

**Pontificia Universidad Católica del Perú**  
**Facultad de Ciencias e Ingeniería**



**"Diseño e implementación de un equipo portátil  
para ensayos electroquímicos  
de corrosión en campo"**

**Tesis para optar el título de Ingeniero Electrónico**

**Presentada por:**

**Renato Manuel Salazar Pancorbo**

**Narciso Rodríguez Fuertes**

**Lima - Perú**

**2003**

## Resumen

En el presente estudio se diseñará un equipo portátil, basado en un potenciómetro estándar, conectado a una celda electroquímica de tres electrodos. Las tareas principales serán, minimizar el ruido, tanto interno (generado en la celda y por los componentes a usar) como externo (inducido por campos electromagnéticos externos al equipo) y lograr que el sistema sea autónomo en su funcionamiento.

Se debe tomar muchas precauciones con respecto al ruido externo pues, a diferencia de un equipo de laboratorio, un dispositivo de esta naturaleza estará expuesto a campos electromagnéticos indeseados así como a vibraciones y movimientos bruscos (como producto del traslado y la manipulación) los cuales se debe ponderar al momento del diseño. Otro punto importante es el hecho de que ya no se debe depender de la asistencia de una computadora personal para la realización del ensayo, por lo tanto se hará necesario trabajar con un microcontrolador local que permitirá llevar a cabo los procesos de configuración, adquisición y tratamiento de señales, y también el procesamiento, almacenamiento y transmisión de los datos para su posterior análisis.

Para permitir una operación simple y adecuada se contará con una interfaz equipo – usuario basada en un teclado, para introducir las instrucciones básicas para la realización del ensayo, y una pantalla de cristal líquido. Además se implementará un módulo de comunicaciones para el envío, vía puerto serial (utilizando la interfaz RS-232), de los datos obtenidos por el equipo portátil a una aplicación que se ejecutará en una computadora personal, que a su vez permitirá realizar análisis *a posteriori* más profundos y detallados de los datos obtenidos en los ensayos.



## PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO  
ELECTRÓNICO

TÍTULO : DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN EQUIPO PORTÁTIL  
PARA ENSAYOS ELECTROQUÍMICOS DE CORROSIÓN EN  
CAMPO

ÁREA : Electrónica 14134

ASESORES : Msc. Julio Tafur Sotelo  
Ing. Javier Chang Fu

ALUMNO : Narciso Rodríguez Fuertes CÓDIGO : 93.0801.9.12

ALUMNO : Renato Manuel Salazar Pancorbo CÓDIGO : 93.0866.8.12

FECHA : 10 de Mayo del 2000

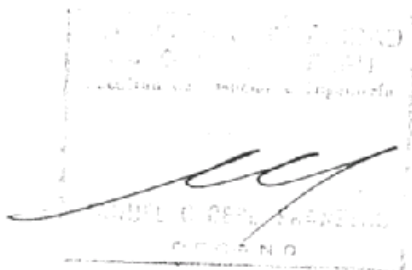
## DESCRIPCIÓN Y OBJETIVOS

Uno de los problemas más comunes y serios a los que se tiene que enfrentar en la ciencia de los materiales es la corrosión. El potencióstato es una herramienta muy útil en estudios electroquímicos de los efectos de la corrosión y del comportamiento de los materiales frente a este tipo de daño.

Actualmente, en los laboratorios, los equipos existentes de este tipo ofrecen la limitación de estar siempre conectados a una computadora lo cual, a costa de una gran precisión, les resta la versatilidad necesaria para ensayos en campo, los cuales tienen que realizarse fuera de un laboratorio donde no siempre existe la disponibilidad de un ordenador.

La solución propuesta ante los problemas presentados es un equipo portátil (Se deberán tomar en cuenta los problemas a los que conllevan las diferentes condiciones a las que el equipo será sometido en su traslado constante) que, basado en un potencióstato con sistema de barrido de potencial, nos permitirá realizar análisis de los efectos de la corrosión con una precisión igual o mayor que la de un equipo de laboratorio. Se añade también la posibilidad de comunicación con una computadora para análisis más profundos y detallados.

MAXIMO: 200 PÁGINAS



## PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

TEMA DE TESIS PARA OPTAR EL TÍTULO DE INGENIERO  
ELECTRÓNICO

TÍTULO : DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN EQUIPO PORTÁTIL PARA  
ENSAYOS ELECTROQUÍMICOS DE CORROSIÓN EN CAMPO

## ÍNDICE

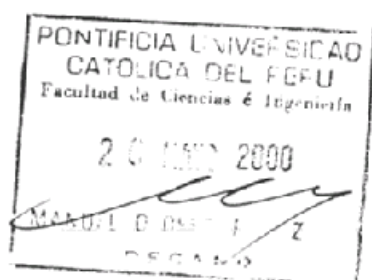
## Introducción

1. Aspectos fundamentales sobre corrosión y potenciostatos Renato Salazar P.
2. Diseño del sistema
  - 2.1 Sistema del potenciostato Renato Salazar P.
  - 2.2 Sistema digital controlador Narciso Rodríguez F.
3. Construcción del equipo
  - 3.1 Sistema analógico Renato Salazar P.
  - 3.2 Sistema digital Narciso Rodríguez F.
  - 3.3 Software de control Narciso Rodríguez F.
  - 3.4 Interfaz con usuario Narciso Rodríguez F.
4. Diseño del programa de análisis de datos Renato Salazar P.
5. Especificaciones del equipo
  - 5.1 Sistema analógico Renato Salazar P.
  - 5.2 Sistema digital Narciso Rodríguez F.
6. Pruebas y resultados Renato Salazar P.
7. Análisis de costos y presupuesto Narciso Rodríguez F.

## Conclusiones

## Bibliografía

## Anexos



*A Dios;*

*a mi padre Narciso, a mi madre Ada,*

*a mis hermanas Tatiana y Ericka,*

*a mi tía Sonia*

*y a mis hermanos de la parroquia "Cristo Salvador" y de EPJ*

Narciso

*A Dios;*

*a mi madre June,*

*a mis hermanas Virna y Romina,*

*a mis abuelas Epifanía y Victoria*

*y a la memoria de mi padre Manuel*

Renato

Nuestro agradecimiento al Dr. Carlos Fosca quien nos apoyó en la realización de la tesis y al personal del Laboratorio de Materiales con quienes compartimos gratos momentos de trabajo.

Gracias, también, a nuestros familiares y amigos quienes nos alentaron en todo momento, y de manera particular a Roberto Jacobini y a Jaime Valdivia quienes, generosamente, han compartido sus conocimientos con nosotros. Queremos también, recordar especialmente a nuestro amigo Nilton Concha quien nos contagiaba con su incansable espíritu y gran corazón.

## Índice General

<b>INTRODUCCIÓN .....</b>	<b>1</b>
<b>1 CONCEPTOS BÁSICOS SOBRE CORROSIÓN Y ENSAYOS ELECTROQUÍMICOS .....</b>	<b>4</b>
<b>1.1 Consideraciones sobre el problema de la corrosión .....</b>	<b>5</b>
1.1.1 Generalidades .....	5
1.1.2 Análisis de los procesos a nivel atómico y molecular .....	5
1.1.2.1 Reacciones electroquímicas .....	5
1.1.2.2 Potencial de electrodo .....	8
1.1.2.3 Corrientes eléctricas en las reacciones electroquímicas .....	10
1.1.2.4 Electrodo de referencia .....	16
1.1.2.5 Equivalencias entre electrodos de referencia .....	19
<b>1.2 Equipamiento usado en laboratorios de corrosión .....</b>	<b>20</b>
1.2.1 Celdas de corrosión .....	20
1.2.2 Potenciostatos .....	23
1.2.3 Galvanostatos .....	25
1.2.4 Trazado de curvas de polarización .....	26
<b>2 DISEÑO DEL SISTEMA.....</b>	<b>29</b>
<b>2.1 Especificaciones generales.....</b>	<b>30</b>
<b>2.2 Subsistema analógico.....</b>	<b>32</b>
2.2.1 Especificaciones de diseño.....	32
2.2.2 Módulo controlador potenciostático.....	33
2.2.1.1 Características generales.....	33
2.2.2.2 El potenciostato.....	36
2.2.3 Módulo de adquisición y tratamiento de señales.....	48
2.2.3.1 Submódulo de medición de potencial.....	48
2.2.3.2 Submódulo de medición de corriente.....	50
2.2.3.3 Submódulo de tratamiento de la señal.....	54
2.2.4 Módulo de selección de escalas y funciones.....	56
<b>2.3 Subsistema digital.....</b>	<b>59</b>
2.3.1 Especificaciones de diseño.....	59
2.3.2 Módulo controlador.....	61
2.3.3 Módulo de almacenamiento.....	70
2.3.4 Módulo interfaz analógico – digital.....	77
2.3.5 Módulo interfaz con usuario.....	92
<b>2.4 Subsistema de alimentación.....</b>	<b>100</b>
2.4.1 Generalidades.....	100
2.4.2 Especificaciones y diseño de las fuentes lineales.....	102
2.4.3 Especificaciones y diseño del sistema de baterías.....	105
2.4.3.1 Las baterías.....	105
2.4.3.2 El módulo cargador de baterías.....	108

<b>3</b>	<b>CONSTRUCCIÓN DEL PROTOTIPO.....</b>	<b>113</b>
3.1	<b>Construcción del subsistema analógico.....</b>	<b>114</b>
3.1.1	Implementación de los circuitos electrónicos.....	114
3.1.1.1	Circuitos impresos e interconexión.....	114
3.1.1.2	La referencia del sistema (tierra).....	118
3.1.2	Interferencia y sistemas de protección.....	122
3.1.3	Mejoras al sistema de medición.....	130
3.1.3.1	IR – Error por caída de potencial en la celda y su compensación.....	130
3.1.3.2	Mejorando la estabilidad del potencióstato.....	133
3.1.4	Pruebas preliminares sobre el subsistema analógico.....	133
3.2	<b>Construcción del subsistema digital.....</b>	<b>138</b>
3.3	<b>Software de control.....</b>	<b>140</b>
3.3.1	Rutina de ingreso de datos de ensayo.....	145
3.3.2	Rutina de ensayo.....	148
3.3.3	Rutina de transmisión.....	151
3.3.4	Rutina de errores.....	153
<b>4</b>	<b>EL PROGRAMA DE ANÁLISIS DE DATOS.....</b>	<b>154</b>
4.1	<b>Descripción general.....</b>	<b>155</b>
4.2	<b>Consideraciones de diseño.....</b>	<b>156</b>
4.2.1	La plataforma.....	156
4.2.2	El lenguaje de programación.....	156
4.3	<b>Estructura del programa.....</b>	<b>157</b>
4.3.1	Módulos principales.....	157
4.3.2	Comunicación con el equipo portátil.....	159
4.3.1.1	Configuración de parámetros.....	159
4.3.1.2	Conexión.....	159
4.3.3	Análisis de datos por tipo de ensayo.....	162
4.3.4	Presentación de los datos en pantalla.....	164
4.3.5	Reporte de los principales índices del ensayo.....	167
4.3.6	Presentación preliminar e impresión.....	169
4.3.7	Ayuda en línea.....	170
<b>5</b>	<b>ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DEL SISTEMA.....</b>	<b>171</b>
5.1	<b>Subsistema Analógico.....</b>	<b>172</b>
5.1.1	Amplificador de control.....	172
5.1.2	Medición de voltaje.....	172
5.1.3	Medición de corriente.....	172
5.1.4	Especificaciones del módulo potencióstático.....	172
5.1.5	Condiciones ambientales.....	173
5.1.6	Potencia subsistema analógico.....	173
5.1.7	Baterías.....	173
5.2	<b>Subsistema digital.....</b>	<b>173</b>
5.2.1	Módulo controlador.....	173
5.2.2	Convertor analógico – digital.....	173
5.2.3	Convertor digital – analógico.....	174
5.2.4	Potencia subsistema digital.....	174

5.3	Requerimientos del software de análisis.....	174
5.4	Alojamiento mecánico.....	174
<b>6</b>	<b>PRUEBAS Y RESULTADOS.....</b>	<b>175</b>
<b>7</b>	<b>COSTOS Y PRESUPUESTO.....</b>	<b>184</b>
7.1	Costo por diseño del prototipo.....	185
7.2	Costo por implementar el prototipo.....	185
7.3	Resumen de Costos.....	186
	<b>CONCLUSIONES.....</b>	<b>187</b>
	<b>OBSERVACIONES.....</b>	<b>190</b>
	<b>RECOMENDACIONES.....</b>	<b>193</b>
	<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>196</b>
<b>ANEXOS</b>		
<b>A</b>	<b>Diagramas esquemáticos</b>	
<b>B</b>	<b>Detalle económico</b>	(en CD-ROM adjunto)
<b>C</b>	<b>Imágenes del sistema</b>	(en CD-ROM adjunto)
<b>D</b>	<b>Circuitos impresos</b>	(en CD-ROM adjunto)
<b>E</b>	<b>Normas y estándares</b>	(en CD-ROM adjunto)
<b>F</b>	<b>Hojas técnicas</b>	(en CD-ROM adjunto)
<b>G</b>	<b>Códigos de programa</b>	(en CD-ROM adjunto)
<b>H</b>	<b>Alojamiento mecánico</b>	(en CD-ROM adjunto)



## Introducción

La incidencia de los problemas debidos a la corrosión en la calidad de vida, es de características múltiples. No sólo produce el desgaste de objetos limitando su utilización, sino que afecta el suministro de energía, provoca contaminación ambiental, pone en peligro la vida humana y encarece los procesos económicos en forma notable.

Cuando se evalúa la magnitud económica del problema no sólo se debe tener en cuenta las pérdidas materiales por reemplazo de piezas, partes e instalaciones, sino también el lucro cesante por la parada de las plantas, los daños y perjuicios ocasionados a terceros, etc. Estadísticas de la década de 1990 indican pérdidas del orden del 3.5% del Producto Bruto en naciones desarrolladas; es de suponer que estas cifras son mayores en países periféricos como el nuestro, en los que no es común encontrar mecanismos de prevención adecuados. El costo anual en los Estados Unidos se estimaba en alrededor de 8 mil millones de dólares, anotándose casos ejemplificatorios de industrias en las que se gastaba 2 millones de dólares anuales en pintura anticorrosiva ó 400 000 dólares en mantenimiento. La corrosión es un proceso natural, omnipresente e inevitable, pero controlable. Disminuir los gastos de corrosión es, por lo visto, una empresa de suma importancia y rentabilidad.

La búsqueda de soluciones a los problemas ya existentes y de materiales que sean cada vez más resistentes a este fenómeno creó, entonces, la necesidad de contar con métodos e instrumental capaces de realizar la caracterización de los mismos y así poder estudiar y predecir su comportamiento al ser expuestos a determinadas condiciones. La Ingeniería Electrónica proveería los medios a través de la Teoría de Control y la Instrumentación y la Ciencia de los Materiales se encargaría del análisis de los resultados.



Este trabajo surge como una iniciativa ante el vacío existente tanto en el campo de la investigación como en los servicios que se presta en la industria y el mercado locales. Más aún, la demanda en nuestro país está claramente orientada hacia el trabajo en la industria en desmedro de la investigación, y dentro de este contexto la mayoría de estudios a realizar deben llevarse a cabo en campo, fuera de un laboratorio. En la actualidad, en el Laboratorio de Materiales de la Sección Ingeniería Mecánica de la PUCP, se dispone de equipos de alta precisión pero que trabajan con una computadora personal y una tarjeta de adquisición de datos las cuales, aunque brindan un número importante de herramientas y recursos, son limitantes al momento de realizar ensayos fuera del laboratorio.

La propuesta es, entonces, diseñar un sistema con la potencialidad y precisión de un equipo de laboratorio pero con la versatilidad, maniobrabilidad y simpleza que exigen los trabajos en campo.

En la primera parte del trabajo se verá, como marco teórico, los conceptos básicos referidos a ensayos de esta naturaleza. Seguidamente se afrontará el problema del diseño, teniendo en cuenta que debe ser simple y de bajo costo, pero a la vez preciso y confiable. La etapa de implementación será muy importante, por este motivo se le brindará el espacio necesario en este desarrollo. Las condiciones, muy a menudo adversas, que se debe afrontar en trabajos en campo y las restricciones de espacio en un dispositivo portátil, obligan a tener consideraciones de diseño y construcción muy especiales y rigurosas para poder controlar el ruido tanto interno como externo. Adicionalmente se desarrollará una aplicación a ejecutarse en una computadora personal para realizar análisis más profundos y detallados. Finalmente se mostrará las pruebas y resultados pertinentes así como los costos y el presupuesto involucrados.

# **1 Conceptos básicos sobre corrosión y ensayos electroquímicos**

## **1.1 Consideraciones sobre el problema de la corrosión**

### **1.1.1 Generalidades**

Si bien el término “corrosión” es de muy amplio alcance, este trabajo se restringirá a los problemas de la corrosión metálica, concentrándose en la corrosión electroquímica, es decir, en medios electrolíticos como son la mayoría de soluciones de sustancias químicas diversas en agua. El estudio del problema es esencialmente multidisciplinario, ya que involucra elementos de química, por la interacción entre el medio y el metal; así como de metalurgia, por lo que respecta a las características metalúrgicas que influyen en los procesos de corrosión.

El estudio de la corrosión no solamente apunta a su prevención y solución, sino que también permite controlar el proceso de una manera deseada, como el pulido electroquímico, la disolución de ánodos de sacrificio, etc.

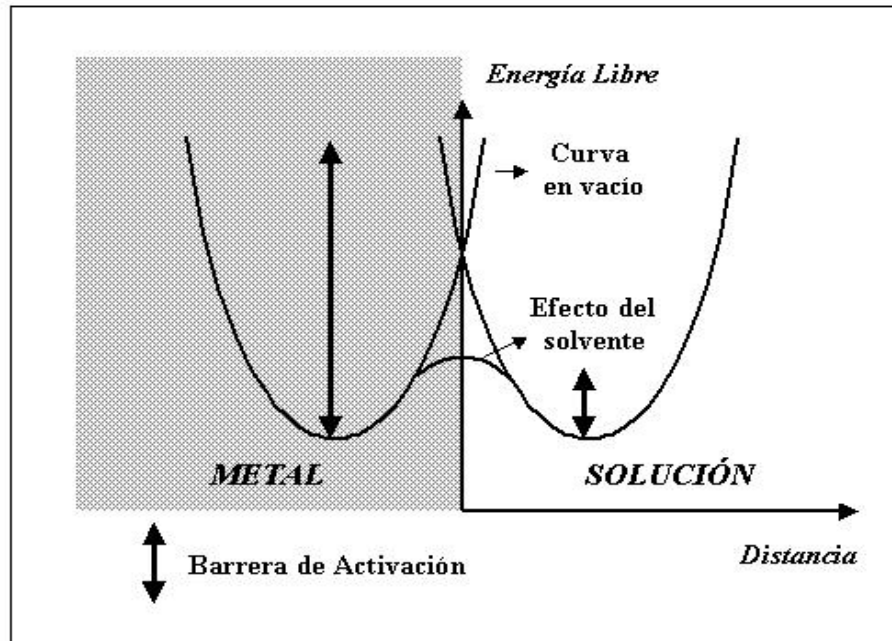
### **1.1.2 Análisis de los procesos a nivel atómico y molecular**

#### **1.1.2.1 Reacciones electroquímicas**

La corrosión puede presentarse con apariencias bastante disímiles, sin embargo, en todos los casos se produce cierto grado de disolución metálica, es decir, siempre se verifica que se pierde material metálico, que pasa al medio corrosivo en formas diversas. Para entender las etapas características de este proceso y establecer la influencia de los distintos parámetros que lo controlan, es preciso ahondar en el conocimiento de los fenómenos microscópicos que tienen lugar durante el mismo.

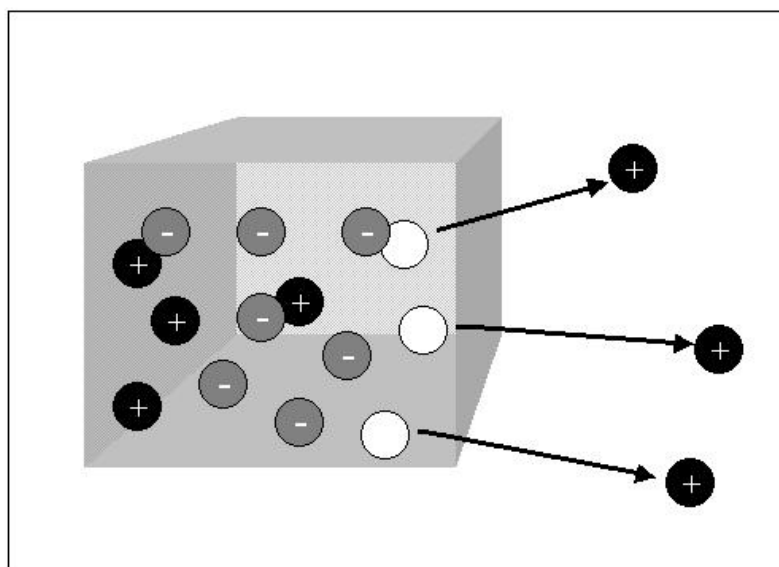
La energía necesaria para ionizar un metal (extrayendo electrones del mismo, con lo cual queda cargado positivamente) es del orden de 5 eV (electrón – voltio,  $1 \text{ eV} = 1.6 \times 10^{-19} \text{ joules}$ ), similar a la necesaria para extraer un átomo de la red en el

vacío. Sin embargo, cuando el material se encuentra sumergido en un medio acuoso, este último valor puede reducirse a la décima parte (0.5 eV), de forma tal que, a la temperatura ambiente, la distribución de energía térmica posibilita saltos atómicos desde la red cristalina al medio corrosivo <sup>[9]</sup>, según se esquematiza en la Figura 1.1.



