Algunos enfoques disponibles para el control de la corrosión incluyen la aplicación de recubrimientos protectores a las superficies metálicas; la adición de especies químicas al ambiente para inhibir la corrosión; la aleación de metales para hacerlos más resistentes y el uso de protección anódica o catódica.

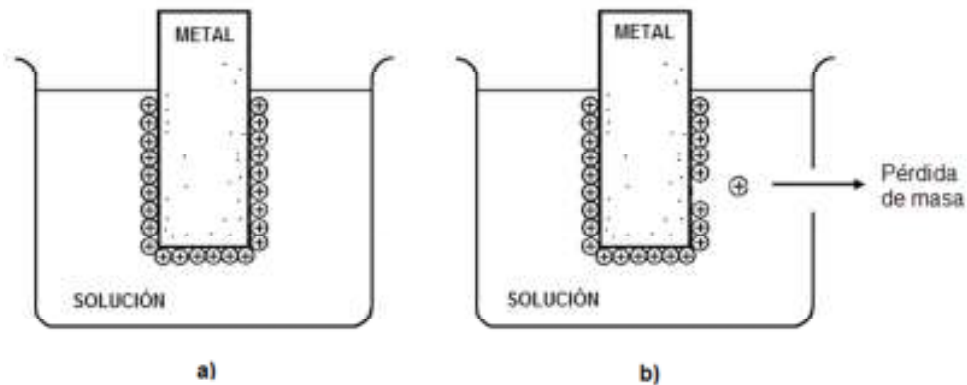
1.2 ELECTROQUÍMICA Y CORROSIÓN

La corrosión es un proceso de oxidación químico o electroquímico, en el cual el metal transfiere electrones al medio en el que se encuentra y sufre un cambio de valencia desde cero hasta un valor positivo. El medio puede ser líquido, gaseoso, o un híbrido suelo-líquido; éstos medios son llamados electrolitos, debido a que son medios eléctricamente conductivos que permiten la transferencia de iones.

Para que se forme una celda de corrosión, se requiere la presencia de un material que ceda electrones, de otro material que los acepte y de un medio conductor de iones. El material que pierde electrones se conoce como *ánodo* y es el que experimenta la reacción de oxidación, mientras que el material que acepta los electrones sufre la reacción de reducción y se le denomina *cátodo*. Entonces, debido a que la corrosión es un proceso que involucra las reacciones electroquímicas de oxidación y reducción, tiene sentido que se utilicen métodos electroquímicos para estudiar y medir los sistemas en corrosión.

Cuando se sumerge un metal en una solución (electrolito), ocurren reacciones electroquímicas en la interfaz metal-solución. Algunos de los átomos de la superficie, en contacto con la solución, se ionizan y permanecen en la superficie del metal por atracción electrostática (*adsorción*) mientras que los electrones liberados se mueven libremente dentro del metal. De modo que luego de sumergirlo en la solución, el metal es más negativo por esos electrones libres y su superficie es más positiva por los iones adsorbidos, pero ambas cargas se balancean exactamente y no se pierde la neutralidad eléctrica (Figura 2a). Sin embargo, algunos iones adsorbidos pueden alejarse de la superficie del metal y moverse hacia la solución, esto es llamado *desorción*; si esto ocurre, el metal pierde masa, es decir se corroe levemente, dejando pequeños huecos en la superficie (Figura 2b).

Figura 2. Procesos de adsorción y desorción iónica

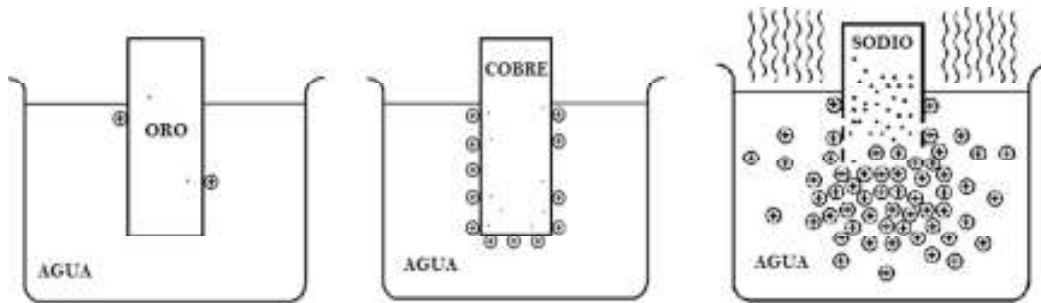


Fuente: SOLARTRON ANALYTICAL (1997). Understanding Electrochemical Cells. Technical Report 17, p. 8-10 Disponible en www.solartronanalytical.com

Al perder iones de la superficie del metal, nuevos átomos quedarán expuestos, los cuales pueden ionizarse para reemplazar los iones desorbidos, lo que resultaría en que el metal presentara cada vez una carga negativa mayor, debido a los electrones que van siendo liberados. Pero esa desorción no puede suceder ilimitadamente, debido a que la acumulación de carga negativa en el metal atrae más firmemente a los iones positivos de la superficie, con lo cual se dificultan cada vez más los procesos de ionización y desorción. De manera que eventualmente se detendrá el proceso de corrosión y el resultado final será un estado de equilibrio.

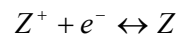
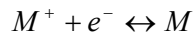
La cantidad de carga negativa con la que termina el metal, depende exclusivamente del tipo de metal usado y de la solución en la que éste se encuentre, en otras palabras, depende de la interfaz metal-solución, y cuanto más reactivo sea un metal, más rápidamente se ionizará y se disolverá completamente (Figura 3). Todos los metales presentan una tendencia a perder electrones (oxidarse), cuantificada a través de su potencial de oxidación; entre más alto sea este potencial, se dice que el metal es menos reactivo o más noble (se oxida con mayor dificultad).

Figura 3. Respuesta de diferentes metales al contacto con el agua.



Fuente: Ibid, p.11

Las reacciones electroquímicas que describen al sistema en corrosión son las siguientes:



Donde M representa la muestra de metal que se oxida o corroe y Z representa al medio que típicamente es reducido. Estas reacciones, además crean un potencial electroquímico en la interfaz metal-solución, llamado potencial de circuito abierto o *Potencial de Corrosión* (E_{CORR}). Es importante destacar en este punto, que E_{CORR} no puede ser medido directamente, debido a que todos los dispositivos de medida realizan medidas diferenciales; por tanto, E_{CORR} solamente puede ser comparado con el potencial de un sistema de referencia conocido, realizando una medición indirecta.

En cualquier reacción electroquímica, existirán corrientes asociadas con el flujo de electrones debido a los procesos de reducción (i_{RED}) y oxidación (i_{OX}). Cuando el metal posee un potencial igual a E_{CORR} , la velocidad del proceso de oxidación es exactamente igual a la velocidad del proceso de reducción, por tanto, el sistema es eléctricamente neutro y se dice que está “en equilibrio”. Entonces, debido a que estas corrientes fluyen en direcciones opuestas, en el potencial de corrosión se tiene que:

$$i_{RED} = i_{OX}$$

$$i_{TOTAL} = i_{RED} + i_{OX} = 0$$

Es esencial para el entendimiento del fenómeno de la corrosión, comprender que la corriente de oxidación y la corriente de reducción, al potencial de corrosión, son iguales y diferentes de cero; desafortunadamente, solo la corriente total (i_{TOTAL}) puede ser medida, la cual es cero a un potencial igual a E_{CORR} .

Electroquímicamente, la medición de la velocidad de corrosión está basada en la determinación de la corriente de oxidación al potencial de corrosión. Esta corriente de oxidación es llamada la *corriente de corrosión* (I_{CORR}).

▪ CÁLCULO DE LA VELOCIDAD DE CORROSIÓN

De acuerdo a la ley de Faraday, se tiene que:

$$Q = \frac{nFW}{M} \quad [1]$$

Donde:

Q = Carga en coulombs

n = Número de electrones involucrados en la reacción electroquímica

F = Faraday, 96487 coulombs

W = Peso de las especies electroactivas

M = Peso molecular

Ahora, debido a que $\frac{M}{n} = E.W$ (Peso equivalente) y que $Q = i \times t$, se obtiene:

$$W = \frac{i \times t \times E.W}{F}$$

La relación W/t es la velocidad de corrosión (CR)¹ en gramos/segundo. Sin embargo, la manera tradicional de expresar la velocidad de corrosión es en unidades de milipulgadas por año (mpy), ya que esta unidad cuantifica la penetración producida por la corrosión en el material, por unidad de tiempo.

¹ Acrónimo de Corrosion Rate

Si ahora se divide la expresión entre el área del electrodo y la densidad, se tiene:

$$C.R(cm/s) = \frac{i \times E.W}{d \times F \times A}$$

Por último, convirtiendo los segundos a años, los milímetros a pulgadas y los amperios sobre área a densidad de corriente, se obtiene la velocidad de corrosión en mpy:

$$C.R (mpy) = \frac{0.13 \times J_{CORR} \times E.W}{d} \quad [2]$$

Donde:

$$J_{CORR} = \text{Densidad de corriente de corrosión} \left[\frac{\mu A}{cm^2} \right]$$

$$E.W = \text{Peso equivalente del espécimen} [g]$$

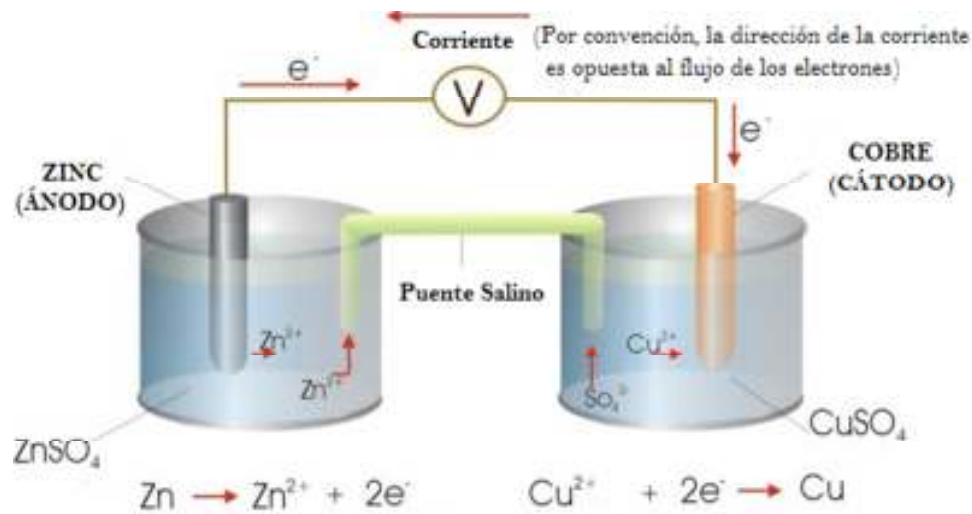
$$d = \text{Densidad del espécimen} \left[\frac{g}{cm^3} \right]$$

1.3 CELDA ELECTROQUÍMICA

Una celda electroquímica es un sistema que consiste en electrodos introducidos en uno o dos electrolitos, en los que ocurren reacciones químicas de oxidación-reducción, capaces de utilizar o generar corriente eléctrica. Las celdas electroquímicas que generan corriente son llamadas *celdas galvánicas*, mientras que aquellas que necesitan una fuente externa de energía para producir la reacción química, se conocen como *celdas electrolíticas*.

El sistema mostrado en la figura 4, es una celda electroquímica. El líquido en cada uno de los recipientes de la celda es el electrolito, las barras de metal son los electrodos y la diferencia de potencial entre ellas es el potencial de reposo de la celda.

Figura 4. Celda electroquímica Zn/Cu y sus respectivas reacciones



Fuente: <http://tutors4you.com/electrochemicalcells.htm>

Para estudios de corrosión, generalmente se utiliza una celda de tres electrodos, la cual está formada por el espécimen de metal bajo estudio o *electrodo de trabajo* (WE), un *electrodo de referencia* (RE) que presente un potencial constante y reproducible para poder realizar la medición indirecta del E_{CORR} y por un tercer electrodo que cierra el circuito eléctrico llamado *contra-electrodo* (CE)².

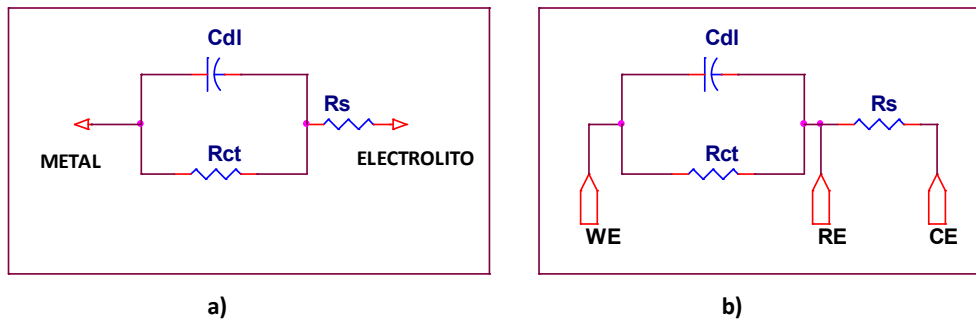
El diseño específico de la celda y el material utilizado para su construcción, dependen del experimento a realizar y del tipo de muestra con la que se trabaje. Existen diversos tipos de celdas de corrosión en el mercado, sin embargo, una celda de corrosión puede ser tan simple como un vaso con los tres electrodos y de allí escalar en complejidad tanto como lo requiera el propósito y el tipo de experimento.

Una celda electroquímica puede ser representada por una red de resistores y condensadores, conocida como circuito equivalente. En la figura 5a se muestra un equivalente sencillo (no incluye los efectos de difusión), para una interfaz metal-solución llamado "*Celda de Randle*", el cual incluye la resistencia de la solución (R_s), la capacitancia de la doble capa eléctrica en la interfaz (C_{dl}) y una resistencia a la

² WE, RE y CE son los acrónimos de las expresiones del inglés Working Electrode, Reference Electrode y Counter Electrode respectivamente.

transferencia de carga (R_{ct}). En la figura 5b se presenta el circuito con la ubicación de los electrodos de la celda electroquímica.

Figura 5. Circuito equivalente de una celda electroquímica

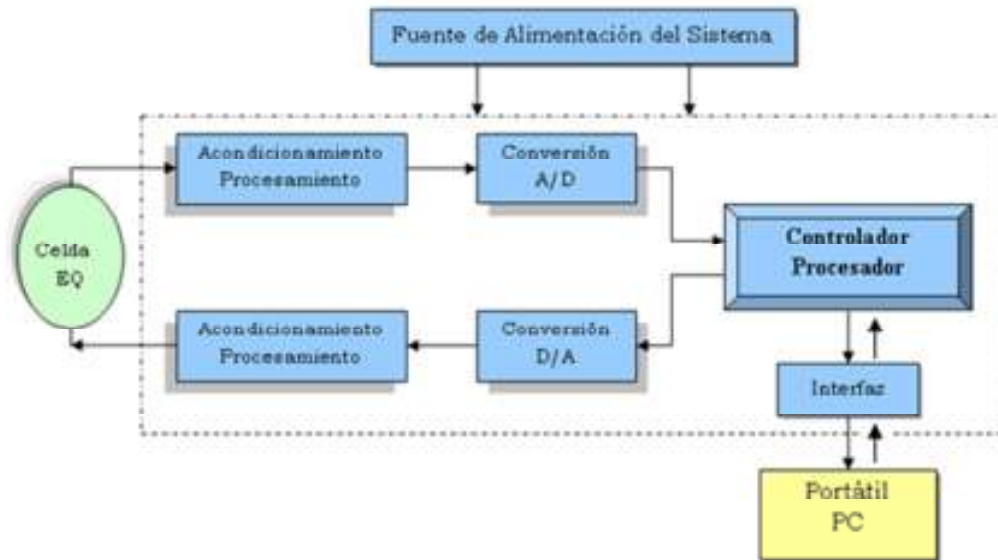


Fuente: Elaboración propia

1.4 POTENCIOSTATOS

A partir de los años 1950's, la mayoría de los experimentos electroquímicos se han realizado con celdas electroquímicas de tres electrodos y utilizando potenciostatos. Un potenciostato es un instrumento que desempeña dos funciones básicas: controla la diferencia de potencial entre el electrodo de trabajo y el electrodo de referencia (sin polarizar este último), independiente de cambios en la corriente, temperatura u otros factores externos; a la vez que permite medir el flujo de corriente entre el electrodo de trabajo y el contra electrodo (esta corriente es la i_{TOTAL} de la que se habló en la sección 1.2). Además de lo anterior, los potenciostatos actuales, permiten disponer de los datos de tensiones aplicadas y los valores medidos de corriente, para su posterior procesamiento y análisis; el diagrama de bloques de un potenciostato controlado por computador se muestra en la figura 6.

Figura 6. Diagrama de bloques de un potenciostato controlado por computador



Fuente: Elaboración propia

La mayoría de dispositivos desarrollados actualmente para pruebas de corrosión, además de funcionar como potenciostatos, brindan la posibilidad de funcionar como galvanostatos para realizar pruebas en las que es necesario el control de la corriente en la celda electroquímica.

1.5 PRUEBAS ELECTROQUÍMICAS

El potencial y la corriente son las dos variables fundamentales en cualquier experimento electroquímico; de manera que, sin importar que tan complicadas parezcan ciertas pruebas al principio, todos los experimentos de corrosión se reducen a la medición y/o al control de estas dos variables.

El potencial puede ser producto de la reacción electroquímica natural entre el metal y la solución, o puede ser impuesto por un instrumento. Cuando es un instrumento el que emplea energía para desplazar a un metal de su potencial de corrosión natural, está estimulando la reacción de oxidación o la de reducción, y por tanto, polarizando el electrodo bajo estudio.

Cuando alguna de las dos reacciones predomina en la superficie del metal, habrá un flujo de electrones, lo cual generará una corriente que está directamente relacionada

con la velocidad de la reacción electroquímica, debido a que es una medida del número de electrones que fluyen desde o hacia el metal en un determinado periodo de tiempo.

Las mediciones de la relación tensión-corriente bajo condiciones controladas, entregan información acerca de velocidades de corrosión, películas protectoras y recubrimientos, pasividad, tendencias de picado y otros datos importantes para los investigadores de la industria de la corrosión.

Haciendo uso del potencióstato, el cual simula los diferentes potenciales que puede experimentar una muestra de metal en un sistema natural (medio corrosivo), es posible determinar empíricamente las características de un espécimen metálico. Los estudios de corrosión más comunes incluyen la determinación del potencial de corrosión y la densidad de corriente de corrosión; la resistencia a la polarización, gráficas de Tafel, curvas de polarización anódica y catódica, polarización cíclica, entre otras.

1.5.1 Curvas Tafel

Esta técnica se emplea para medir la corriente de corrosión (I_{CORR}) y, a partir de ella calcular la velocidad de corrosión. Por medio de una curva Tafel, se puede encontrar el valor de I_{CORR} directamente o se pueden calcular las constantes Tafel anódica y catódica (β_A y β_C respectivamente), para encontrar el valor de la corriente de corrosión por medio de una expresión que involucra a R_p (Resistencia a la polarización).

Una curva Tafel se genera polarizando el material. Para una curva Tafel Catódica, se debe hacer un barrido que comience en E_{CORR} y termine 250 mV por debajo de este valor ($E_{CORR} - 250mV$); para una Tafel Anódica, el barrido empieza en E_{CORR} y termina en ($E_{CORR} + 250mV$). También es posible realizar un solo barrido que comience en ($E_{CORR} - 250mV$) y termine en ($E_{CORR} + 250mV$); a ésta prueba se le conoce como Curva Tafel Completa. Sin embargo, en ésta última, existe el riesgo de que la región negativa del barrido altere la superficie del espécimen y por tanto afecte

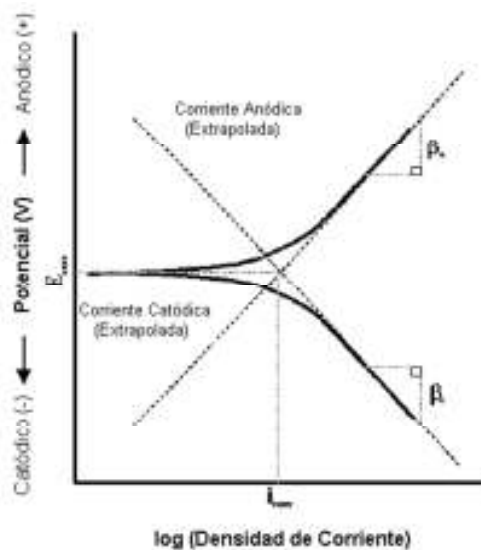
las características medidas durante la región positiva de la prueba. Un ejemplo de curva de Tafel Completa se muestra en la figura 7.

Bajo condiciones ideales, las curvas de Tafel serán lineales sobre algún rango de potencial determinado. Para una curva anódica, éste rango se encuentra entre $50mV$ y $250mV$ vs E_{CORR} y para una curva catódica entre $-50mV$ y $-250mV$ vs E_{CORR} . El cálculo de las pendientes de estas líneas rectas ideales, entregan los valores de las constantes de Tafel (β_A y β_C), con las cuales se calcula la corriente de corrosión:

$$I_{CORR} = \frac{\beta_A \beta_C}{2.3(R_p)(\beta_A + \beta_C)} \quad [3]$$

Una vez se tiene el valor de la corriente de corrosión, es posible encontrar la velocidad de corrosión, haciendo uso de la ecuación [2].

Figura 7. Curva Tafel Completa



Fuente: SOLARTRON ANALYTICAL (1997). The Potentiodynamic Polarization Scan. Technical Report 33, p. 11 Disponible en www.solartronanalytical.com

El rango de potencial relativamente alto asociado con este tipo de prueba tiene el efecto de modificar la superficie del espécimen, por lo cual la misma muestra no puede

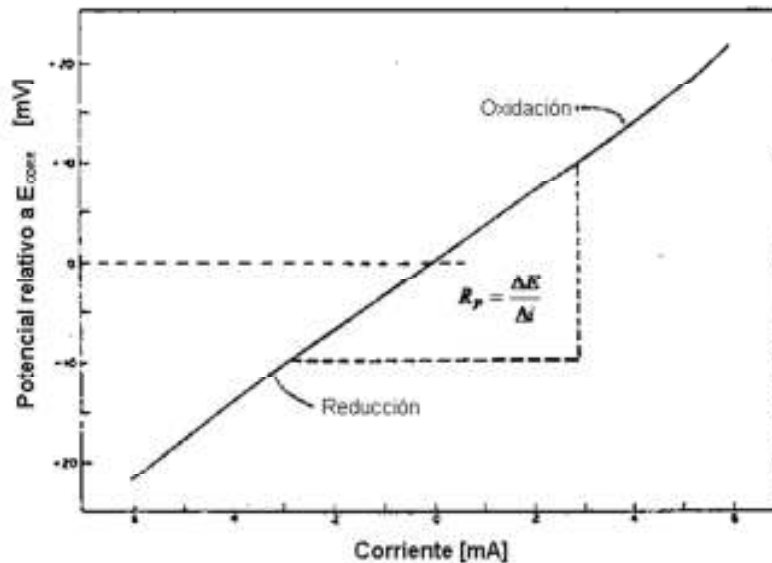
ser utilizada para otros estudios; por esta razón, este tipo de pruebas se conocen como destructivas.

1.5.2 Resistencia a la polarización.

Como su nombre lo indica, esta prueba permite medir la resistencia de un material a la polarización, es decir, la resistencia del espécimen a la oxidación durante la aplicación de un potencial externo. Como se expresó en la ecuación [3], la velocidad de corrosión es inversamente proporcional a R_p .

En éste experimento, los datos son obtenidos haciendo un barrido de potencial comenzando desde ($E_{CORR} - 30mV$) y terminando en ($E_{CORR} + 30mV$), con una velocidad que generalmente es de $0,1 mV/s$. La pendiente de la región lineal de la gráfica tensión contra corriente, entrega el valor de R_p , como se muestra en la figura 8.

Figura 8. Resistencia a la polarización

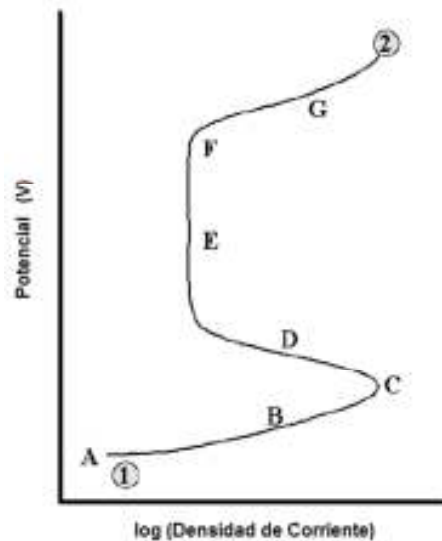


Fuente: PRINCETON APPLIED RESEARCH. Basics of Corrosion Measurements, pág.5. Disponible en www.princetonappliedresearch.com

1.5.3 Curva de Polarización Anódica Total

La curva de polarización anódica corresponde a una prueba potenciodinámica, la cual es utilizada para determinar las características activas y pasivas de un sistema particular metal-solución. El procedimiento se realiza aplicando un barrido de potencial en dirección positiva (con una velocidad entre $0,1mV$ y $5mV/s$), comenzando en E_{CORR} y llegando hasta un potencial lo suficientemente positivo como oxidar la solución de prueba. Una curva esquemática idealizada de polarización anódica total se muestra en la figura 9.

Figura 9. Curva de polarización anódica total



Fuente: SOLARTRON ANALYTICAL (1997). Op. cit., pág. 4

Como se aprecia en la figura, el barrido comienza en el punto 1 y continúa en la dirección positiva, hasta terminar en el punto marcado como 2. El potencial de reposo o E_{CORR} se encuentra localizado en el punto A y en este punto la corriente total medida tendrá un valor de cero. A medida que aumenta el potencial aplicado a la muestra, se estimula el proceso de oxidación y la corriente anódica aumentará y se estará en la región B o región activa. El punto C es conocido como el potencial de pasivación, y por encima de este valor, a medida que aumenta el potencial aplicado, la densidad de corriente disminuye (región D); esto es debido a que el material inicia su pasivación y se forma una película en la superficie del metal que evita su corrosión. En la región E,

o región de pasivación, se alcanza una pequeña densidad de corriente, que no se modifica ante cambios en la tensión aplicada. Una vez el potencial alcanza cierto valor positivo (punto F), la película de pasivación comienza a descomponerse (región G o transpasiva), donde nuevamente se incrementa dramáticamente la densidad de corriente y por tanto el material vuelve a entrar en corrosión.

CAPÍTULO 2

DISEÑO DEL SISTEMA

En el presente capítulo se abordará el tema del diseño de los circuitos necesarios para cada una de las etapas del sistema, siguiendo un orden similar al proceso que se realiza dentro del instrumento mientras se lleva a cabo una prueba electroquímica. De esta manera, se comenzará explicando lo referente a la generación de señales por medio del convertidor digital-analógico y el acondicionamiento de éstas, luego se expondrá el diseño de los circuitos utilizados para adquirir y procesar analógicamente las señales de la celda electroquímica, con el fin de entregarlas de la mejor manera al convertidor analógico-digital.; por último, la señal digital de salida del convertidor, será manejada por un microcontrolador y podrá ser visualizada con el uso de un computador. En cada una de las etapas mencionadas, se realizarán comparaciones de circuitos y dispositivos, con el objetivo de seleccionar los más adecuados para el instrumento final.

2.1 GENERACIÓN DE SEÑALES

Las pruebas electroquímicas descritas en el capítulo anterior, se realizan polarizando el espécimen de metal, es decir, desplazándolo de su potencial de equilibrio; para esto, se necesita una fuente que genere éste potencial si se habla de una prueba potencioestática, o que genere una corriente si se trata de una prueba galvanostática.

2.1.1 Convertidor Digital-Analógico

Debido a que una de las características básicas del sistema final debe ser la alta resolución, la selección de los dispositivos se redujo a convertidores D/A de 16 bits o superiores, con el fin de poder entregar los pasos de tensión que requieren los estándares internacionales estipulados por las normas ASTM³.

³ Acrónimo de American Society for Testing and Materials

A continuación, se muestra una tabla comparativa de varios DAC⁴ de diferentes casas fabricantes de circuitos integrados, donde se listan las principales características eléctricas importantes para este trabajo. Para efectos de diseño, se compararán siempre los valores del peor caso y no los valores típicos, debido a que no se le realizarán pruebas a cada dispositivo, sino que se utilizarán los valores de la hoja de datos suministrada por el fabricante, y por último, se comparará el precio del dispositivo.

Para la selección del dispositivo, serán tenidas en cuenta características DC del convertidor como resolución, linealidad y error bipolar de cero, y por otro lado, características AC como el ruido a la salida y el digital feedthrough⁵.

Tabla 1. Comparación de características para convertidores digital-analógicos.

P.N	Bits	INL (LSB)	Digital Feedthrough	Settling Time	Bipolar Zero Error	Output Noise	Precio U\$
AD760	18	±0,75	2 nV-s	6 µs	±1 LSB	$120 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	83.25
DAC8871	16	±1,5	0.2 nV-s	1 µs	±4 LSB	$10 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	8
AD5542B	16	±2	10 nV-s	1 µs	±7 LSB	N/A	13.92
DAC714	16	±4	2 nV-s	10 µs	±65 LSB	$120 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$	14.5

La tabla anterior muestra la conveniencia de trabajar con un dispositivo como el **DAC8871**, el cual presenta un excelente compromiso entre precio y prestaciones. Este dispositivo además permite generar señales de tensión a la salida que varían entre V_{REFH} y V_{REFL} , gracias a lo cual se podrán establecer dos rangos de generación para el circuito (± 2.5 y $\pm 5V$). A la salida del DAC8871, el fabricante recomienda colocar un buffer, el cual posea un “offset” menor a 1LSB del sistema de generación, y un nivel de ruido varias veces inferior al generado por el DAC, para que no se afecte la precisión del sistema.

Se seleccionaron dos rangos de generación de tensión, para permitirle a los investigadores, un mayor rango de excursión de tensión para los experimentos de

⁴ Acrónimo de Digital to Analog Converter

⁵ Se define como el impulso inyectado en la salida analógica por la entrada digital. Se especifica para el mayor cambio posible, es decir, de código todos ceros a código todos 1 o viceversa.

polarización (anódicos o catódicos), lo que se traduce en la posibilidad de realizar pruebas a un mayor número de materiales.

La norma ASTM G5, indica que el barrido en las pruebas potencioestáticas y potenciodinámicas debe ser de 0,6V/h ($\pm 5\%$), es decir, aproximadamente 166,67 $\mu\text{V/s}$. Los valores mínimos del incremento de tensión (V_{LSB}), para los dos rangos de generación del sistema se presentan a continuación:

$$V_{\text{LSB}} = \frac{V_{\text{Full Escala}}}{2^n} = \frac{5 + (-5)}{2^{16}} = \frac{10}{2^{16}} = 152,58 \mu\text{V}$$
$$V_{\text{LSB}} = \frac{V_{\text{Full Escala}}}{2^n} = \frac{2,5 + (-2,5)}{2^{16}} = \frac{5}{2^{16}} = 76,29 \mu\text{V}$$

2.1.2 Circuito de referencia de tensión

El desempeño de un sistema de conversión de datos depende de varios factores, algunos de los cuales, usualmente son mal entendidos o incluso se asume que no deberían presentar dificultades y por tanto son pasados por alto por los diseñadores de circuitos. Tal es el caso del circuito de referencia de tensión, el cual es uno de los principales bloques que contribuyen al desempeño exitoso del sistema, o que pueden degradarlo considerablemente si se implementa incorrectamente.

La salida de tensión analógica del DAC, depende del código digital que reciba, el cual es generado por el controlador del sistema; a su vez, este código está relacionado con la tensión de referencia, correspondiendo el valor todos ceros a la tensión inferior, el código todos unos a la tensión superior y los códigos intermedios a valores proporcionales de la tensión de referencia. Sin embargo, debido a que todas las referencias de tensión varían con el tiempo, factores ambientales (humedad, presión o temperatura), cambios en la carga y voltaje de alimentación, es necesario entrar a evaluar las características internas del circuito integrado (CI).

Las topologías básicas de referencias de voltaje utilizadas actualmente son tres: Bandgap, Buried Zener y XFET. La referencia de bandgap se destaca por su bajo costo y generalmente se utilizan para sistemas con una exactitud inferior a 12 bits; las

referencias basadas en Zener son más costosas pero presentan un mejor desempeño que las bandgap y pueden ser utilizadas en sistemas con resolución superior a 12 bits; por último, las referencias XFET presentan un nivel de desempeño que se sitúa entre las bandgap y las basadas en zener.

Tabla 2. Características típicas para topologías de referencias de tensión

TIPO	Error Inicial	TempCo	Ruido a la salida (0.1-10Hz)	Estabilidad a largo plazo
BANDGAP	0.5-1%	25-50 ppm/°C	15-30 μV_{P-P}	20-30 ppm/1000h
XFET	0.06%	10 ppm/°C	15 μV_{P-P}	0.2 ppm/1000h
BURIED ZENER	0.01-0.04%	1-10 ppm/°C	10 μV_{P-P}	6-15 ppm/1000h

Fuente: Elaboración propia a partir de MILLER, Perry y MOORE, Doug (1999). Precision Voltage References. Disponible en www.ti.com

Teniendo en cuenta que se piensa desarrollar un sistema de alta resolución, la topología seleccionada debería ser la basada en Zener, pues aparentemente presenta las mejores prestaciones dentro de las consideradas (valores típicos); sin embargo, es necesario entrar a comparar los dispositivos disponibles en el mercado, para escoger un dispositivo que no degrade el desempeño del sistema, no desperdicie las capacidades del DAC seleccionado anteriormente y además presente un precio razonable para la aplicación a desarrollar.

A continuación, las tablas 3 y 4, presentan la comparación de referencias de 5V y 2.5V respectivamente, utilizando las mejores referencias de cada uno de los fabricantes (por resultados de búsqueda paramétrica)⁶.

⁶ Comparación realizada en el año 2010

Tabla 3. Comparación de características para referencias de 5V

P.N		Error Inicial	Tempco	Estabilidad largo plazo	Ruido salida (0.1-10Hz)	Regulación de línea	Precio U\$
VRE305A	Zener	0.01%	0.6 ppm/°C	6 ppm/1000h	3 μV _{P-P}	10 ppm/V	81,06
ADR445B	XFET	0.04%	10 ppm/°C	50 ppm/1000h	2.5 μV _{P-P}	20 ppm/V	7,00
REF5050	Bandgap	0.1%	3 ppm/°C	50 ppm/1000h	15 μV _{P-P}	1 ppm/V	8,13
REF02	Zener	0.2%	15 ppm/°C	50 ppm/1000h	10 μV _{P-P}	60 ppm/V	6,24
MAX6250	Zener	0.02%	2 ppm/°C	20 ppm/1000h	3 μV _{P-P}	2 ppm/V	6,78

Tabla 4. Comparación de características para referencias de 2.5V

P.N		Error Inicial	Tempco	Estabilidad largo plazo	Ruido salida (0.1-10Hz)	Regulación de línea	Precio U\$
VRE302A	Zener	0.01%	0.6 ppm/°C	6 ppm/1000h	1.5 μV _{P-P}	10 ppm/V	92,78
ADR441B	XFET	0.04%	3 ppm/°C	50 ppm/1000h	1.2 μV _{P-P}	20 ppm/V	7,00
LM4040A	Zener	0.1%	15 ppm/°C	120 ppm/1000h	N.E	N.E	2,35
REF192E	Bandgap	0.08%	5 ppm/°C	480 ppm/1000h	25 μV _{P-P}	4 ppm/V	5,02
MAX6225	Zener	0.02%	5 ppm/°C	20 ppm/1000h	1.5 μV _{P-P}	7 ppm/V	4,29

Las anteriores tablas, muestran un par de dispositivos con excelentes prestaciones (VRE302A y VRE305A) los cuales son referencias Zener fabricadas por Thaler Corporation; sin embargo, éstas referencias cuestan aproximadamente 20 veces más que el segundo mejor dispositivo, por lo cual, debido al compromiso costo-prestaciones, se escogerán para este trabajo las referencias tipo *Buried Zener* **MAX6250** (5V) y **MAX6225** (2.5V).

Una vez seleccionadas las referencias de tensión, se debe implementar el circuito para proporcionarle al DAC la referencia dual $\pm V_{ref}$, el cual consiste simplemente en un inversor, que utiliza resistencias con precisión del 0,05% y TC⁷ de $\pm 10\text{ppm}/^\circ\text{C}$.

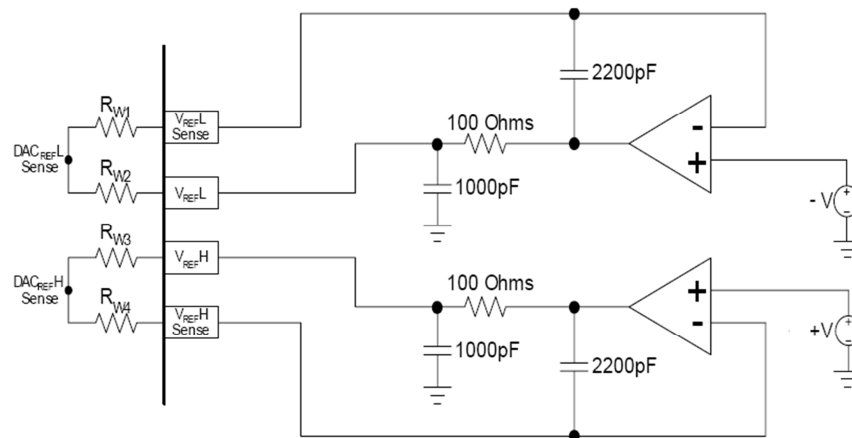
⁷ Acrónimo de Coeficiente de Temperatura (Temperature Coefficient)

2.1.3 Circuito de compensación "Force and Sense"

En algunas arquitecturas de convertidores, la corriente que debe ser suministrada por la referencia de tensión es dependiente del código digital de entrada del DAC, y ésta corriente puede variar desde unos pocos microamperios, hasta aproximadamente 2mA, lo que hace que la referencia de tensión, observe al DAC como una carga variable.

Entonces, debido a que existirá una caída de tensión (camino de cobre, resistencias internas, pin de entrada), que no será constante, sino que variará con el código, será necesario implementar un circuito realimentado que compense la caída en las resistencias internas, mantenga una tensión estable y evite problemas de linealidad.

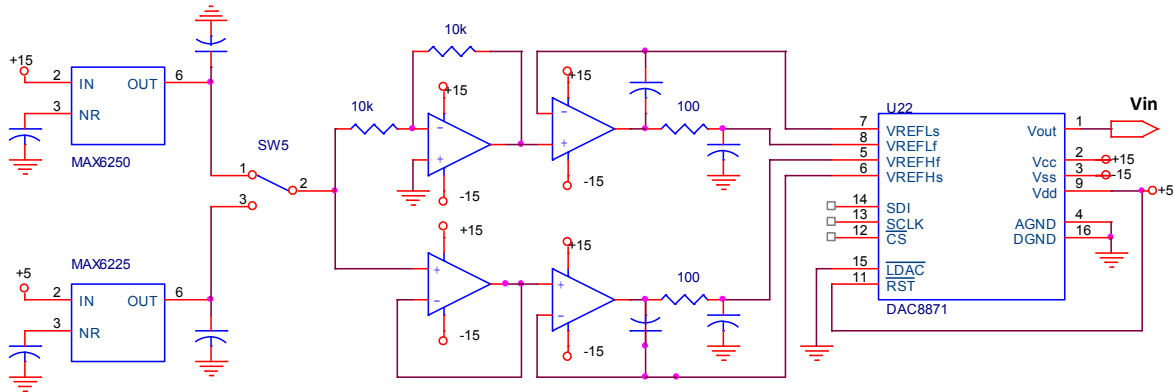
Figura 10. Circuito "Force and Sense"



Fuente: PARGUIAN, Joselito (2003). Building a Stable DAC External Reference circuit. Disponible en www.ti.com

Éste circuito, junto con el inversor para la referencia negativa, serán implementados utilizando el amplificador cuádruple **LT6012**, el cual es estable para ganancia unitaria, permite manejar cargas capacitivas y posee un "offset" de $35\mu\text{V}$ (menor a $\frac{1}{2}LSB$), de manera que no afectará la precisión del circuito de generación. El circuito completo de generación de tensiones variables, se muestra en la figura 11.

Figura 11. Circuito de generación de voltaje variable



Fuente: Elaboración propia

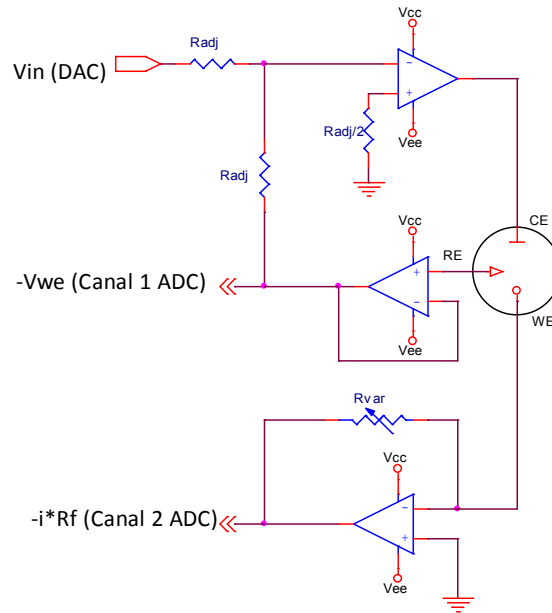
2.2 CIRCUITO POTENCIOSTÁTICO

El circuito potencioestático es el encargado de controlar la diferencia de tensión entre el electrodo de trabajo y el electrodo de referencia, a la vez que mide el flujo de corriente en la celda. Sin embargo, conservar una muestra a un potencial constante, que no sea afectado por la corriente que circula por la celda, requiere un circuito electrónico especial, que además de mantener fijo el potencial aplicado, tenga una velocidad de respuesta suficientemente grande.

En éste circuito existen tres bloques claramente definidos: el electrómetro, el amplificador de control y medidor de corriente. En la figura 12 se muestra el esquema del circuito potencioestático completo, y más adelante se dará una explicación de cada uno de los componentes, incluyendo los criterios de selección de los circuitos y dispositivos que conforman cada uno de estos bloques.

En este momento, es importante realizar una tabla comparativa entre amplificadores operacionales (Tabla 5), contrastándolos desde sus características típicas, debido a que en los circuitos posteriores, se hará uso de ellos y se debe tener definido cuales serán los más adecuados para cada una de las etapas, dependiendo de las necesidades específicas del circuito.

Figura 12. Circuito potencioestático



Fuente: Elaboración propia

2.2.1 El Electrómetro

El término electrómetro, se refiere sencillamente a un voltímetro de precisión, que no le exige corriente al circuito medido. De una manera más técnica, se utiliza para describir un sistema capaz de medir tensiones con corrientes de fuga en el rango inferior a un picoamperio⁸; en un potencioestado, el electrómetro es el circuito encargado de medir la diferencia de tensión entre los electrodos de trabajo y de referencia. En este diseño, el electrómetro es simplemente un seguidor de voltaje, ya que el electrodo de trabajo se encuentra en tierra virtual, por lo tanto, la señal a la salida del electrómetro, será el negativo de la tensión del electrodo de trabajo con respecto al potencial conocido⁹ (electrodo de referencia); entonces:

$$V_0 = -(V_{WE} - V_{RE})$$

⁸ ANALOG DEVICES, Op Amps as Electrometers. The Best of Analog Dialogue 1967-1991. Pág 48

⁹ Si el electrodo de referencia fuera el electrodo de Hidrógeno (0V), entonces simplemente se tendría a la salida del seguidor, el negativo de la tensión en el electrodo de trabajo.

Tabla 5. Comparación de amplificadores operacionales

Opamp	Casa	Canales	V_{OS} [mV]	I_{OS}	V_n [nV/\sqrt{Hz}]	I_n [pA/\sqrt{Hz}]	I_{BIAS}	I_{OUT} [mA]	R_{IN} [G Ω]	GBW [MHz]	SR [V/ μs]	Precio [US\$]
LT1022	Linear	1	0,08	2 pA	14	0,0018	± 10 pA	35	10000	8,5	26	5,00
LT1128	Linear	1	0,01	12 nA	0,85	1	± 25 nA	30	0,3	20	6	9,50
LT1007	Linear	1	0,01	7 nA	2,5	0,4	± 10 nA	20,8	7	8	2,5	4,13
LT11793	Linear	1	0,25	1,5 pA	6	0,0008	3 pA	27	1×10^7	4,2	3,4	4,75
LM7321	National	1,2	0,7	30 nA	15	1,3	1,1 μA	100	-	20	18	2,84
AD549	Analog	1	0,15	30 fA	90	0,00016	75 fA	5	0,1	1	3	27,44
AD795	Analog	1	0,1	100 fA	11	0,0006	1 pA	10	0,01	1,6	1	6,5
AD820	Analog	1	0,1	2 pA	13	0,0008	2 pA	15	10000	1,9	3	2,79
AD797	Analog	1	0,025	0,1 μA	0,9	2	250 nA	50	0,1	8	20	8,36
AD8599	Analog	2	0,01	25 nA	1,15	1,5	25 nA	52	-	10	16,8	6,88
AD811	Analog	1	0,5	2 μA	1,9	20	2 μA	100	0,0015	140	2500	7,00
OPA128	T,I	1	0,14	± 30 fA	27	0,00016	± 75 fA	± 10	1×10^6	1	3	63,29
OPA129	T,I	1	0,5	± 30 fA	17	0,0001	± 30 fA	± 10	1×10^6	1	2,5	13,42
OPA140	T,I	1,2,4	0,03	$\pm 0,5$ pA	5,1	0,0008	$\pm 0,5$ pA	± 30	10000	11	20	4,65
OPA277	T,I	1,2,4	0,01	$\pm 0,5$ nA	8	0,2	$\pm 0,5$ nA	± 35	250	1	0,8	2,80
OPA211	T,I	1,2	0,03	± 25 nA	1,1	1,7	60 nA	± 30	10	4,5	27	9,14
TLE2037	T,I	1	0,02	6 nA	3,3	10	1,5 nA	-	-	50	7,5	2,94
OPA227	T,I	1,2,4	0,005	$\pm 2,5$ nA	3	0,4	$\pm 2,5$ nA	± 45	10	8	2,3	3,47
OPA551	T,I	1	1	3 pA	14	0,0035	20 pA	± 200	0,0001	3	15	5,88

Esta salida entrega directamente el valor de tensión en la celda, y, en ausencia de polarización en el circuito, este valor corresponde al E_{CORR} . Además de lo anterior, también es la señal realimentada en el circuito potencioestático.

Un electrómetro ideal debería tener una corriente de entrada igual a cero y una impedancia de entrada infinita para que no fluya corriente hacia el electrodo de referencia. En la práctica, todos los amplificadores tienen corrientes de entrada, por lo tanto, es parte del proceso de diseño seleccionar un amplificador que posea una corriente de polarización tan baja, que pueda ser ignorada. Por último, debido a que el instrumento desarrollado tiene como finalidad la práctica de experimentos de corrosión de alta precisión para DC y baja frecuencia, la especificación de ancho de banda del electrómetro no es tan importante y además se puede despreciar el efecto del filtro RC formado por la capacitancia de entrada del amplificador y la resistencia del electrodo de referencia.

Si el único criterio de selección fuera la corriente de polarización (I_{BIAS}), las opciones serían el OPA128, el AD549 y el OPA129, pero ya que los dos primeros dispositivos son muy costosos, y el tercero tiene una tensión de *offset* máxima de $\pm 2\text{mV}$, fueron descartados. El mejor compromiso (*tradeoff*), entre corriente de polarización y voltaje de *offset*, lo presenta el **OPA140**, razón por la cual fue seleccionado para el circuito.

Por último, debido a que no se tendrán en cuenta los efectos producidos por corrientes muy pequeñas (menores a picoamperios), no se realizarán circuitos de guarda en el electrómetro ni en el amplificador de transimpedancia.

2.2.3 Circuito de medición de corriente

El segundo bloque dentro del circuito potencioestático, es el encargado de la medición de la corriente que pasa por el electrodo de trabajo. En el anexo A, se realiza una comparación entre los dos métodos de medición de corriente más utilizados (medición en derivación o “*shunt*” y amplificador de transimpedancia). El primer método generalmente se utiliza cuando se quieren medir corrientes superiores al microamperio ($1\mu\text{A}$), y el segundo cuando se desea llegar a los límites inferiores (nA, pA y fA).

Entonces, debido a que uno de los objetivos del presente proyecto es desarrollar un sistema de alta resolución, el circuito de medición de corriente debe implementarse por medio de un amplificador de transimpedancia, y la selección del amplificador debe estar restringida a dispositivos con muy baja corriente de polarización, bajo *offset* y en general muy buenas características de desempeño en DC.

El rango de entrada del ADC se estableció en $\pm 10V$, de manera que para definir los rangos de corriente de full escala, solo será necesario especificar los valores que tomará la resistencia de retroalimentación R_F . En este diseño, se trabajaron cuatro posibles valores de R_F ($1k\Omega$, $100k\Omega$, $1M\Omega$ y $10M\Omega$), por lo que se tienen cuatro rangos de medición de corriente de *full* escala en el instrumento: $\pm 10mA$, $\pm 100\mu A$, $\pm 10\mu A$ y $\pm 1\mu A$.

La mínima corriente que podrá ser medida con exactitud por el circuito, depende del error de corriente a la entrada; el cual a su vez depende de la corriente de polarización del dispositivo y del *offset* del mismo

$$|I_{BLAS}| + \left| \frac{V_{OS}}{R_F} \right| \leq \text{Error en } I_S$$

En la tabla 6, se relacionan las características de los amplificadores con mejores características DC buscadas y el error incurrido al utilizarlo en el convertidor de corriente a tensión para el menor rango de corriente ($R_F=10M\Omega$), tanto para los valores típicos como para el peor caso posible.

En cuanto al circuito de selección de rango, se debe escoger un interruptor que tenga como característica que $t_{ON} > t_{OFF}$, es decir, que sea del tipo “*BREAK BEFORE MAKE*”, ya que se utilizará para elegir entre cuatro posiciones y se necesita que siempre quede seleccionado un único valor de ganancia.

Tabla 6. Error de corriente para el menor rango de medición

Opamp	V_{OS} [mV]		I_{BLAS} [pA]		Error [pA]		Precio (U\$)
	Típico	Peor Caso	Típico	Peor Caso	Típico	Peor Caso	
OPA129	±0,5	±2	0,03	0,1	50,03	200,1	13,42
OPA124	0,2	0,8	±1	±5	21	81	11,88
AD795	0,1	0,5	1	2,3	11	52,3	6,50
AD820	0,1	0,4	2	10	12	50	2,79
OPA140	0.03	0.12	0.5	10	3,5	22	4.65

Teniendo en cuenta los resultados de la tabla 6, se escogerá el **OPA140** para la etapa de conversión corriente-tensión, debido a que éste amplificador es el que permitiría la mejor resolución de corriente gracias a la combinación de bajo *offset* y muy baja corriente de polarización. En la tabla 7, se muestran los errores de corriente típicos y del peor caso, para los cuatro rangos de medición del instrumento.

Tabla 7. Error de corriente para los diferentes rangos de medición

R_F	Rango	Error típico	Error Peor Caso
1 k Ω	10 mA	30 nA	120 nA
100 k Ω	100 μ A	300,5 pA	1,21 nA
1 M Ω	10 μ A	30,5 pA	130 pA
10 M Ω	1 μ A	3,5 pA	22 pA

El circuito de selección de rango de corriente, se implementará utilizando el interruptor analógico **ADG1413** que contiene cuatro interruptores SPST (*single pole single throw*), el cual presenta como características principales: una muy baja resistencia de encendido ($R_{ON}=1,5\Omega$), una variación máxima de ésta resistencia de $0,3\Omega$ y una diferencia máxima entre resistencias de encendido $0,1\Omega$. Además, las resistencias utilizadas en el circuito de selección de rango, tendrán una tolerancia del 0,1%.

2.2.4 Amplificador de Control

El amplificador de control realiza la función de comparar la tensión medida en la celda (presente a la salida del electrómetro), con la señal de tensión aplicada por el DAC. Observando el circuito de la figura 12, se puede apreciar que en cada una de las entradas del amplificador de control, hay una resistencia llamada R_{ADJ} , entonces, para que la corriente de entrada al amplificador sea cero (caso ideal), la tensión generada por el DAC y la tensión medida por el electrómetro debe ser igual, ya que las resistencias son iguales.