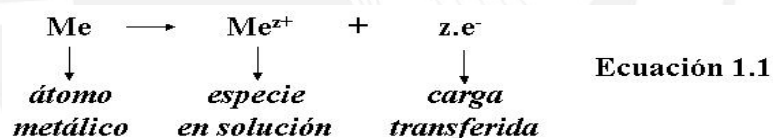
**Figura 1.1**  
Representación gráfica de la variación de la  
situación energética por efecto del medio corrosivo

Como la energía de extracción de electrones de conducción sigue siendo alta, estas partículas permanecen asociadas a la nube electrónica, de forma tal que durante los procesos de corrosión los átomos se disuelven como iones, dejando sus electrones de conducción en el metal, produciendo una transferencia de carga (esto es, una verdadera corriente iónica) a través de la interfaz metal - solución, como se representa en la Figura 1.2.



**Figura 1.2**  
**Estructura cristalina cargándose por disolución metálica**

El proceso descrito podría representarse como una reacción de transformación de los átomos metálicos en iones disueltos, de acuerdo a la Ecuación 1.1.



El término correspondiente a la transferencia de carga caracteriza el tipo de reacción, que se llama electroquímica. Esta transferencia dependerá de la magnitud de la fuerza impulsora y de las características eléctricas de la interfaz: cuanto más corrosivo sea el medio y más corroíble sea el metal mayor será la intensidad de la disolución; por otra parte, la existencia de potenciales eléctricos afectará directamente al fenómeno, ya que las cargas eléctricas negativas (electrones) serán atraídas hacia las zonas de potencial eléctrico superior (polo positivo) mientras que las positivas (iones metálicos) lo serán por las de potencial inferior.

### 1.1.2.2 Potencial de electrodo

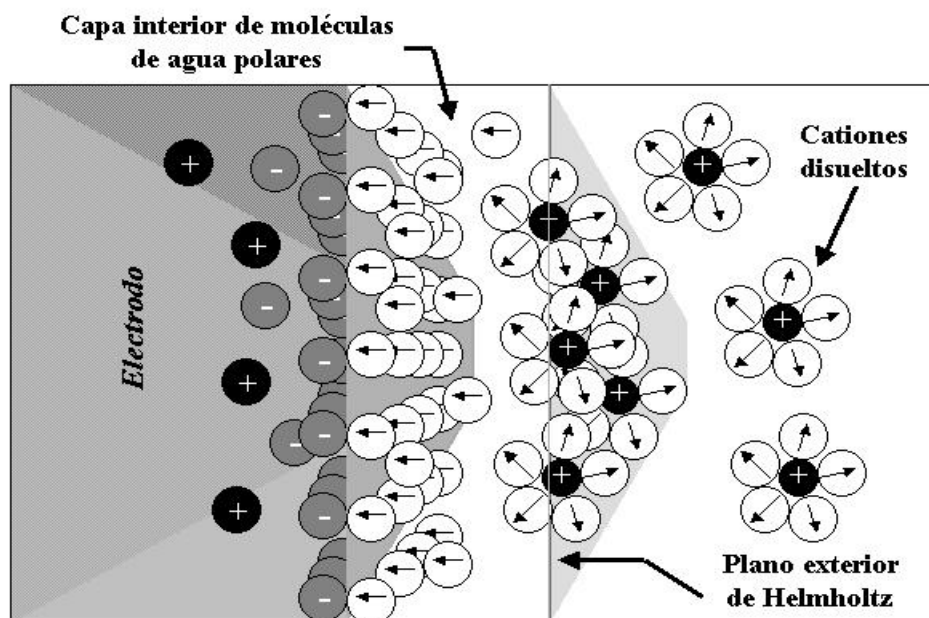
Las moléculas cargadas tienen tendencia a ser atraídas hacia o repelidas de las interfaces metal – solución. Esto contribuye a una separación de cargas, y la capa en la solución con una composición distinta de la masa de solución es conocida como la *doble capa electroquímica*. Hay un buen número de descripciones teóricas de la estructura de esta capa, incluyendo el modelo de Helmholtz, el de Gouy-Chapman y el modelo de Gouy-Chapman-Stern<sup>[12]</sup>.

Como resultado de la variación de la separación de cargas con el potencial aplicado, la doble capa electroquímica tiene una capacitancia aparente (conocida como la *capacitancia de doble capa*).

Considérese, por ejemplo, un metal en proceso de disolución, según el esquema de la Figura 1.3. A medida que los iones van pasando a través de la interfaz metal – solución, se va produciendo una acumulación de cargas negativas en el metal y positivas en la solución; esta acumulación de cargas opuestas en ambos lados de la interfaz genera un potencial eléctrico que se opone crecientemente a la continuidad del fenómeno; dicho de otra forma, los iones que se disuelven son repelidos por los cada vez más numerosos iones en solución y atraídos por la carga negativa cada vez mayor acumulada en exceso en el metal; por tanto, la reacción de disolución se ve crecientemente dificultada, hasta que eventualmente se llega a un equilibrio en el que las fuerzas eléctricas en juego equilibran a las fuerzas que impulsan la corrosión. Cuando se llega a esta situación, la cantidad de carga acumulada en ambos lados de la interfaz no aumenta más, o sea, la corriente iónica neta es nula. Pueden ocurrir saltos iónicos del electrodo al medio, pero estarán compensados por otros recíprocos; es decir, existirá una corriente de intercambio en el equilibrio. En estas condiciones, la



acumulación de carga en la interfaz determina un potencial eléctrico fijo de equilibrio que adquiere el metal con respecto al metal que asume sus iones disueltos.



**Figura 1.3**  
**Estructura cristalina cargándose por disolución metálica**

No siempre el electrodo estará cargado negativamente respecto del electrolito; por ejemplo, el caso de un metal sumergido en una solución neutra muy concentrada de sus iones. En esta situación, es probable que la fuerza eléctrica que impele los iones hacia el metal sea mayor que la tendencia a la corrosión, por lo que ocurrirá un fenómeno inverso al descrito anteriormente. La Ecuación 1.2 corresponde a la reacción representativa.



El potencial de equilibrio del electrodo en la solución de sus iones será distinto, dependiendo de la cantidad de iones disueltos: cuanto mayor sea ésta, mayor

será el potencial (más positivo) y viceversa, como lo describe la Ley de Nernst <sup>[12]</sup>

(Ecuación 1.3):

$$E = E_0 + \frac{R.T}{z.F} \ln [M.e^{z+}] \quad \text{Ecuación 1.3}$$

Donde  $E$  es el potencial de equilibrio del electrodo metálico,

$E_0$  es el potencial normal del electrodo,

$R$  es la cte. universal de los gases (0,082 At x l / mol.°K),

$T$  es la temperatura absoluta,

$z$  es la valencia del metal,

$F$  es la carga equivalente (96 500 coulombs),

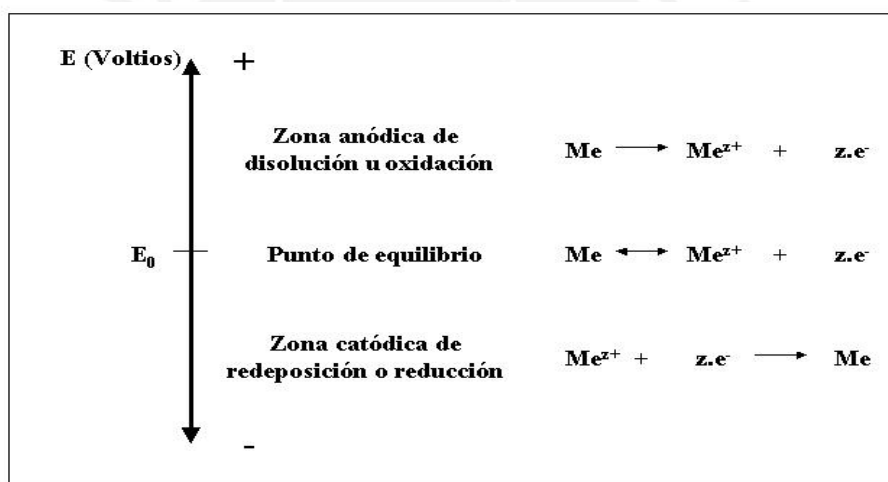
y  $[Me+]$  es la concentración de iones metálicos en solución.

El potencial normal del electrodo es un parámetro muy significativo. En efecto, tiene un valor característico de cada metal, definido y calculable por termodinámica. Desde el punto de vista de la corrosión tiene un significado muy relevante, ya que cuanto más negativo sea mayor será la tendencia del mismo a disolverse y viceversa. Equiparable a otros parámetros metalúrgicos, tales como el punto de fluencia, resistencia a la tracción o tenacidad a la fractura; define una condición termodinámica crítica para la corrosión del metal: mientras el potencial del electrodo sea inferior al potencial normal el mismo no se corroerá, en cambio la tendencia a potenciales superiores, será a la disolución.

### 1.1.2.3 Corrientes eléctricas en las reacciones electroquímicas

En general, en la naturaleza, los electrodos nunca se encuentran en equilibrio con sus iones, sino que los mismos están sometidos a perturbaciones que tienden a

favorecer la ocurrencia de algunas de las reacciones descritas por la Ecuación 1.1 (de disolución, también llamadas de oxidación o anódicas) y por la Ecuación 1.2 (de redeposición, también llamada de reducción o catódica). Los productos de estas reacciones se denominan especie disuelta u oxidada (para el primer caso) y especie reducida para el segundo. Estos desequilibrios están asociados a cambios en el potencial. Si por alguna razón éste aumenta, al hacerse el electrodo más positivo, repelerá en mayor medida los iones favoreciendo la disolución y viceversa. Esto indica que se puede establecer una zona de potenciales de disolución y otra de redeposición, como se grafica en la Figura 1.4.



**Figura 1.4**  
Previsión termodinámica del estado  
de disolución de un electrodo en función del potencial

La intensidad (cinética) con que ocurrirán los procesos posibles (disolución o redeposición) dependerá de múltiples factores; el primero a tener en cuenta, es el grado de alejamiento del equilibrio, medido por la diferencia entre el potencial al que se encuentra el electrodo y su potencial de equilibrio en las mismas circunstancias (medio corrosivo, temperatura, etc.). Esa diferencia, establecida en la Ecuación 1.4, se llama sobrepotencial.

$$\eta = E - E_{EQ} \quad \text{Ecuación 1.4}$$

De acuerdo a si el potencial es superior o inferior al potencial de equilibrio, es decir, si se está favoreciendo reacciones anódicas o catódicas, la diferencia será positiva o negativa, resultando entonces un sobrepotencial anódico o un sobrepotencial catódico, respectivamente. Se dice entonces que el electrodo está polarizado anódica o catódicamente.

Si no existen dificultades de índole cinética, sino que la única barrera para la reacción electroquímica es la energía de activación, la velocidad de la reacción puede ser calculada a partir de principios termodinámicos, encontrándose que, fuera de un cierto entorno del potencial de equilibrio, existe una relación lineal entre el sobrepotencial y el logaritmo de la corriente eléctrica neta asociada a la reacción, según lo expresa la Ecuación 1.5:

$$\eta_{\pm} = a_{\pm} + b_{\pm} \ln(i_{\pm}) \quad \text{Ecuación 1.5}$$

Esta expresión se conoce como Ley de Tafel <sup>[12]</sup>. Indica el valor de los sobrepotenciales necesarios para provocar una intensidad de transferencia de carga eléctrica dada a través de la interfaz. En la misma:

$\eta$  representa el sobrepotencial,

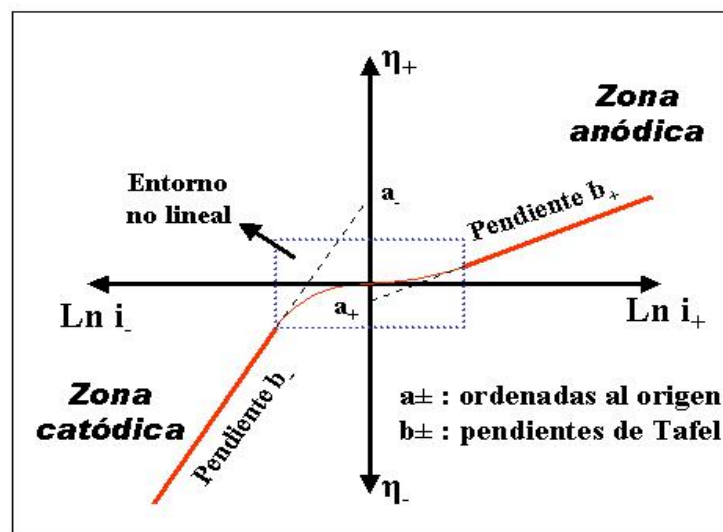
$a, b$  son constantes,

$i$  es la corriente eléctrica,

$\pm$  indica las ramas anódica y catódica.

La Figura 1.5 muestra la representación gráfica de la relación potencial – intensidad de corriente; obsérvese que se grafica la corriente neta; por ejemplo, al potencial de equilibrio  $E_O$  el sistema se encuentra estable, no habiendo ni disolución ni redeposición neta de iones, pero sí pudiendo haber saltos en ambos sentidos, lo que

configura una corriente de igual magnitud en ambos sentidos (corriente de intercambio, simbolizada por  $i_0$ ) que se compensa. Al polarizar el electrodo se favorece un sentido de reacción, pero (desde un punto de vista teórico) la probabilidad de salto en el sentido opuesto nunca llega a ser nula, si bien fuera de un cierto entorno del  $E_0$  se puede considerar despreciable.



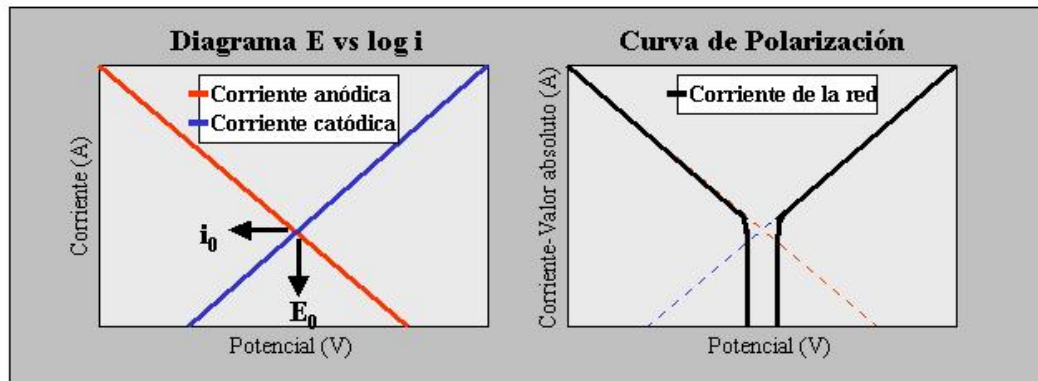
**Figura 1.5**  
**Zona de validez de la Ley de Tafel**

La curva de corriente versus potencial, obtenida polarizando el electrodo con diferentes sobrepotenciales y midiendo para cada uno la corriente, se llama curva de polarización. Las curvas de polarización constituyen la herramienta básica para el estudio de la corrosión.

La corriente, así como el potencial, tiene un significado práctico importante, ya que mide en forma directa la magnitud de la reacción. En el caso de un metal que se está disolviendo, se puede calcular la corrosión del mismo. En efecto, la corriente  $i$  es la indicada por la Ecuación 1.6.

$$i = \frac{q}{t} \quad \text{Ecuación 1.6}$$

Donde  $q$  es la carga transferida por los iones disueltos y  $t$  es el tiempo.



**Figura 1.6**

**Obtención gráfica del potencial de equilibrio y la corriente de intercambio en una curva de polarización según Tafel**

Si cada ion tiene una carga  $z.e^-$ , la carga total transferida va a estar dada por  $N.z.e^-$ , donde  $N$  es el número total de átomos disueltos, por lo que la corriente será según la Ecuación 1.7.

$$i = N.z. \frac{e^-}{t} \quad \text{Ecuación 1.7}$$

Si  $N_0$  es el Número de Abogadro,  $n$  es el número de moles,  $F$  es la constante de Faraday ( $F = N_0.e^-$ ),  $M$  es el peso molecular,  $m$  la masa y  $\delta$  la densidad, resulta la Ecuación 1.8.

$$i = \frac{n.N_0.z.e}{t} = \frac{n.z.F}{t} = \frac{m.z.F}{M.t} \quad \text{Ecuación 1.8}$$

Si se considera que la corrosión avanza en un frente de área  $A$ , el volumen disuelto será  $V = A.L$ , donde  $L$  es la penetración; la corriente vendrá dada por la Ecuación 1.9.

$$i = \frac{\delta.A.L.z.F}{M.t} \quad \text{Ecuación 1.9}$$



O sea, que la velocidad de avance de la corrosión será como indica la Ecuación 1.10.

$$V = \frac{L}{t} = \frac{i.M}{\delta.A.z.F} \quad \text{Ecuación 1.10}$$

En el caso particular del Hierro, siendo  $M = 55 \text{ g / mol}$ ,  $\delta = 7,87 \text{ g / cm}^3$  y  $z = 2$ , si se tiene una chapita de  $1 \text{ cm}^2$  de área <sup>[9]</sup>, resulta:

$$V = \frac{55,84 \text{ g}}{7,874 \text{ g / cm}^3 \cdot 1 \text{ cm}^2 \cdot 2 \cdot 96\,500 \text{ Coulombs}} \cdot i \quad \text{Ecuación 1.11}$$

O sea,

$$V = 3,67 \times 10^{-5} \frac{\text{cm}}{\text{Coulomb}} \cdot i \quad \text{Ecuación 1.12}$$

Si se considera tres casos ejemplificatorios distintos, con valores de corriente de  $1 \mu\text{A}$ ,  $1 \text{ mA}$  y  $1 \text{ A}$ , la velocidad de avance estará dada por la Ecuación 1.13:

$$V = 3,67 \times 10^{-5} \frac{\text{cm}}{\text{Coulomb}} \cdot \begin{bmatrix} 10^{-6} \\ 10^{-3} \\ 1 \end{bmatrix} \frac{\text{Coulomb}}{\text{seg}} = \begin{bmatrix} 3,67 \times 10^{-11} \\ 3,67 \times 10^{-8} \\ 3,67 \times 10^{-5} \end{bmatrix} \frac{\text{cm}}{\text{seg}} \quad \text{Ecuación 1.13}$$

Teniendo en cuenta que  $1 \text{ cm/seg} = 3,15 \times 10^7 \text{ cm/año}$ , la velocidad de avance del frente de corrosión será, en cada caso:

$$\begin{aligned}
 i = 1 \mu\text{A} &\Rightarrow V = 3,67 \times 10^{-11} \times 3,15 \times 10^7 \frac{\text{cm}}{\text{año}} = 1,16 \times 10^{-3} \frac{\text{cm}}{\text{año}} \\
 i = 1 \text{mA} &\Rightarrow V = 3,67 \times 10^{-8} \times 3,15 \times 10^7 \frac{\text{cm}}{\text{año}} = 1,16 \frac{\text{cm}}{\text{año}} \\
 i = 1 \text{A} &\Rightarrow V = 3,67 \times 10^{-5} \times 3,15 \times 10^7 \frac{\text{cm}}{\text{año}} = 1,16 \times 10^3 \frac{\text{cm}}{\text{año}}
 \end{aligned}
 \tag{Ecuación 1.14}$$

Mientras en el primer caso la corrosión es imperceptible (un centésimo de milímetro por año), en el segundo ya se hace importante: en algunos casos puede ser tolerable (medios muy corrosivos que obliguen a usar recipientes descartables), o hasta deseable (si se desea disolver o decapar metal en forma controlada), pero en general sería inaceptable; con corrientes de 1 A, en cambio, la velocidad de disolución es tal que se podría apreciar a simple vista.

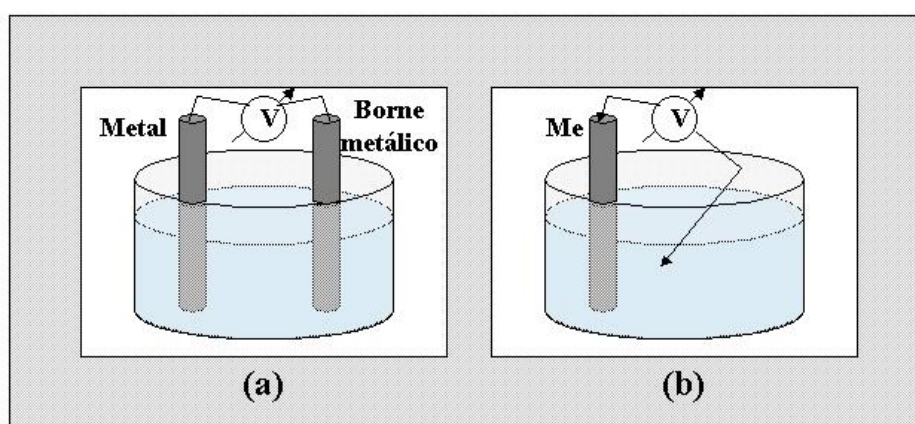
Este ejemplo sirve para mostrar que la corriente eléctrica es un parámetro fundamental para medir velocidades de disolución, estableciendo órdenes de magnitud de los niveles de corrosión asociados a cada valor.

#### 1.1.2.4 Electrodos de referencia

Conociendo el comportamiento anódico de un metal (su curva de polarización) se puede establecer el grado de corrosión que sufre mediante la determinación del punto de trabajo, o sea, su potencial de corrosión. Este parámetro determinará si el electrodo se encuentra polarizado anódica o catódicamente y la magnitud del sobrepotencial involucrado. Incluso, para construir la curva de polarización, es necesario medir punto a punto los valores de potencial y corriente.