Cuando esto no es cierto y existe una perturbación (por ejemplo un cambio de tensión a la salida del DAC), el amplificador de control contrarresta este efecto inyectando corriente a la celda y por tanto, cambiando la tensión aplicada al electrodo de trabajo (la cual es medida por el electrómetro) y obligando a que las tensiones sean iguales. Todo lo anterior es posible gracias a la retroalimentación negativa del circuito.

Para implementar este amplificador de control, se necesita básicamente un dispositivo que presente una alta velocidad de respuesta (*Slew Rate*), bajas corrientes de entrada, buena corriente de salida y que permita manejar cargas capacitivas; por éstas razones, y además aprovechando que el OPA140 ha sido seleccionado para las dos etapas anteriores, se utilizará el **OPA4140** (versión cuádruple) para implementar todo el circuito potencioestático.

Las especificaciones más importantes del amplificador de control son: corriente de entrada típica (I_{BIAS}) de 500fA, corriente de cortocircuito a la salida (I_{SC}) de al menos ± 30 mA y velocidad de respuesta (SR) de $20V/\mu s$. Además, en operación a circuito abierto, permite manejar cargas capacitivas de hasta $90\mu F$.

Por último, para asegurar la exactitud en la respuesta del circuito, se utilizarán resistencias con tolerancia del 0,05% y coeficiente de temperatura (TC) de $\pm 10ppm/^{\circ}C$ para evitar cualquier error en la comparación.

2.3 CIRCUITO GALVANOSTÁTICO

Un galvanostato es un circuito de control y medición que tiene la capacidad de mantener constante la corriente en una celda electroquímica, sin importar los cambios que ocurran en la carga. El galvanostato, realiza la función complementaria del potencióstato, pues controla la corriente que pasa por la celda, a la vez que mide la tensión presente en el electrodo de trabajo producto de esta corriente.

Los experimentos galvanostáticos permiten medir velocidades de pasivación, evaluar técnicas de protección anódica y catódica, o calcular el grosor de las capas pasivas. Al realizar mediciones en las que la corriente cambia con el tiempo, se pueden hacer experimentos galvanodinámicos que permiten caracterizar el desempeño en el tiempo de un espécimen ante un medio corrosivo.

La tensión en el electrodo de trabajo, como se expuso anteriormente, se encuentra a la salida del electrómetro, por lo tanto, para el circuito galvanostático, solo hace falta diseñar una fuente de corriente con una alta impedancia de salida, de manera que no se vea afectada por la impedancia de carga que coloca la celda electroquímica, y un circuito de selección para realizar el cambio entre modo potencióstato y modo galvanostato.

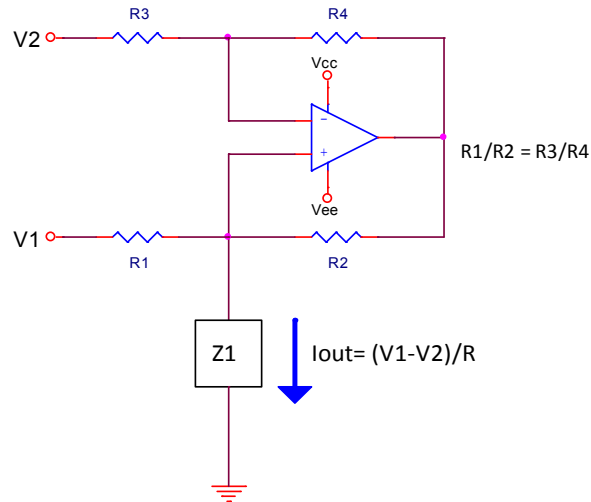
2.3.1 Fuente de Corriente

Una fuente controlada de corriente constante, es un bloque funcional muy útil en el diseño de diversas aplicaciones electrónicas, y generalmente son usadas para probar otros dispositivos. Una fuente de corriente puede ser utilizada para entregar corriente a un sensor o a un material específico, para polarizar diodos, transistores o amplificadores o para realizar procesos especiales de generación de señal.

El diseño de una fuente unidireccional de corriente es una tarea relativamente sencilla, ya que puede ser implementada utilizando amplificadores y transistores discretos externos, o simplemente reguladores de tensión y resistencias. Sin embargo, cuando se requiere una fuente bidireccional de corriente que posea una salida variable y una

alta impedancia de salida, es necesario recurrir a circuitos más sofisticados como la fuente de corriente Howland¹⁰

Figura 13. Fuente de corriente básica Howland



Fuente: Elaboración propia

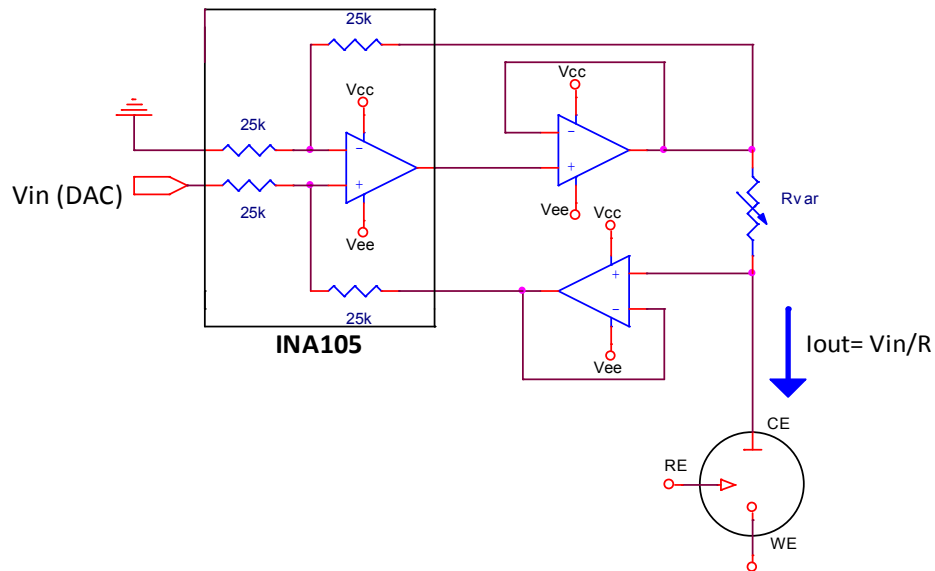
Utilizando el principio de superposición, la corriente de salida de la figura 16 es:

$$I_{OUT} = \frac{V_1 - V_2}{R_1} \quad , \quad \text{para} \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Para este diseño, se implementará una fuente Howland mejorada (figura 14), en la cual se utiliza el **INA105** como amplificador diferencial de ganancia unitaria, debido a que posee un alto CMRR (100dB típico), un error de ganancia del 0,001% y resistencias integradas de película metálica con precisión del 0,002%, cuyos coeficientes de temperatura se rastrean, evitando con esto que hayan problemas producidos por desbalances en los lazos de retroalimentación. El circuito cuenta con un *buffer* de corriente debido a que el INA105 no se destaca por su manejo de corriente de salida.

¹⁰ Nombre dado al circuito diseñado por Bradford Howland del MIT en 1962

Figura 14. Fuente Howland mejorada



Fuente: Elaboración propia

Los *buffers* de corriente y tensión fueron implementados utilizando el amplificador dual **TLE2072**, que posee una corriente de cortocircuito de $\pm 45\text{mA}$, que es mucho mayor que los rangos definidos para el sistema; además, la corriente de polarización típica es de 20 pA , convirtiéndose éste valor en el error de corriente del circuito. En la tabla 8, se muestran cuatro de los ocho posibles rangos de generación de corriente (los otros cuatro serán la mitad de éstos y se tendrán cuando se utilice la referencia de 2.5V en la generación); para la selección de los rangos, al igual que en el medidor de corriente, se utiliza el **ADG1413**.

Tabla 8. Rangos de generación de corriente

Vin	R _{VAR}	Rango	Error típico	Error Peor Caso
5V	1 k Ω	$\pm 5\text{ mA}$	20 pA	175 pA
5V	100 k Ω	$\pm 50\text{ }\mu\text{A}$	20 pA	175 pA
5V	1 M Ω	$\pm 5\text{ }\mu\text{A}$	20 pA	175 pA
5V	10 M Ω	$\pm 500\text{ nA}$	20 pA	175 pA

El circuito galvanostático, al igual que todo el sistema, fue diseñado para que el usuario no tenga necesidad de realizar ajustes de *offset* o cualquier otro tipo de ajuste para mejorar el desempeño del instrumento.

2.3.2 Circuito de Selección

La tendencia actual en los instrumentos, debido al alto nivel de integración de los dispositivos, es proporcionar al usuario la posibilidad de trabajar varios subsistemas dentro de un solo equipo, lo cual redundaría en ahorro de tiempo y reducción de costos para el usuario final. Los equipos empleados para pruebas electroquímicas no son la excepción, por tanto se hace necesario implementar un circuito para seleccionar uno de los posibles modos de trabajo, ya sea modo potencióstato o modo galvanostato.

La señal de entrada proviene del DAC y debe entregarse a uno de dos circuitos: el amplificador de control para el modo potencióstato, o la entrada de la fuente Howland para el modo galvanostato, por tanto se necesitaría un circuito que pueda conmutar una entrada a dos posibles posiciones. Además de lo anterior, en la celda electroquímica se debe inyectar corriente por el contraelectrodo, y, dependiendo del modo de trabajo, esta tarea se realiza por medio del amplificador de control en el circuito potencióstático o por la salida de la fuente de corriente en el modo galvanostático, de manera que se necesita otro circuito que conmute dos entradas a una carga.

La solución inmediata sería utilizar un interruptor analógico tipo DPDT (Double Pole Double Throw), que maneje estas dos situaciones simultáneamente; pero, debido a que para la medición de la resistencia del electrolito, es necesario hacer interrupción de corriente por la celda, se utilizan dos interruptores por separado: uno para la fuente y otro para la carga.

En este punto, es necesario hacer énfasis en que éstos interruptores deben presentar características eléctricas muy cercanas a lo ideal, de manera que puedan ser utilizados en aplicaciones de adquisición de señal, pero que además tengan un rango de trabajo que varíe entre los rieles de alimentación del sistema, es decir, $\pm 15V$. Los parámetros más importantes para la selección del dispositivo son la resistencia de

encendido R_{ON} (la cual se desea que no cambie mucho con factores como temperatura, tensión de alimentación o señal de entrada) y la corriente de encendido $I_{D(ON)}$, que debe ser pequeña para que se tenga un *offset* muy bajo.

Los parámetros de tiempos de encendido y apagado no serán críticos, debido a que no se estarán realizando conmutaciones constantes, y éstos interruptores solo serán utilizados para seleccionar el modo de trabajo del instrumento.

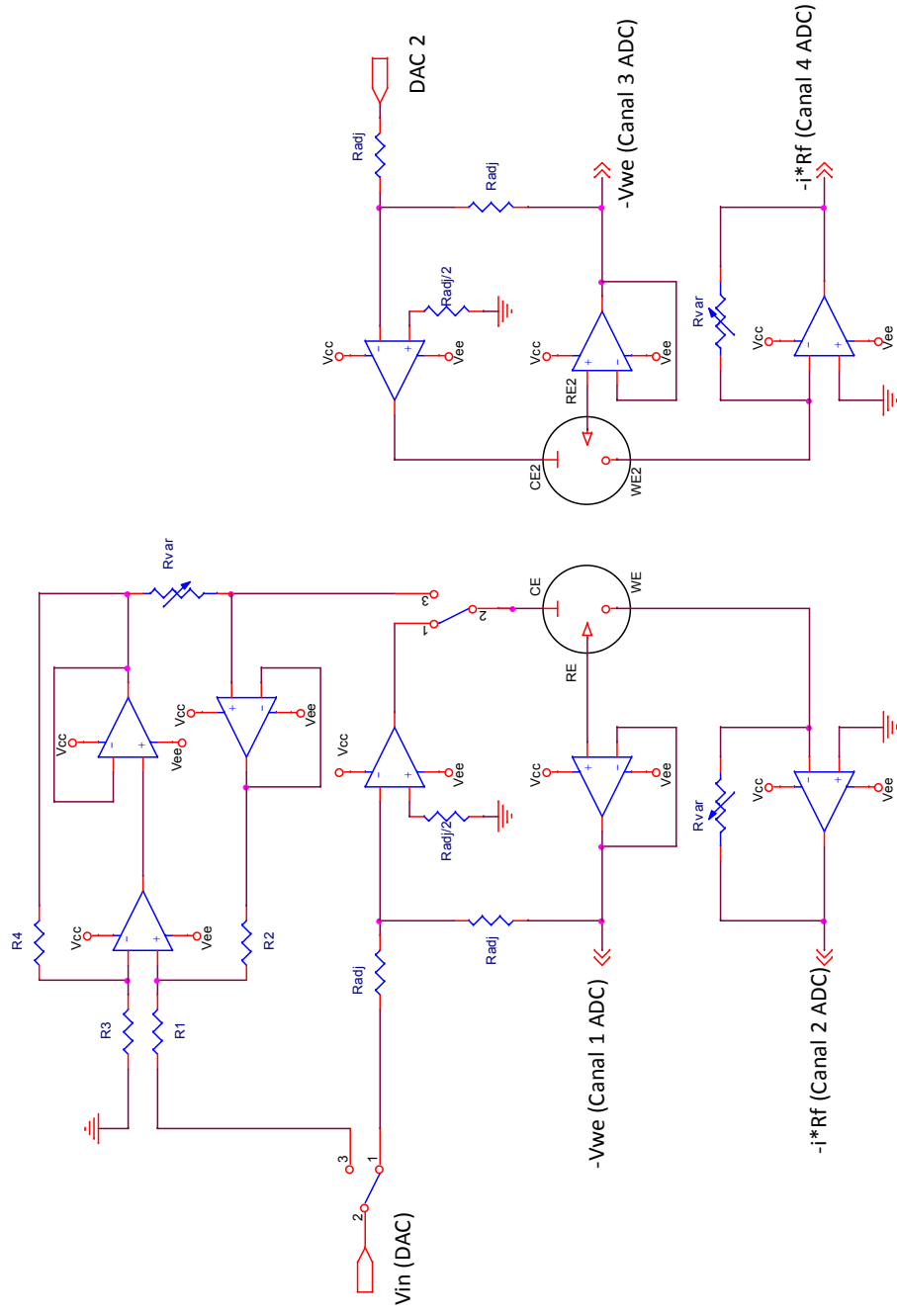
Para este circuito se seleccionó el interruptor analógico **ADG1419** de Analog Devices, que es un interruptor SPDT (*SinglePole-DoubleThrow*), cuyas principales características eléctricas, se muestran en la tabla 9.

Tabla 9. Principales características del ADG1419

Característica	Valor
Tensión de Alimentación	$\pm 5, \pm 12, \pm 15V$
Rango de señales de entrada	V_{DD} a V_{SS}
R_{ON}	2,1 Ω
R_{ON} flatness	0,5 Ω máx.
$C_{D(OFF)}$	44 pF
$I_{D(ON)}$	$\pm 0,2nA$

Por último, en la figura 15, se muestra el esquemático del módulo analógico, incluyendo el segundo canal del bipotenciostato, el cual es básicamente una reproducción del circuito potencióstático. Cuando el modo bipotenciostato esté activo, y se necesiten realizar pruebas de permeación de hidrógeno, el primer bloque funcionará como galvanostato, y el segundo funcionará como potencióstato.

Figura 15. Esquemático del módulo analógico



Fuente: Elaboración propia

2.4 CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL

Los convertidores analógicos-digitales (ADC) transforman cantidades analógicas, que son características de fenómenos del mundo real, a un lenguaje digital en el que pueden ser utilizados para una gran variedad de aplicaciones. Hasta este momento, todo el sistema ha sido diseñado para lograr la mayor resolución posible, basándose principalmente en selección de dispositivos, por lo tanto, no debe ahorrarse esfuerzo al momento de seleccionar el ADC¹¹, que es el punto donde confluyen el procesamiento digital y el procesamiento analógico. Teniendo en cuenta que se está trabajando con un DAC de 16 bits, no tendría sentido utilizar un ADC con una resolución inferior¹², por tanto la selección de dispositivos debe comenzar pensando en utilizar convertidores de alta resolución (16 bits o superior).

En el momento de seleccionar el convertidor deben tenerse en cuenta varios aspectos específicos del sistema a desarrollar, los cuales son:

- Necesidad de digitalizar varias señales
- Trabajo de precisión
- Baja frecuencia

Teniendo en cuenta esas necesidades, debe descartarse la arquitectura de mayor velocidad (*arquitectura flash*), debido a su inherente baja resolución y su alta disipación de potencia por la cantidad de comparadores involucrados. También debe descartarse la arquitectura *pipelined*, debido a que, para resoluciones superiores a 12 bits, presenta problemas de ruido, latencia, pobre desempeño en frecuencia, y además necesita de circuitos muy complicados de entrada y de referencia.

Las arquitecturas más populares para adquisición de señal con alta precisión son las de aproximaciones sucesivas (SAR¹³) y la sigma-delta ($\Sigma - \Delta$). La diferencia entre éstas dos, radica en que la última se enfoca más en técnicas de procesamiento digital

¹¹ Acrónimo de Analog to Digital Converter

¹² Esto es cierto siempre y cuando la resolución del sistema de acondicionamiento de señales, presente una resolución que sea, al menos, la misma que aquella del DAC.

¹³ Acrónimo de Successive Approximation Register

que en acoplamiento de componentes o precisión analógica (que son el fuerte de la arquitectura SAR), para obtener un alto desempeño.

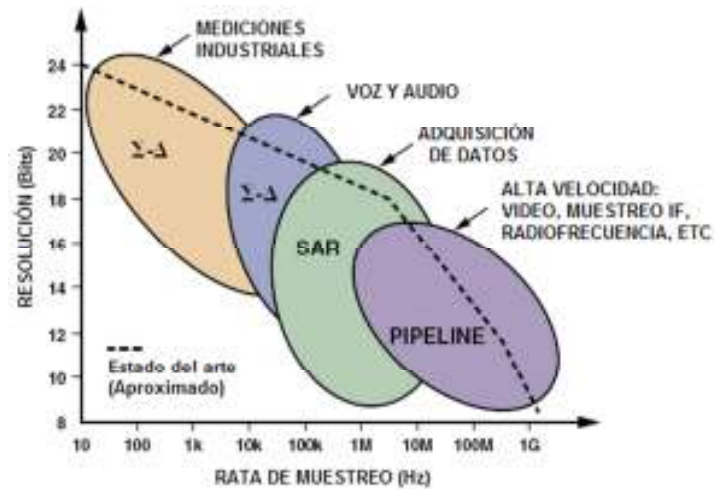
Durante muchos años, la arquitectura SAR ha sido la más utilizada en aplicaciones de media a alta resolución (8-16 bits) con velocidades de muestreo de hasta una Mega-muestra por segundo (1 MSPS), teniendo como únicas limitantes la necesidad de ajustes externos y la obligatoriedad de un riguroso filtro *antialiasing* a la entrada para alcanzar la máxima resolución.

Sin embargo, en los últimos años, debido a la integración a gran escala de los procesos CMOS, la arquitectura sigma-delta ha permitido resoluciones de hasta 32 bits, presentando de esta manera una opción de bajo costo para implementar aplicaciones de baja frecuencia y muy alta resolución, a la vez que relaja los requerimientos analógicos de filtrado *antialiasing* a la entrada, debido al sobremuestreo y al filtrado digital interno. La mayoría de estos convertidores son muy versátiles y permiten al usuario programar la velocidad de salida de datos, las características del filtro digital, la ganancia (PGA) y contienen modos de auto-calibración.

El problema con esta arquitectura, aparece cuando se requieren aplicaciones multicanal, debido a los inconvenientes causados por el tiempo de establecimiento del filtro digital interno, ya que éste debe tomar todos los datos provenientes de la nueva entrada (nuevo canal) antes de que pueda entregar una salida válida, causando con esto retardos que pueden ser críticos dependiendo del ancho de banda de la aplicación.

En la figura 16, se presenta una relación aproximada entre las cuatro arquitecturas más populares de ADCs y su rango de aplicación según el ancho de banda. En la gráfica, el eje vertical relaciona la resolución del dispositivo y el eje horizontal la tasa de muestreo (que está relacionada con el ancho de banda de la aplicación); la línea punteada representa el estado del arte para mediados de 2005.

Figura 16. Arquitecturas de ADC, aplicaciones, resolución y rata de muestreo



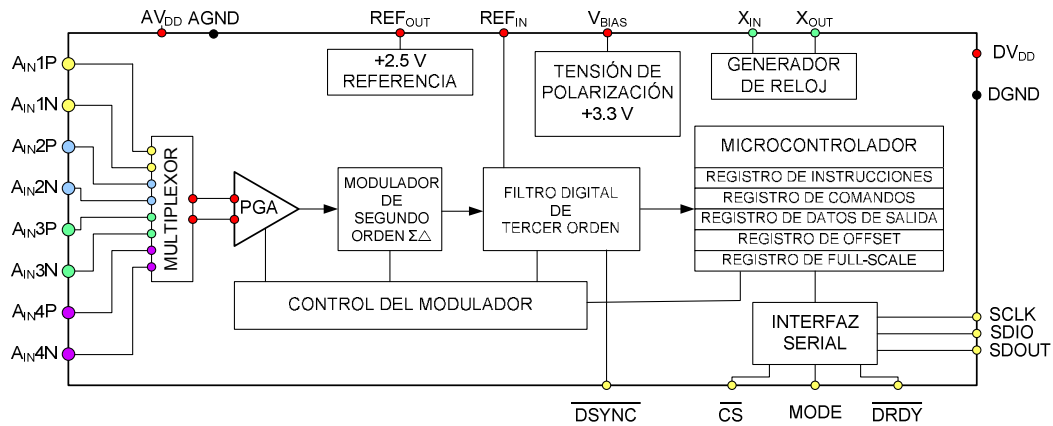
Fuente: KESTER, Walt (2005). Which ADC architecture is right for your application? Analog Dialogue 39-06. Disponible en www.analog.com

Para este diseño, se decidió utilizar un convertidor sigma-delta, y se buscaron convertidores de más de 16 bits, que presentaran un buen compromiso entre precio y prestaciones, siendo escogido finalmente un dispositivo de Texas Instruments con número interno **ADS1213**, del cual se destacan las siguientes características:

- Posibilidad de trabajar entradas diferenciales o referidas a tierra.
- Multiplexor de cuatro canales a la entrada
- Filtrado digital programable.
- Trabajo a 22 bits sin pérdida de códigos (*No missing codes*)
- $INL = \pm 0.0015\%$ del Rango de Full Escala.
- Función de autocalibración para corregir errores de *offset* y errores de full escala
- Alta cantidad de documentación existente sobre el dispositivo.
- Muestras gratis para realizar pruebas.

El circuito de conversión de datos depende de manera crítica de la referencia de tensión que se utilice, por tanto, es necesario recurrir a una referencia externa, que es más exacta que la referencia interna del dispositivo. Debido a lo anterior, se utiliza una referencia **MAX6225**, similar a la seleccionada con anterioridad para el circuito de referencia de tensión del DAC.

Figura 17. Estructura interna del convertidor ADS1213



Fuente: Elaboración propia

El ADS1213 puede ser utilizado para diversos rangos de entrada, razón por la cual, el tamaño del LSB dependerá de la elección que se realice. En la tabla 10, se presenta una relación de los posibles rangos de full-escala, los correspondientes rangos de entrada por terminal¹⁴, con la ganancia del PGA interno del convertidor y el tamaño del LSB, recordando que:

$$1 \text{ LSB} = \frac{V_{\text{FULL-ESCALA}}}{2^n - 1} \approx \frac{V_{\text{FULL-ESCALA}}}{2^n}$$

Tabla 10. Rangos de entrada señal bipolar y tamaño del LSB

Ganancia PGA	Rango Full Escala [V]	Rango de tensión [V]	Tamaño LSB
1	40	±10	2.384 μV
2	20	±5	1.192 μV
4	10	±2.5	0.596 μV
8	5	±1.25	0.298 μV
16	2.5	±0.625	149 nV

¹⁴ Se estará trabajando una entrada diferencial, razón por la cual, el rango de tensión por terminal, será igual a la mitad del rango de full escala a la entrada.

En este trabajo, se utilizará el mayor rango de entrada que es el de $\pm 10\text{V}$ (Rango Full Escala de 40V), para obtener la mayor inmunidad al ruido posible, ya que a menor rango de entrada hay mayor posibilidad de perder resolución en el sistema para igual cantidad de ruido generado en el acondicionamiento de la señal.

Para conseguir las mejores prestaciones del dispositivo, se siguieron las indicaciones del fabricante con respecto a la frecuencia de reloj utilizada, el valor del modo turbo y la mínima ganancia posible en el amplificador de ganancia programable. En las siguientes figuras, se puede apreciar la diferencia de comportamiento para las distintas opciones de configuración.

Figura 18. Curvas típicas de desempeño para diferentes ganancias del PGA

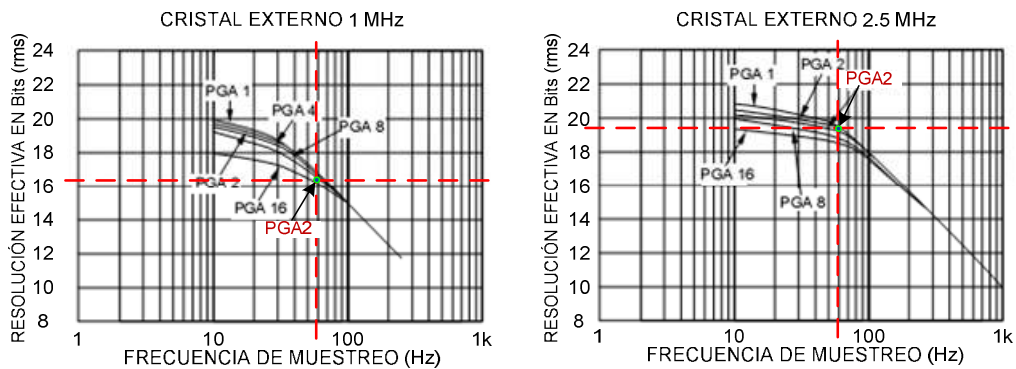
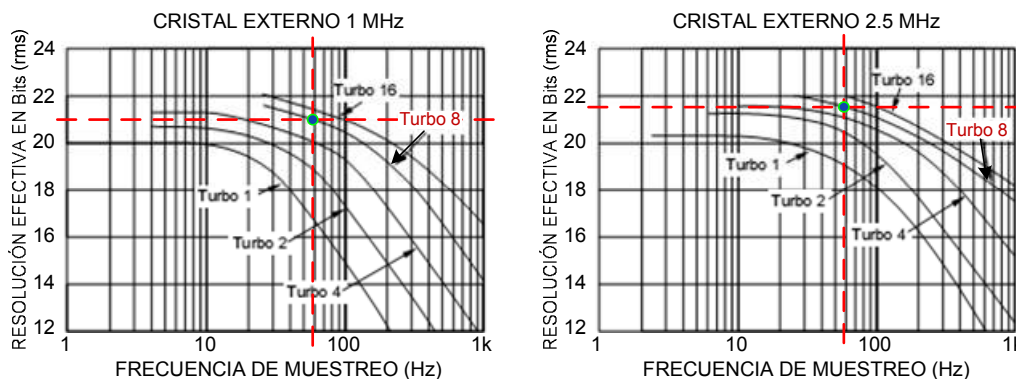


Figura 19. Curvas típicas de desempeño para diferentes relaciones TMR



Fuente: Elaboración propia a partir de TEXAS INSTRUMENTS. Hoja de datos **ADS1213**. Disponible en www.ti.com

Con el fin de minimizar las fuentes de ruido, se seleccionó un cristal senoidal en lugar de un reloj de onda cuadrada, debido a la gran cantidad de armónicos que posee este último; el dispositivo utilizado fue el cristal **MP024S**.