Los instrumentos para medir diferencias de potencial son de uso común en electrónica; trabajan colocando sus bornes a los dos puntos entre los que se desea

medir. Sin embargo, si lo que se desea es establecer la diferencia de potencial en la interfaz metal-solución de un electrodo, el problema se complica, ya que sería necesario conectar uno de los bornes al medio electrolítico, según el esquema de la Figura 1.7a. Como el borne es metálico, esto sería equivalente a introducir un nuevo electrodo en la solución, formando una pila, y medir la diferencia de potencial en bornes de la misma, de acuerdo al esquema presentado en la Figura 1.7b.



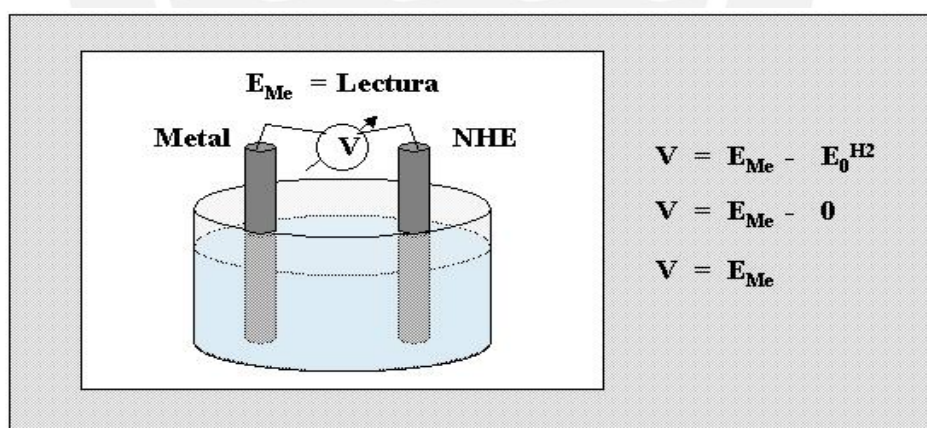
**Figura 1.7**  
**1.7a Voltímetro conectado a interfaz. 1.7b Situación real de medición correspondiente a la Figura 1.7a**

Si  $E_M$  es el potencial de electrodo del metal  $M$  y  $E_R$  es el del metal del borne, la lectura del instrumento será  $V = E_I - E_R$ , es decir que estará afectada por un error que dependerá de la situación electroquímica de la nueva interfaz introducida. Ahora bien, si este error fuera sistemático, todos los potenciales estarían afectados en la misma medida, lo que no sería obstáculo para realizar estimaciones comparativas entre distintos electrodos; más aún siendo que, como se expuso anteriormente, todos los potenciales eléctricos están definidos a menos de una constante,  $E_R$  podría considerarse como una tierra del sistema y el valor de  $V$  sería entonces el potencial del electrodo  $M$  referido a dicha tierra;  $R$  pasa a ser entonces un *electrodo de referencia* <sup>[14]</sup>.

La condición esencial para que un electrodo sirva como electrodo de referencia es que la caída de potencial en su interfaz sea constante y que pueda replicarse en distintos laboratorios y plantas para que las determinaciones hechas en distintas ocasiones sean comparables. Existen varios electrodos de referencia de uso normal, pero hay uno que se ha adoptado como referencia estándar internacional: el Electrodo Normal de Hidrógeno (NHE), cuya caída de potencial corresponde al equilibrio de la reacción de hidrógeno (Ecuación 1.15); entonces, se asigna el valor nulo al potencial normal del electrodo de hidrógeno:



De acuerdo a esto, cada vez que se mida un potencial de electrodo utilizando el NHE, se asignará directamente el valor leído, indicando la referencia estándar, según la Figura 1.8.



**Figura 1.8**  
**Determinación de potenciales con el NHE**

### 1.1.2.5 Equivalencias entre electrodos de referencia

Los electrodos de referencia son necesarios para convertir los medios de transporte de carga en el metal (electrones) a los medios de transporte de carga en la solución (iones).

El Electrodo Normal de Hidrógeno (NHE) es usado como estándar. Éste consiste de hidrógeno en actividad unitaria (por ejemplo una solución en equilibrio con gas hidrógeno a 1 atmósfera) en equilibrio con la actividad unitaria de iones de hidrógeno en solución (1.19 M de una solución de HCl). El potencial de equilibrio es detectado con un electrodo de platino que es cubierto con "platino negro" (platino en partículas pequeñas) para agrandar la superficie efectiva.

El NHE es inconveniente para usos de propósito general, es por este motivo que se ha diseñado algunos electrodos de referencia secundarios <sup>[14]</sup>. Algunos de los más importantes se muestran en la Tabla 1.1.

<i>Nombre común</i>	<i>Electrodo</i>	<i>V vs. NHE</i>
<i>SCE</i>	Hg / Hg <sub>2</sub> Cl <sub>2</sub> / sat. KCl	+ 0,241
<i>Calomel</i>	Hg / Hg <sub>2</sub> Cl <sub>2</sub> / 1M KCl	+ 0,280
<i>Sulfato de Mercurio</i>	Hg / Hg <sub>2</sub> SO <sub>4</sub> / sat. K <sub>2</sub> SO <sub>4</sub>	+ 0,640
<i>Óxido de Mercurio</i>	Hg / HgO / 1M NaOH	+ 0,098
<i>Cloruro de Plata</i>	Ag / AgCl / sat. KCl	+ 0,197
<i>Sulfato de Cobre</i>	Cu / sat CuSO <sub>4</sub>	+ 0,316
<i>Zinc en agua de mar</i>	Zinc / Agua de mar	- 0,800

**Tabla 1.1**  
**Electrodos de referencia prácticos**

El Electrodo de Calomel Saturado (SCE) es el más usado en los ensayos de laboratorio. Consiste de cloruro de mercurio,  $\text{Hg}_2\text{Cl}_2$ , mezclado en una pasta de mercurio sobre un depósito del mismo material en contacto con una solución de KCl saturado. El contacto eléctrico se hace a través de un alambre de platino inerte inmerso en el Mercurio.

## 1.2 Equipamiento usado en laboratorios de corrosión

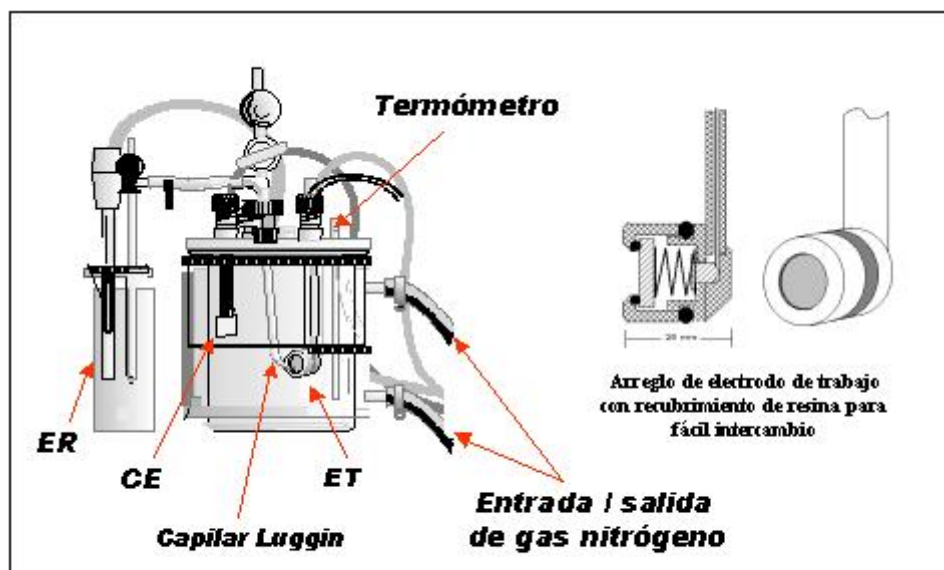
El equipamiento usado en ensayos de corrosión, consiste básicamente en:

### 1.2.1 Celdas de corrosión

Las técnicas habituales de estudio de la corrosión implican esencialmente la polarización de electrodos metálicos, medición de potenciales de electrodo y corrientes de reacción. Diversas variantes para el estudio de problemas específicos pueden incluir ensayos mecánicos varios en condiciones específicas de corrosión, el control de temperatura, variaciones de las condiciones de polarización (rampas de potencial, escalones, etc.), condiciones de alta presión y temperatura, simulación de flujo de electrolito, etc.

Existen diversos tipos de celdas de corrosión, de acuerdo al tipo de estudio que se desee realizar. Típicamente consisten en un recipiente de material inerte (respecto del electrolito) en el que se previene dispositivos para introducir los tres electrodos necesarios (de trabajo, de referencia y contraelectrodo). La Figura 1.9 muestra el esquema de una celda de uso corriente fabricada de vidrio <sup>[3]</sup>.





**Figura 1.9**  
**Celda universal usada en ensayos de corrosión**

Se aprecia que la muestra de metal a estudiar o probeta (electrodo de trabajo) se introduce en la solución y tiene contacto eléctrico a través de un cable conductor adherido a presión y/o soldado. Para evitar que el metal del cable y/o la soldadura interfiera con las determinaciones se le cubre con material aislante, que puede ser un tubo de vidrio pegado con resina.

El electrodo de referencia se conecta externamente a través de un puente salino que se llena con la misma solución electrolítica en estudio; este puente termina en un capilar perpendicular a la superficie de la probeta metálica, llamado “Capilar de Luggin”, cuyo extremo, una vez montado en el sistema, debe quedar cerca del metal sin tocarlo, a una distancia óptima del orden del diámetro del capilar.

El contraelectrodo se fabrica de un metal que en lo posible no introduzca elementos de contaminación en la celda. Éste es necesario para producir la polarización del electrodo de trabajo, ocurriendo en él reacciones inversas a las de la probeta; por ejemplo, si ésta se está disolviendo dejando electrones en exceso en el metal (cuya

circulación se circunscribe al circuito eléctrico), sobre el contraelectrodo debe ocurrir una reacción catódica que los consuma; no necesariamente será la reducción del metal del contraelectrodo, sino la de cualquier especie presente que se pueda reducir, como los protones del agua. En el caso en que se esté polarizando la probeta catódicamente, en el contraelectrodo ocurrirá una reacción anódica; en la mayoría de los casos no es aceptable que el metal se disuelva, dado que contaminaría al electrolito, por lo que se debe trabajar con metales lo más nobles posible, típicamente platino, de forma tal que la reacción anódica sea preferentemente la del solvente (evolución de  $O_2$  a partir del  $OH^-$  del agua). En caso de que el ensayo se restringiera a polarizaciones anódicas del electrodo de trabajo, entonces podría usarse un contraelectrodo de un material menos noble, siempre previendo que el punto de trabajo esté por debajo de su equilibrio.

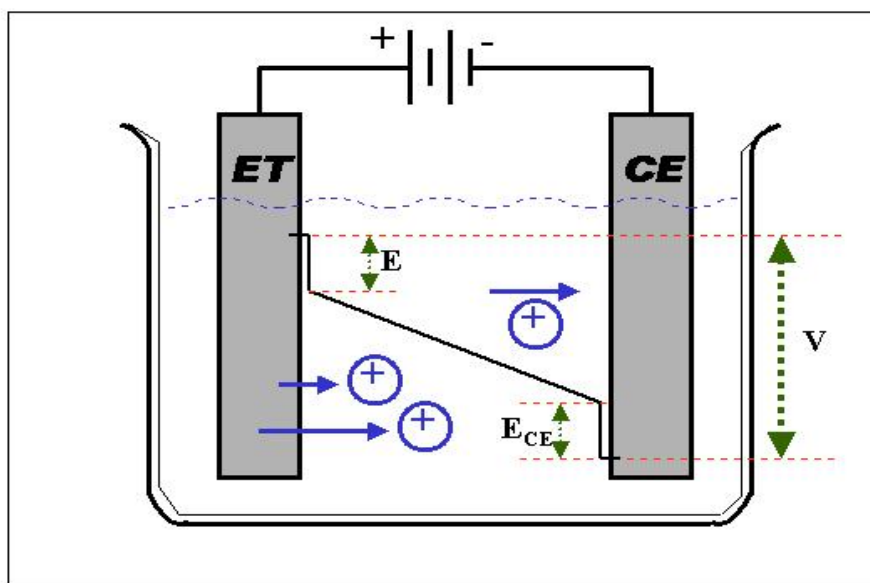
En ocasiones en las que una contaminación limitada es aceptable, se puede usar electrodos de metales o aleaciones que no se disuelvan mucho, como podría ser el acero inoxidable. Una variante consiste en encapsular al contraelectrodo en un receptáculo con una conexión semipermeable tipo placa porosa para permitir el contacto eléctrico minimizando la contaminación.

Para el caso en que se desee trabajar a temperatura controlada, la celda dispone de una camisa para recirculación de líquidos termostatzantes. También es común evacuar el oxígeno para estudiar su influencia en los procesos de corrosión, para lo que se burbujea un gas puro y relativamente inerte, con una pequeña sobrepresión, como podría ser nitrógeno de alta pureza, argón, helio, etc. Se asegura que el oxígeno no pueda entrar, permitiendo la salida del gas por un burbujeador - trampa. La atmósfera interna empobrecida de oxígeno provoca la desoxigenación instantánea del electrolito

para equilibrar las posiciones parciales del gas en las dos fases. Con este tipo de sistema de desgasado se reduce la concentración de  $O_2$  en factores del orden de  $10^3$ .

### 1.2.2 Potenciostatos

Cuando se necesita polarizar un electrodo (por ejemplo para trazar curvas de polarización) se debe lograr que el mismo asuma una diferencia de potencial prefijada a través de la interfaz metal - solución. Se podría forzar las reacciones electroquímicas en cualquier sentido mediante la conexión a una fuente eléctrica entre el metal en estudio (electrodo de trabajo) y un segundo electrodo (contraelectrodo) sumergido en el mismo electrolito. En la celda electrolítica así formada, el electrodo se reducirá o disolverá en mayor o menor medida de acuerdo a la polaridad de la fuente, la relación entre los potenciales de equilibrio del electrodo de trabajo y el contraelectrodo, la resistencia eléctrica del electrolito, etc.; generándose una secuencia de caídas de potencial en el circuito, según se ve en la Figura 1.10.

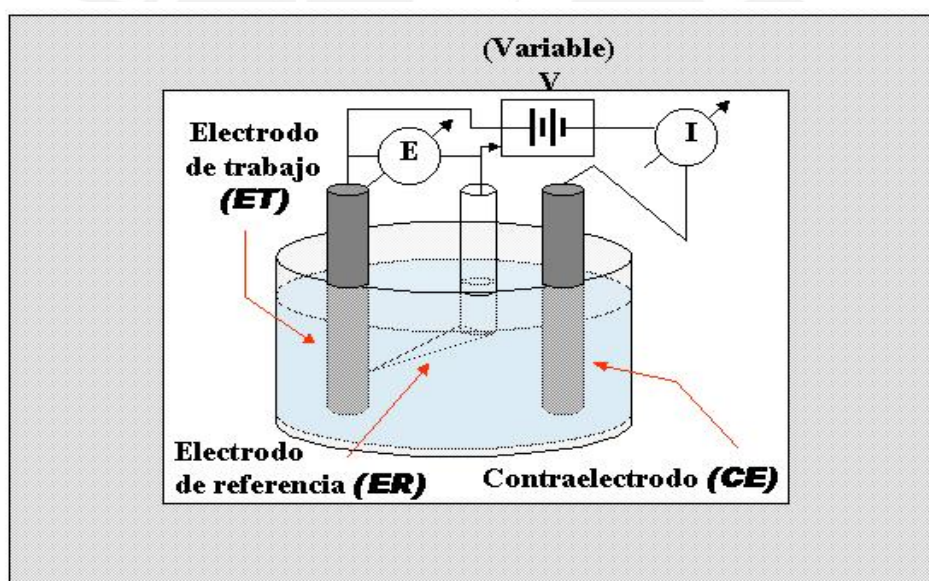


**Figura 1.10**  
**Secuencia de caídas de potencial en el circuito de una celda electrolítica**  
**E : Potencial del electrodo de trabajo**

Como se deduce de la figura, el potencial del electrodo de trabajo depende de cómo sean las diversas caídas en el circuito.

Tampoco se puede asegurar que permanezca constante, ya que va a variar en la medida en que se produzca acumulación de iones en las superficies de ambos electrodos, cambie la resistencia de la solución, etc. Si bien se puede forzar un sentido general de reacción, no se tiene control sobre el parámetro de más interés, que es el potencial del electrodo.

Éste se puede medir directamente, introduciendo un electrodo de referencia en la celda y colocándolo muy cerca de la superficie metálica en estudio, de acuerdo a la Figura 1.11.



**Figura 1.11**  
**Esquema de conexiones del potenciostato.**

El generador de tensión es realimentado con esta señal, activando circuitos electrónicos que permiten variar la tensión de salida para mantener dicha diferencia de potencial constante; es decir, que ante cambios que se produzcan en el circuito y que tiendan a modificar la caída de potencial en la interfaz electrodo de trabajo - solución,

la fuente modifica su salida en el sentido de oponerse a esos cambios. Se puede prefijar el valor de diferencia de potencial que se desea mantener, de forma de poder polarizar el electrodo manteniendo su potencial estático, de ahí el nombre del equipo.

Cuanto más rápidamente responda la electrónica a las variaciones lo más pequeñas posibles del potencial de electrodo, el efecto de potenciostatizado será más realista. En la actualidad, los equipos comerciales tienen sensibilidades del orden de los microvoltios ( $10^{-6}$  V) y tiempos de respuesta del orden de los microsegundos ( $10^{-6}$  s). Las fuentes tienen capacidad de salida del orden de  $\pm 3$  V en tensión (rango de interés electroquímico, como se puede ver en la Serie Electroquímica <sup>[12]</sup>) y hasta 3 A en corriente, aunque hay equipos especiales que pueden trabajar con salidas altas, del orden de los 100 V.

Normalmente, estos dispositivos incluyen los medidores de tensión y corriente, intercalados según el esquema de la Figura 1.11, así como salidas analógicas y digitales para el registro de los datos por sistemas periféricos: registradores, computadoras, etc. También se puede acceder al potenciostato a través de este tipo de interfaces para efectuar acciones de control, como fijar el valor de potencial deseado, lo que se puede hacer punto por punto o mediante programas que varíen el mismo en forma de escalones, rampas, líneas quebradas, senoidales, etc.

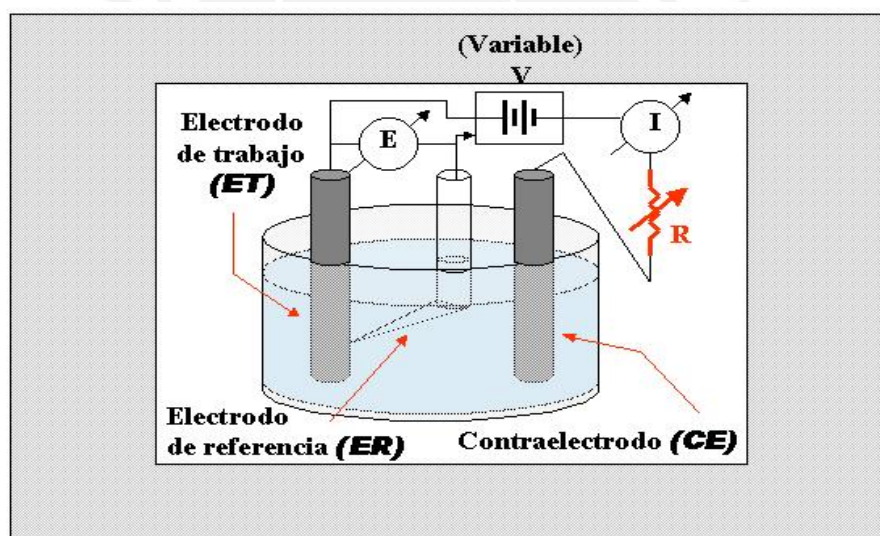
### 1.2.3 Galvanostatos

Otra forma de levantar curvas de polarización consiste en forzar la circulación de una corriente fija, midiendo el potencial que asume la probeta. Cuando ésta se encuentra al potencial de corrosión la corriente es cero y las reacciones anódica y catódica que ocurran compensarán la carga eléctrica en la misma superficie del



electrodo. Al provocar circulación en un sentido dado, se estará favoreciendo la reacción correspondiente y el electrodo se polarizará de acuerdo a los sobrepotenciales que sean necesarios para mantenerla. De esta forma, contrariamente al método potencioestático, la variable fija es la corriente, mientras que se mide la evolución libre del potencial de electrodo.

Mantener la circulación de corriente constante es mucho más sencillo que potencioestatar; no requiere de circuitos electrónicos complicados ni realimentaciones. Basta conectar una resistencia eléctrica de valor muy superior a la impedancia total de la celda, en serie con ésta, de acuerdo al esquema de la Figura 1.12.



**Figura 1.12**  
**Ensayo galvanostático**

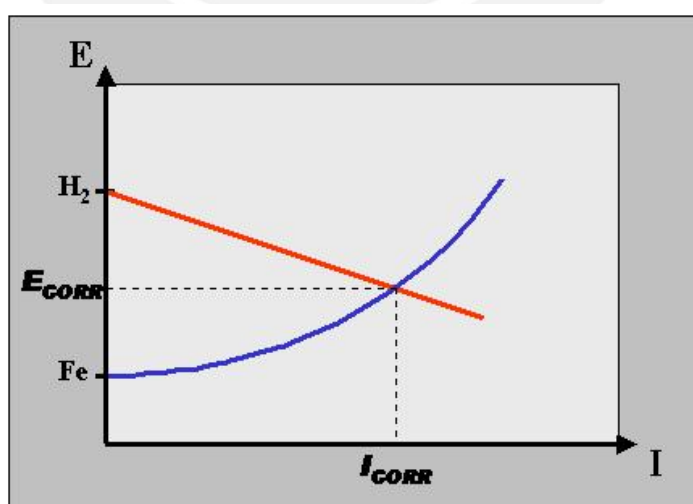
#### 1.2.4 Trazado de curvas de polarización

Conocido el punto de trabajo de un objeto metálico en servicio (potencial de corrosión) se puede establecer (a partir de su potencial de equilibrio electroquímico) si el mismo se encuentra en zona anódica o catódica, lo cual dirá si la tendencia termodinámica será a la disolución o no. Pero si se tiene la curva de polarización del mismo, se podrá conocer con exactitud la velocidad de disolución correspondiente. Una



de las tareas más importantes en un laboratorio de corrosión es el trazado de curvas de polarización. Cada material metálico en una circunstancia determinada configura un sistema especial, del que la curva de polarización es algo así como su “huella digital”.

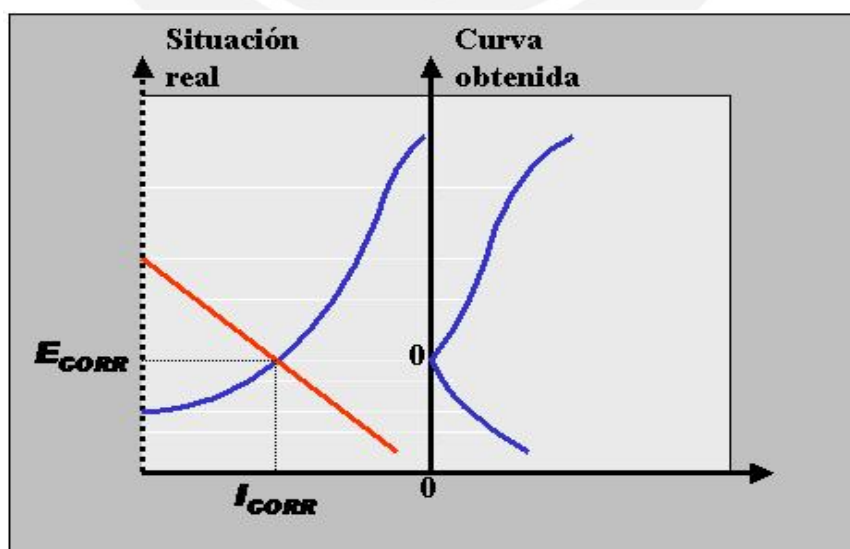
El proceso de trazado consiste básicamente en polarizar el metal con diferentes sobrepotenciales, tanto anódicos como catódicos, forzando así reacciones electroquímicas en ambos sentidos, midiendo las corrientes eléctricas correspondientes. Si la única especie reaccionante fuera el metal en estudio, el resultado correspondería estrictamente a su comportamiento electroquímico. Sin embargo, normalmente existen en la celda de corrosión elementos diversos que pueden actuar, como por ejemplo los productos de disociación del solvente tales como  $H^+$  y  $OH^-$ , gases disueltos como  $O_2$ , etc. Por lo tanto, al sumergir la probeta se tiene que la misma asume un potencial de corrosión que resulta de balancear el intercambio de carga del conjunto de todas las interacciones <sup>[14]</sup>. La Figura 1.13 muestra una de estas situaciones características, asumiendo que se tiene hierro en un medio sin oxígeno disuelto proveniente de la atmósfera.



**Figura 1.13**  
**Situación electroquímica del sistema**  
**probeta – solución al potencial de corrosión**

A esta altura del ensayo, la fuente del potenciostato se encuentra desconectada de la celda y sólo se registra el potencial; por lo tanto, no hay corriente alguna circulando por el circuito del contraelectrodo y el amperímetro marca cero. Sin embargo, existen reacciones electroquímicas en las que el metal se disuelve con una intensidad dada por la corriente de corrosión  $i_C$ , igual a la intensidad de reducción del  $H^+$ . Estas corrientes implican transferencias de carga que se producen en la superficie misma del electrodo de trabajo, en otras palabras, al potencial de corrosión el metal se está corroyendo aunque el potenciostato indique corriente nula.

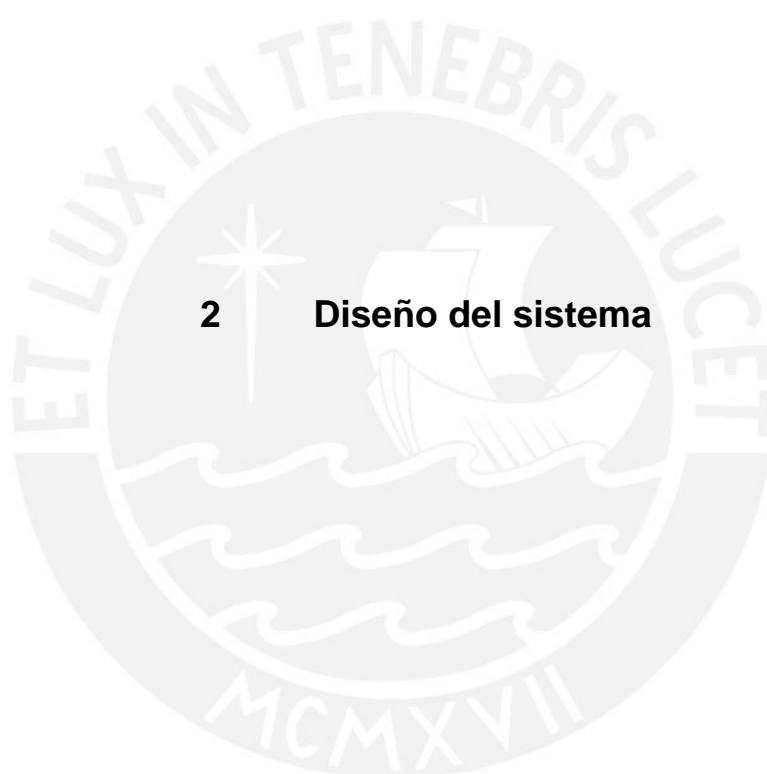
Si se le indica al potenciostato que aplique un potencial levemente superior al de corrosión, la fuente se conectará y el sistema electrónico hará que la diferencia de potencial medida entre probeta y electrodo de referencia se ubique exactamente en el valor prefijado y se mantenga constante. Se favorecerá las reacciones anódicas y desfavorecerá las catódicas, por lo que la carga eléctrica no se balanceará espontáneamente en la superficie del electrodo como ocurría al potencial de corrosión. Esta situación se esquematiza en la Figura 1.14.



**Figura 1.14**  
**Polarización de un electrodo en la celda de corrosión**

2

Diseño del sistema



## 2.1 Especificaciones generales

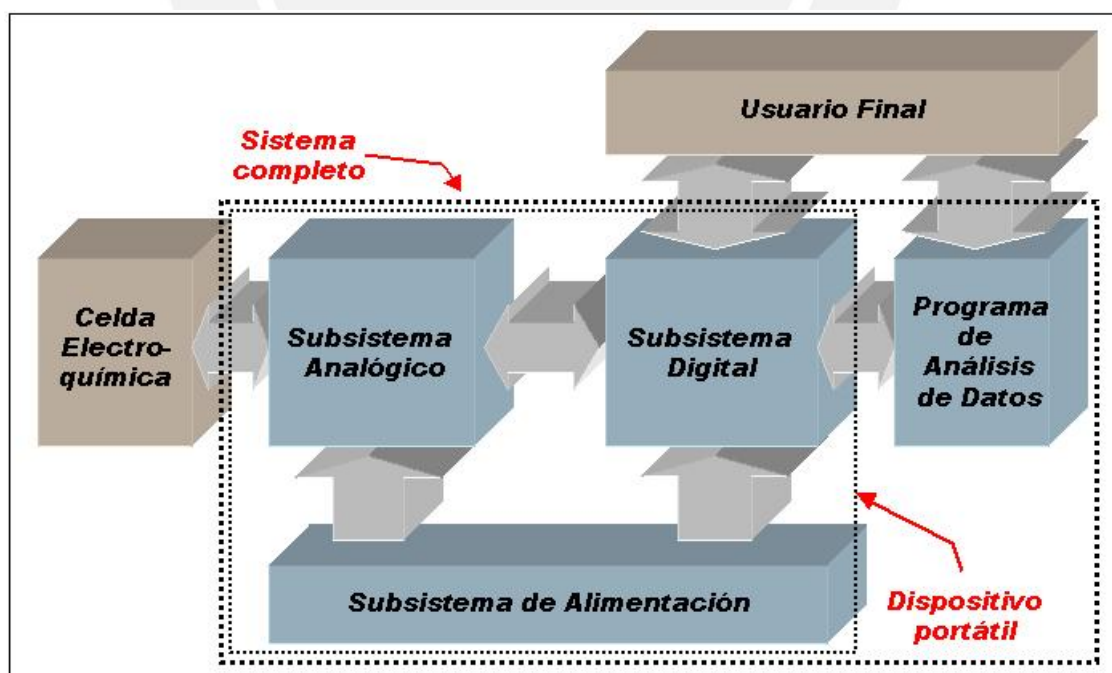
Se define las especificaciones para el diseño del equipo de acuerdo a las necesidades que deberán ser cubiertas por el sistema, siendo éstas:

- Hacer al equipo autónomo en cuanto al control, registro y almacenamiento de datos, procesamiento y cálculos básicos referidos al ensayo; como también con respecto a la energía de la red comercial.
- El sistema debe ser capaz de trabajar en campo o en laboratorio sin que su funcionamiento se vea mayormente afectado. El sistema potencioestático debe ser, por lo tanto, preciso y estable ante cualquier tipo de perturbaciones tanto internas como externas.
- Cumplir con las normas ASTM (American Standard for Testing Materials) <sup>[2]</sup> entre ellas, la G3 – 89 , la G59 – 97, la G5 – 94, la G61 – 86, ó la G108 – 94 (se expone todas las nombradas en su totalidad en el Anexo B), que determinan algunas de las características del sistema debido a las mediciones a realizar en ensayos electroquímicos de corrosión.
- Con la finalidad de realizar análisis más profundos y precisos, que en este tipo de aplicaciones sólo pueden lograr las aplicaciones gráficas, se debe brindar esta facilidad al usuario a través de una aplicación que se ejecute en una computadora personal. Para este efecto se debe proveer al sistema de una interfaz de comunicación confiable que le permita realizar la transmisión de los datos obtenidos.
- El equipo debe tener un tamaño y peso que le permitan ser transportado con facilidad a lugares de ensayos de campo y ser manipulado sin problemas a través del uso de interfaces de usuario adecuadas.

Debido a su amplitud, se ha distribuido el trabajo en cuatro partes:

- Subsistema analógico.
- Subsistema digital.
- Subsistema de alimentación.
- El programa de análisis de datos.

En el subsistema analógico se implementará el potencióstato así como las funciones de medición y tratamiento de señales, el subsistema digital se encargará del control del ensayo y del procesamiento, almacenamiento y transmisión de los datos referentes al mismo y el subsistema de alimentación proveerá la energía necesaria a los dos subsistemas anteriores. Finalmente, el programa de análisis de datos permitirá realizar diagnósticos más detallados a partir de los datos obtenidos por el dispositivo portátil (este componente se desarrollará en el Capítulo 4). La Figura 2.1 muestra un esquema general del sistema.



**Figura 2.1**  
**Diagrama de bloques general del sistema**

## 2.2 Subsistema analógico

Se detallará las especificaciones y el diseño a continuación:

### 2.2.1 Especificaciones de diseño

El subsistema analógico tendrá tres tareas:

- Medir la diferencia de potencial entre los electrodos de trabajo y referencia, comparando dicha diferencia con un voltaje preestablecido y minimizarla forzando una corriente a través del contraelectrodo hacia el electrodo de trabajo.
- Medir la corriente circulante entre el electrodo de trabajo y el contraelectrodo.
- Entregar las dos señales anteriores al subsistema digital y recibir del mismo las señales de control.

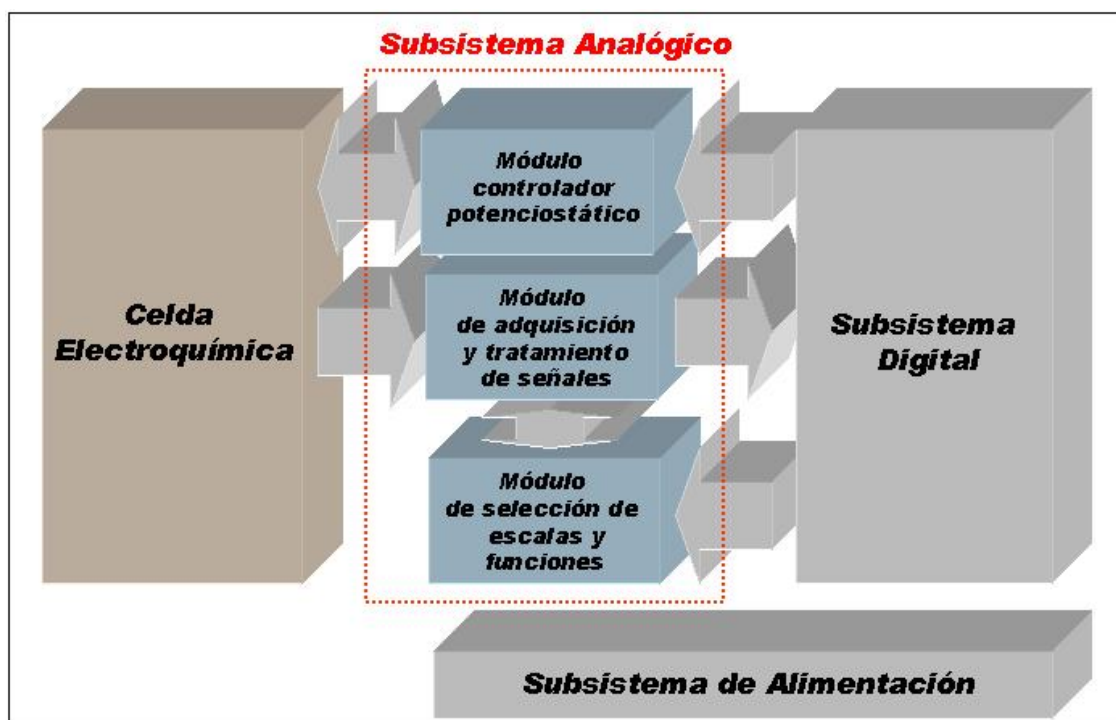
En este caso, la variable controlada es el potencial existente entre los electrodos de trabajo y de referencia y la variable medida es la corriente circulante entre el electrodo de trabajo y el contraelectrodo. El diseño del subsistema analógico es clave para lograr un control efectivo tanto de los ensayos potencioestáticos como potenciodinámicos por lo que se le dará especial atención, del mismo modo, también son importantes los elementos que le servirán como interfaz con el subsistema digital.

El trabajo se facilitará al dividir este subsistema en partes que cumplan con las funciones básicas necesarias para alcanzar el objetivo y facilitar la modularidad del mismo. Éstas serán:

- El módulo controlador potencioestático.
- El módulo de selección de escalas y funciones.
- El módulo de adquisición y tratamiento de señales.



Se detallará las especificaciones de diseño de cada módulo en el acápite correspondiente. Se muestra la organización de los mismos, además de su conectividad y funcionalidad dentro del subsistema analógico, en la Figura 2.2.



**Figura 2.2**  
**Organización funcional y conectividad en el subsistema analógico**

## 2.2.2 Módulo controlador potencioestático

Se detalla las características del controlador potencioestático a continuación:

### 2.2.2.1 Características generales

#### a) Velocidad

Las reacciones químicas pueden ser muy rápidas y el potencioestato debe ser capaz de reaccionar a una velocidad apropiada <sup>[11]</sup>. La velocidad de un potencioestato es medida en términos de:

- Tiempo de crecimiento de la señal.
- Ancho de banda.
- Velocidad de decaimiento de la señal (*Slew Rate*).

El ancho de banda depende del principio de la circuitería. Usualmente, los potenciostatos tienen anchos de banda que van desde los 100 KHz a 10 MHz. Un *Slew Rate* aceptable estará en un rango comprendido desde  $10^5$  hasta  $10^7$  V/s y el tiempo de crecimiento deberá estar en el orden de algunos microsegundos o menos.

### **b) Precisión**

El potenciostato minimiza la diferencia entre el potencial de control y la diferencia de voltajes existente en la celda, pero sólo logrará una buena aproximación. Un error residual permanecerá, el cual es proporcional a la ganancia de lazo abierto del potenciostato: teniendo una ganancia de lazo abierto de  $10^6$ , un voltaje de control de 1 V puede ser aproximado hasta 1  $\mu$ V. Sin embargo, el error total tiene otras fuentes adicionales, por ejemplo resistencias no compensadas en los cables de la celda o efectos resistivos en la misma.

### **c) Rango de Corriente**

Frecuentemente se requerirá altas corrientes del potenciostato. Investigaciones en la ciencia de los materiales demandan algunos cientos de miliamperios o inclusive 1 A. Por otro lado, en otras aplicaciones, corrientes muy pequeñas deben poder ser medidas también. Un buen potenciostato debe tener, por ejemplo, la capacidad de entregar una corriente de 1 A, con una resolución de 100 nA ó mucho menor. El tramo usual de corriente que se puede cubrir en un sólo rango de medición alcanza las 5 décadas. El rango total, en escala logarítmica, que debe ser capaz de medir un potenciostato puede llegar a 9 ó más décadas.

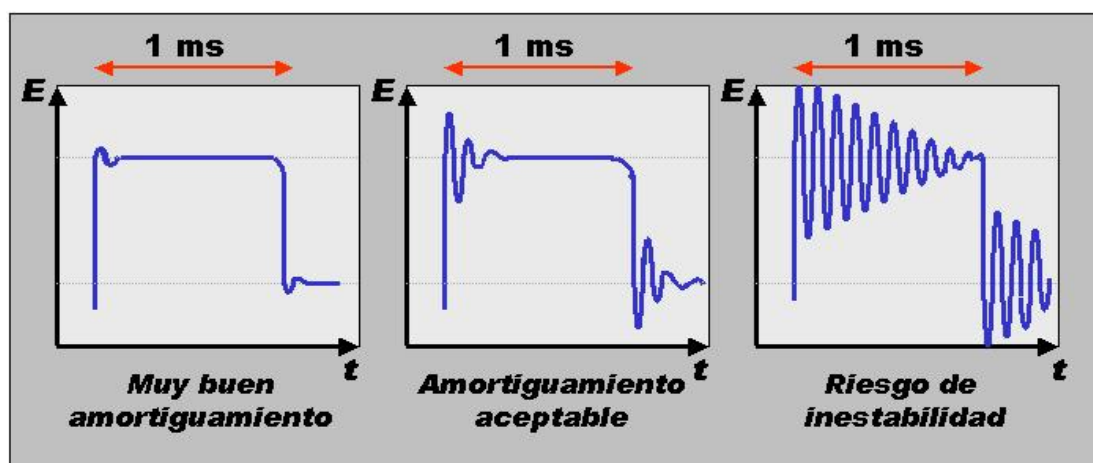
#### d) Nivel de ruido

El ruido electrónico es la suma de todas las fluctuaciones de corriente producidas en la circuitería. La mayoría del ruido es producido por efectos térmicos en las resistencias y, otra gran parte, en los semiconductores. En los potencióstatos, el circuito más sensible está en la etapa de entrada ya que se produce ruido en la resistencia de entrada y en la etapa de amplificación. Los mejores potencióstatos están equipados con amplificadores de bajo ruido. Sin embargo, existe un problema: Los amplificadores operacionales con bajo ruido, usualmente no poseen alta impedancia de entrada o en otros casos tienen un rango restringido en frecuencia. Por lo tanto se debe considerar el propósito principal del potencióstato antes de escoger el amplificador en la etapa de amplificación del mismo.

#### e) Tiempo de establecimiento

Un potencióstato usado para una amplia variedad de ensayos electroquímicos tiene que mostrarse estable a pesar de la variedad de capacitancias, resistencias e impedancias dependientes de la frecuencia que lo componen. Se puede probar un potencióstato colocando una señal de forma rectangular, con una frecuencia de 1 KHz y 100 mV de amplitud en la entrada correspondiente al control del mismo. Conectar el mismo a una falsa celda con diferentes condensadores y conectar un osciloscopio a la salida del mismo. La onda cuadrada en la entrada debería transferirse a la salida con:

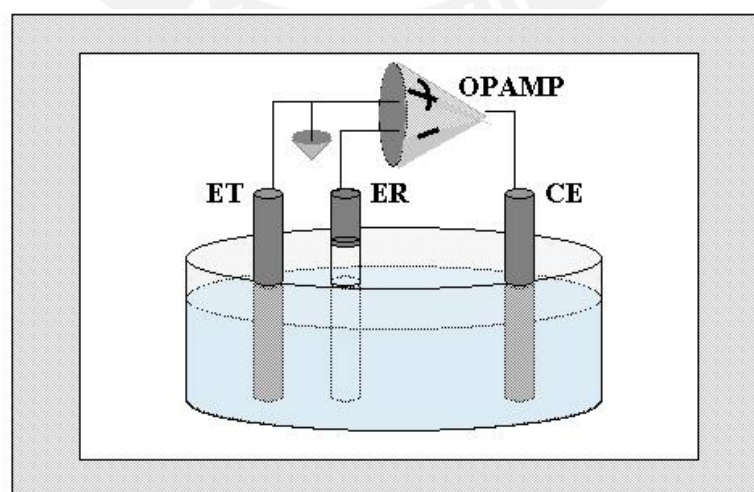
- Una alta velocidad de decaimiento (*Slew Rate*) .
- Las oscilaciones causadas por las altas capacitancias deberían estar amortiguadas apropiadamente (ver Figura 2.3).