Por último, uno de los bloques más importantes del convertidor analógico-digital, es el filtro digital, el cual realiza funciones de filtrado pasa-bajas y a la vez de filtrado elimina-banda (*notch*). La frecuencia de 3db se encuentra utilizando la siguiente relación:

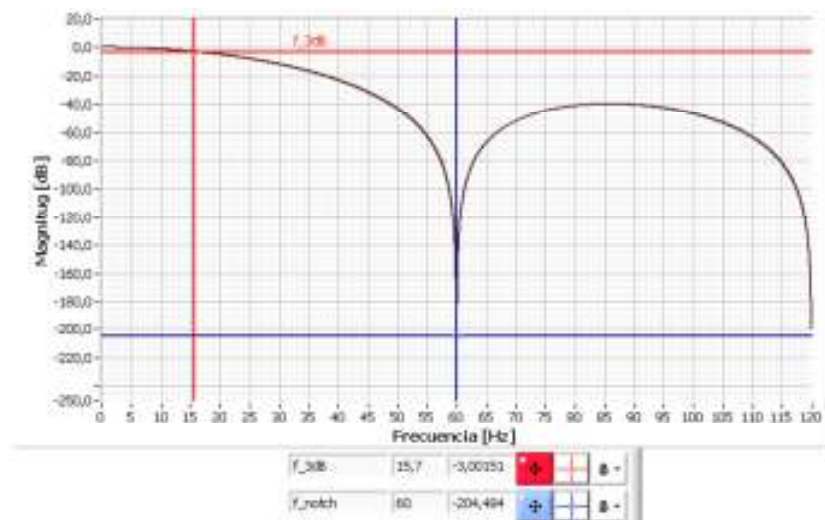
$$f_{3db} \approx 0,262 * f_{notch} = 0,262 * 60Hz = 15,72 Hz$$

Teniendo en cuenta que la frecuencia de 3db es superior a la de las señales de importancia para la aplicación, se estarán rechazando las interferencias de la red eléctrica y además se disminuirá el ruido producido por los dispositivos del sistema. La ecuación que define la operación del filtro es:

$$|H(f)| = \left| \frac{\sin\left(\frac{\pi * f * N}{f_{MOD}}\right)}{N * \sin\left(\frac{\pi * f}{f_{MOD}}\right)} \right|^3$$

Donde el parámetro N es una constante equivalente a la razón de diezmado utilizada.

Figura 20. Respuesta del filtro digital implementado.



Fuente: Elaboración propia

2.5 FUENTE DE ALIMENTACIÓN

Una fuente de alimentación ideal estaría caracterizada por entregar una tensión de salida constante al sistema, sin alteraciones causadas por variaciones en la tensión de entrada, corriente de carga o temperatura de operación, y además tendría una eficiencia de conversión de energía del 100%. Sin embargo, una fuente real, presenta problemas reales que impiden que se cumpla con esas características deseadas, y obliga al diseñador del sistema a enfrentarse a la selección de una fuente de alimentación que cumpla con las necesidades específicas de la aplicación, y que tenga un margen de maniobra que permita que el sistema funcione correctamente para los distintos escenarios en los que sea utilizado.

Existen dos tipos de fuente que se utilizan actualmente, las fuentes lineales y las fuentes conmutadas. Las primeras se caracterizan por su simpleza, bajo rizado de salida, excelente regulación de línea y de carga, respuesta rápida y baja interferencia electromagnética, aunque sufren de baja eficiencia y ocupan mayor espacio; en cambio, las fuentes conmutadas son cada vez más populares debido a su alta eficiencia y alta densidad de potencia. En la tabla 11 se comparan alguna de las características típicas para fuentes de alimentación lineales y conmutadas.

Tabla 11. Fuentes lineales vs Fuentes Conmutadas (Valores típicos)

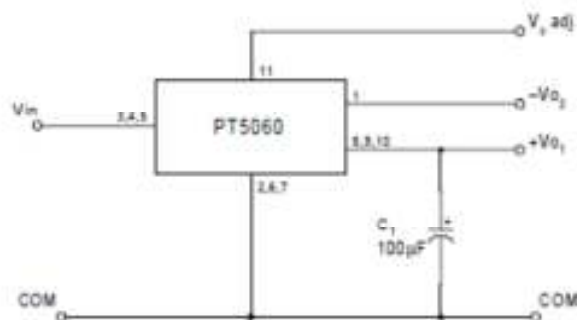
Especificación	Lineal	Conmutada
Regulación de Línea	0.02% - 0.05%	0.05% - 0.1%
Regulación de Carga	0.02% - 0.10%	0.10% - 1.0%
Rizado a la Salida	0.5 - 2 mV RMS	10 - 100 mV _{P-P}
Rango de Tensión de Entrada	± 10%	± 20%
Eficiencia	40% - 55%	60% - 95%
Densidad de Potencia	0.5 W / pulg. cúb	2W - 10W / pulg. cúb
Recuperación al Transitorio	50 μs	300 μs
Tiempo de Espera	2ms	34ms

Fuente: NATIONAL SEMICONDUCTOR (2002). Introduction to Power Supplies. National Semiconductor Application Note 556. Disponible en www.national.com

La fuente diseñada en este trabajo, se basa en un regulador conmutado (ISR¹⁵), el cual es un circuito integrado que utiliza un inductor, un transformador, o un condensador como elemento de almacenamiento de energía, para transferir energía desde la entrada hacia la salida en paquetes discretos. Este tipo de reguladores ha ganado mucha popularidad debido a que ofrece alta conversión de potencia y flexibilidad para el diseño, en la medida que permite ser configurados para elevar, disminuir, o invertir la tensión de salida, con solo una fuente de tensión a la entrada.

El circuito integrado utilizado en esta tarjeta es el PT 5062 (9W) de la empresa Texas Instruments, el cual, a partir de una tensión unipolar mayor a 4.75 V, entrega a la salida tensiones complementarias que pueden ser ajustadas entre $\pm 7V$ y $\pm 20V$ con solo una resistencia externa; en este caso particular, se obtendrán salidas complementarias de $\pm 15V$ con una eficiencia del 85%, para dar energía a los dispositivos analógicos que utilizan alimentación dual.

Figura 21. Circuito típico para operar el PT5062



Fuente: TEXAS INSTRUMENTS. Hoja de datos PT5062. Disponible en www.ti.com

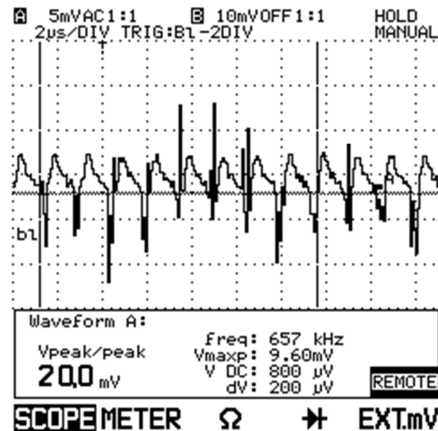
Para asegurar un comportamiento adecuado de los dispositivos del sistema, especialmente los componentes analógicos, es necesario entregar una señal DC con un nivel de rizado tan bajo como sea posible (*analog ready*), pero en general que sea menor a $10mV$ pico a pico¹⁶. La manera más sencilla de reducir el ruido a la salida es colocando uno o más condensadores cerámicos de $1\mu F$ en paralelo, ya que estos

¹⁵ Acrónimo de Integrated Switching Regulator

¹⁶KESTER, Walt (1999). Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Capítulo diez. Hardware design Techniques. Analog Devices, Inc. .

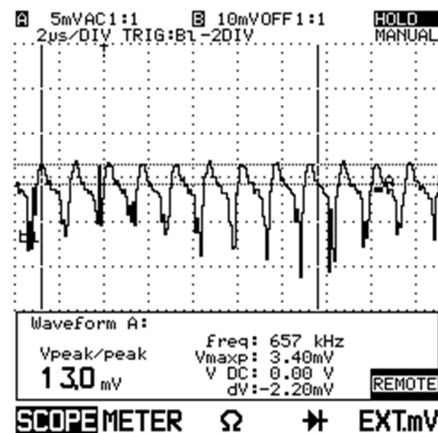
reducen el ruido de rizado a la salida entre 30 y 50% para ISR con corrientes de salida menores a 3 amperios¹⁷.

Figura 22. Tensión de rizado en la salida positiva V_{01}



Fuente: CALA, Jairo y PEÑA, Omar. Diseño y Construcción de un sistema de adquisición de datos microsísmicos. Universidad Industrial de Santander. 2004. 169p

Figura 23. Tensión de rizado con condensador a la salida



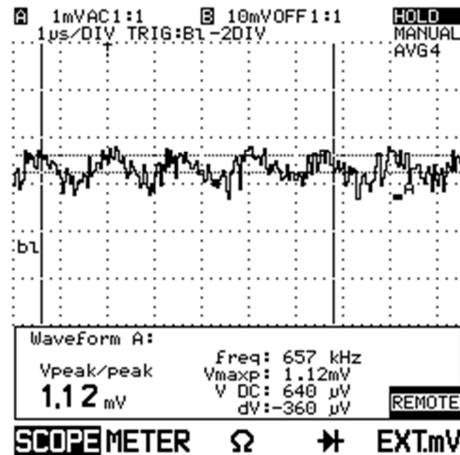
Fuente: Ibíd.

Otra opción más recomendable para reducir la tensión de rizado a la salida de los reguladores conmutados, es la implementación de un filtro LC. Para el filtro a la salida del PT5062, se utilizará una bobina de $4,7\mu\text{H}$ (teniendo en cuenta que sea capaz de soportar corrientes similares a las de salida del ISR sin saturarse) y un condensador

¹⁷ TEXAS INSTRUMENTS (2000). ISR Input/Output Filters. Application Note AN13. www.ti.com

de tantalio de $100\mu F$, debido a que la frecuencia de conmutación es de 650KHz. A continuación se muestra el efecto del filtro LC sobre la salida del regulador conmutado.

Figura 24. Tensión de rizado con filtro LC



Fuente: Ibíd.

Para energizar los dispositivos analógicos que necesitan alimentación unipolar de 5V, se podría pensar en utilizar un regulador lineal de bajas pérdidas (LDO¹⁸), sin embargo, debido a que la salida del adaptador de pared entrega aproximadamente 10V, la eficiencia de este circuito no sería la mejor, teniendo en cuenta la expresión para la eficiencia de un regulador LDO:

$$Eficiencia = \frac{I_o V_o}{(I_o + I_Q) V_i} \times 100\%$$

De manera que si se seleccionara un LDO con una corriente de tierra (I_Q ¹⁹) tan pequeña que fuese prácticamente despreciable, se estaría trabajando en el mejor de los casos con una eficiencia del 50%; ahora, si la entrada fuera la salida del PT5062 (15V), la eficiencia estaría en el orden del 30%, lo cual podría ser considerado como

¹⁸ Acrónimo de Low Dropout Regulator

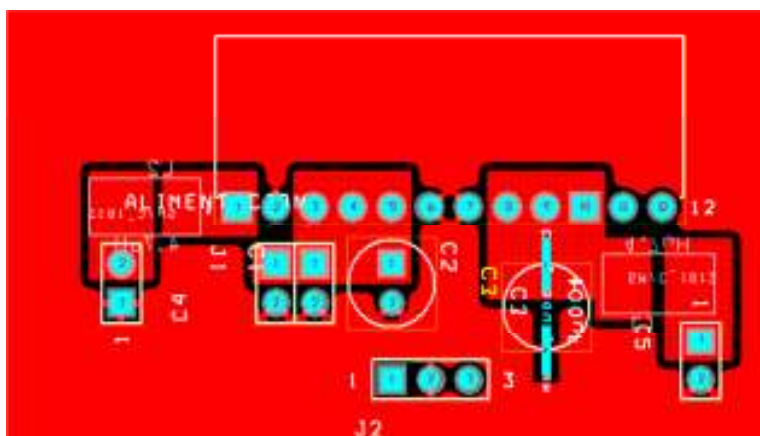
¹⁹ Se conoce como corriente de tierra porque es la diferencia entre la corriente de entrada y la corriente de salida del dispositivo; una baja corriente de tierra es necesaria para maximizar la eficiencia de corriente.

inaceptable y no tendría sentido utilizar LDOs que cuestan mucho más que los reguladores lineales tradicionales.

Sin embargo, teniendo en cuenta que no se estará trabajando con baterías, y recordando que se está construyendo un dispositivo de precisión, se opta por utilizar reguladores lineales tradicionales de 500 mA (llamados también “enanos”), en el pin de alimentación de los circuitos analógicos que necesitan 5V (tres en total para la tarjeta analógica).

El diseño del circuito impreso de la tarjeta de alimentación, necesita de un cuidado especial debido a que es un circuito de alta corriente y alta frecuencia, ya que está basado en un regulador conmutado y su salida será utilizada para alimentar la circuitería de precisión del equipo. Por ésta razón, todas las conexiones realizadas son muy cortas, especialmente las de los condensadores de montaje superficial; esto con el fin de confinar las corrientes de conmutación de alta velocidad a un área pequeña y prevenir interferencias con los circuitos a los que el regulador alimenta. Además de lo anterior, las conexiones de los condensadores de desacople se realizan directamente al plano de tierra, para tener la menor cantidad de resistencia e inductancia parásita. La figura 25 muestra una visión ampliada del diseño de la tarjeta de alimentación.

Figura 25. Esquema de la tarjeta de alimentación analógica



Fuente: Elaboración propia

La alimentación de la tarjeta digital provendrá de los 5V presentes en el pin 1 del conector USB, ya que no se necesita manejar una gran corriente. Esta alimentación estará completamente aislada de la alimentación de la tarjeta analógica, con el fin de evitar mezclar las señales ruidosas de los dispositivos digitales con el plano de tierra de los dispositivos analógicos; esto último se hará utilizando aisladores digitales de los cuales se hablará más adelante.

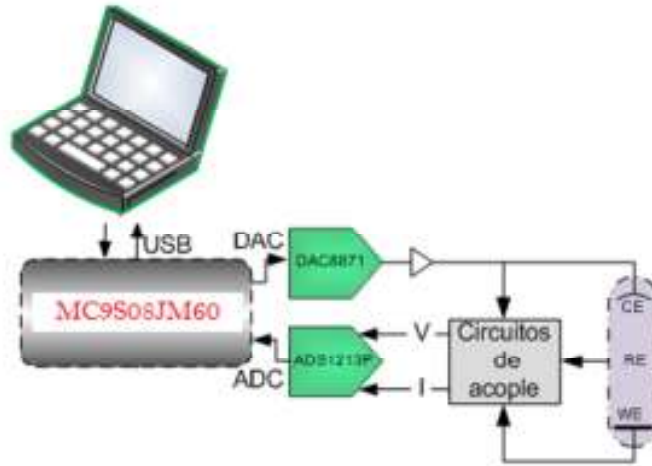
2.6 CONTROLADOR DEL SISTEMA

Inicialmente, el acceso al sistema por parte del usuario se había planteado de dos maneras: por medio de teclado matricial y visualización en LCD o utilizando la aplicación desarrollada en Labview. Sin embargo, teniendo en cuenta que el equipo a desarrollar fue planteado desde un principio como un instrumento de laboratorio, y además, por la cantidad de ruido digital irradiado y conducido que existiría en una tarjeta digital, se optó por controlar el dispositivo únicamente desde el computador.

Los procesos básicos que tendrá que gestionar el controlador del sistema, son tres: generación de señal, adquisición de señal y transmisión de datos; para esto, se hará necesario implementar interfaces de comunicación con los periféricos y con el computador. También tendrá que gestionar unos procesos secundarios, que se refieren a la selección del modo de trabajo (potenciostato, galvanostato o bipotenciostato) y al manejo de las señales de control para los diferentes rangos utilizados. Teniendo en cuenta las especificaciones anteriores, se seleccionó el microcontrolador **MC9S08JM60** de Freescale Semiconductor, que como particularidad, posee internamente un *transceiver* USB con resistencias de *pull-up*, para implementar directamente la interfaz con Labview.

El funcionamiento del sistema es el siguiente: una vez seleccionada la prueba a realizar, el controlador da la orden al DAC para excitar la celda electroquímica, con lo cual se desencadenan las reacciones que luego serán adquiridas por los circuitos de acondicionamiento de señal y convertidas en datos binarios por el ADC; éstos datos, serán manejados por el microcontrolador y transmitidos al computador por interfaz USB. El diagrama de bloques de la comunicación se puede apreciar en la figura 26.

Figura 26. Diagrama de bloques de la comunicación del sistema



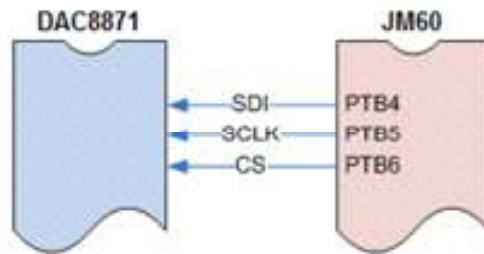
Fuente: Elaboración propia

El control del proceso se hace en modo *ONLINE* por medio del computador y a través de la conexión USB. La visualización de cada prueba se realiza por intermedio de una aplicación realizada en LABVIEW, la cual permite interpretar las características particulares de la reacción química generada.

2.6.1 Generación de Señal

El Proceso de generación de señal comienza con la selección del rango de generación (que por defecto será de $\pm 2,5V$), luego se establece la comunicación con el DAC a través de una interfaz serial por un bus de datos de tres líneas de modo unidireccional como se muestra en la figura 27. Para poder generar las señales, es necesario establecer una señal de reloj SCLK, con la cual se sincronizan los envíos de registros al convertidor digital-analógico.

Figura 27. Comunicación serial para la generación de señal

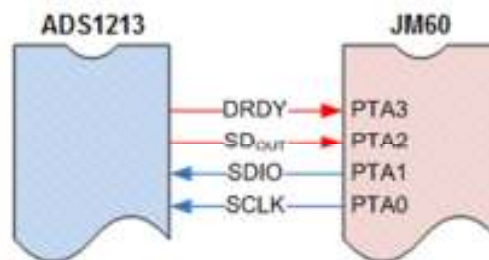


Fuente: CAÑAS RICARDO. Generación, Adquisición y Visualización de Señales para un potencióstato de precisión. Universidad Industrial de Santander. 2012

2.6.2 Adquisición de Señales

Una vez la señal analógica es convertida a datos digitales, es necesario llevar éstos al controlador del sistema para su manejo y posterior procesamiento. El control y la comunicación con el convertidor ADS1213 se realiza por medio de cuatro líneas como se observa en la figura 28.

Figura 28. Comunicación serial para la adquisición de datos

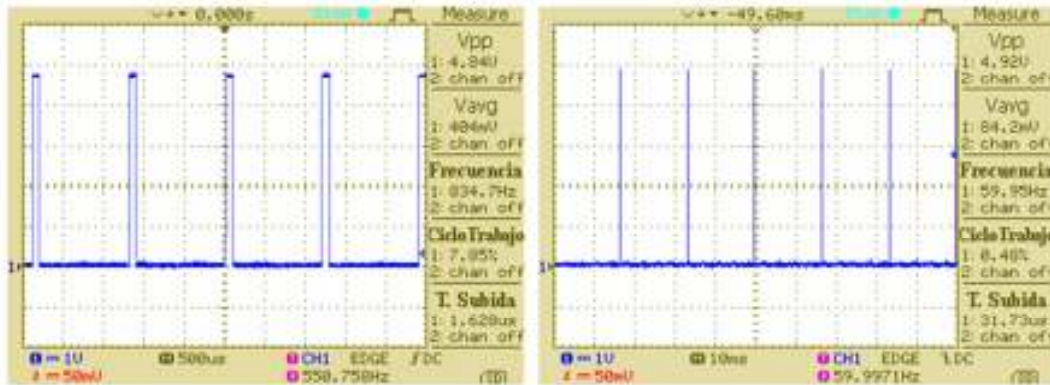


Fuente: Ibíd.

El convertidor necesita de un proceso previo de puesta a punto antes de comenzar la conversión de datos; para esto, deben seleccionarse los parámetros de operación que son: la habilitación de la tensión de polarización para poder adquirir señales bipolares, la selección del tipo de referencia (interna o externa), el formato de salida de datos, el orden de acceso a los registros, el tipo de calibración, la ganancia, el canal seleccionado, el valor del TMR y la razón de diezmado; éstos parámetros iniciales deben escribirse en el registro de comandos para cumplir con los requerimientos del sistema.

Para verificar que el dispositivo se ha configurado correctamente, debe observarse la frecuencia de la señal DRDY, la cual debe ser de 60 Hz teniendo en cuenta los parámetros que fueron seleccionados anteriormente. En la figura 29 se observa la gráfica de la señal DRDY obtenida por osciloscopio.

Figura 29. Puesta a punto del ADS1213 (señal DRDY por defecto $f = 835\text{Hz}$)



Fuente: Ibíd. p.18

2.6.3 Manejo de interruptores

El manejo de los interruptores presentes en el sistema (tres SPDT y tres cuádruple SPST), se hará por medio de 11 líneas de control para definir los diferentes modos de funcionamiento del equipo y las diferentes configuraciones de generación o adquisición posibles en cada uno de éstos.

2.7 AISLAMIENTO

Un circuito de aislamiento se utiliza en aquellas aplicaciones, donde es necesario que no exista una conexión eléctrica directa (galvánica) entre un sistema y otro, es decir, que aunque haya transferencia de señales, no haya transferencia de electrones. Este aislamiento se puede realizar por razones de seguridad (para evitar el paso de tensiones o corrientes altas), para romper lazos de tierra, para reducir el ruido de modo común o, como en este caso, para preservar la exactitud en la medición de señales sensibles.

El tipo de aislador utilizado, dependerá enteramente de la aplicación y de las necesidades del circuito. Si se necesita aislar una señal analógica de alta precisión, la mejor opción sería un transformador debido a que se pueden obtener exactitudes de entre 12 y 16 bits con anchos de banda de cientos de kHz y con aislamientos de hasta 10kV; la segunda mejor opción serían los amplificadores con aislamiento capacitivo, que tienen menor exactitud (máximo 12 bits), menor ancho de banda y menores capacidad de voltaje, pero son de bajo costo; por último, los aisladores ópticos son rápidos y baratos, pero tienen muy mala linealidad por lo que no se utilizan para transmitir señales analógicas.

En este diseño, se utilizarán circuitos de aislamiento para las señales digitales, buscando con esto que las señales de control de alta frecuencia provenientes del microcontrolador, estén separadas físicamente de los dispositivos sensibles (ADC, DAC e interruptores analógicos) y además exista una separación física de tierras de alimentación (digital y analógica) para evitar que se mezclen las corrientes de retorno. En la tabla 12 se muestra una comparación de características para tres tecnologías de aislamiento digital.

Tabla 12. Comparación de tecnologías de aislamiento digital

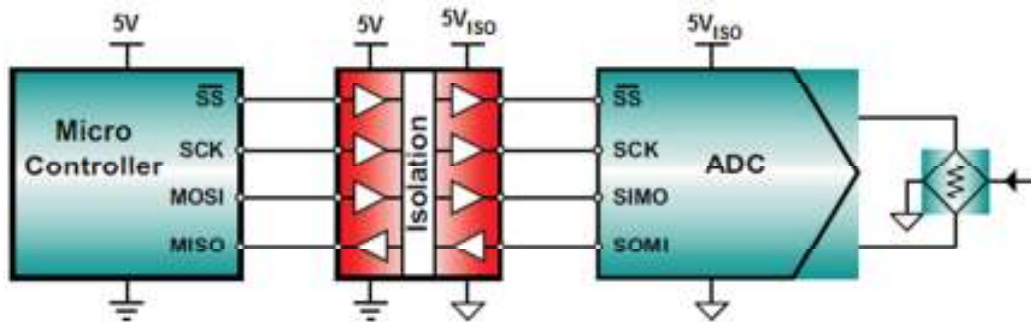
Característica	Óptico	Magnético	Capacitivo
Retardo de propagación (ns)	20	32	12
Distorsión de ancho de pulso (ns)	2	2	1,5
Desviación entre canales (ns)	16	2	1,6
Protección ESD en los pines (kV)	±2	±2	±4
Inmunidad a transitorios CM (kV/µs)	20	25	25
Inmunidad Magnética @ 1kHz (Wb/m ²)	-	10 ²	10 ⁸
Inmunidad a campos irradiados	-	No cumple	Cumple
Consumo de Corriente	Alto	Intermedio	Muy bajo

Fuente: SESHAN, Neel. Comparing Digital Signal Isolation Techniques. Seminario Online. Disponible en www.ti.com

Teniendo en cuenta lo anterior, se seleccionaron tres referencias de aisladores digitales capacitivos: el **ISO7230** (3 canales) para la comunicación unidireccional con cada uno de los DAC, el **ISO7242** (4 canales) para la comunicación bidireccional con el ADC y el **ISO7240** (4 canales) para la comunicación unidireccional con los distintos interruptores del sistema.

Es importante destacar que éstos aisladores digitales poseen una separación física entre los circuitos de entrada y salida, por una barrera de aislamiento de óxido de silicio (SiO_2) y estarán alimentados por dos fuentes aisladas como se explicó anteriormente. Además, estos dispositivos tienen filtros internos pasa-bajas en las entradas de datos para mejorar el desempeño en ambientes ruidosos. En la figura 30, se muestra el esquema de aislamiento para la comunicación entre el microcontrolador y el ADC.

Figura 30. Interfaz aislada SPI



Fuente: TEXAS INSTRUMENTS. Digital Isolator Design Guide. Developer's Guide. SLLA284. Enero de 2009. Disponible en www.ti.com

CAPÍTULO 3

CARACTERIZACIÓN DEL SISTEMA

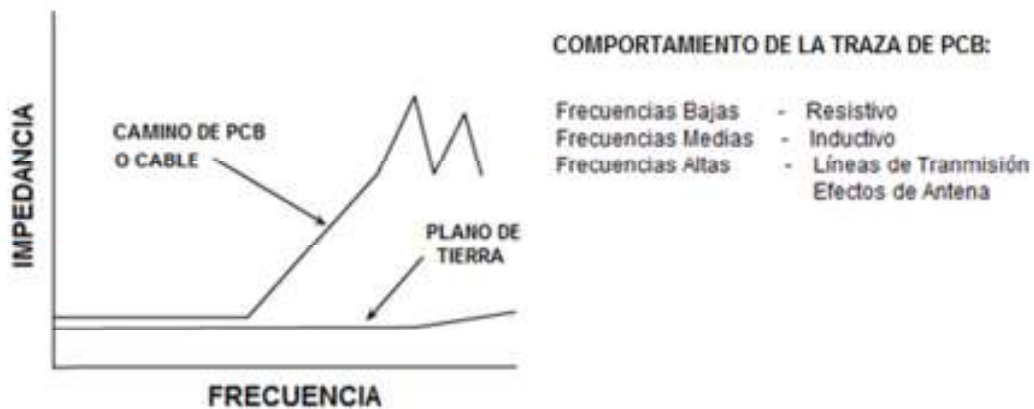
Una vez diseñado el sistema y luego de realizar una cuidadosa selección de los dispositivos que lo conforman, es necesario entrar a evaluar los posibles problemas que se puedan presentar dentro de los circuitos y cuantificar, si es necesario, los errores inherentes a los dispositivos empleados.

A lo largo de esta sección, se expondrán de la misma manera secuencial utilizada con anterioridad, los principales problemas presentes en cada etapa del sistema y el enfoque utilizado para tratar con ellos; ya sea una solución, una justificación para ignorarlos, o una medida para disminuir su efecto sobre la precisión final del equipo. De esta manera, se tratarán problemas tan diversos como las frecuencias espurias en los dispositivos de señal mixta, ruido en los amplificadores, estabilidad en circuitos críticos, circuitos de aislamiento, de desacople, técnicas de diseño de PCB²⁰, entre otros.

Como premisa fundamental para poder obtener un sistema de alta resolución, se tiene el hecho de proveer un sistema adecuado de tierras para las señales involucradas, de manera que no se mezclen las corrientes de retorno a tierra de las secciones analógicas, digitales y de alimentación del sistema. La importancia de proporcionar un plano de tierra es crítica para todos los circuitos analógicos utilizados, ya que no solo actuará como un camino de retorno para desacoplar las corrientes de alta frecuencia (lógica de alta frecuencia), sino que a la vez minimizará los problemas debidos a las interferencias electromagnéticas y de radiofrecuencia. La comparación entre la impedancia de un plano de tierra y la de un camino de PCB (o un cable) se muestra en la figura 31.

²⁰ Acrónimo de Printed Circuit Board (Tarjeta de circuito impreso)

Figura 31. Comparación de impedancias: camino de PCB vs plano de tierra



Fuente: ANALOG DEVICES (2008). Linear Circuit Design Handbook. ISBN 978-0-7506-8703-4. Capítulo 11, p. 801. Editorial Elsevier. 897p.

3.1 GENERACIÓN DE SEÑAL

La etapa de generación de señal presenta el primer reto en el diseño, en la medida que se trata de un sistema de señal mixta donde a la entrada se tienen datos digitales, a la salida se obtienen señales analógicas y al mismo tiempo se están mezclando señales digitales provenientes del controlador del sistema. Debido a esto, es necesario conocer las no idealidades que se puedan presentar, de manera que sea posible obtener un alto rango dinámico dentro del ambiente hostil generado por las señales digitales.

3.1.1 Señales indeseadas en el DAC

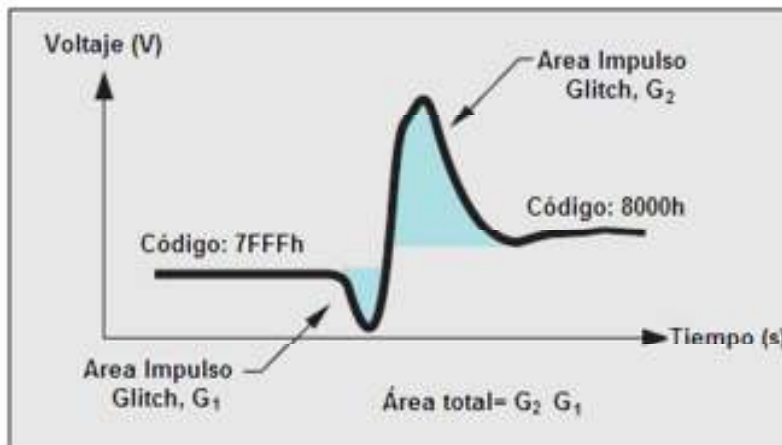
Un “*glitch*” es un transitorio impredecible e indeseado en la salida analógica ocasionado por un cambio de código en la entrada del convertidor digital-analógico. El “*glitch*” es producto de una inyección de carga capacitiva proveniente de las compuertas internas y de las salidas espurias generadas por algunos interruptores internos del DAC que operan más rápido que otros.

Este “*glitch*” ocurre siempre que hay una transición de un código al siguiente, aunque la mayoría de estos cambios son imperceptibles debido a que muy pocos interruptores están cambiando. Sin embargo, cuando varios de éstos conmutan, se presentan

transitorios de valor apreciable, siendo el mayor de todos el que se produce durante la transición del MSB²¹, por ejemplo el producido en el cambio entre 7FFFh y 8000h para un DAC de 16 bits (Figura 32). También aparecen “glitches” secundarios en las transiciones de un cuarto y tres cuartos de full escala de tensión.

La energía del *glitch* siempre estará presente, no obstante, para reducir el impacto de este transitorio indeseado existen dos opciones: utilizar un filtro pasabajos a la salida del DAC, con lo cual se reduciría la amplitud del “glitch” pero se incrementaría el tiempo de establecimiento, y la segunda opción es utilizar un “*deglitcher*” que es un circuito de muestreo y retención (*Sample and Hold*) y sincronizarlo con el tiempo de conversión (esta técnica solo funciona para circuitos de baja resolución).

Figura 32. Impulso “glitch” para un DAC tipo R-2R

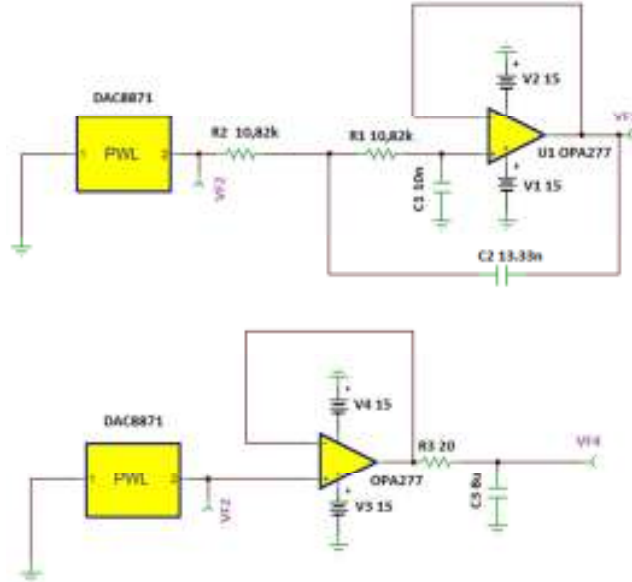


Fuente: BAKER, Bonnie C (2008). A DAC for all precision occasions. Analog Applications Journal. Disponible en www.ti.com

En las figura 33 y 34 se muestra una comparación realizada para dos posibles implementaciones de filtros a la salida del DAC: un filtro filtro Sallen-Key de segundo orden a la salida del DAC y un filtro RC a la salida del buffer.

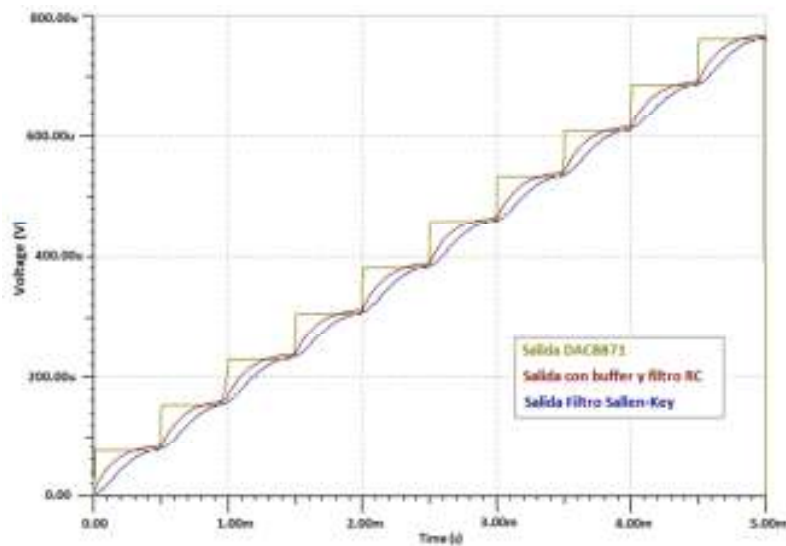
²¹ Acrónimo de Bit más significativo (Most Significant Bit)

Figura 33. Filtros propuestos para la salida del DAC8871



Fuente: CALABRIA, Tony. Comunidad Diseño Texas Instruments E2E. Disponible en http://e2e.ti.com/support/data_converters/precision_data_converters/f/73/t/107280.aspx

Figura 34. Salida del sistema de generación de señal



Fuente: Ibíd.

Observando la gráfica anterior, se puede apreciar el efecto de suavizado que introduce el filtro de segundo orden, por lo cual se implementó este filtro con frecuencia de corte de 1,27 kHz basado en el **OPA188**.

3.1.2 Presupuesto de error en el sistema de generación de señal

Realizar un presupuesto de error, consiste, como su nombre lo indica, en encontrar los errores que se están generando dentro de un circuito, debido a las especificaciones de los dispositivos y las características del circuito en el que estos se encuentren. Estos errores pueden limitar la resolución del circuito (y por lo tanto la del sistema), debido a la incertidumbre que se le está agregando a la medición por causa de las características no ideales de los elementos utilizados.

En el caso de un sistema de generación de señal, es necesario entrar a evaluar la sinergia creada entre el convertidor digital-analógico y la referencia de tensión, para poder evaluar el desempeño final del sistema. A continuación, se encontrará el error introducido por las no idealidades de cada dispositivo, separando el análisis en tres partes: el desempeño esperado del sistema, las características de los dispositivos y por último el cálculo del presupuesto de error y la comparación con el desempeño esperado (por razones de espacio, sólo se hará la comparación para la referencia de 5V).

Tabla 13. Rangos de tensión y errores esperados

Especificación	Valor
Tensión de Referencia	±5V
R_{IN} (mínima) del DAC	7,5 k Ω
Corriente de Salida de la Referencia (máx.)	666,67 μ A
Rango de Temperatura	15°C - 35° C
Resolución	16 bits
Error esperado	2 LSB @ 16bits (Exactitud de 15 bits)
Error esperado (V)	305,176 μ V
Error esperado (partes por millón)	31 ppm

Tabla 14 Características DAC8871

DAC8871	
Especificación	Valor
INL	±1 LSB
Error de Ganancia	±0,5 LSB
Deriva de Ganancia	±0,01 ppm/°C
Ruido	10 nV/√Hz
Ancho de Banda de Ruido	100 Hz

Tabla 15. Características MAX6250

MAX6250	
Especificación	Valor
Exactitud Inicial	0,01%
Coeficiente de Temperatura	1ppm/°C
Rango de Temperatura	20° C
Histéresis de Temperatura	20 ppm
Estabilidad a largo plazo	20 ppm
Regulación de carga	0,03 mV/mA
Ruido	2,5 μV rms

Tabla 16. Presupuesto de error para el sistema de generación de señal

	Error	Valor
REFERENCIA	Error Inicial	100 ppm
	Coeficiente de temperatura	20 ppm
	Histéresis de Temperatura	20 ppm
	Estabilidad de Largo plazo	20 ppm
	Regulación de Carga	4 ppm
	Ruido de Salida	-
	DAC	INL
Error de Ganancia		8 ppm
Deriva de Ganancia		3 ppm
Ruido		0,03 ppm
TOTAL	Error del peor caso	190 ppm
	Error esperado	31 ppm
	Margen de Error	-159 ppm

El error acumulado para el peor caso es de 190 partes por millón (ppm), lo cual equivale a un error de ±12,45 LSB. Con este valor, se puede calcular la precisión del sistema de generación de señales, la cual está dada por la siguiente relación:

$$\text{Precisión} = \text{Resolución DAC (bits)} - \log_2(\text{error en LSB})$$

$$\text{Precisión} = 16 - \log_2(12,45)$$

Precisión del sistema (peor caso) \cong 12,36 bits

El principal contribuyente al error del peor caso es la referencia de tensión, razón por la cual se podría pensar en una calibración por *hardware* del dispositivo para reducir el problema del error inicial; pero hacer esto, podría redundar en un error mucho mayor debido a la falta de equipos de calibración de alta precisión. Entonces, aunque se utiliza un dispositivo generador de 16 bits, la precisión real del sistema de generación para el peor caso será inferior a 13 bits, lo que da una idea de lo que sucedería si se juntaran todas las no idealidades de los dispositivos.

3.2 CIRCUITO POTENCIOSTÁTICO

Como se describió en el capítulo anterior, el circuito potencioestático está formado por el electrómetro, el convertidor de corriente a tensión y el amplificador de control. Éste último, solo cumple con la función de cerrar el lazo y de inyectar una corriente proporcional, por lo cual no interfiere de manera significativa con las señales que serán adquiridas por el ADC; debido a lo anterior, en esta sección sólo se analizará el comportamiento del electrómetro y del amplificador de transimpedancia.

3.2.1 Electrómetro

El electrómetro para este diseño es simplemente un seguidor o "*buffer*" de tensión, el cual tiene la tarea de medir la diferencia de tensión entre los electrodos de trabajo y de referencia. Sin embargo, debido a que el amplificador utilizado es un dispositivo real, presentará características eléctricas no ideales que podrían limitar la resolución de la medición. Para éste diseño, debido a que no hay resistencias involucradas en el circuito del electrómetro, los únicos parámetros que afectan la resolución de la tensión en el electrodo de trabajo, serían el ruido de tensión (V_n) y el *offset* de tensión (V_{OS}).

La expresión para calcular el ruido de tensión referido a la entrada (RTI²²), teniendo en cuenta las contribuciones del ruido “flicker” (1/f) y el del ruido “blanco” a frecuencias medias es la siguiente:

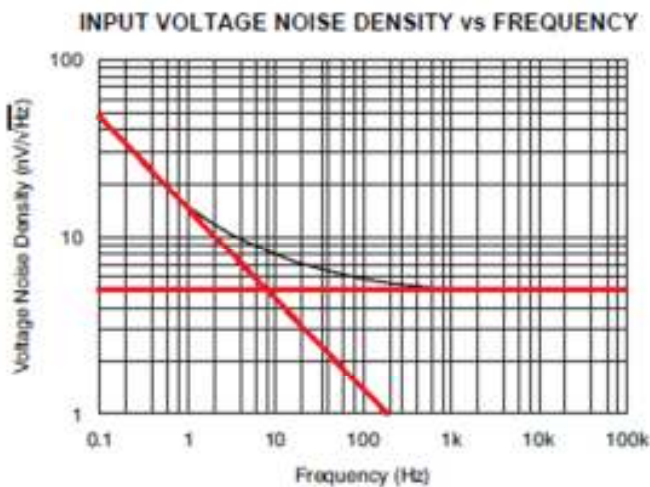
$$V_{n,rms}(F_H, F_L) = v_{nw} \sqrt{F_C \ln \left[\frac{F_H}{F_L} \right] + ENB}$$

Donde:

- F_H, F_L = frecuencias superior e inferior de integración de ruido
- v_{nw} = densidad espectral de ruido blanco a frecuencias medias.
- F_C = frecuencia de codo del ruido “flicker”
- ENB^{23} = Ancho de banda equivalente de ruido

En la figura 35, se puede determinar visualmente el valor de la frecuencia F_C (aproximadamente 380 Hz), el valor de v_{nw} se encuentra en la hoja de datos, F_L se selecciona como 0,1 Hz (valor típico) y el ENB en este caso será igual al ancho de banda de ganancia unitaria (debido a que el ancho de banda de lazo cerrado será igual al ancho de banda de lazo abierto).

Figura 35. Densidad espectral de ruido de tensión para el OPA140



Fuente: Elaboración propia a partir de TEXAS INSTRUMENTS. Hoja de datos **OPA140**. Disponible en www.ti.com

²² Acrónimo de Referred To the Input.

²³ Acrónimo de Equivalent Noise Bandwidth

Entonces, el ruido de tensión será:

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) = (5,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \sqrt{(8\text{Hz}) \cdot \ln \left[\frac{11\text{MHz}}{0,1 \text{ Hz}} \right] + (11\text{MHz})}$$

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) = (5,1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) (\sqrt{11,000148 \text{ MHz}})$$

$$V_{n,rms} = 16,915 \mu\text{V}$$

$$V_{n,pp} = 6,6 * 16,915 \mu\text{V}$$

$$\mathbf{Ruido RTO^{24} = Ruido RTI = 111,64 \mu\text{V pp}}$$

El error introducido por el ruido en el electrómetro es menor a 1LSB para un sistema de 18 bits para un rango de full escala de 40V como el que se trabaja en el siguiente proyecto. En otras palabras, la señal del electrómetro será digitalizada con una precisión mayor a 18 bits por el canal 1 del ADC1213.

El efecto de la tensión de *offset* del dispositivo es despreciable, debido a que el valor típico para el OPA140 es de 30μV, que es casi 4 veces inferior al error introducido por el ruido en el electrómetro, por esta razón, no será necesaria una calibración de *offset*.

3.2.2 Amplificador de Transimpedancia

El circuito equivalente de un amplificador de transimpedancia y de una fuente de corriente se muestra en la figura 36. En éste circuito, I_S representa la salida de corriente de la fuente; C_S es la suma de la capacitancia de salida de la fuente y la capacitancia de entrada del amplificador, y R_F , junto con el amplificador, convierten la corriente I_S en tensión a la salida. Para bajas frecuencias, I_S fluye a través de R_F creando una tensión de salida igual a:

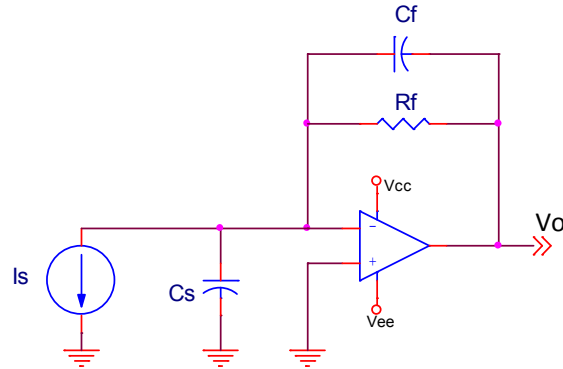
$$V_O = -I_S R_F$$

Sin embargo, ésta ecuación no explica porque los amplificadores de transimpedancia tienden a oscilar. La razón, es que para frecuencias más altas, los condensadores afectarán la respuesta del circuito y la capacitancia C_S , tendrá un papel fundamental en

²⁴ Acrónimo de Referred to The Output (Referido a la Salida)

la estabilidad del circuito, llevándolo incluso hasta la inestabilidad, razón por la cual generalmente se utiliza un condensador C_f para compensar el amplificador de transimpedancia (añadiendo un cero en la función de transferencia)

Figura 36. Circuito equivalente para un amplificador de transimpedancia



Fuente: Elaboración propia.

3.2.2.1 Análisis de Estabilidad

La estabilidad del circuito estará regida por la ganancia de lazo del circuito, la cual es simplemente el producto de la ganancia de circuito abierto del amplificador (A_{OL}) y la ganancia de ruido. La ganancia de ruido (NG)²⁵ de esta configuración determina la estabilidad del circuito, debido a que cualquier señal de ruido podría disparar un circuito inestable hacia la oscilación.

$$NG = G_N(s) = \frac{1 + sR_F(C_S + C_F)}{1 + sC_F R_F}$$

De la ecuación anterior se pueden inferir varias cosas:

1. La ganancia de ruido en bajas frecuencias es la unidad ($G_{N1} = 1 V/V$)
2. La ganancia de ruido en altas frecuencias será $G_{N2} = 1 + C_S/C_F$
3. Hay un cero ubicado en $f_{NZ} = 1/(2\pi R_F (C_S + C_F))$
4. Hay un polo ubicado en $f_{NP} = 1/(2\pi R_F C_F)$

²⁵ **Noise Gain o Ganancia de Ruido:** Es la ganancia entre el terminal positivo del amplificador y la salida del mismo. También se define como el recíproco de la atenuación entre la salida del opamp (o cualquier otro lazo de retroalimentación) y la entrada.

Además, para éste análisis son importantes las siguientes expresiones:

5. $A_{OL}(s) \approx \frac{\omega_{GBP}}{s}$; (ganancia de lazo abierto del amplificador)
6. $f_{XVR} = \sqrt{f_{NP} \cdot f_{GBP}}$; (media geométrica de f_{NP} y f_{GBP})

A partir de lo cual, la ecuación de la ganancia de ruido se puede reescribir como:

$$G_N(s) = G_{N1} \frac{1 + s/\omega_{NZ}}{1 + s/\omega_{NP}} ; \text{ donde } f_{NZ} < f_{NP} \text{ ó } \frac{f_{NP}}{f_{NZ}} = \frac{G_{N2}}{G_{N1}} \geq 1$$

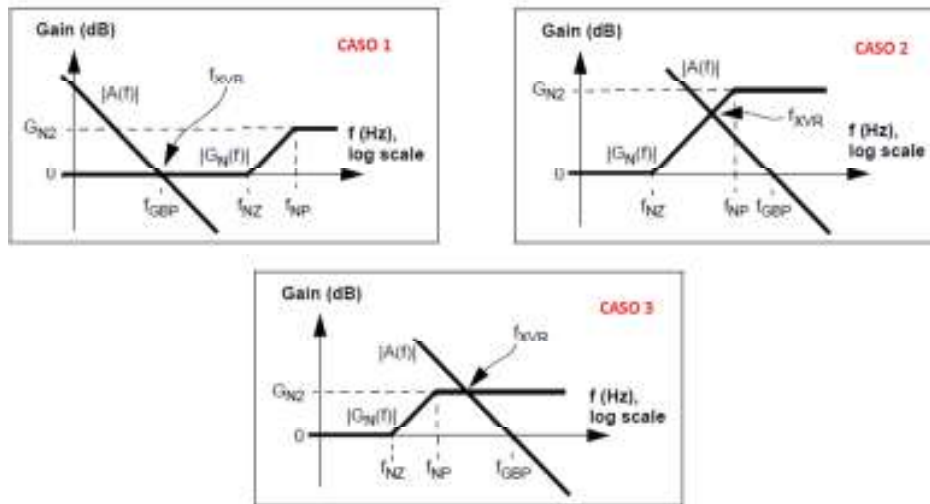
Para comenzar con el análisis de estabilidad, se dará una definición para evaluar gráficamente la estabilidad del circuito amplificador de transimpedancia a partir de la curva de lazo cerrado $G_N(s)$, la curva de lazo abierto $A_{OL}(s)$ y la frecuencia de intersección de éstas, o frecuencia de “crossover” (f_{XVR}):

“La estabilidad del sistema estará determinada por la pendiente neta entre las curvas de lazo cerrado y de lazo abierto, en el punto donde éstas se intersecan. Para obtener estabilidad incondicional, la curva de ganancia de ruido debe intersecar la curva de lazo abierto con una pendiente neta de menos de 12 dB/octava o 20 dB por década²⁶”.

En la figura 37 se muestran tres escenarios de respuesta del circuito, donde aparecen dos casos estables, que presentan una pendiente neta de 20 dB/década (caso 1 y caso 3), y un punto de diseño inestable (caso 2), que presenta una diferencia en la pendiente de 40 dB/década. La solución óptima, que no se presenta en la gráfica, es hacer un compromiso (*tradeoff*) entre estabilidad y ancho de banda, y colocar el punto de intersección en la frecuencia f_{NP} , con lo que se tendría un margen de fase de aproximadamente 45°.

²⁶ JUNG, Walt (2005). Opamp Applications Handbook. Analog Devices. Estados Unidos. Editorial Elsevier, 2005. p. 267. Disponible en www.analog.com

Figura 37. Posibles casos de respuesta del amplificador de transimpedancia



Fuente: BLAKE, Kumen y BIBLE, Steven (2004). Amplifying High-Impedance Sensors – Photodiode Example. AN951. Microchip Corporation. Disponible en www.microchip.com

Debido a que en este trabajo se utilizarán cuatro rangos de medición de corriente, no será posible colocar el punto de diseño óptimo descrito anteriormente. En la tabla 17, se encuentran los valores de diseño para los cuatro rangos de corriente utilizados, teniendo en cuenta que $C_S=7\text{pF}$ y $f_U=11\text{MHz}$ para el OPA140.