**Figura 2.3**  
Ejemplos de amortiguamiento para pulsos rectangulares en la entrada de un potenciostato

#### 2.2.2.2 El potenciostato

Para cumplir con la primera tarea del subsistema analógico y función principal de un potenciostato (ver acápite 2.2.1) se usará un amplificador operacional bipolar (*opamp*), se aprovechará las propiedades de sus entradas (inversora y no inversora) y la corriente en su salida que ayudará a contrarrestar cualquier diferencia de potencial en las primeras <sup>[3]</sup>.

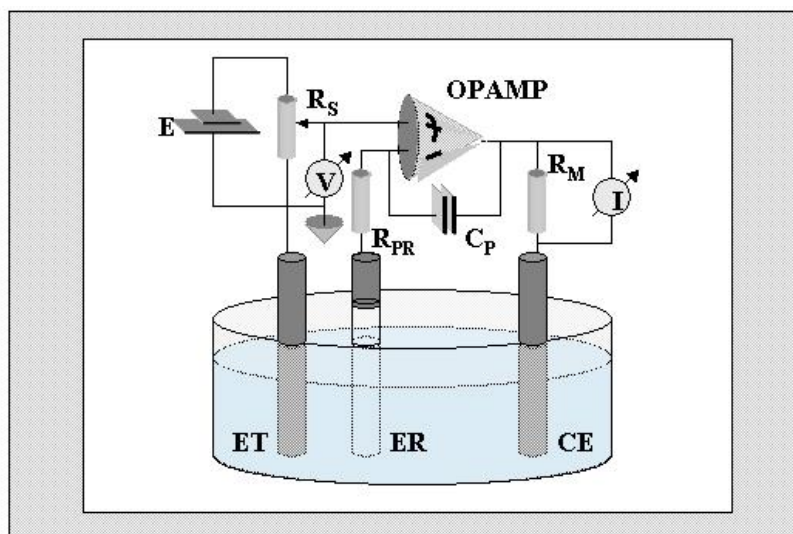


**Figura 2.4**  
Uso de un amplificador operacional como potenciostato

Se conectará el electrodo de trabajo a la entrada no inversora, el electrodo de referencia a la entrada inversora y el contraelectrodo a la salida como se muestra en la Figura 2.4. La diferencia de potencial entre el electrodo de trabajo (ET) y el electrodo de referencia (RE) será amplificada e invertida por el *opamp*, que al mismo tiempo alimentará corriente a través del contraelectrodo (CE). El circuito de control es cerrado por la celda, donde se produce el intercambio iónico entre electrolito y los electrodos de trabajo (ET) y el electrodo auxiliar o contraelectrodo (CE). Esto polariza al electrodo de trabajo de modo que la diferencia de potencial entre el electrodo de referencia y el electrodo de trabajo sea cero.

De esta forma, se puede mantener el potencial del electrodo de trabajo exactamente en el potencial del electrodo de referencia. Si se quiere variar el potencial del ET a otro valor con respecto al ER sólo se deberá insertar un voltaje en serie entre el electrodo de referencia y su entrada correspondiente en el *opamp*. En este caso, la entrada inversora es el punto de sumatoria para los voltajes de control insertados. La entrada no inversora es mantenida en tierra y conectada al electrodo de trabajo. Para medir la corriente a través del contraelectrodo se puede insertar una resistencia en el cableado del contraelectrodo CE, a través de la cual podrá medirse un voltaje proporcional a la corriente circulante. Un potencióstato real tiene algunos elementos básicos adicionales los cuales deben ser mencionados: La entrada del *opamp* correspondiente al electrodo de referencia es comúnmente protegida por una resistencia de entrada, la cual previene al amplificador de ser destruido por altos voltajes estáticos cuando la entrada se abre. Un condensador de corrección de fase puede ser introducido también, lo cual evitaría que el *opamp* se torne inestable en altas frecuencias. El diagrama de conexiones completo se muestra en la Figura 2.5.





**Figura 2.5**  
**Esquema completo de un potenciostato simple**

Un potenciostato que sea extremadamente rápido, que a la vez produzca un nivel insignificante de ruido y que además sea capaz de controlar corrientes de femptoamperios a kiloamperios es físicamente imposible de lograr. Si el potenciostato es muy rápido, se tendrá que aceptar una cierta cantidad de ruido. Si se requiere un potenciostato de alta potencia, será imposible medir corrientes extremadamente bajas con él. Por otro lado, la aplicación a la que está destinado el presente trabajo no requiere de altas frecuencias (la frecuencia de trabajo más alta será 10 Hz) por lo tanto sus características en lo referente al ancho de banda (velocidad de respuesta y ruido térmico, por ejemplo) no serán críticas.

Por consiguiente, las especificaciones más importantes para el controlador potenciostático son:

- Alta ganancia de circuito abierto (típicamente más de 100 000).
- Alta impedancia de entrada.
- Alto rechazo al modo común.
- Baja tensión *offset* de entrada.



El amplificador de control también debe poseer, como característica importante, una baja tensión *offset* de entrada para que la “tierra virtual” del sumador sea lo más cercana a cero voltios (recordemos que es el terminal no inversor el que está conectado directamente a tierra).

En la Tabla 2.1 se muestra algunos de los componentes que cumplen con los requerimientos antes expuestos:

<b>Característica</b>	<b>TL081 (Texas Instruments)</b>	<b>LF356 (National Semiconductors)</b>	<b>HA5170 (Intersil)</b>	<b>AD711 (Analog Devices)</b>
<b>Open loop gain (KV/V)</b>	300	800	600	400
<b>Slew rate (V/<math>\mu</math>s)</b>	13	12	8	20
<b>Offset input Voltage (mV)</b>	5	3	0.1	0.1
<b>Input bias current (pA)</b>	50	30	20	20
<b>Input resistance (<math>\Omega</math>)</b>	$10^{12}$	$10^{12}$	$6 \times 10^{10}$	$3 \times 10^{12}$
<b>CMRR (dB)</b>	100	100	100	94

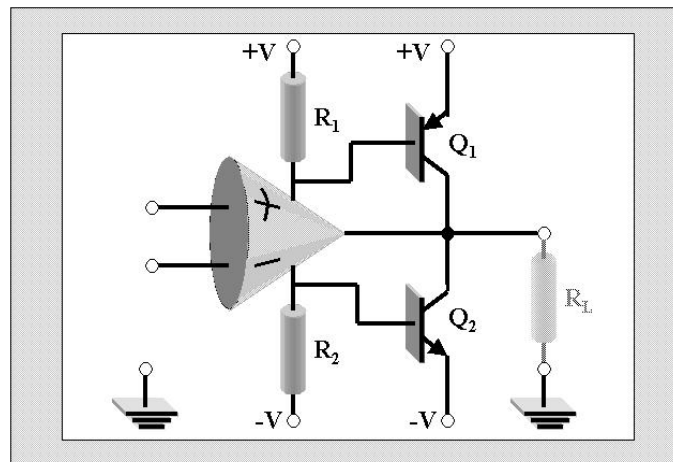
**Tabla 2.1**  
**Comparación de amplificadores operacionales para cumplir la**  
**función de potencióstato**

Se ha escogido amplificadores operacionales con entradas JFET por sus altas ganancia en lazo abierto, y buen rechazo al ruido de modo común (CMRR), ideales para estas aplicaciones. Adicionalmente, todos los dispositivos seleccionados poseen un *Slew Rate* aceptable lo que los hace cumplir con los requerimientos de velocidad y tiempo de establecimiento. Cabe aclarar que aunque los amplificadores con entradas BJT poseen un menor voltaje de entrada *offset*, esta característica carece de importancia porque en este caso sólo es crítica la corriente a la salida del amplificador operacional.

En los casos del HA5170 (Intersil) y el AD711 (Analog Devices), sus elevados costos (por encima de los US\$ 4.00, sobre los US\$ 2.00 del LF356 y US\$ 1.00 del TL081) obligan a su descarte. La Tabla 2.1 muestra cierta superioridad del LF356 sobre el TL081, pero su mayor costo y más aún, su falta de disponibilidad en el mercado local (tomando en cuenta los gastos de importación en caso de decidirse su compra) han llevado a la selección del TL081 que, a pesar de las ligeras ventajas que ofrece el LF356, sigue siendo una buena opción.

De las especificaciones de este amplificador operacional se obtiene un dato de corriente máxima entregada que depende de la tensión de salida, que puede llegar a 20 mA con 8 V de salida. En la presente aplicación, la corriente de salida debe ser 500 mA, que es unas 25 veces más grande que la corriente que entrega cerca de la saturación. Por lo tanto se necesitará una etapa de amplificación para altas corrientes.

Un aspecto importante es el acoplamiento entre el amplificador potencioestático y la etapa de potencia. En la forma tradicional de acoplamiento, la salida de voltaje del amplificador principal opera sobre una etapa de potencia que por sí sola muestra los mismos detalles de construcción que un amplificador operacional, por lo tanto se debe entender que tiene una circuitería un tanto compleja. Una forma más simple es posible usando la alimentación suministrada al preamplificador potencioestático para llevarla directamente a las puertas de los transistores de potencia.



**Figura 2.6**  
**Etapla de potencia para aplicaciones de baja frecuencia**

Se usará un amplificador *push – pull* en simetría complementaria, cuya configuración se muestra en la Figura 2.6, donde el control de los transistores de salida se realiza por los terminales de alimentación del amplificador operacional, formándose, en conjunto con los transistores de salida (internos) del amplificador, dos conexiones Darlington complementarias <sup>[1]</sup>. Con pequeñas corrientes de salida, los dos transistores de salida Q1 y Q2 están en estado de corte, siendo el amplificador operacional quien suministra toda la corriente de salida. Con mayores corrientes de salida, los transistores Q1 y Q2 conducen según se necesite suministrar corriente positiva o negativa y constituyen la mayor proporción de ésta. Este circuito presenta una ventaja, pues es la corriente estática del amplificador quien polariza las uniones base – emisor de los transistores de salida de potencia. Se escoge los valores de los transistores para que la polarización sea de 0,4 V aproximadamente y así les permita a los transistores entrar en estado de corte cuando las corrientes de salida son muy bajas. Esto reduce la distorsión de cruce por cero sin que sea necesaria una corriente estática en los transistores de salida, cuya estabilización requiere métodos adicionales. Teniendo en cuenta que la corriente estática del TL081 es de aproximadamente 2 mA, el valor de las resistencias

debe ser  $200\ \Omega$  para alcanzar la polarización recomendada. La salida de esta etapa será la que inyecte corriente a la celda electroquímica a través del contraelectrodo.

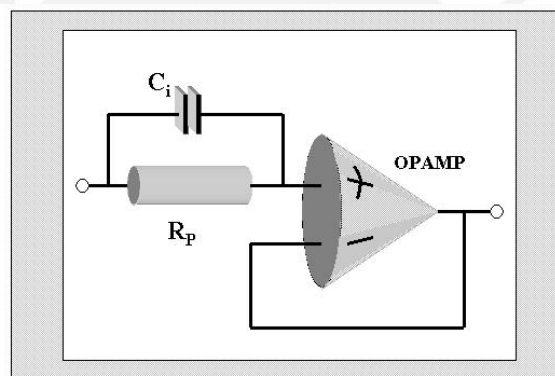
Los componentes varían dependiendo del sistema usado: Ya sea Darlingtons o transistores MOSFET de potencia son arreglados para formar el amplificador bipolar simétrico. Se usará los transistores TIP31C (NPN) y el TIP32C (PNP), ya que tienen un bajo costo y cuyo límite de corriente es de 1 A, lo cual es más que suficiente para la aplicación (se requiere manejar corrientes de 0.5 A como máximo). La potencia máxima disipada es considerada la potencia de salida. De acuerdo al tamaño del alojamiento, etapas de potencia de hasta 80 Watts pueden ser enfriadas por convección natural, por encima de este límite es necesario el uso de ventiladores para mantener la temperatura dentro de los valores tolerables <sup>[18]</sup>. Aunque el amplificador no disipará más de 10 W, el dispositivo incluirá un ventilador para mantener estable su temperatura.

Asimismo, existen algunas señales que deben ser ingresadas al amplificador potencioestático. Para este efecto se incluirá dos amplificadores en configuración no inversora y con ganancia unitaria, el primero de ellos tendrá una configuración de sumador con las siguientes entradas:

- La realimentación de la tensión del electrodo de referencia.
- La señal de excitación.
- La tensión generadora de corriente de compensación.

Una de las consideraciones más importantes a tomar en cuenta es no polarizar el electrodo de referencia. Para esto, como ya se ha indicado, las normas ASTM <sup>[2]</sup> recomiendan una impedancia de entrada mínima de  $10^{11}\ \Omega$ . En la mayoría de potencioestatos, la señal proveniente del electrodo de referencia es introducida a la

entrada del amplificador potencioestático a través de un transformador de impedancia. Éste es un amplificador operacional en configuración de seguidor de voltaje. De esta forma, el electrodo de referencia es cargado sólo con muy pequeñas corrientes y en cambio, la salida del seguidor es capaz de entregar corrientes apreciables. Opcionalmente se podría añadir una resistencia de entrada  $R_p$  para proteger la entrada del seguidor de cargas estáticas altas (amplificadores operacionales con entradas FET son muy sensibles a este tipo de descargas) y un condensador  $C_i$  que reducirá el ruido intrínseco de  $R_p$  (ver Figura 2.7).



**Figura 2.7**  
**Configuración típica de un seguidor de voltaje (*Buffer*)**

Usualmente son usados amplificadores operacionales BIFET para la implementación de esta etapa por su gran impedancia de entrada y consiguientemente por las pequeñas corrientes de entrada requeridas. La impedancia de entrada debe ser del orden de  $10^{11} \Omega$  a  $10^{14} \Omega$  o quizás mayor, la corriente de bias de entrada de algunos picoamperios o menos y el ruido típicamente menor a los  $20 \text{ nV} / \sqrt{\text{Hz}}$ . En adelante, se abreviará este tipo de circuitería y se la llamará *buffer*.

En la Tabla 2.2 se muestra algunos de los componentes que cumplen con los requisitos:

<i>Característica</i>	<i>NTE7144 (NTE Electronics)</i>	<i>CA3140 (Harris Semiconductors)</i>	<i>KF351 (Fairchild)</i>	<i>TLC081 (Texas Instruments)</i>
<i>Input resistance (<math>\Omega</math>)</i>	$1.5 \times 10^{12}$	$1.5 \times 10^{12}$	$10^{12}$	$10^{12}$
<i>Offset input Voltage (mV)</i>	2	2	3	0.5
<i>Input bias current (pA)</i>	10	10	30	3
<i>CMRR (dB)</i>	100	90	100	100
<i>Input noise (nV/<math>\sqrt{\text{Hz}}</math>)</i>	12	12	15	12
<i>Slew Rate (V/<math>\mu\text{s}</math>)</i>	9	9	13	16

**Tabla 2.2**  
**Comparación de amplificadores operacionales para cumplir la**  
**función de *buffer***

Se puede apreciar que el NTE7144 (NTE Electronics) y el CA3140 (Harris Semiconductors) tienen, prácticamente, las mismas especificaciones y ambos son superiores al KF351 (Fairchild) por lo que se puede descartar a este último. La poca disponibilidad del NTE7144 (sólo fue posible encontrarlo en distribuidores de Canadá) hará que dejemos de lado esta opción también.

Aparentemente existe una ligera ventaja técnica del TLC081 sobre el CA3140, pero la disponibilidad en el mercado local del CA3140, su menor costo y la eficiencia comprobada del mismo en aplicaciones de este tipo, avalan su elección.

Una vez establecida la tensión del electrodo de referencia, será necesario colocar al electrodo de trabajo a potencial de tierra. Esto se logra a través del seguidor de corriente, configuración que tiene la ventaja de convertir la corriente de la celda en voltaje sin que la resistencia de conversión afecte, en términos de carga, a la celda, comportándose como un amperímetro de baja impedancia, y que mantiene al electrodo



de trabajo a un potencial virtual de cero voltios (tierra). Es sobre esta etapa (en el lazo de realimentación del amplificador) que se realizará la medición de corrientes, cuyo análisis se verá en detalle en el siguiente acápite. En este caso se usará una configuración basada también en el TL081 y en la etapa de amplificación de corrientes *push-pull* que se explicó en detalle algunos párrafos atrás.

Existe un trabajo previo realizado por J.E. Davis y E. Clifford Toren Jr. <sup>[6]</sup> que analiza la estabilidad de este circuito cuando se utiliza en potenciostatos. Allí se modela al seguidor de corriente como una red circuital que incluye un elemento inductivo, el cual causa que el electrodo de trabajo se aleje progresivamente de la tensión de tierra al aumentar la frecuencia. Si bien es cierto que en la presente aplicación no se trata con frecuencias altas, este elemento inductivo hace que los fenómenos transitorios sean significativos, causando sobreimpulsos al aplicar un escalón de tensión y oscilaciones prolongadas. Este trabajo señala la influencia de los parámetros propios de la celda electroquímica pero estima que los parámetros más influyentes son la resistencia de conversión y la ganancia de lazo abierto del amplificador operacional.

La señal de excitación consistirá en una tensión constante (en el caso de los ensayos potenciostáticos) y en escalones de tensión (en el caso de los ensayos potenciodinámicos), de un milivoltio cada uno, la cual serán generada por el módulo controlador del subsistema digital. El módulo controlador potenciostático será el encargado de recibir esta señal y de insertarla entre los electrodos de trabajo y de referencia en la celda electroquímica. Con la finalidad de minimizar las distorsiones que pueden introducir las señales digitales en la señales medidas de la celda y para evitar los lazos de tierra se ha decidido aislar eléctricamente los subsistemas digital y analógico. Para este efecto usaremos amplificadores de aislamiento.

Los amplificadores de aislamiento se asemejan en funcionamiento a los amplificadores operacionales pero están diseñados para tener discontinuidad eléctrica entre sus terminales de entrada y salida. Esta discontinuidad, llamada barrera de aislamiento (el grado de efectividad es expresado por el IMRR – *Isolation Mode Rejection Ratio*), crea una gran diferencia entre los amplificadores de aislamiento y los amplificadores operacionales, tanto en costo y complejidad como en su aplicación. El uso de este tipo de componentes es altamente recomendado en aplicaciones que involucren adquisición, tratamiento y procesamiento de señales.

Así como la interferencia y la información no relevante pueden acoplarse a través de campos eléctricos o magnéticos, o por radiación electromagnética; estos fenómenos pueden ser usados también como transporte para la información significativa. Los amplificadores de aislamiento usan tres formas de acoplamiento para la transmisión de señales: acoplamiento inductivo, capacitivo y óptico.

El acoplamiento inductivo es capaz de lograr una precisión de 12 a 16 bits sobre un ancho de banda de varios cientos de megahertz, pero su límite de aislamiento raramente excede los 10 KV (normalmente es mucho menor). Los amplificadores con acoplamiento capacitivo tienen una precisión bastante menor a la del inductivo (12 bits como máximo), menor ancho de banda y un límite de aislamiento más bajo también, pero son menos costosos. Por último, los amplificadores con aislamiento óptico son rápidos y de bajo costo, y además su límite de aislamiento puede llegar hasta 5 KV aunque su linealidad es bastante pobre y no es muy recomendable cuando se tiene señales de muy pequeña magnitud. A continuación, en la Tabla 2.3 se presenta algunos de los amplificadores de aislamiento de uso más extendido.

<i>Característica</i>	<i>AD208 (Analog Devices)</i>	<i>ISO100 (Burr-Brown)</i>	<i>ISO120 (Burr-Brown)</i>	<i>ISO122 (Burr-Brown)</i>
<i>Tipo de acoplamiento</i>	inductivo	óptico	capacitivo	capacitivo
<i>IMRR (dB)</i>	120	146	160	140
<i>Non – linearity error (%)</i>	0.0125	0.1	0.01	0.02
<i>Bandwidth (KHz)</i>	60	60	60	50
<i>Volt. Isolation (<math>V_{RMS}</math>)</i>	2500	750	3500	1500
<i>Precio (US\$)</i>	180	150	150	30

**Tabla 2.3**  
**Comparación de amplificadores de aislamiento**

El ISO122 (Burr – Brown) es un amplificador de bajo costo y cubre largamente las especificaciones mínimas para esta parte del módulo (IMRR = 120 dB, no linealidad de 0.1 %).

Finalmente, la corriente de compensación de *offset* se obtiene colocando a la salida de un divisor de tensión, una resistencia de 1 M $\Omega$ , estableciendo el rango de compensación en  $\pm 12 \mu A$ , lo que permite dar una pequeña polarización al electrodo de trabajo y desplazar el potencial aplicado hasta coincidir con el potencial de excitación.

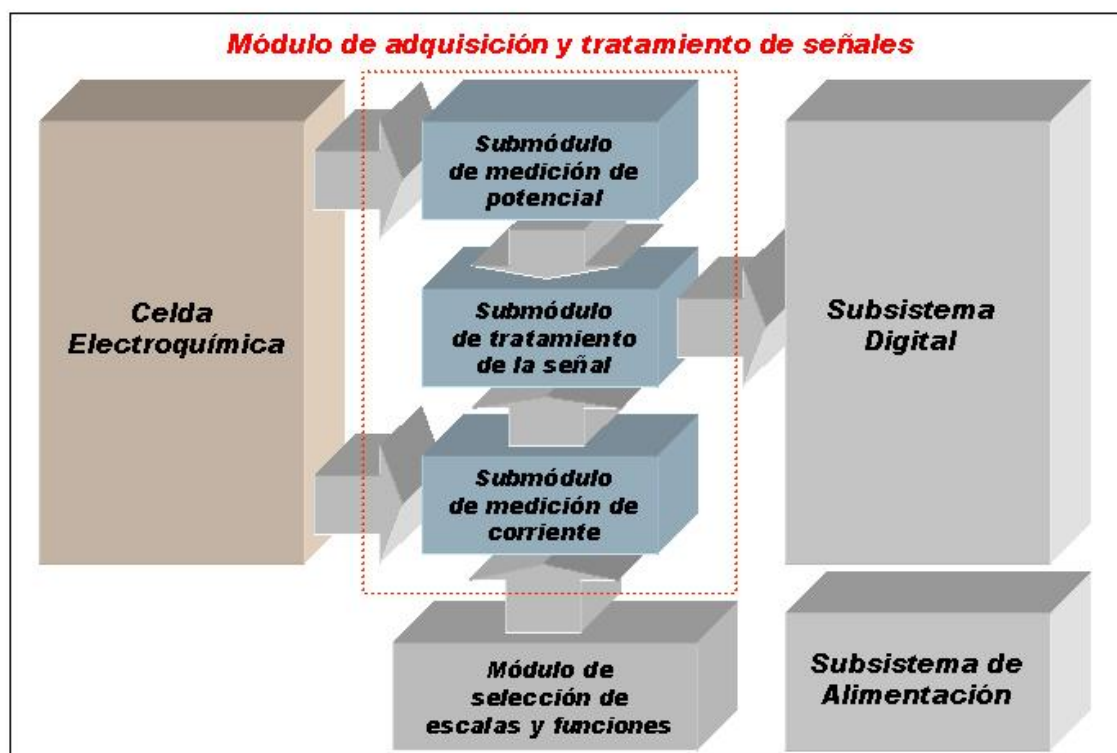
Los *opamp's* a usarse en esta etapa (uno como sumador inversor y otro en configuración de inversor simplemente) serán CA3140, al igual que en el caso del seguidor de voltaje que lleva la señal del electrodo de referencia, pues posee una baja tensión de entrada *offset* y alta impedancia de entrada, además de tener un bajo costo. El diagrama esquemático completo correspondiente al módulo controlador potencioestático se expone en el diagrama 1 del Anexo A.

### 2.2.3 Módulo de adquisición y tratamiento de señales

El módulo de adquisición y tratamiento de señales está compuesto a su vez por tres submódulos:

- Submódulo de medición de potencial.
- Submódulo de medición de corriente.
- Submódulo de tratamiento de la señal.

Se muestra su organización y funcionalidad en la Figura 2.8.



**Figura 2.8**  
Organización funcional del módulo de adquisición y tratamiento de señales

#### 2.2.3.1 Submódulo de medición de potencial

El requerimiento más común para medición de potenciales en electroquímica es en la determinación del potencial de electrodo. Algunas veces se requiere, también, medir el potencial real existente entre los electrodos. En ambos casos, es necesario el

uso de un medidor de potencial. Por este motivo, dentro del diseño de este módulo se ha incluido la lectura del potencial existente entre el electrodo de trabajo (muestra metálica) y el electrodo de referencia.

Nuevamente se sigue las especificaciones de la normas ASTM <sup>[2]</sup>, y se busca un amplificador cuya impedancia de entrada sea mayor a  $10^{11} \Omega$ , debido a que el electrodo de referencia estará conectado directamente a este medidor y se debe evitar que éste se polarice. La celda se comportará como una fuente de tensión diferencial, pues ambos electrodos estarán flotando respecto a tierra, por lo cual es necesario utilizar un componente con alto índice de rechazo al modo común (CMRR). Otra consideración de importancia es la magnitud de la tensión a medir, que en este caso irá de  $-2,048 \text{ V}$  a  $2,048 \text{ V}$ , con pasos mínimos de  $1 \text{ mV}$ , por lo cual es conveniente que el voltaje *offset* de entrada sea lo menor posible. Una manera de lograrlo es usando un amplificador diferencial integrado. Dada la criticidad de esta medición se optará por usar un amplificador de instrumentación. En la Tabla 2.4 se muestra comparativamente dos de los más usados en esta clase de etapas:

<i>Característica</i>	<i>INA121 (Burr – Brown)</i>	<i>AD620 (Analog Devices)</i>
<i>CMRR (dB)</i>	106	100
<i>Offset input Voltage (mV)</i>	$\pm 0.2$	$\pm 0.05$
<i>Non-linearity error (%)</i>	0.001	0.001
<i>Input bias current (pA)</i>	$\pm 4$	$\pm 500$
<i>Input noise (<math>\mu V_{p-p}</math>)</i>	1	3
<i>Gain (V/V)</i>	1 – 10 000	1 – 10 000

**Tabla 2.4**  
**Comparación de amplificadores de instrumentación diferenciales**

El INA121 (Burr – Brown) además de ser ligeramente superior en cuanto a las características que conciernen a la aplicación, es menos costoso; por lo cual será el elegido para la implementación .

### 2.2.3.2 Submódulo de medición de corriente

El circuito básico consiste en una resistencia simple colocada en serie en la línea del contraelectrodo (en este caso el circuito estará ubicado en el seguidor de corriente), en cuyos extremos se tendrá una diferencia de potencial proporcional a la corriente que la atraviesa. Al estar esta resistencia en el circuito del contraelectrodo, el electrodo de trabajo permanece en tierra, por lo tanto el sistema será poco sensible al ruido. Este voltaje proporcional a la corriente no está referido a tierra, esto no era necesario en épocas pasadas cuando la corriente era leída solamente a través de un medidor analógico externo que requería entradas flotantes (no conectadas a tierra). Debido a este inconveniente se deberá incluir una etapa posterior para hacer que este voltaje esté referido a tierra.

Para medir corrientes del orden de los nanoamperios, como es en el caso de los ensayos que se llevará a cabo, se recomienda el método de *Shunt Activo*, denominado también *Current Sink*. Un sumidero de corriente (*current sink*) es un conversor de corriente a voltaje el cual mide la corriente a través de un *shunt* (por ejemplo la resistencia de conversión  $R_m$ ) libre de carga, es decir que la caída de voltaje a través de ella será compensada. En consecuencia, se puede usar resistencias de valor bastante alto y así pueden ser medidas corrientes muy bajas de manera muy precisa. La circuitería es compleja, aparte del seguidor de corriente, es necesaria una segunda etapa de potencia



la cual tiene que brindar la misma corriente que pasa a través del electrodo de trabajo para mantener al mismo al potencial de tierra.

Esta configuración, mostrada en la Figura 2.11, brinda las siguientes ventajas:

- Pueden ser medidas corrientes extremadamente pequeñas.
- Tanto el potencial como la corriente son medidos con respecto al potencial de tierra.
- Se logran grandes rangos dinámicos en la medición de corrientes.

Pero como el electrodo de trabajo no está en tierra (aunque se encuentre “virtualmente” al potencial de tierra), el ruido que se puede tomar a través del mismo requiere un buen blindaje tanto de la celda como de los cables. Esto es esencial ya que este principio es usado para la medición de corrientes pequeñas usando resistencias altas, lo cual resulta en una amplificación alta de las señales de entrada y, por ende, del ruido. La Figura 2.9 muestra un esquema general de las conexiones del sistema incluyendo el principio *Current Sink* para medición de corrientes.

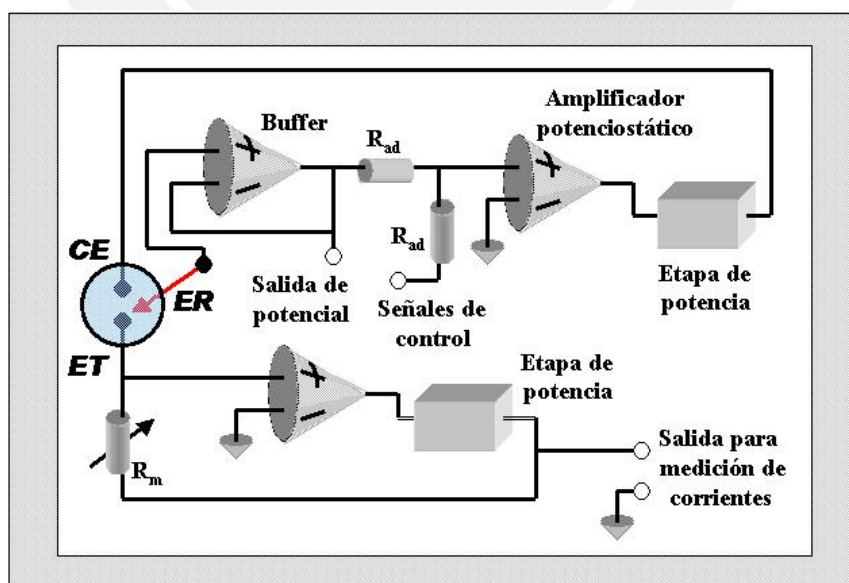


Figura 2.9  
El principio “*Current Sink*” para medición de corrientes pequeñas

Para medir la señal de corriente que circula a través del *shunt* se debe, en primer lugar, medir la diferencia de voltaje entre sus terminales y además debemos poner este potencial con referencia a tierra. Con la finalidad de minimizar el ruido que introducen las resistencias de conversión, se escogerá las mismas de manera que no excedan un valor de 1 K $\Omega$  y es por este motivo que las diferencias de potencial que se generará a través de las resistencia serán de órdenes bastante bajos, por este motivo se hará necesaria también la amplificación de la misma (se le multiplicará por un factor de 10, en el caso de las corrientes más altas y por 100 en el caso de las corrientes más bajas).

Para medir la corriente que atraviesa la resistencia de conversión, se hará uso de un amplificador diferencial de precisión con ganancia unitaria (error máximo de 0,01%) y que posea un CMRR alto (por encima de 80 dB). A continuación, la Tabla 2.5 muestra dos de los amplificadores de este tipo más usados en este tipo de aplicaciones:

<i>Característica</i>	<i>INA117 (Burr – Brown)</i>	<i>AD629 (Analog Devices)</i>
<i>CMRR (dB)</i>	86	88
<i>Offset input Voltage (mV)</i>	$\pm 0.12$	$\pm 0.2$
<i>Non-linearity error (%)</i>	0.0002	0.004
<i>Gain error max (%)</i>	0.01	0.01
<i>Input noise (<math>\mu V_{p-p}</math>)</i>	25	15

**Tabla 2.5**  
**Comparación de amplificadores de instrumentación diferenciales de ganancia unitaria**

De acuerdo a las especificaciones que se muestra, y a su menor costo y mayor disponibilidad en el mercado se ha optado por el INA117 (Burr – Brown).

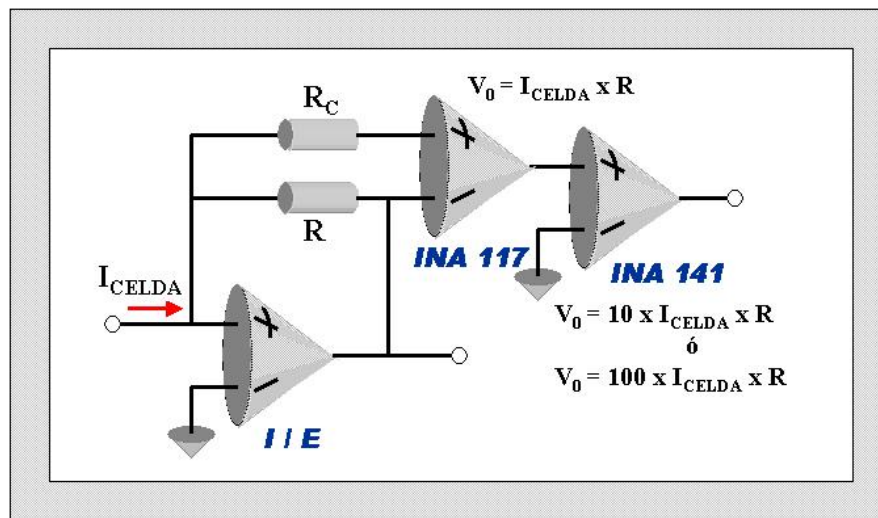
Para la etapa de amplificación de la señal, se preferirá usar un amplificador que tenga preestablecidas las dos ganancias que necesitamos. Por otro lado, las especificaciones en cuanto al ruido y al CMRR deberán ser las mismas que las de la etapa anterior. La Tabla 2.6 muestra las dos mejores opciones que se encontró en el mercado.

<i>Característica</i>	<i>INA141 (Burr – Brown)</i>	<i>AD621 (Analog Devices)</i>
<b>CMRR (dB)</b>	117	110
<b>Offset input Voltage (mV)</b>	$\pm 0.05$	$\pm 0.05$
<b>Non-linearity error (%)</b>	0.0002	0.0002
<b>Gain error max (%)</b>	0.03	0.05
<b>Input noise (<math>\mu V_{p-p}</math>)</b>	0.3	0.28

**Tabla 2.6**  
**Comparación de amplificadores de instrumentación con ganancias de 1 y 10 preestablecidas**

Al igual que en el caso del INA117, de acuerdo a las especificaciones que se muestra, y a su menor costo y mayor disponibilidad en el mercado se ha optado por el INA141 (Burr – Brown).

El INA117 es un amplificador usado en aplicaciones donde el monitoreo de corrientes pequeñas es necesario, como en la aplicación que aquí se presenta. Si el valor de la resistencia de conversión es mayor a  $20 \Omega$ , es necesario colocar una resistencia de compensación  $R_C$  en su entrada, del mismo valor que  $R$  (ver Figura 2.10) pues de lo contrario se producirá una degradación del CMRR al ocurrir que el amplificador presenta una diferencia considerable en las impedancias de sus entradas <sup>[4]</sup>. La salida del presente módulo viene dada por la Ecuación 2.1.



**Figura 2.10**  
**Conversión corriente a voltaje y tratamiento de la señal**

$$V_0 = 10 \times \frac{I_{CELDA} \times R}{6}$$

$$V_0 = 100 \times I_{CELDA} \times R$$

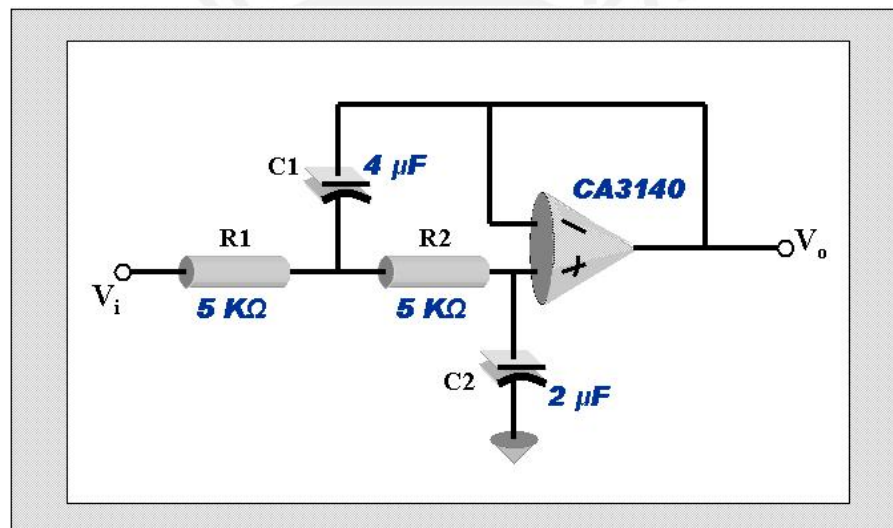
**Ecuación 2.1**

### 2.2.3.3 Submódulo de tratamiento de la señal

Las señales correspondientes al potencial y a la corriente de celda, necesitan un acondicionamiento previo a su entrega al subsistema digital. Este tratamiento consiste en la amplificación, filtrado y aislamiento eléctrico de la señal.

La sensibilidad del sistema queda limitada por el paso digital de 1 mV. Junto a esto, se tiene que el ruido a la entrada del conversor analógico – digital (ADC), en el subsistema digital, debe ser menor a 0,5 mV para que no se produzca una conversión incorrecta, la solución adoptada es la de aplicar un filtro Butterworth pasa bajo de segundo orden implementado con una fuente controlada de tensión (red Sallen-Key) y con ganancia unitaria para no distorsionar el paso mínimo que reconocerá el sistema de adquisición de datos, con lo cual se asegura al menos que el ruido se mantenga por debajo del nivel límite para lograr una lectura correcta <sup>[5]</sup>.

La frecuencia de corte ha sido elegida considerando que en este caso lo importante es la componente continua de la señal y que podría ser de interés preservar el ruido electroquímico que es menor a los 5 Hz. Así entonces se elegirá una frecuencia de corte razonablemente baja, quedando definida en 16.3 Hz (por los valores de los componentes usados). El filtro resultante se observa en la Figura 2.11. El amplificador operacional utilizado es el CA3140 por su bajo *offset* de entrada, su buen CMRR y su bajo costo (el análisis de las características de este componente ya se vio anteriormente).



**Figura 2.11**  
**Filtro pasa bajo Butterworth de segundo orden**

Una vez filtrada la señal, ésta debe ser llevada al módulo de adquisición y entrega de señales en el subsistema digital. Para evitar la fuerte interferencia producida por los componentes digitales se usará un amplificador de aislamiento, el ISO122JP<sup>[4]</sup> (el análisis es idéntico, aunque en sentido inverso, al que se hizo en el acápite correspondiente al módulo controlador potencioestático para el caso de la etapa de entrega de la señal de excitación por parte del subsistema digital).

### 2.2.4 Módulo de selección de escalas y funciones

Se espera que la corriente de celda alcance eventualmente valores de hasta 500 mA. Como todo componente electrónico, existe un límite de amplificación impuesto por la alimentación, conocido como saturación. La saturación, además de significar una limitación en el rango de medición, distorsiona las señales al entrar en una zona no lineal, por esto se hace necesaria la utilización de una serie de resistencias de conversión para soportar todo el rango de operación esperado (100 nA – 409,6 mA).

Dadas estas consideraciones, se presenta en la Tabla 2.7 el conjunto de seis escalas, las resistencias de conversión y las resoluciones para todo el rango de operación.

<i>Escala</i>	<i>Corriente máxima (<math>\mu</math>A)</i>	<i>Ganancia INA141</i>	<i>Resistencia (<math>\Omega</math>)</i>	<i>Resolución (<math>\mu</math>A)</i>
<b>1</b>	204,8	10	100	0,1
<b>2</b>	2 048	10	10	1
<b>3</b>	10 240	10	2	5
<b>4</b>	40 960	100	5	20
<b>5</b>	102 400	100	2	50
<b>6</b>	409 600	100	0.5	200

**Tabla 2.7**  
**Definición de las escalas de medición del subsistema analógico**

El subsistema digital efectúa la selección de la escala, utilizando para esto tres bits de su *bus* de datos que funcionarán como bits de selección del decodificador 74HCL238 (Fairchild) de ocho salidas excluyentes, es decir, sólo una salida en alta a la vez. El bit más significativo (MSB) de los bits de selección servirá también para configurar la ganancia del INA141 (ver Figura 2.10) por intermedio de un relé SPST que abrirá su contacto para las primeras tres escalas y lo cerrará para las últimas tres.



Con este sistema se logrará cubrir todo el rango de corrientes, solucionando el problema presentado para las escalas más altas, ya que de acuerdo a la Ecuación 2.1, los valores de resistencias *shunt* en estas escalas serían demasiado pequeñas si se limita la ganancia del amplificador de instrumentación a 1 ó 10 V/V.

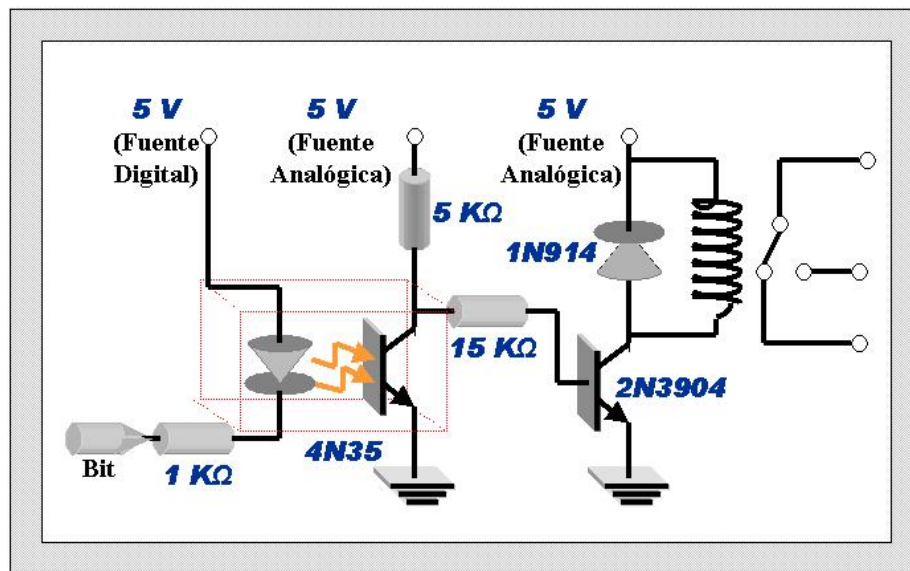
En lo concerniente a la selección de función del equipo (como se observa en la Tabla 2.8), se cuenta con dos modos: lectura del potencial o lectura de corriente de celda. Para este efecto se deberá utilizar un cuarto bit del bus de datos en el subsistema digital.