Tabla 17. Valores de diseño para la estabilidad del amplificador de transimpedancia

Rango	R_F	f_{NZ}		f_{NP}		f_{XVR}		CASO
		$C_F=1\text{pF}$	$C_F=5\text{pF}$	$C_F=1\text{pF}$	$C_F=5\text{pF}$	$C_F=1\text{pF}$	$C_F=5\text{pF}$	
1 μA	10M Ω	1,99kHz	1,32kHz	15,9kHz	3,18kHz	418,2kHz	187kHz	3
10 μA	1M Ω	19,9kHz	13,2kHz	159kHz	31,8kHz	1,32MHz	591,4kHz	3
100 μA	100k Ω	199kHz	132kHz	1,59MHz	318kHz	4,18MHz	1,87MHz	3
10 mA	1k Ω	19,9MHz	13,2MHz	159MHz	31,8MHz	41,8MHz	18,7MHz	1

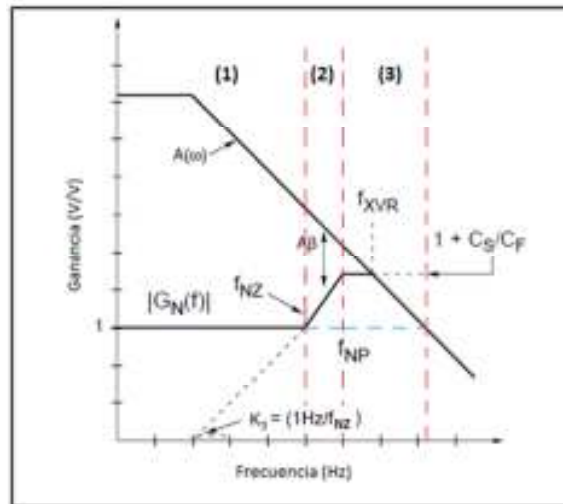
Observando las ecuaciones y los resultados de la tabla, se puede apreciar que la estabilidad del circuito, dependerá simplemente de la correcta escogencia del condensador de retroalimentación. Para este diseño, se escogerá un valor de $C_F=5\text{pF}$ con el objetivo de reducir el ruido del circuito (vía ancho de banda y ganancia de ruido).

3.2.2.2 Análisis de Ruido:

Una vez se tiene la forma de respuesta de la ganancia de ruido del amplificador de transimpedancia $G_N(s)$, simplemente hay que identificar las fuentes de ruido, calcular su contribución rms y finalmente combinarlas de manera media cuadrática para obtener el ruido total. Para éste circuito, se calculará el ruido usando una aproximación por secciones, para cada una de las tres regiones de integración que se aprecian en la figura 38.

El caso más crítico de ruido se presentará cuando se utilice la mayor resistencia, de manera que solamente se realizará el análisis de ruido para ésta situación, ya que con las resistencias menores, la resolución del sistema será más alta. Además, teniendo en cuenta que $f_{NZ}=1,32\text{kHz}$, es muy baja comparada con el ancho de banda de ganancia unitaria del OPA140 (11 MHz), se despreciarán los efectos en la región 1 del gráfico.

Figura 38. Regiones para el cálculo del ruido



Fuente: BURR-BROWN (1994). Noise Analysis of FET Transimpedance Amplifiers. Application Bulletin 076. www.ti.com

a) Ruido de tensión

Para la región 2; (1,32kHz – 3,18kHz), se tiene un $v_{nw}=5,1nV/\sqrt{Hz}$:

$$v_{n2,rms} = K_2 \cdot K_3 \sqrt{\frac{f_{NP}^3}{3} - \frac{f_{NZ}^3}{3}}$$
$$v_{n2,rms} = (5,1 nV/\sqrt{Hz}) \cdot (0,75 \cdot 10^{-3}) \sqrt{\frac{3,18kHz^3}{3} - \frac{1,32kHz^3}{3}}$$
$$v_{n2,rms} = 0,3816 \mu V$$

El factor $K_2 \cdot K_3$, es el valor del ruido para 1 Hz, en el segmento proyectado de la línea con pendiente 20 dB/década.

Para la región 3; ($f > 3,18kHz$)

$$v_{n3,rms} = K_2 \cdot \left(1 + \frac{C_S}{C_F}\right) \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right) f_{XVR} - f_{NP}}$$
$$v_{n3,rms} = (5,1 nV/\sqrt{Hz}) \cdot \left(1 + \frac{7}{5}\right) \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right) 187kHz - 3,18kHz}$$
$$v_{n3,rms} = 6,598 \mu V$$

Esta es la región de ruido blanco, con una caída de -20dB/década en la frecuencia de intersección de las curvas. El factor $\frac{\pi}{2}$ aplicado a f_{XVR} , se utiliza para hallar el ancho de banda equivalente de ruido.

b) Ruido de corriente

Para la región 2; (1,32kHz – 3,18kHz), se tiene un $I_{nw}=0,8fA/\sqrt{Hz}$

$$v_{ni2,rms} = (I_n \cdot K_3) \cdot (R_F) \sqrt{\frac{f_{NP}^3}{3} - \frac{f_{NZ}^3}{3}}$$
$$v_{ni2,rms} = (0,8fA/\sqrt{Hz}) \cdot (0,75 \cdot 10^{-3}) \cdot (10M\Omega) \sqrt{\frac{3,18kHz^3}{3} - \frac{1,32kHz^3}{3}}$$
$$v_{ni2,rms} = 0,598 \mu V$$

Para la región 3; ($f > 3,18\text{kHz}$)

$$v_{ni3,rms} = (I_n \cdot R_F) \cdot \left(1 + \frac{C_S}{C_F}\right) \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right) f_{XVR} - f_{NP}}$$

$$v_{ni3,rms} = (0,8\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}) \cdot (10\text{M}\Omega) \cdot (2,4) \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right) 187\text{kHz} - 3,18\text{kHz}}$$

$$v_{ni3,rms} = 10,35 \mu\text{V}$$

Debido a que $v_{ni3} \gg v_{ni2}$, la contribución del ruido de corriente al ruido del circuito será:

$$v_{ni\text{TOTAL}} = 10,35 \mu\text{V rms}$$

c) Ruido Johnson

$$v_{nR,rms} = \sqrt{4kTBR}$$

$$v_{nR,rms} = \sqrt{4 \cdot (1,38 \cdot 10^{-23}) \cdot (300^\circ\text{K})B(10\text{M}\Omega)}$$

El ancho de banda de ruido, será la frecuencia creada por la resistencia R_F y el condensador C_F , es decir, la frecuencia f_{NP}

$$v_{nR,rms} = (406,94 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}) \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot (3,18\text{kHz})}$$

$$v_{nR,rms} = 28,76 \mu\text{V}$$

d) Ruido Total

$$v_{n,TOTAL} = \sqrt{v_{n2}^2 + v_{n3}^2 + v_{ni3}^2 + v_{nR}^2}$$

$$v_{n,TOTAL} = 10^{-6} \sqrt{(0,3816)^2 + (6,598)^2 + (10,35)^2 + (28,76)^2}$$

$$\mathbf{Ruido\ RTO\ (rms) = v_{n,TOTAL} = 31,27 \mu\text{V rms}}$$

$$\mathbf{Ruido\ RTO\ (pp) = 206,382 \mu\text{V pp}}$$

La expresión de la ganancia de señal para el amplificador de transimpedancia es $v_0 = -iR_F$, mientras que la expresión para el ruido dominante (ruido Johnson) es $v_{nR} = \sqrt{4kTBR_F}$, por lo que se puede apreciar que la relación señal a ruido (SNR) mejora aproximadamente por un factor de $\sqrt{R_F}$. Por esta razón, se prefirió obtener la mayor ganancia posible en una sola etapa, en lugar de colocar dos etapas en cascada.

Para la tensión de *offset* a la salida del circuito se tendrá que:

$$\text{Tensión de Offset a la salida} = V_{OS} + I_{BIAS} R_F$$

$$V_{0os} = 0,03mV + (0,5pA)(10M\Omega)$$

$$V_{0os} = 35 \mu V$$

El resultado anterior muestra claramente que el principal contribuyente al error DC del circuito es el voltaje de offset del amplificador de transimpedancia, el cual es menor a 1 LSB de un sistema de 20 bits para un rango de 40V, y no afectará considerablemente el comportamiento del equipo diseñado.

3.3 RANGO DINÁMICO DE LA TARJETA ANALÓGICA

En este punto del proceso de diseño, se conoce la contribución de ruido que aportará el hardware de acondicionamiento de señal a las entradas del convertidor analógico digital, por lo tanto, se puede proceder a definir el rango dinámico y el número efectivo de bits de la tarjeta de adquisición de datos utilizando las siguientes expresiones:

$$DR = 20 \log_{10} \frac{\text{máximo nivel rms de entrada}}{\text{nivel de ruido rms}} [dB]$$

$$n = \frac{DR - 1.76}{6.02} [bits]$$

Entonces, teniendo en cuenta que para una señal DC el valor rms es igual al valor pico, el máximo nivel de entrada será 10V (positivos o negativos) y el rango dinámico de los canales de adquisición de tensión (canales 1 y 3) y corriente (canales 2 y 4) serán:

$$DR_{CANAL\ 1,3} = 20 \log_{10} \left(\frac{10V}{16,915 \mu V} \right) \quad ; \quad DR_{CANAL\ 2,4} = 20 \log_{10} \left(\frac{10V}{31,27 \mu V} \right)$$

$$DR_{CANAL\ 1,3} = 115,43 \text{ dB} \quad ; \quad DR_{CANAL\ 2,4} = 110,097 \text{ dB}$$

Teóricamente, el sistema hardware de adquisición de datos posee un rango dinámico mayor a 110 dB para cada uno de los canales, entonces, utilizando la ecuación para calcular el número efectivo de bits, se tiene que:

$$n = \frac{DR - 1,76}{6,02}$$

$$n_{1,3} = \frac{DR_{1,3} - 1,76}{6,02} \quad ; \quad n_{2,4} = \frac{DR_{2,4} - 1,76}{6,02}$$

$$n_{1,3} = 18,9 \text{ bits} \quad ; \quad n_{2,4} = 18 \text{ bits}$$

Lo anterior expresa que la resolución teórica de los circuitos de medición es igual o superior a 18 bits, lo cual, aunque está muy lejos de los 24 bits del convertidor ADS1213, muestra la precisión de los circuitos diseñados y aprovecha las bondades de los dispositivos empleados.

3.4 CONVERSIÓN ANALÓGICA-DIGITAL

Hasta este punto, se han realizado los análisis de las etapas de generación y de acondicionamiento de las señales a trabajar en el sistema, por lo tanto se tiene una idea clara tanto del nivel de ruido que va a ser entregado al convertidor analógico-digital, como de la resolución individual de las etapas más importantes. Con base en lo anterior, se debe tomar la decisión de trabajar con un convertidor como el inicialmente propuesto (24 bits) o con uno de mayor o menor resolución dependiendo del resultado de los análisis realizados.

Es importante, desde cualquier punto de vista, trabajar con un convertidor que no limite el desempeño del sistema, pero de la misma manera, es recomendable por

razones de buen diseño y de costo, no sobre especificar la resolución del dispositivo. Por tanto, si existen limitaciones en el sistema de hardware, trabajar con un convertidor de muy alta resolución sería, en el mejor de los casos, un desperdicio de potencialidades. Los resultados de la sección 3.3, indican que se debería utilizar un conversor de más de 18 bits para no afectar la resolución del sistema de adquisición.

A continuación se presentará una relación entre los distintos rangos de medición y resoluciones obtenidas, para compararlas con los límites de resolución impuestos por el hardware del sistema (tabla 7)

Tabla 18. Rango de medición y resolución del convertidor

Rango de Entrada	Rango de Medición	LSB	Resolución de Medición (ADC)	Resolución sistema de hardware
10 V	10 mA (1 kΩ)	2,38 μV	2,38 nA	30 nA
10 V	100 μA (100 kΩ)	2,38 μV	23,8 pA	300,5 pA
10 V	10 μA (1 MΩ)	2,38 μV	2,38 pA	30,5 pA
10 V	1 μA (10 MΩ)	2,38 μV	238 fA	3,5 pA
10 V	10 V	2,38 μV	2,38 μV	99,3 μV pp

Por otro lado, estos convertidores vienen especificados para trabajar señales diferenciales, y, debido a que las señales estarán referidas a tierra, sería necesario colocar una de las entradas del ADC a tierra con lo que se incurriría en la pérdida de la mitad del rango de entrada y por tanto en pérdida de rango dinámico:

$$Pérdida de DR = -20 \log_{10} \left[\frac{\text{Máxima tensión de entrada utilizada}}{\text{Máxima tensión de entrada disponible}} \right]$$

$$Pérdida de DR = -20 \log_{10} \left[\frac{20V}{40V} \right]$$

$$Pérdida de DR = 6.02 \text{ dB} \equiv 1 \text{ bit}$$

Observando los datos de la tabla 18, se puede apreciar que los errores del circuito son mucho mayores que el tamaño de un LSB de un sistema de 24 bits. Sin embargo, teniendo en cuenta que la resolución de los circuitos de adquisición de señal está en el orden de 18 y 19 bits, no tendría sentido utilizar convertidores de menos de 20 bits. Si a lo anterior sumamos las características de procesamiento de señal al interior del convertidor analógico-digital (promediado, filtrado “*notch*” de 60 Hz, filtrado pasa-bajas digital, modo turbo, entre otras), que hacen que la calidad de las señales adquiridas analógicamente sea mejorada digitalmente, estaría completamente justificada la selección de un dispositivo de 24 bits.

3.5 ELEMENTOS DISCRETOS

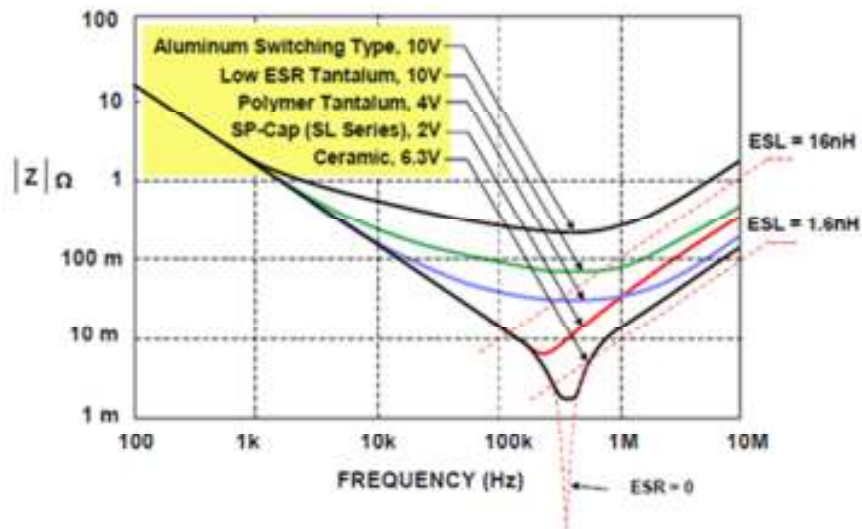
3.5.1 Resistencias

En el presente trabajo se emplearon resistencias de película gruesa (*thick film*), con coeficientes de temperatura de $\pm 100\text{ppm}/^\circ\text{C}$ y tolerancias del 0,5% y 1% para los circuitos que no eran críticos y donde tal error no afectaba considerablemente la medición. Para los circuitos de precisión, se utilizaron resistencias de película delgada (*thin film*) con tolerancia de 0,05% y coeficientes de temperatura de $\pm 10\text{ppm}/^\circ\text{C}$. La elección de ésta tecnología para los circuitos críticos tuvo en cuenta características como la estabilidad de temperatura, mayor precisión y menores capacitancias e inductancias parásitas, por lo que serán más estables en el transcurso de la vida útil del instrumento desarrollado.

3.5.2 Condensadores e Inductancias

La mayoría de condensadores utilizados en el presente diseño, se emplearon en el filtrado local de los pines de alimentación de los dispositivos. Estos condensadores, son de tipo cerámico y permiten filtrar el ruido de alta frecuencia de la fuente de alimentación por lo cual deben presentar baja inductancia equivalente (ESL) y baja resistencia serie equivalente (ESR); en la figura 39, se muestran los efectos producidos por la ESL y la ESR en varios condensadores de 100 μF . En lo posible, fueron seleccionados elementos con formulación dieléctrica X7R debido a que su valor de capacitancia es más estable y poseen mejor tolerancia.

Figura 39. Respuesta en frecuencia para condensadores de 100 μF

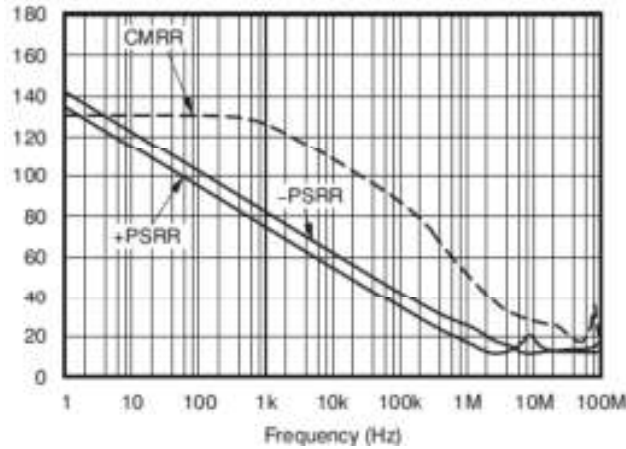


Fuente: ANALOG DEVICES (2009), What is proper decoupling and why is it necessary? Tutorial MT-101. 14p. Disponible en www.analog.com.

La importancia del filtrado local en los pines de alimentación, radica en el hecho de que el rechazo a los cambios en la fuente de alimentación (PSRR²⁷), es dependiente de la frecuencia, por tanto, los circuitos sensibles no poseen la capacidad de asimilar un ruido de alta frecuencia en la alimentación (sin producir distorsión a la salida); de allí la necesidad de entregar un camino de baja impedancia hacia tierra para estas señales indeseadas. En la figura 40, se muestra la gráfica de rechazo al modo común y a la fuente de alimentación para el OPA4140. En este punto es importante destacar, que este comportamiento no es exclusivo de los amplificadores ya que todos los circuitos lineales y convertidores de datos presentan una curva de respuesta similar.

²⁷ Acrónimo de Power Supply Rejection Ratio

Figura 40. Gráficas de PSRR y CMRR para el OPA140



Fuente: TEXAS INSTRUMENTS. Hoja de datos **OPA140**. Disponible en www.ti.com.

Para mejorar la eficiencia del filtrado de alta frecuencia, se incorporaron ferritas en serie con la alimentación, implementando de ésta manera unos filtros LC en los dispositivos más sensibles del sistema (convertidores de datos y OPA4140).

Figura 41. Esquema de desacople para los dispositivos sensibles



Fuente: KESTER, Walt. Practical Design Techniques for Sensor Signal Conditioning. Sección 10. Hardware Design Techniques. Disponible en www.analog.com

CAPITULO 4

INTERFAZ GRÁFICA

Una vez adquiridos los datos relevantes para las pruebas realizadas, es necesario implementar una interfaz de usuario para la visualización y/o almacenamiento de los mismos. La interfaz gráfica, fue desarrollada como parte de un proyecto de grado titulado “GENERACIÓN, ADQUISICIÓN Y VISUALIZACIÓN DE SEÑALES PARA UN POTENCIOSTATO DE PRECISIÓN”, elaborado por el Ingeniero Ricardo Adolfo Cañas, y dirigido por el autor del presente trabajo.

Teniendo en cuenta que se está desarrollando un equipo de laboratorio, se optó por una interfaz gráfica en computador, la cual se implementó haciendo uso de Labview, aprovechando que es un lenguaje de programación gráfico especializado en sistemas de adquisición de datos, instrumentación y control, pero además por la disponibilidad de licencias tanto en la escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de telecomunicaciones, como en la escuela de Ingeniería Metalúrgica y Ciencia de Materiales.

En este capítulo, se abordará la estructura general de la aplicación desarrollada, el árbol de procesos y la ruta de acceso a cada una de las pruebas especificadas para el instrumento final. Al terminar esta sección, estarán listos todos los elementos para la implementación funcional del equipo y estarán dadas las condiciones para realizar pruebas tanto con celdas de prueba, como con celdas electroquímicas en ambientes de laboratorio.

4.1 MOTIVACIÓN

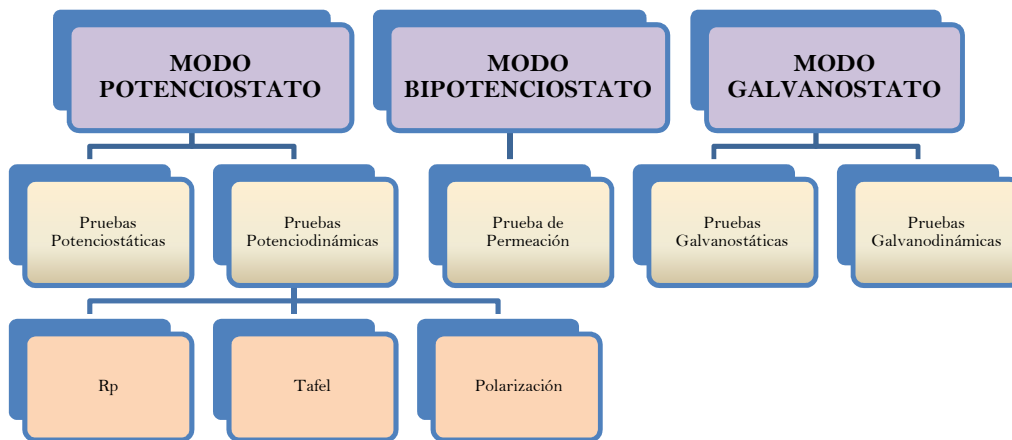
La aplicación desarrollada tuvo como eje central la facilidad de utilización por parte del usuario final; se buscó en todo momento que la interfaz gráfica fuera muy intuitiva, pero sobre todo, que el usuario no necesitara conceptos previos en electrónica para la selección de las condiciones de las pruebas (ganancia, ancho de banda, filtrado, velocidad de muestreo, velocidad de transmisión de datos, entre otras). Al conseguir

tal objetivo, el equipo podría ser utilizado tanto por profesores con un alto grado de conocimiento y manejo de los estándares internacionales, como por estudiantes que estuvieran realizando los primeros ensayos para sus proyectos de investigación.

4.2 ÁRBOL DE PROCESOS

El árbol de procesos para el módulo de visualización del equipo parte de los tres modos posibles de operación del instrumento (potenciostato, bipotenciostato y galvanostato) y de allí se derivan las principales pruebas electroquímicas que se pueden realizar con cada una de las configuraciones seleccionadas por el usuario. Por ejemplo, en el modo potenciostato, estarán disponibles pruebas estáticas (tensión constante) y pruebas dinámicas (Resistencia a la polarización, Curvas de Tafel y pruebas de polarización anódica y catódica); en el modo galvanostático también estarán disponibles las posibilidades estáticas y dinámicas (pero la variable será la corriente), y para el modo bipotenciostato solamente quedó establecida la prueba de permeación de hidrógeno que se realiza utilizando un canal como galvanostato y el otro canal como potenciostato.

Figura 42. Árbol de procesos de la aplicación

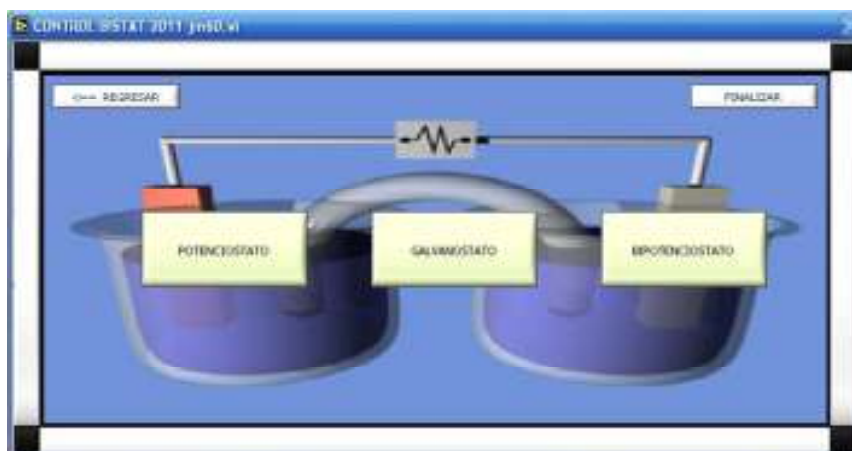


Fuente: Elaboración Propia

4.3 DESCRIPCIÓN DE LAS PRUEBAS

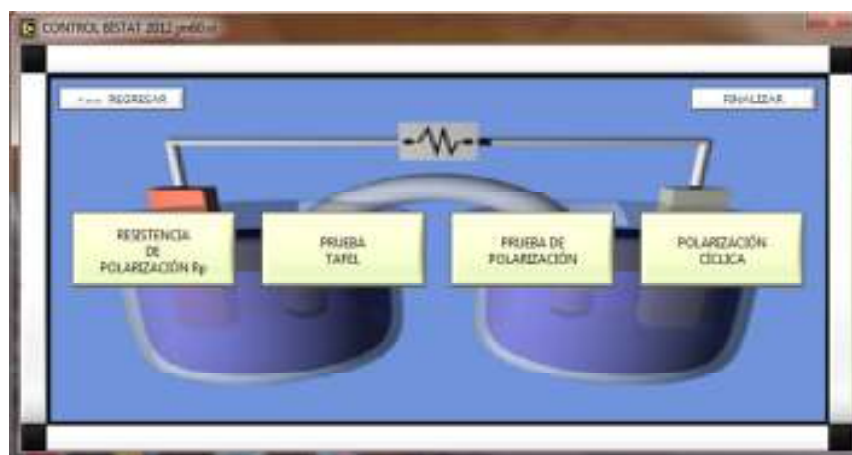
Una vez seleccionado el modo de trabajo, se tendrá que definir qué tipo de prueba se llevará a cabo y se tendrán que definir las variables de operación del instrumento. Éste proceso se lleva a cabo en su totalidad por software desde la interfaz gráfica y no involucra ningún contacto con el hardware del instrumento (excepto la conexión exterior de los electrodos involucrados en la prueba). En la figura 43, se puede apreciar el panel de selección de modo de trabajo y en la figura 44, a manera de ejemplo, se ven las diferentes pruebas potenciodinámicas que se pueden realizar con el equipo.