<i>Bits de control</i> <i>B<sub>3</sub>b<sub>2</sub>b<sub>1</sub>b<sub>0</sub></i>	<i>Escala</i>	<i>Función</i>
0XXX	X	Lectura de potencial
1 0 0 0	1	Lectura de corriente
1 0 0 1	2	Lectura de corriente
1 0 1 0	3	Lectura de corriente
1 1 0 0	4	Lectura de corriente
1 1 0 1	5	Lectura de corriente
1 1 1 0	6	Lectura de corriente

**Tabla 2.8**  
**Lógica de escalas y funciones para control del sistema**

Las señales de control son generadas por el subsistema digital y a fin de preservar la “limpieza” de la tierra del sistema, es necesario el aislamiento eléctrico de la referencia digital. Un método común es utilizar aisladores ópticos del tipo diodo emisor – optotransistor, como se aprecia en la Figura 2.12, donde se muestra el aislamiento óptico y el manejo del relé <sup>[17]</sup>. El opto aislador usado es el 4N35, el cual, al recibir un “1” lógico corta al fototransistor, teniendo como efecto que la corriente circule a través de la resistencia de colector hacia la resistencia de base del transistor

2N3904 saturándolo, haciendo que la caída de tensión en la bobina del relé sea de 5V, cerrando el contacto del mismo. Si se envía un “0” lógico, el resultado será cortar al 2N3904, abriendo el relé.



**Figura 2.12**  
**Mecanismo de control de un relé para el módulo de selección de escalas y funciones**

La mayoría de los relés usados tienen un doble juego de contactos (DPDT), uno normalmente abierto y otro normalmente cerrado pues, en algunos casos, al cambiar de escala se hace necesario cambiar dos resistencias a la vez, una de conversión y la segunda de compensación; mientras que en otros hay que realizar la conmutación entre el modo de medición de corrientes y el de voltaje donde el segundo contacto se usa para abrir el lazo de realimentación del seguidor de corriente cuando se está en modo de medición de voltajes.

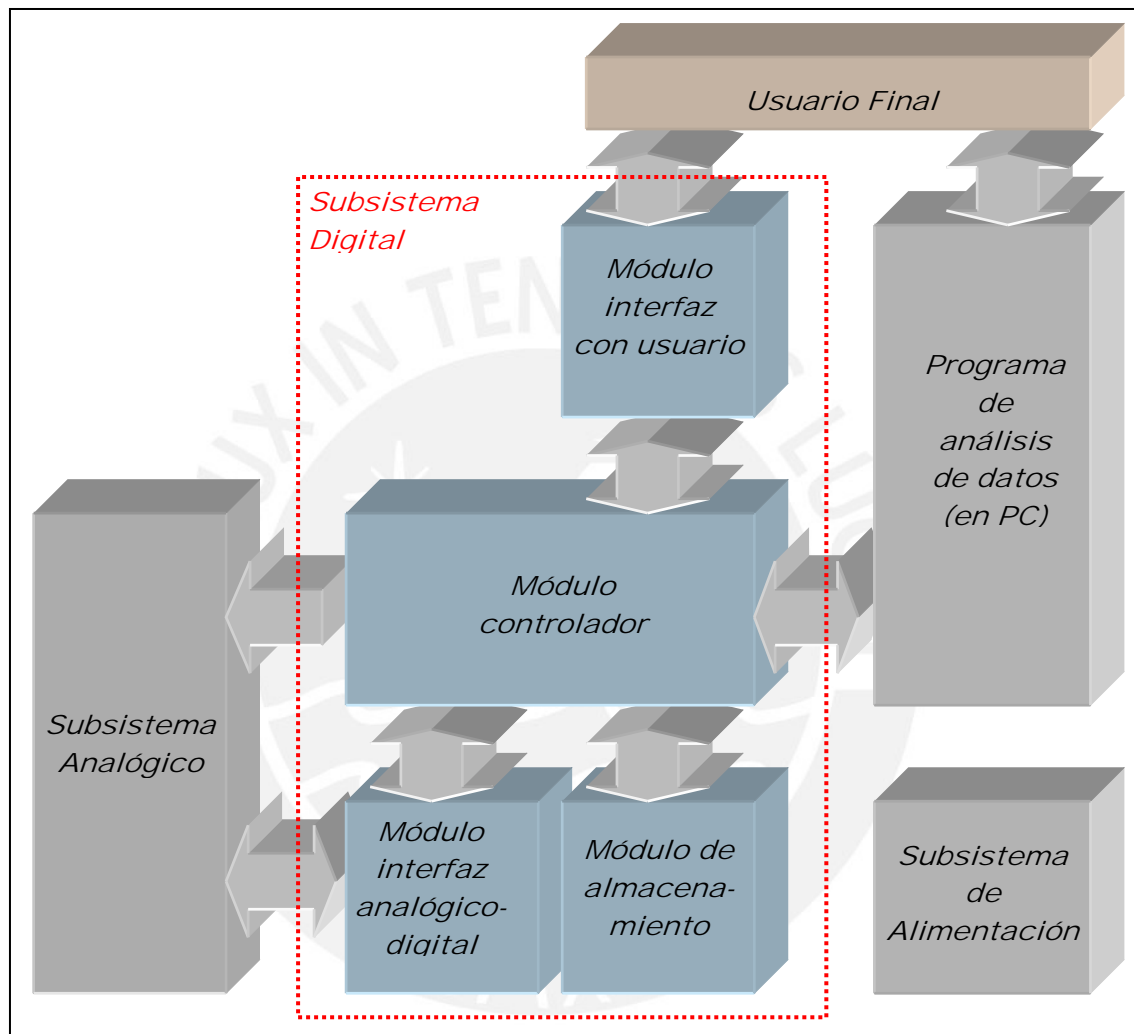
## 2.3 Subsistema digital

### 2.3.1 Especificaciones de diseño

Los requerimientos de diseño del subsistema digital son:

- *Interfaz analógico - digital:* Este subsistema debe ser capaz de adquirir y entregar voltajes al subsistema analógico, comprendidos entre  $-2\text{ V}$  y  $+2\text{ V}$ . La señal entregada corresponde al voltaje de excitación mientras que la señal recibida del subsistema analógico atañe a la corriente de la celda electroquímica. Asimismo, las velocidades de barrido del potencial de excitación del sistema deben estar entre  $0.1$  y  $10\text{ mV/s}$ .
- *Procesamiento de datos:* Este subsistema debe ser capaz de procesar los datos que entregará y que recibirá, correspondientes a la corriente de celda y al potencial de excitación, de manera que se establezca una lógica de control y gobierne los ensayos a realizarse.
- *Almacenamiento de datos:* Este subsistema debe almacenar los datos recibidos y procesados de más de un ensayo y debe almacenar también el programa que gobernará el equipo.
- *Comunicación con computadora:* Este subsistema debe ser capaz de entregar los datos almacenados a una computadora personal para su análisis, a través de la interfaz RS-232.
- *Interfaz con el usuario:* Este subsistema debe mostrar los datos que está adquiriendo y procesando para monitoreo y debe permitir que el usuario programe parámetros diferentes para cada ensayo, de manera que el equipo no dependa de una computadora personal para realizar ensayos en campo.

Según los requerimientos anteriores y de acuerdo al subsistema analógico planteado se puede distribuir el subsistema digital en varios módulos, cuya interacción se muestra en el siguiente diagrama (Figura 2.13):



**Figura 2.13**  
**Organización funcional y conectividad en el Subsistema Digital**

El módulo controlador tendrá las funciones de procesamiento así como la comunicación con la computadora. El módulo interfaz analógico - digital recibirá del módulo controlador el valor del potencial de excitación y lo entregará al subsistema analógico, en sentido inverso transmitirá la señal correspondiente a la corriente de celda. El módulo de almacenamiento guardará el programa y los datos de los ensayos.

El módulo interfaz con usuario, será el que permita que el usuario interactúe con el sistema.

2.3.2 Módulo controlador

Este módulo se puede aproximar al diagrama de bloques que se muestra:

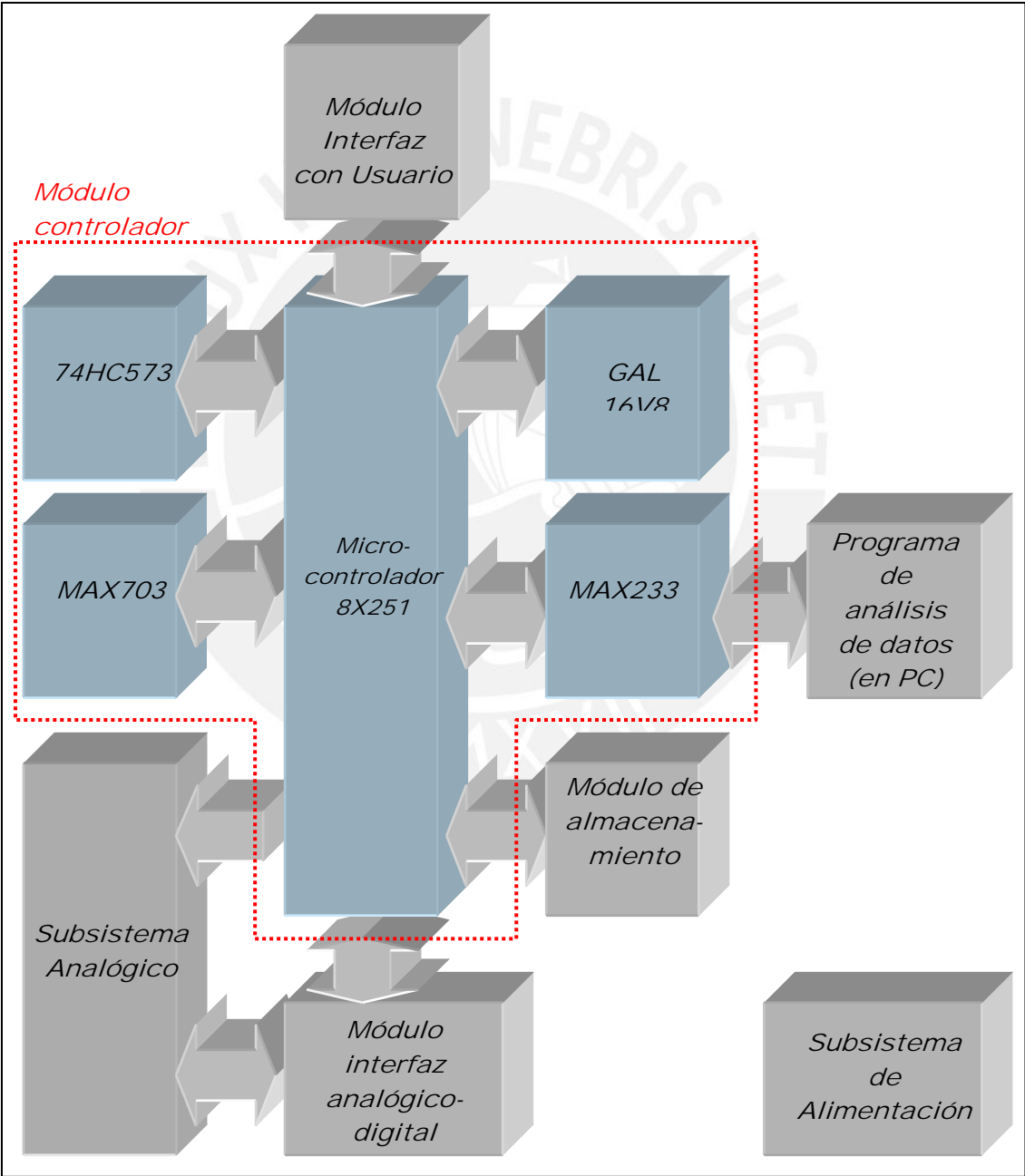


Figura 2.14  
Organización funcional y conectividad en el Módulo Controlador

Como se puede apreciar en la Figura 2.14, este módulo debe de cumplir con controlar los ensayos, controlar los dispositivos del subsistema digital que lo requieran y establecer la comunicación entre el equipo y el programa de análisis de datos en la computadora personal (*PC*).

Para el procesamiento se ha preferido usar un microcontrolador a un dispositivo de lógica programable, por ser el primero más potente. Además existen microcontroladores menos costosos que los dispositivos de lógica programable que se requeriría. Entre los microcontroladores existentes están los *PICs* (*Programmable Integrated Circuits*) que no tienen la capacidad de realizar funciones matemáticas como multiplicación y división, motivo por el cual no serán tomados en cuenta.

Los microcontroladores con empaque de montaje superficial fueron descartados porque, para la construcción de circuitos impresos de este tipo, se necesitaba tecnología no disponible en el país hasta antes del año 2001 (año en que se realizó la implementación) y su fabricación en el extranjero significaba un costo adicional al del microcontrolador de 16 bits que es más costoso que el de 8 bits.

Entre las distintas familias de microcontroladores disponibles en el mercado, se ha escogido la familia MCS 251 (Intel) <sup>[21]</sup>, cuyas características la hacen apropiada para esta aplicación como se verá más adelante. Otra alternativa fue la familia M68HC11 (Motorola), la cual se descartó por tener un costo más alto y porque no ofrecía diferencias importantes para esta aplicación. Se prefirió la familia Intel porque ya se tenía conocimiento e información de esta familia. La arquitectura 251 es la última generación de microcontroladores Intel de 8 bits, y se ha escogido ésta considerando las siguientes características que elevan su rendimiento de 5 a 15 veces, comparado con el del MCS 51, a la misma velocidad de reloj:



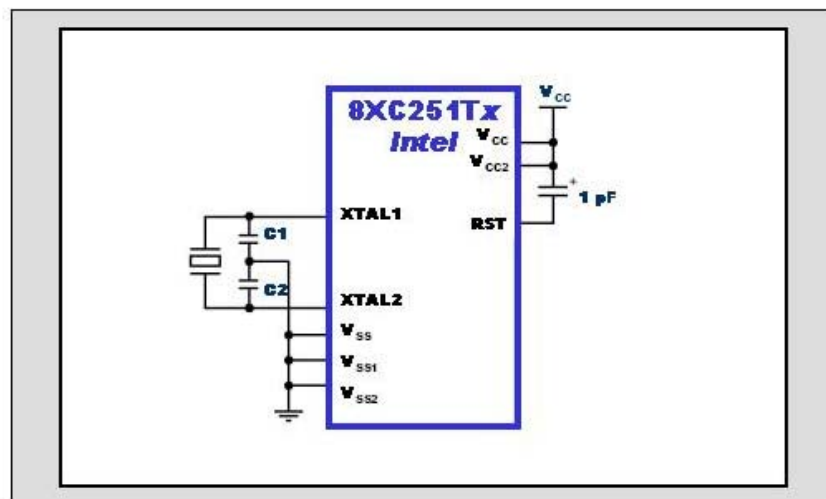
- Arquitectura de CPU *pipeline* de 3 etapas.
- 2 períodos de reloj por ciclo máquina (vs. 12 períodos para el MCS 51).
- Bus interno de 16 bits.

También tiene mejores características de memoria:

- Transferencia de datos, instrucciones aritméticas y lógicas de 16 y 32 bits.
- Registros accesibles como Bytes, words y double words.
- Direccionamiento lineal de hasta 24 bits.

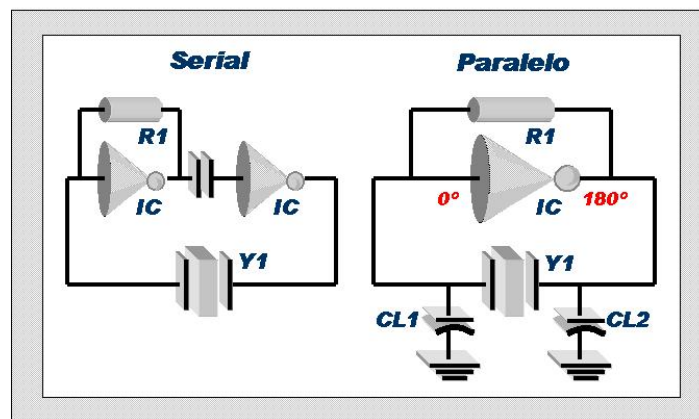
Dentro de la familia 251 hay dos versiones el 8XC251TX y el 8XC251SX, el primero puede trabajar con un cristal hasta de 24 MHz y el segundo hasta de 16 MHz. Se ha escogido el primero de ellos por ser más rápido.

Para iniciar el funcionamiento del microcontrolador 8XC251TX se requiere una configuración básica de *hardware* sugerida por el fabricante, como se muestra en la Figura 2.15. Ésta consta de un cristal y de un elemento que entregue una señal de *reset* para encendido. Más adelante se mostrará cómo se genera estas señales.



**Figura 2.15**  
**Hardware mínimo del microcontrolador**

Puesto que se ha escogido el 8XC251TX por ser más rápido, el cristal que se requerirá es el de mayor frecuencia, 24 MHz, además el circuito oscilador interno de este microcontrolador requiere un cristal de cuarzo que sea de resonancia paralela. Existen dos tipos de cristales según su resonancia, los paralelos y los seriales, como lo muestra la Figura 2.16.



**Figura 2.16**  
**Cristales según su resonancia**

El cristal de cuarzo escogido es el ECS-240-16-4 (ECS International Inc., especialista en cristales y osciladores). Su empaque HC-49/US es uno de los más pequeños de tal manera que ocupa el menor espacio posible. Otra alternativa sería el ECS-240-20-4 pero tiene mayor capacitancia de carga, por lo que queda como segunda opción.

Los cristales de resonancia paralela operan en su modo fundamental como una reactancia inductiva en resonancia paralela con una capacitancia externa al cristal. Esta capacitancia externa está formada por dos condensadores que se puede calcular con la Ecuación 2.2.

$$CL = \frac{CL1 \cdot CL2}{CL1 + CL2} CL_{STRAY} \quad \text{Ecuación 2.2}$$

Donde:

$CL$  es la capacitancia de carga del cristal.

$CL1$  y  $CL2$  son las capacitancias de los condensadores externos.

$CL_{STRAY}$  es la capacitancia terminal a terminal del microcontrolador en los terminales  $Xtal1$  y  $Xtal2$  más las capacitancias parásitas.

Como regla general se puede asumir  $CL_{STRAY}$  igual a 5 pF. El cristal escogido tiene una capacitancia de carga de 16 pF, por lo que si se asume  $CL1$  igual a  $CL2$ , se tendría:

$$CL1 = CL2 = 22 \text{ pF}$$

En el mercado el condensador más cercano encontrado fue el de 18 pF.

El microcontrolador requiere la señal *reset* para el inicio de su funcionamiento y además se ha usado en el desarrollo del presente sistema para facilitar la depuración del programa que gobierna el subsistema digital. Para que la señal de *reset* sea válida para el microcontrolador, debe estar en el rango de operación normal de  $V_{cc}$  por lo menos durante 64 ciclos de reloj, equivalentes a 2,67 ns como se deduce en la Ecuación 2.3.

$$64 \times T_{OSC} = \frac{64}{24 \text{ MHz}} = 2,666 \text{ ns} = 2,67 \text{ ns} \quad \text{Ecuación 2.3}$$

En la figura correspondiente al *hardware* mínimo (ver Figura 2.15), al aplicarse la alimentación  $V_{cc}$ , el pin RST alcanza un voltaje similar para luego decaer exponencialmente conforme se va descargando el condensador de 1 pF. Pero esta señal de *reset* será provista finalmente por el circuito integrado MAX703CPA (Maxim) <sup>[24]</sup>.

Además, la memoria RAM requiere una batería de respaldo y un circuito que conmute la alimentación general del sistema y esta batería. Existen dos circuitos integrados que cumplen con estas funciones: el MAX703 que genera una señal de *reset* cuando la alimentación baja de 4.65 V, y el MAX704 que genera dicha señal cuando baja de 4.4 V. Se ha escogido el primero por dar mayor protección. El MAX703 es un supervisor de baterías de sistemas con microcontroladores, el cual reduce la complejidad y el número de componentes. El MAX703 cumple tres funciones:

- Una entrada de *reset* manual activa en baja.
- Un *reset* activo en baja durante el encendido, apagado y mal funcionamiento de la alimentación.
- Conmutación a una batería de respaldo para la memoria RAM.

El pulso de *reset* que envía tiene una duración de 200 ms, suficiente para el microcontrolador que necesita una duración mayor de 64 ciclos de reloj, es decir de 2.67  $\mu$ s; pero debe ser negada pues el *reset* del microcontrolador es de lógica positiva.

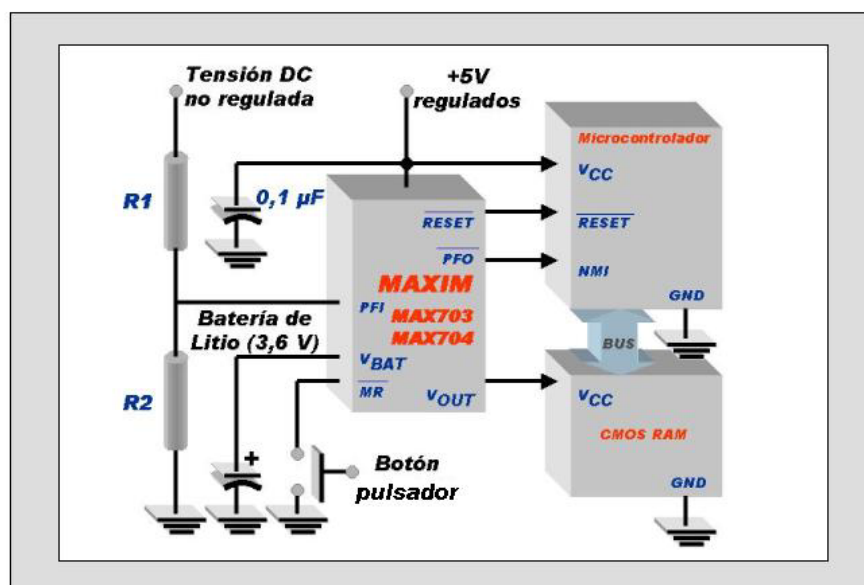


Figura 2.17  
Conexión típica del MAX703

La Figura 2.17 muestra la configuración típica del MAX703, que es la que se ha adaptado en este sistema. Para realizar la multiplexación de datos con direcciones se utilizará el circuito integrado 74HC573. La versión HC es más rápida que las versiones estándares TTL lo cual da mayor eficiencia al módulo. La distribución de terminales del 74HC573 es más simple que la del 74HC373 al momento de diseñar las pistas del circuito impreso.