Figura 43. Modos de trabajo del sistema



Fuente: Elaboración Propia

Figura 44. Pruebas potenciodinámicas



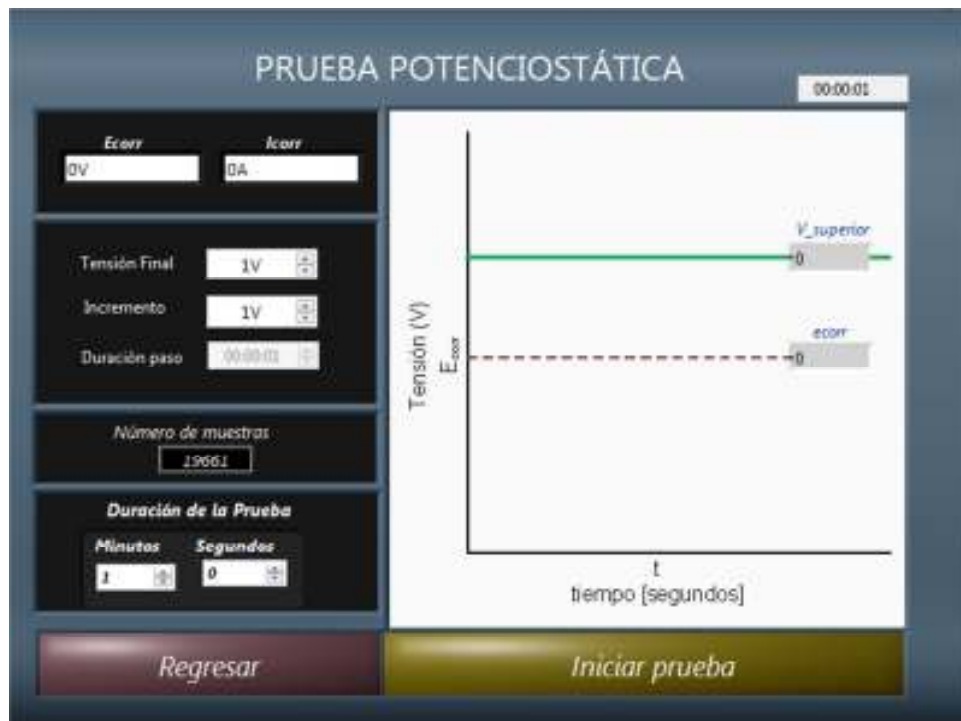
Fuente: Elaboración Propia

A continuación se describirán las pruebas más importantes y se mostrará el panel frontal de la interfaz de usuario para algunas de ellas. Una vez seleccionadas las condiciones de la prueba, se dará inicio a la misma y se desplegará la interfaz para la visualización de la respuesta en modo online.

4.3.1 Pruebas Estáticas

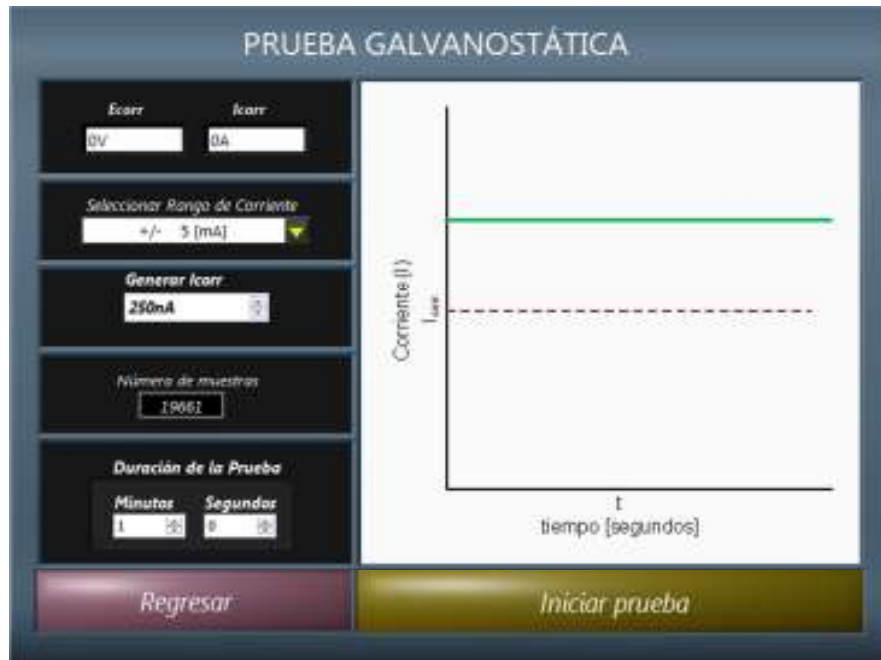
Las pruebas estáticas se caracterizan por la aplicación de una tensión o una corriente constante durante un período de tiempo especificado por el usuario. Las variables de operación para el usuario, serán el valor de la señal de excitación (que se aproximará al valor más cercano proporcionado por el DAC), y el tiempo de duración de la misma; en el caso de la prueba galvanostática, además aparecerá un selector de rango, debido a los ocho rangos de generación de corriente descritos en secciones anteriores.

Figura 45. Panel frontal para pruebas potencioestáticas



Fuente: Elaboración Propia

Figura 46. Panel frontal para pruebas galvanostáticas



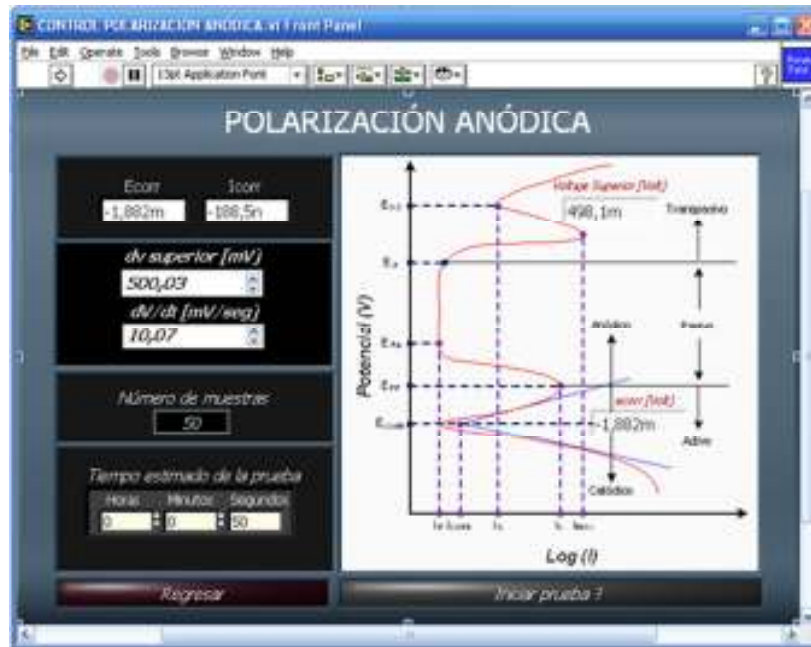
Fuente: Elaboración Propia

4.3.2 Pruebas dinámicas

Las pruebas dinámicas, como su nombre lo indica, consisten en la aplicación de una tensión o corriente que varía con el tiempo, siguiendo una forma determinada, por ejemplo, una rampa de potencial. En las pruebas de polarización tanto anódica como catódica, se realiza un barrido de tensión partiendo del valor de E_{CORR} (detectado por el instrumento) en dirección positiva o negativa, hasta un valor definido por el usuario, quien además debe definir la velocidad del barrido; con éstos valores, el instrumento calcula el número de muestras a tomar y la duración aproximada de la prueba. En las figuras 47 y 48 se aprecian los paneles frontales para las pruebas de polarización anódica y catódica.

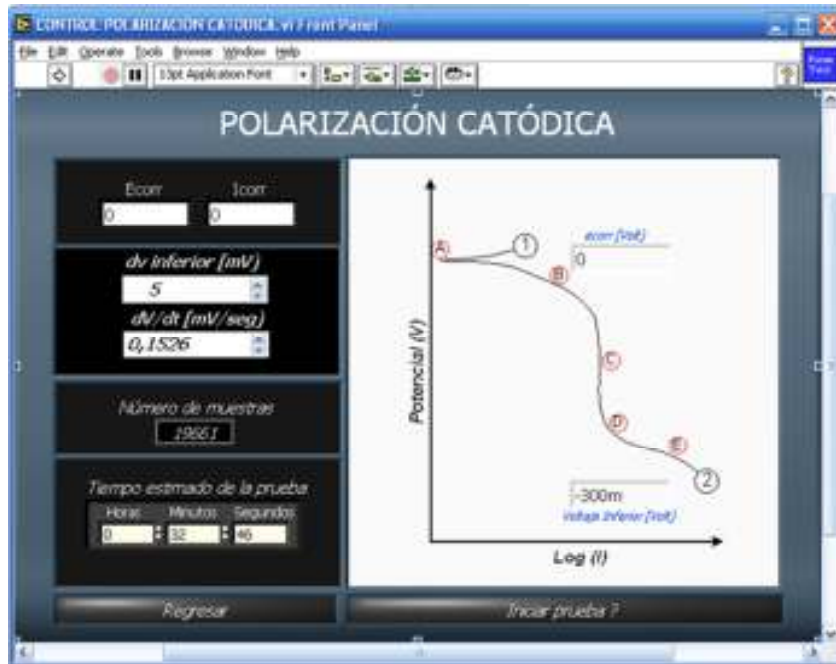
Es necesario recordar que aunque los valores pueden ser definidos libremente por el usuario, siempre habrá una restricción impuesta por los valores de generación permitidos por el DAC y el equipo hará una aproximación a éstos últimos.

Figura 47. Panel frontal para pruebas de polarización anódica



Fuente: Elaboración Propia

Figura 48. Panel frontal para pruebas de polarización catódica

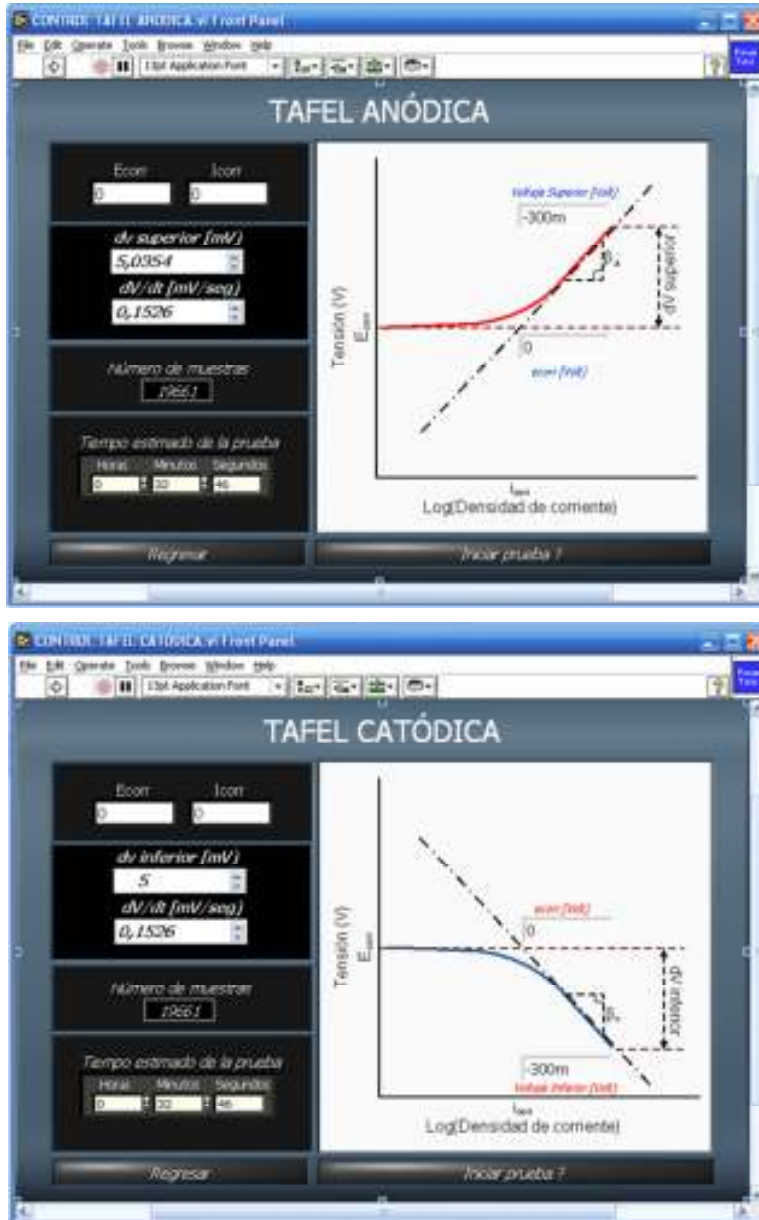


Fuente: Elaboración Propia

4.3.3 Curvas Tafel

Las curvas de Tafel, simplemente son un tipo de prueba de polarización, que tienen rangos definidos por las normas ASTM. Las curvas anódica y catódica, se trazan haciendo un barrido de 300mV o -300mV partiendo de la tensión de corrosión (E_{CORR}).

Figura 49. Paneles frontales para las curvas de Tafel



Fuente: Elaboración Propia

CAPITULO 5

PRUEBAS Y RESULTADOS

Por último, para verificar el adecuado funcionamiento del sistema desarrollado, se hace necesaria la realización de pruebas físicas, las cuales demuestren el comportamiento esperado, tanto de las tarjetas de adquisición de datos, como del software de visualización. Por esta razón, en éste capítulo, se mostrarán diferentes imágenes de las pruebas realizadas con el equipo, en las cuales se contrastará el comportamiento esperado con el comportamiento real del sistema.

Una manera sencilla de apreciar las características descritas anteriormente, es visualizar en Labview la señal generada por el DAC, la cual será básicamente la misma que se tendrá a la entrada del convertidor de datos y no se deberían apreciar los efectos del muestreo en la recuperación de la señal. Con ésta prueba sencilla se pueden verificar los resultados esperados del diseño de las tarjetas de adquisición de datos (generación de señales, filtrado, conversión analógica-digital, manejo de las señales digitales y eficiente transmisión) y del software realizado en Labview (recuperación de las señales en modo online, transmisión correcta de datos de manera bi-direccional y adecuada sincronización del sistema). Esta prueba básica se realizó en distintas ocasiones y no se presentaron errores significativos por lo que se procedió a continuar con el trabajo sobre celdas de prueba o “celdas dummy”.

5.1 PRUEBA POTENCIOSTÁTICA

Para la prueba potencioestática, se aplicó una tensión de 1.63V, valor que debería mantenerse constante durante toda la duración de la prueba (60 segundos). La elección de la tensión fue al azar y simplemente se hizo para trabajar dos cifras significativas y apreciar mejor el error del sistema. En las figuras 50 y 51, se puede apreciar el valor inicial (Cursor 1), el valor a la mitad de la prueba y el valor al final de la misma.

Figura 50. Prueba potenciostática al 50%



Fuente: Elaboración Propia

Figura 51. Prueba potenciostática finalizada



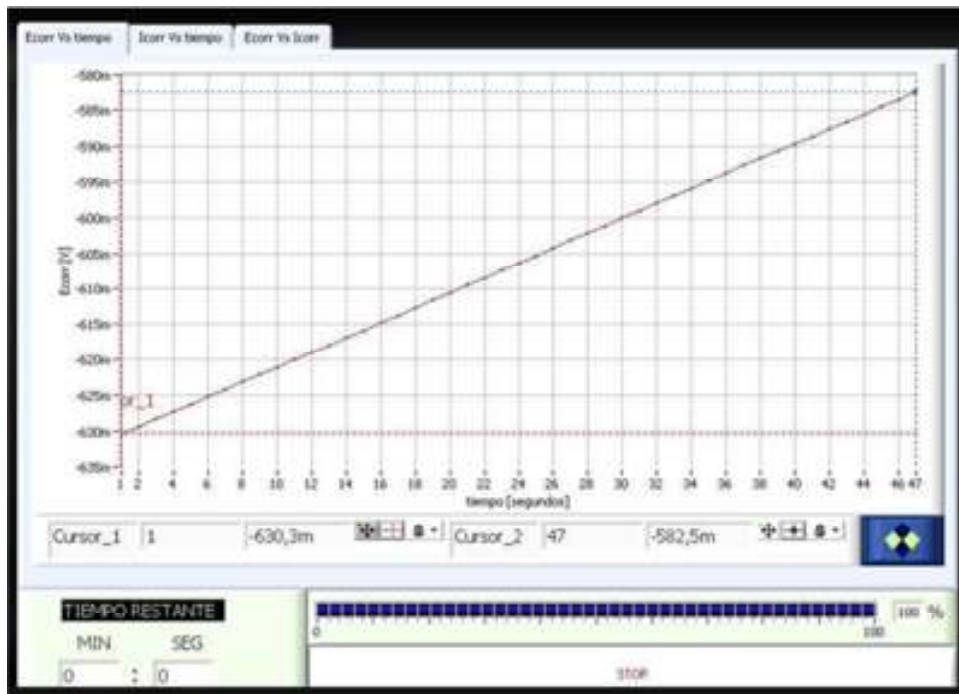
Fuente: Elaboración Propia

Los valores máximos y mínimos que se presentaron fueron de 1,635V y 1,625V respectivamente, es decir, $\pm 0,005V$ alejados del valor esperado, lo que se traduce en un error de **0,3067%**.

5.2 RESISTENCIA A LA POLARIZACIÓN (R_p)

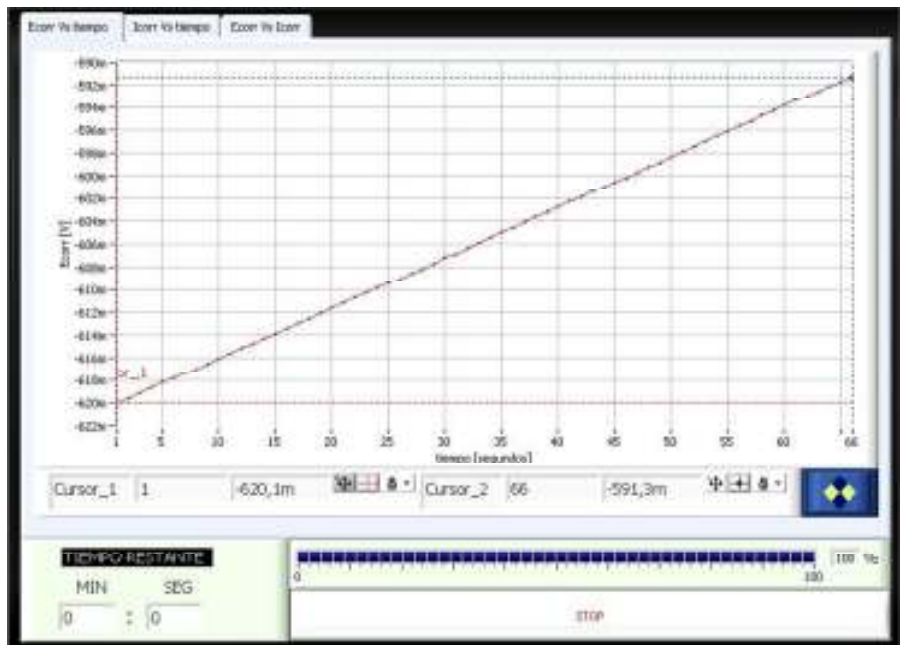
En este tipo de prueba, se realizan barridos de potencial muy pequeños alrededor del potencial de corrosión (E_{CORR}), por ésta razón, para las pruebas del equipo, se eligieron valores de $\pm 25mV$ (con paso de $1,06mV$), $\pm 15mV$ (con paso de $454\mu V$) y $\pm 5mV$ (con paso de $152\mu V$) alrededor de E_{CORR} . Las gráficas de R_p para los casos anteriores, se pueden apreciar en las figuras 52 a 54.

Figura 52. R_p para tensión de $\pm 25mV$



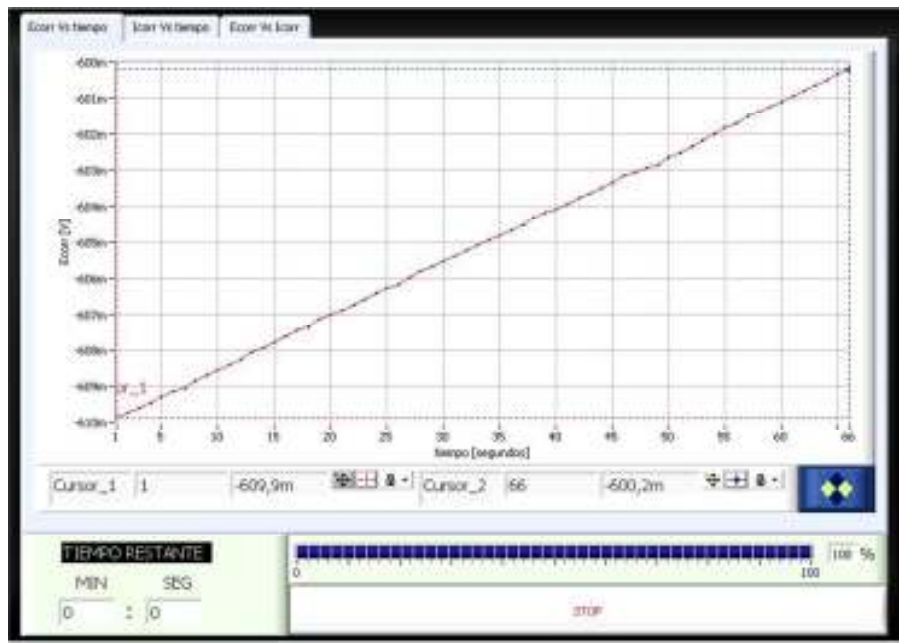
Fuente: Elaboración Propia

Figura 53. Rp para tensión de $\pm 15\text{mV}$



Fuente: Elaboración Propia

Figura 54. Rp para tensión de $\pm 5\text{mV}$



Fuente: Elaboración Propia

En las gráficas anteriores, se puede apreciar el comportamiento lineal en la adquisición de la señal de tensión en el electrodo de trabajo (WE), y, debido a que la resistencia trabajada en las pruebas es constante, se infiere que la gráfica de tensión vs corriente es también una línea recta. Este comportamiento lineal, es el que se espera encontrar en las pruebas de Resistencia a la polarización, y, teniendo en cuenta que la norma ASTM G-59, habla de un barrido de $\pm 30\text{mV}$ con un paso de $0,6\text{V/h}$, se puede concluir que la resolución del equipo permite realizar pruebas aún más precisas, con un barrido de tensión aún menor al especificado por la norma.

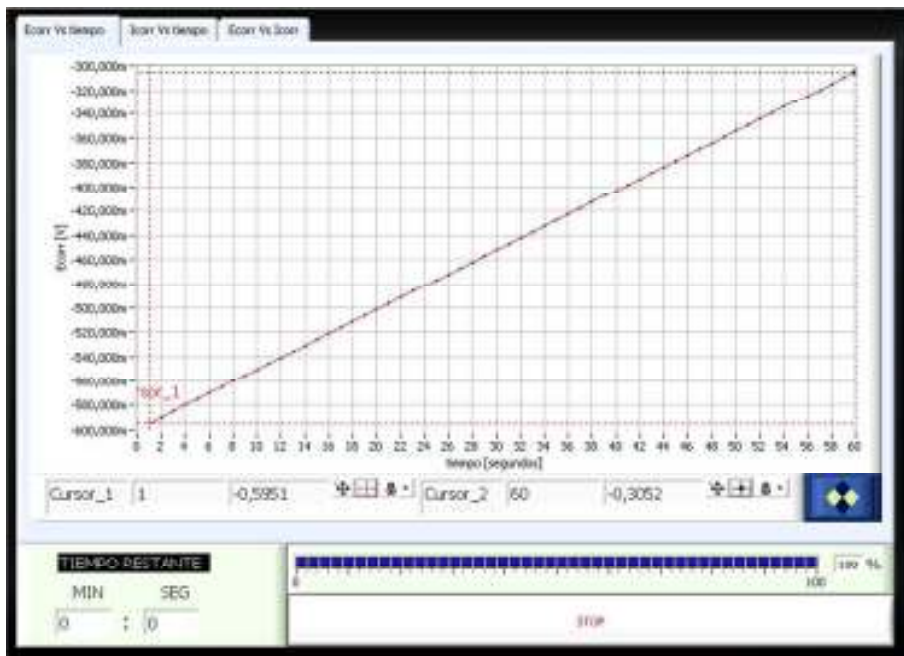
5.3 CURVAS DE TAFEL

Las curvas tafel, como se indicó en el capítulo uno, se realizan haciendo barridos de $\pm 250\text{mV}$ o $\pm 300\text{mV}$ alrededor del potencial de corrosión. Aunque en algunos casos también se trabajan las curvas tafel completas (barrido positivo y negativo alrededor de E_{CORR}), en este trabajo no se dejó abierta esa posibilidad debido a que en la literatura se indica que debido al tamaño del barrido, la muestra puede verse afectada y por tanto se compromete la veracidad del resultado obtenido. Este tipo de pruebas se consideran incluso destructivas y es necesario reemplazar el espécimen bajo estudio.

Para las pruebas físicas del equipo, se eligió un barrido de $+300\text{mV}$ para la tafel anódica y de -300mV para la tafel catódica. Los resultados de éstas gráficas, se presentan en las figuras 55 a 58, donde se puede apreciar la característica lineal en tiempo de la tensión aplicada al electrodo de trabajo y la curva logarítmica que aparece cuando se grafica tensión vs corriente.

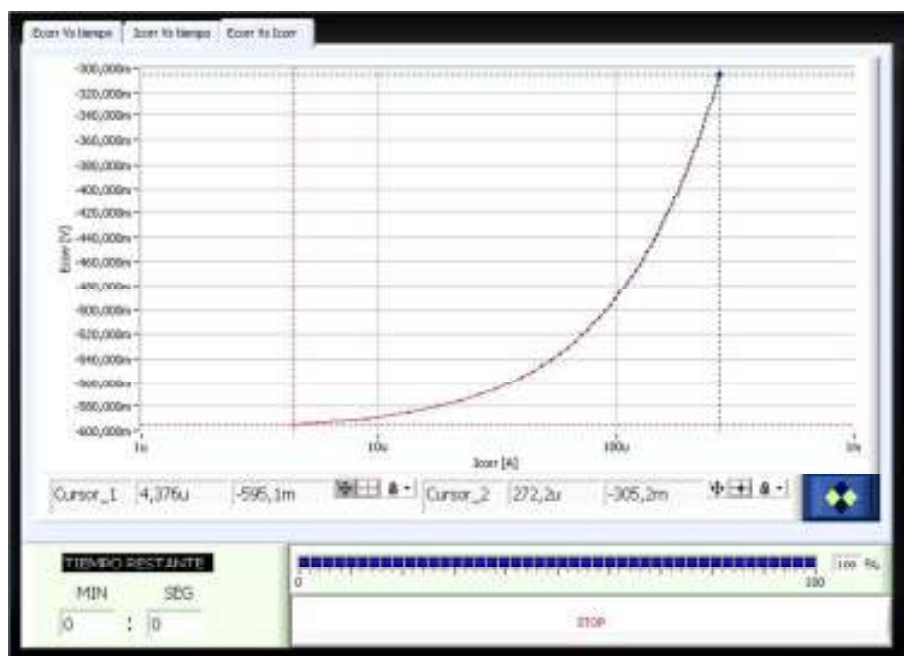
Como se explicó con anterioridad, una vez obtenidas las pendientes de las curvas de tafel, se procede a encontrar la constante de Stearn-Geary y con ésta última se determina la corriente de corrosión y por último la rata de corrosión del espécimen bajo estudio.

Figura 55. Barrido 300mV anódico



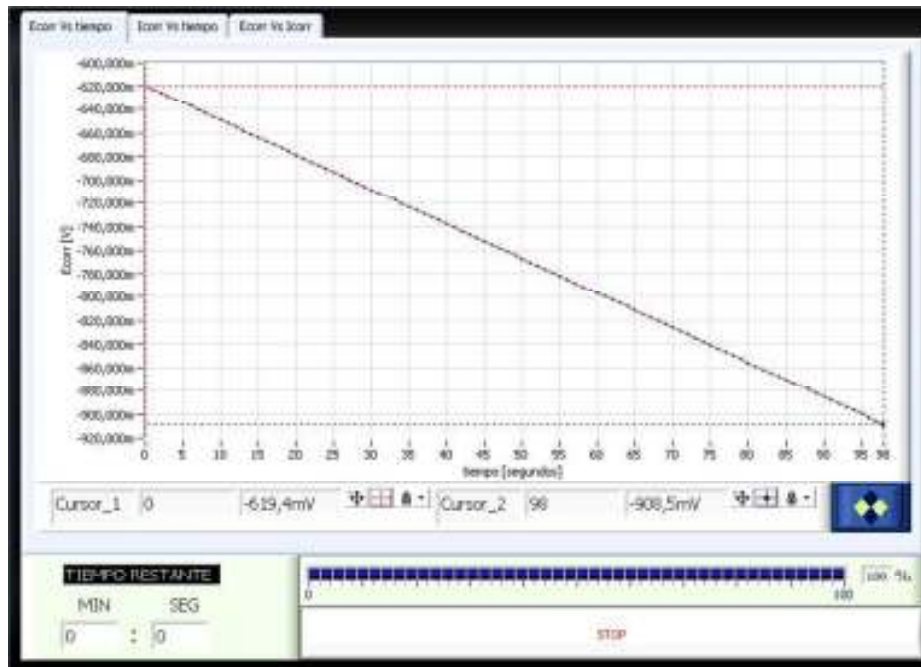
Fuente: Elaboración Propia

Figura 56. Curva Tafel Anódica tensión vs corriente en la celda



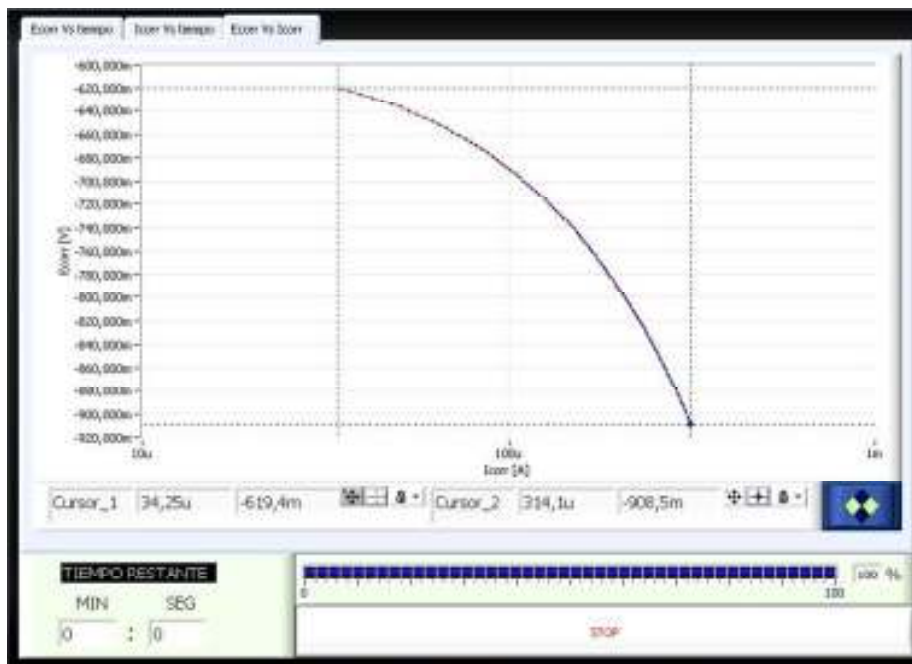
Fuente: Elaboración Propia

Figura 57. Barrido 300mV catódico



Fuente: Elaboración Propia

Figura 58. Curva tafel catódica tensión vs corriente en la celda.



Fuente: Elaboración Propia

Una manera aproximada de calcular el error en el que se incurre en la adquisición de datos para la prueba de Tafel, es calcular la pendiente de la recta de generación y compararla con el paso de tensión especificado para la prueba. El término aproximado, se refiere al hecho de que la tensión adquirida, aunque debería ser la misma que la tensión generada, se verá afectada por la respuesta de la celda, la respuesta del electrolito (en una celda real) y la respuesta de los dispositivos utilizados en el sistema.

Para la curva tafel de la figura 55, el incremento de tensión de generación especificado fue de 4,958mV y la pendiente de la gráfica es de 4,914 mV. Por lo tanto, el error encontrado para este ejemplo es de:

$$\% Error = \left| \frac{Valor Esperado - Valor Exp.}{Valor Esperado} \right| \times 100$$
$$\% Error = 0,896\%$$

5.4 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS

Para finalizar el trabajo de investigación, se mostrarán las características técnicas del equipo desarrollado de una manera similar a como son presentadas por los equipos disponibles comercialmente.

5.4.1 Características Generales

Tensión de Alimentación..... 5-14V D.C
Potencia Consumida.....
Interfaz de datos..... Puerto Serial Universal (USB)

5.4.2 Características de los módulos

Modos de Operación: Potenciostato
Galvanostato
Bipotenciostato

- ◆ Corriente máxima de Contraelectrodo..... $\pm 45mA$
- ◆ Tensión máxima de Contraelectrodo..... $\pm 15V$
- ◆ Tensión máxima de Electrodo de Trabajo..... $\pm 5V$
- ◆ Resolución de tensión de Electrodo de trabajo.... $\pm 76,3\mu V$ o $152,6\mu V$
- ◆ Resolución de corriente..... $3,5pA$
- ◆ Impedancia de entrada..... $10T\Omega$
- ◆ Corriente de polarización..... $10pA$ máx

CONCLUSIONES Y OBSERVACIONES

- La principal conclusión que se puede obtener de un estudio como el realizado, es que no existen dispositivos perfectos, ni existe un dispositivo óptimo universal. Tan sólo es posible seleccionar el dispositivo adecuado para un circuito, a partir del compromiso beneficio-coste encontrado.
- Se logró diseñar un equipo de alta precisión, alto rango dinámico y un buen nivel de integración, especialmente diseñado para la ejecución de pruebas electroquímicas en estudios de laboratorio, que por sus distintos niveles de generación, puede ser utilizado para caracterizar diversos tipos de materiales.
- Se desarrolló un equipo de fácil utilización tanto por estudiantes como por profesores, que no requiere para su utilización, ningún tipo de conocimiento de hardware para poder implementar las pruebas especificadas.
- Se estructuró un equipo multifuncional que puede operar como potencióstato, galvanostato, potencióstato de dos canales y bipotencióstato; logrando con esto un gran cubrimiento del espectro de estudios electroquímicos posibles.
- El sistema hardware/software se entregó con una resolución de adquisición cercana a los 19 bits y presenta, como única limitante física, la falta de cables de precisión que no estaban incluidos en el presupuesto inicial del instrumento, pero que pueden ser adquiridos cuando la precisión de los estudios lo amerite.
- La precisión del sistema desarrollado es limitada únicamente por las no idealidades de los dispositivos empleados, más no por fallas en la selección de los circuitos utilizados, diseño de tarjetas de circuito impreso o mala selección de componentes.
- Con el fin de obtener una mayor resolución en el sistema de señal mixta, se utilizaron aisladores digitales para separar tanto las líneas de señal de alta velocidad como la alimentación y los caminos de retorno de corriente de las señales digitales, lo que redundó en una mayor inmunidad al ruido.

- La transmisión de datos se hizo por puerto serial universal (USB) por motivos de velocidad para la implementación del modo “Online”, para permitir la operación “Plug and Play” del instrumento, y por último para estar acorde con los estándares disponibles en los nuevos equipos de cómputo.
- El rango de corriente máximo en el segundo canal será de un miliamperio (1 mA), debido a la presencia de la resistencia de medición en el circuito del contraelectrodo. Lo anterior se desprende de las especificaciones entregadas para el modo bipotenciostato por los investigadores de la Escuela de Ingeniería Metalúrgica y Ciencia de Materiales.
- Se lograron resoluciones de medición de tensión en el orden de microvoltios (μV) y de corrientes en el orden de nanoamperios (nA), valores que se encuentran muy cercanos al tamaño del ruido electrónico presente al interior de los circuitos integrados.
- El equipo diseñado puede ser utilizado como sistema de desarrollo para futuras aplicaciones, teniendo en cuenta que el microcontrolador puede ser programado por puerto USB sin necesidad de conexiones auxiliares.
- Se entrega un documento estructurado, donde se explican paso a paso la metodología y los criterios de diseño necesarios para construir un sistema de alta precisión y los análisis teóricos realizados a los circuitos involucrados. La idea del autor, es contribuir al fortalecimiento de la línea de diseño de sistemas electrónicos al interior de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones.

RECOMENDACIONES

- Tomando como punto de partida el prototipo entregado, se podría pensar en una mayor integración de sistemas, para incluir pruebas tan interesantes como el microscopio electroquímico de barrido (SEM), electrodos de disco rotatorio y coulometría.
- El equipo podría ser mejorado para utilización en campo, con la implementación de un sistema de batería/cargador eficiente (probablemente con baterías de litio), un sistema de tarjetas multicapa para reducir el tamaño del instrumento y una interfaz de control y visualización en un tablet PC.
- Para lograr mediciones de muy alta resolución, será necesario contar con cables de bajo ruido para los electrodos involucrados y celdas electroquímicas protegidas de interferencias electromagnéticas por jaulas de Faraday.
- En el presente trabajo, se implementó el sistema de tarjetas de dos capas, aplicando los conceptos disponibles en la literatura para el trabajo de precisión, sin embargo, para futuros trabajos, se recomienda utilizar tarjetas multicapas desarrolladas por lo menos con plano de tierra de señal, plano de tierra de alimentación, planos de alimentación y plano de señal.
- Aprovechando los grandes niveles de integración actuales, podría pensarse en desarrollar un proyecto de grado tendiente al desarrollo de un sistema en un chip (SoC) basado en alguna de las tecnologías de fabricación disponibles y utilizadas con anterioridad por el grupo de investigación CIDIC.

BIBLIOGRAFÍA

AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. Standard Reference Test Method for Making Potentiostatic and Potentiodynamic Anodic Polarization Measurements. Designation G5-94. 12p.

AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. Standard Test Method for Conducting Potentiodynamic Polarization Resistance Measurements. Designation G59-97. 3p.

AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. Standard Practice for Calculation of Corrosion Rates and Related Information from Electrochemical Measurements. G102-89. 7p.

AMERICAN SOCIETY FOR TESTING AND MATERIALS. Standard Practice for Evaluation of Hydrogen Uptake, Permeation, and Transport in Metals by an Electrochemical Technique. G148-97. 10p.

ANALOG DEVICES. Practical Design Techniques for Power and Thermal Management [online]. Seminario de Diseño. 1998. Disponible en <http://www.analog.com/en/training-tutorials-seminars/resources/index.html>

ANALOG DEVICES. Practical Analog Design Techniques [online]. Seminario de Diseño. 2002. Disponible en <http://www.analog.com/en/training-tutorials-seminars/resources/index.html>

ANALOG DEVICES. Basic Linear Design [online]. Seminario de Diseño. 2006. Disponible en http://www.analog.com/library/analogDialogue/archives/43-09/linear_circuit_design_handbook.html

ANALOG DEVICES. Compensating for the effects of Input Capacitance on VFB and CFB Opamps Used in Current to Voltage Converters [online]. Tutorial MT-059. 2009. Disponible en <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-059.pdf>

ANALOG DEVICES. EMI, RFI, and Shielding Concepts [online]. Tutorial MT-095. 2009. Disponible en <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-095.pdf>

ANALOG DEVICES . Decoupling Techniques [online]. Tutorial MT-101. 2009. Disponible en <http://www.analog.com/static/imported-files/tutorials/MT-101.pdf>

ASM INTERNATIONAL. The Effects and Economic Impact of Corrosion. Corrosion: Understanding the basics. p. 1-21. Disponible en http://www.asminternational.org/content/ASM/StoreFiles/06691G_Chapter_1.pdf

ARRIGO, Jason. Input and Output Capacitor Selection [online]. Texas Instruments Inc. Reporte de aplicación SLTA055. Febrero de 2006. Disponible en <http://www.ti.com/lit/an/slta055/slta055.pdf>

BANK ELEKTRONIK. Potentiostats – An introduction [online]. 52p. Disponible en <http://www.bank-ic.de/encms/downloads/potstae2.pdf>

CORTES, Maria Teresa y ORTIZ, Pablo H. Corrosión. Hipótesis: Apuntes Científicos Uniandinos N°4. Diciembre de 2004. ISSN: 1692729. Disponible en <http://www.utp.edu.co/~dhmesa/pdfs/corrosion.pdf>

DE ROMERO, M.F, et al. Estudio de la teoría de despolarización catódica con permeación de hidrógeno y la bacteria Desulfovibrio desulfuricans [online]. Revista de Metalurgia, Vol 39, Número Extra (2003). p. 182-187. Disponible en <http://revistademetalurgia.revistas.csic.es/index.php/revistademetalurgia/article/view/1117>

FAIR-RITE PRODUCTS. How to Choose Ferrite Components for EMI Suppresion [online]. Información técnica. Disponible en <http://www.fair-rite.com/newfair/pdf/cup%20paper.pdf>

FRY, David. Calculating the Error Budget in Precision Digital to Analog Converter (DAC) Applications [online]. Maxim integrated Products. Nota de aplicación 4300. Disponible en <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN4300.pdf>

GABRIELLI C, et al. Transfer Function Analysis of Hydrogen Permeation Through an Iron Membrane in a Devanathan Cell [online]. Sofia Impedance Days. Octubre de 2003. Disponible en <http://accessimpedance.iusi.bas.bg>

INTERSIL AMERICAS. Analog Switch and Multiplexer Applications [online]. Nota de aplicación AN1034. Agosto de 2002. Disponible en <http://www.intersil.com/data/an/an1034.pdf>

KEITHLEY INSTRUMENTS. High Resistance Measurements [online]. Nota de aplicación 312. Disponible en www.keithley.com

KEITHLEY INSTRUMENTS. Low Current Measurements [online]. Nota de aplicación 312. Disponible en www.keithley.com+

KUMEN, Blake y BIBLE, Steven. Amplifying High-Impedance Sensors – Photodiode Example [online]. Microchip Technology Inc. Nota de aplicación AN951. 2004. Disponible en <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/00951a.pdf>

KUMEN, Blake. Op Amp Precision Design: PCB Layout Techniques [online]. Microchip Technology Inc. Nota de aplicación AN1258. 2009. Disponible en <http://ww1.microchip.com/downloads/en/appnotes/01258a.pdf>

KUPKA, Marian y STEPIEN, Karol. Hydrogen diffusivity in Fe-40 at. % alloy [online]. Chemistry of metals and Alloys 1. 2008. p. 227-234. Disponible en <http://chemetal-journal.org/ejournal3/CMA0043.pdf>

LAFFERTY, Tim. Comparing Digital Signals Isolation Techniques [online]. Texas Instruments Inc. Training event video. Disponible en <http://focus.ti.com/docs/training/catalog/events/event.jhtml?sku=OLT410007>

LEE, Mitchell. Understanding and applying voltage references [online]. Linear Technology. Nota de Aplicación 82. 1999. Disponible en www.linear.com/docs/4171

LOWER, Stephen K. Electrochemistry [online]. Simon Fraser University. Virtual Textbook. Disponible en <http://www.chem1.com/acad/pdf/c1xEIchem.pdf>
MANCINI, Ron. Op amp stability and input capacitance [online]. Analog Applications Journal. Texas Instruments Inc. 1^{er} trimestre del 2004. Disponible en <http://www.ti.com/lit/an/slyt087/slyt087.pdf>

METZGER, Juergen. Multiplexer Data Acquisition System [online]. Texas Instruments Inc. Boletín de aplicación SBFA014. Octubre de 1995. Disponible en <http://www.ti.com.cn/cn/lit/an/sbfa014/sbfa014.pdf>

MILLER, Perry y MOORE, Doug. Precision Voltage References [online]. Texas Instruments Inc. Analog Applications Journal. Noviembre de 1999. Disponible en <http://www.ti.com/lit/an/slyt183/slyt183.pdf>

PARGUIAN, Joselito. Building a Stable DAC External Reference Circuit [online]. Texas Instruments Inc. Reporte de aplicación SLAA172. Marzo de 2003. Disponible en <http://www.ti.com/lit/an/slaa172/slaa172.pdf>

PEASE, Robert. A comprehensive study of the Howland Current Pump [online]. National Semiconductor. Nota de aplicación 1515. 2008. Disponible en www.national.com/an/AN/AN-1515.pdf

PRINCETON APPLIED RESEARCH. Basics of Corrosion Measurements [online].
Nota de aplicación CORR1. Disponible en
<http://www.princetonappliedresearch.com/Literature/index.aspx>

PRINCETON APPLIED RESEARCH. Electrochemistry and Corrosion Overview and
Techniques [online]. Nota de aplicación CORR4. Disponible en
<http://www.princetonappliedresearch.com/Literature/index.aspx>

SCHMITZ, Tamara y WONG, Mike. Choosing and Using Bypass Capacitors. Intersil
Americas Inc. Nota de aplicación AN1325. Agosto de 2007. Disponible en
<http://www.intersil.com/data/an/an1325.pdf>

STITT, R. Mark. Implementation and Applications of Current Sources and Current
Receivers [online]. Texas Instruments Inc. Boletín de Aplicación SBOA046.
Septiembre de 2000. Disponible en <http://www.ti.com/lit/an/sboa046/sboa046.pdf>

SOLARTRON ANALYTICAL. Understanding Electrochemical Cells [online]. Reporte
técnico 17. Disponible en
<http://www.solartronanalytical.com/Pages/ApplicationTechnicalNotes.htm>

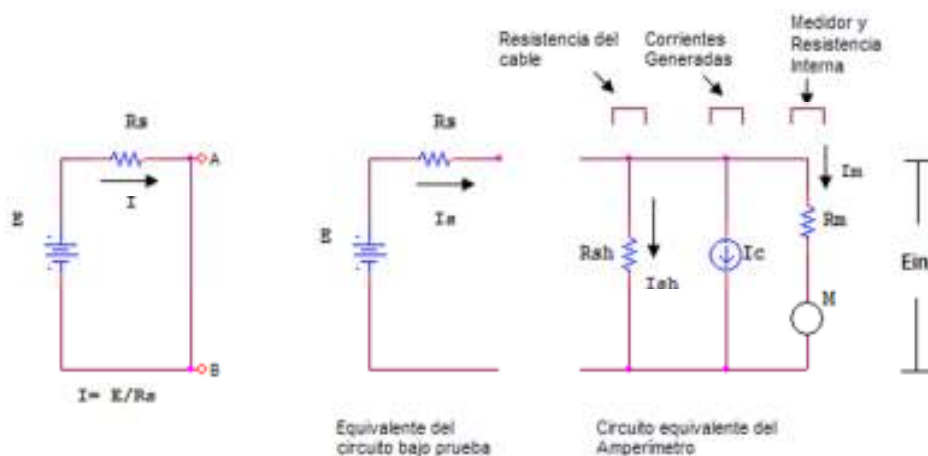
VELÁSQUEZ M, BELKIS. Estudio del mecanismo de inhibición en la permeación de
hidrógeno con soluciones ácidas de ácido clorhídrico [online]. Trabajo de ascenso.
Universidad Nacional Abierta y a Distancia. Caracas, Venezuela, 2008. 181p.
Disponible en <http://biblo.una.edu.ve/docu.7/bases/marc/texto/t35201.pdf>

WANG, Tony y ERHMAN, Barry. Compensate Transimpedance Amplifiers Intuitively
[online]. Texas Instruments Inc. Reporte de Aplicación SBOA055A. Marzo de 1993.
Disponible en <http://www.ti.com/lit/an/sboa055a/sboa055a.pdf>

ANEXO A. TÉCNICAS DE MEDICIÓN DE CORRIENTE

En la parte izquierda de la figura A.1, se puede ver un circuito ideal de medición de corriente entre los puntos A y B (amperímetro ideal), mientras que en la parte derecha, se muestra el efecto de insertar un amperímetro real y su cable conector, lo que desarrolla un voltaje de carga indeseado (E_{IN}).

Figura A.1. Circuitos equivalentes para medición de corriente (ideal y real)



Fuente: KEITHLEY Instruments Inc (2001), Low current measurements. 8p. Disponible en www.keithley.com

Cuando un amperímetro es conectado en un circuito, la corriente medida será igual a la corriente ideal menos los errores causados por los elementos en el modelo real²⁸. Estos errores son la corriente a través de la resistencia R_{SH} (que modela el cable conectado al amperímetro), la corriente I_C (que representa básicamente las corrientes generadas por las interconexiones), los errores producidos por el voltaje de carga a través del modelo del amperímetro (E_{IN}) y la incertidumbre de la medición (U_M).

$$I_M = \frac{E}{R_S} - \frac{E_{IN}}{R_S} - \frac{E_{IN}}{R_{SH}} - I_C \pm U_M$$

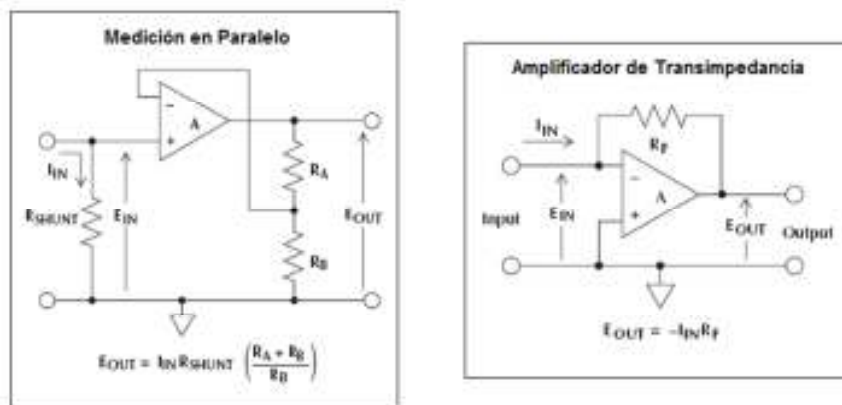
²⁸ Fuente: KEITHLEY Instruments Inc (2001), Low current measurements. 8p. www.keithley.com

Existen dos técnicas básicas para realizar mediciones de corriente: la medición en derivación (shunt) y la del amplificador de transimpedancia (Feedback ammeter). La técnica de medición en derivación, consiste básicamente en hacer que la corriente a medir (I_{IN}) pase por una resistencia de precisión (R_{SHUNT}), para luego medir el voltaje a través de ésta como se aprecia en la figura A.2. Este voltaje denominado E_{IN} , se conoce como voltaje de carga (*Voltage Burden*); el cual es una fuente de error ya que el sistema de medición no debería modificar el circuito donde está siendo utilizado.

$$E_{OUT} = E_{IN} \left(\frac{R_A + R_B}{R_B} \right) = I_{IN} R_{SHUNT} \left(\frac{R_A + R_B}{R_B} \right)$$

La desventaja principal asociada con este tipo de medidores es que es un diseño que presenta una alta impedancia de entrada, y esta desventaja se hace más significativa a medida que la corriente a medir decrece, debido a que se necesita una R_{SHUNT} de mayor tamaño para obtener un voltaje medible. Además, las resistencias de alto valor, poseen un pobre desempeño en cuanto a estabilidad de temperatura y aumentan la constante de tiempo del circuito, lo que resulta en tiempos de respuesta lentos²⁹. Sin embargo, siempre y cuando las corrientes a medir no sean muy pequeñas (menores a $1\mu A$), este tipo de amperímetros funcionan correctamente, es decir, su error es aceptable.

Figura A.2. Técnicas básicas de medición de corriente



Fuente: Ibid. Pág 2.

²⁹ Ibid.

La arquitectura basada en el amplificador de transimpedancia, es más cercana al modelo ideal ya que presenta muy bajo voltaje de carga, por lo cual produce un menor error cuando se requiere medir corrientes muy pequeñas y cuando se miden corrientes generadas por fuentes de baja tensión (las cuales se verían muy afectadas por el alto voltaje de carga de la medición en derivación).

La salida de tensión es una medida directa de la corriente de entrada, y la sensibilidad está determinada por la resistencia del lazo de retroalimentación (R_F). Debido a la alta ganancia del amplificador, se logra tener un voltaje de carga (E_{IN}) de casi cero, mejorando considerablemente el desempeño, y haciendo de este tipo de diseño la opción para realizar mediciones de corriente en el rango de los nanos y picoamperios. A partir de la figura A.2, se puede hacer el siguiente desarrollo, para ver la reducción en el voltaje de carga para el circuito:

$$E_{OUT} + I_{IN}R_F = E_{IN} \quad y \quad E_{OUT} = -AE_{IN} \Rightarrow E_{IN} = -\frac{E_{OUT}}{A}$$

Reemplazando, se tiene que:

$$E_{OUT} + I_{IN}R_F = -\frac{E_{OUT}}{A}, \quad de \quad donde \quad E_{OUT} \left(1 + \frac{1}{A}\right) = -I_{IN}R_F$$

Ahora, debido a que $A \gg 1$,

$$E_{OUT} = -I_{IN}R_F$$

$$|E_{IN}| = \frac{E_{OUT}}{A} \ll E_{OUT}$$