Para el análisis gráfico de los datos es necesario que el equipo los entregue a una computadora personal. Al requerirse que el equipo sea lo más pequeño posible, se preferirá usar comunicación serial en lugar de paralela. La comunicación del módulo controlador con el Programa de Análisis de Datos (en PC) está basado en la interfaz RS-232, desarrollada a inicios de los años sesenta y estandarizado por la Asociación de Industrias Electrónicas (EIA). Ésta es extensivamente usada por su simpleza además de brindarnos un nivel de seguridad aceptable en la transmisión. No se eligió una interfaz especial para entornos industriales tales como la RS-485 o RS-422 pues, aunque el equipo está destinado principalmente a trabajos en ambientes donde probablemente esté expuesto a niveles altos de ruido electromagnético, la descarga de los datos almacenados en su memoria hacia el ordenador se hará normalmente en un laboratorio donde se pueda realizar el análisis con más tranquilidad y donde además se estará libre de disturbios que puedan alterar los datos al momento del envío. Además tanto RS-485 como RS-422 fueron ideados como estándares a usar en distancias medias y grandes (de hasta 1,2 Km), lo cual no se dará en este caso.

El microcontrolador 8XC251TX tiene un puerto serial disponible, pero sus niveles lógicos son TTL y los niveles del puerto elegido de la computadora personal son RS-232. Existen en el mercado dos circuitos integrados, el MAX232 y el MAX233

(Maxim) <sup>[24]</sup>, que realizan estos cambios de niveles de voltajes. Se diferencian en que el MAX232 necesita cuatro condensadores externos, por lo que se ha preferido el MAX233, que no los necesita.

Este circuito integrado tiene como configuración de terminales, la que se muestra en la Figura 2.18.

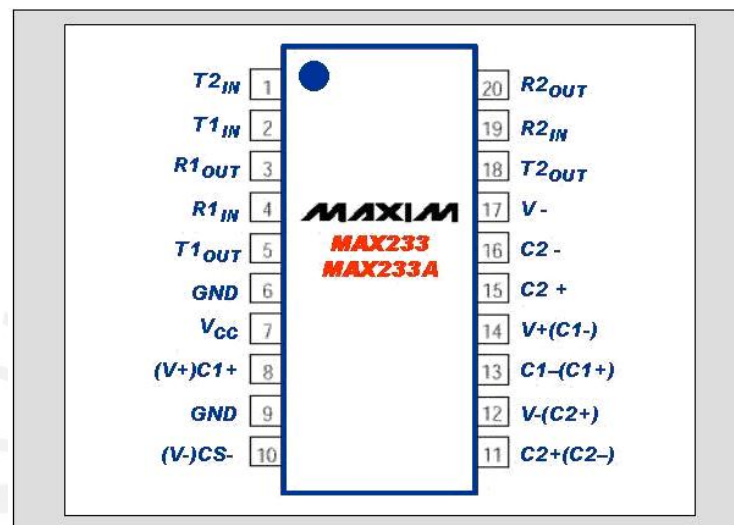
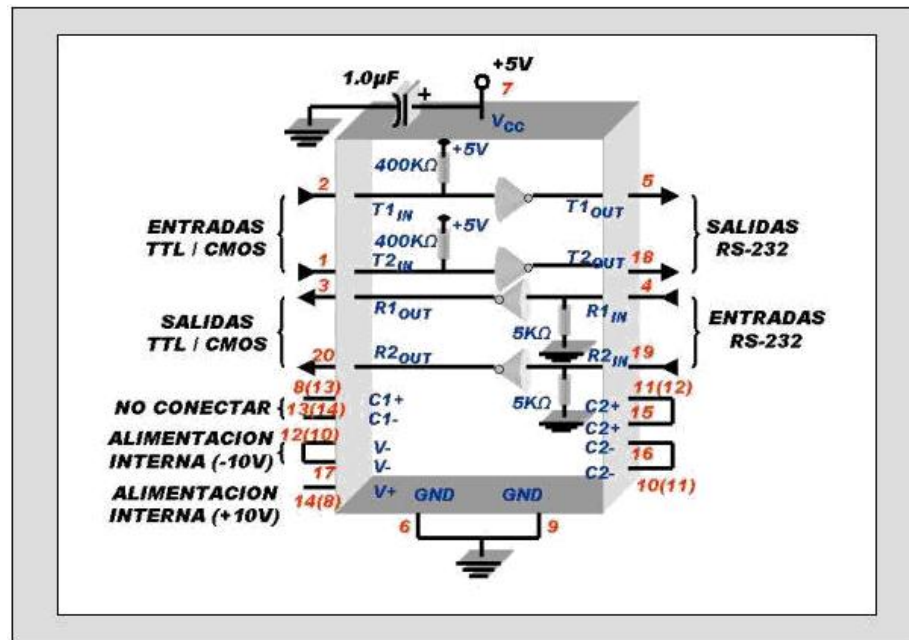


Figura 2.18  
Configuración de terminales del MAX233

El MAX233 es una interfaz de comunicación serial *full duplex*, entre niveles de voltaje TTL (0 V a +5 V) y RS-232 (-10 V a +10 V). Es sumamente útil en casos como éstos donde no hay una fuente de  $\pm 12$  V, pues este integrado se alimenta con 5 V. Además posee una ventaja sobre el MAX232, el no requerir condensadores externos, lo cual reduce su requerimiento de espacio en el circuito impreso. También se debe acotar que cumple con las normas EIA/TIA-232E y V.28/V.24.

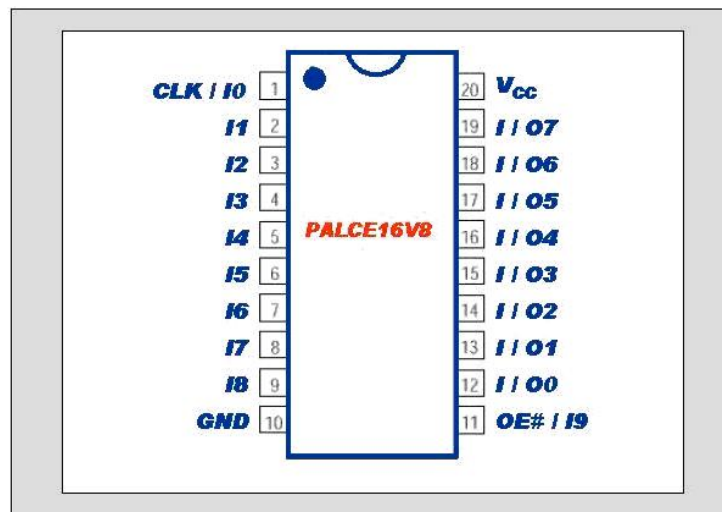
El diagrama de la Figura 2.19 nos permitirá entender un poco mejor su funcionamiento interno:





**Figura 2.19**  
**Diagrama funcional del circuito integrado MAX233**

Para habilitar los pines *Chip Select* o *Enable* de los diferentes periféricos usados (*EPROM.CS#*, *ADC.CS#*, *DAC.CS#* y *LCD.E*) se ha decidido codificar las direcciones utilizando un Arreglo de Compuertas Lógicas o *GAL*, puesto que no sólo ahorra espacio importante en el circuito impreso sino que hay una mayor eficiencia en la transmisión de los datos haciéndolo más rápido también. Además se está usando la *GAL* para adecuar las señales *DAC.LOAD#*, *KB.DA#* y *RESET*, ahorrando compuertas lógicas. La ventaja de la reducción del tamaño se debe a que se puede reducir la lógica. Se ha escogido el arreglo más pequeño, de 11 entradas y 8 entradas / salidas que es suficiente para este diseño y es el más rápido, de 10 ns de tiempo de acceso, llamado 16V8. Para la marca Advanced Micro Devices este dispositivo tiene el código PALCE16V8. Otra alternativa es el arreglo 20V8, el cual se descartó por ser de mayor tamaño. En la Figura 2.20 se presenta la distribución de los terminales del PALCE16V8:

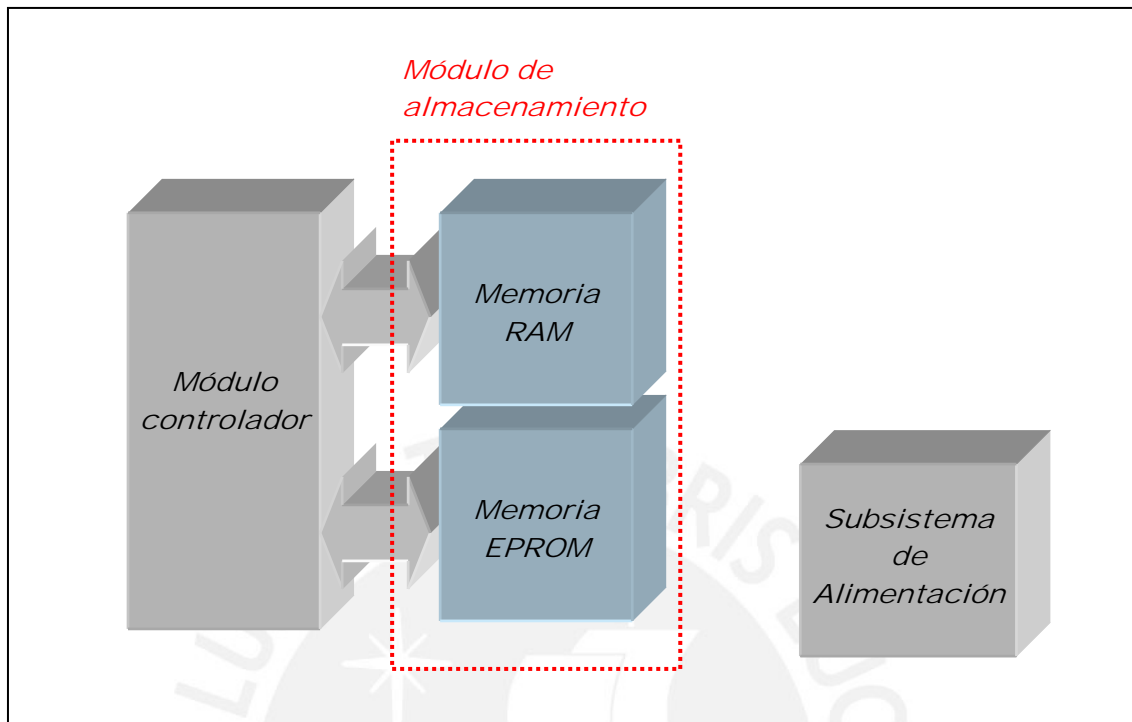


**Figura 2.20**  
**Configuración de terminales del PALCE16V8**

El circuito que está integrado en el Arreglo de Compuertas Lógicas se muestra en el diagrama 5 del Anexo A. Para ello se ha diseñado el circuito de compuertas en el programa Orcad Capture y se ha creado un archivo con extensión *.pld* que contiene la asignación de terminales. El programa Orcad tiene un compilador que procesa esta información y la transforma en un archivo con extensión *.jed*, que sirve de entrada para los programadores universales.

### 2.3.3 Módulo de almacenamiento

Como vimos anteriormente este módulo de almacenamiento guardará el programa del microcontrolador y los datos de más de un ensayo. El módulo se muestra en el siguiente diagrama de bloques (Figura 2.21):



**Figura 2.21**  
**Organización funcional y conectividad en el módulo de almacenamiento**

En el caso crítico de tener un ensayo de -2000 mV a +2000 mV de ida y retorno, se tendría 8 000 muestras; cada muestra contiene los siguientes datos:

- 2 Bytes de voltaje,
- 1 Byte de escala y
- 2 Bytes de corriente.

Por lo tanto se tendría también:

$$8\,000 \text{ muestras} \times 5 \text{ Bytes} = 40\,000 \text{ Bytes}$$

El microcontrolador maneja sus 256 KB como cuatro páginas de 64 KB cada una. Este microcontrolador tiene la opción de aumentar *wait states* en la página 01, de manera que de haber periféricos más lentos que su *bus* de datos puedan ser mapeados en esta página. Al ser los conversores analógico - digital y digital - analógico más lentos que el *bus* de datos del microcontrolador, éstos serán mapeados en esta página.

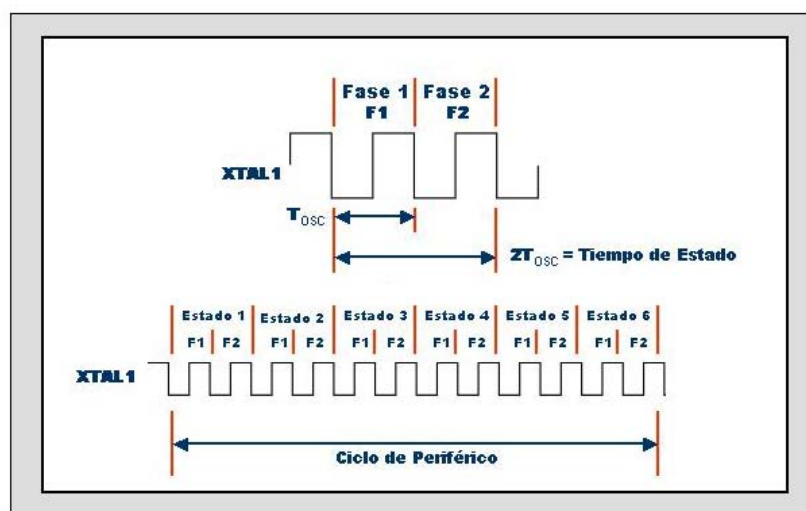
De las 3 páginas restantes, una de ellas se ha escogido para almacenar el código del programa, por lo que quedan 2 páginas de 64 KB que equivalen a:

$$128 \text{ KB} = 128 \times 1024 \text{ Bytes} = 131\,072 \text{ Bytes}$$

En estos 131 072 Bytes entran 3 ensayos de 40 000 Bytes. Por lo que esa es la capacidad de almacenamiento de datos del equipo.

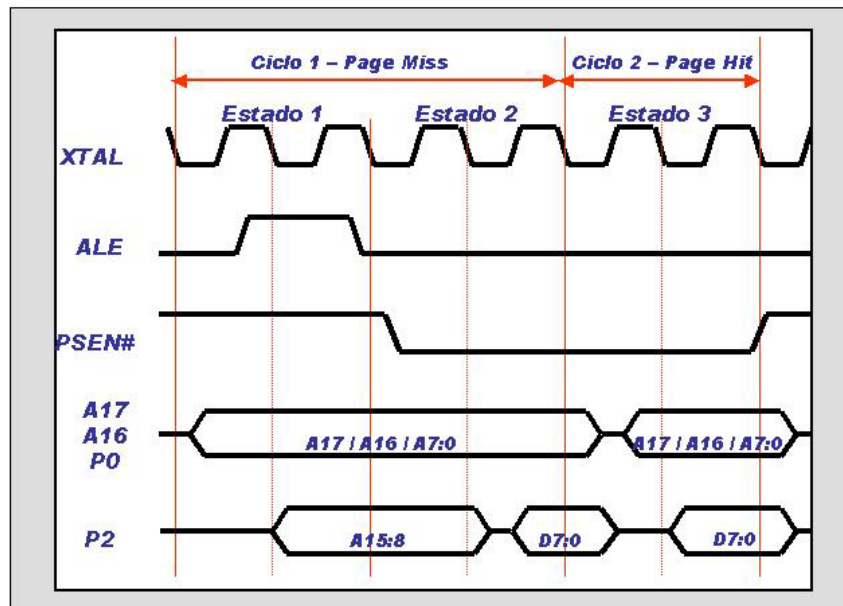
Para conectar la memoria EPROM que almacenará el código se necesita conocer tanto el bus de datos como el de direcciones del microcontrolador y los de la memoria EPROM (el bus de direcciones del microcontrolador está multiplexado con el de datos como lo indican la Figura 2.23 y el diagrama 7 del Anexo A). Un tiempo de estado está formado por dos períodos del cristal y un ciclo de periférico se encuentra formado por 6 tiempos de estado (ver Figura 2.22). Como el cristal es de 24 MHz entonces se tendrá:

- Período del cristal =  $1/24 \text{ MHz} = 41.66 \text{ ns}$
- Tiempo de estado =  $2 \times 41.66 = 83.33 \text{ ns}$
- Ciclo de periférico =  $6 \times 83.33 = 500 \text{ ns}$



**Figura 2.22**  
**Tiempo de Estado del microcontrolador 8XC251**

Dado que el 8XC251TX no cuenta con una memoria EPROM interna, se usará una externa. El diagrama de tiempos para acceso a la memoria externa de programa es el siguiente:



**Figura 2.23**  
**Tiempo de acceso a memoria externa de programa**

Como se puede apreciar en la figura anterior existen dos tipos de ciclo de lectura de código al usar el modo paginado. Con el segundo tipo, el bus de datos del puerto 2 se multiplexa con los 8 bits más significativos del *bus* de direcciones y no con los menos significativos. La importancia de este modo se puede observar en la Figura 2.23, donde el ciclo de lectura 1 llamado *page-miss* se refiere a cuando hay una multiplexación entre el bus de datos y los 8 bits de mayor significado tomando dos estados de tiempo, en cambio, en el ciclo de lectura 2 llamado *page-hit* no hay multiplexación del bus de datos tomando sólo un estado.

La memoria a escogerse debe tener un tiempo de acceso de 83.33 ns (1 estado del 80C251). Pero dado que en el mercado las memorias EPROM son más lentas se ha escogido una de 100 ns de acceso.

Como se ha mencionado en el capítulo anterior, la memoria del 8XC251 es lineal, es decir, los datos y los códigos pueden ser ambos almacenados en una misma memoria. Según el manual de usuario se puede distribuir como se observa en la Figura 2.24.

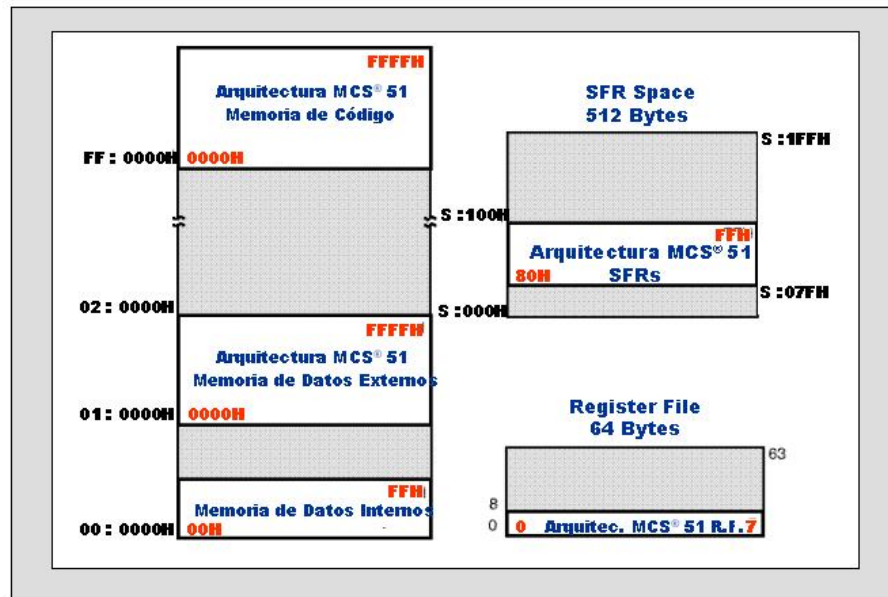


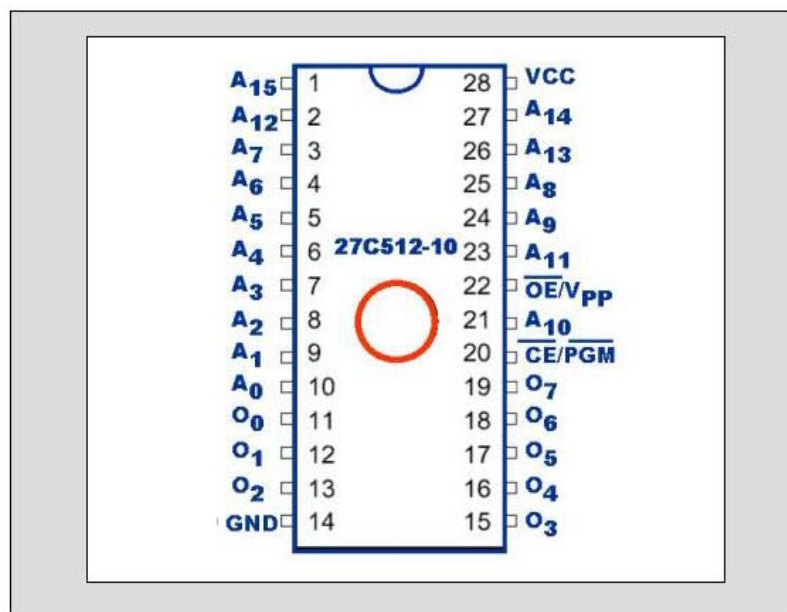
Figura 2.24  
Distribución de memoria del 8XC251

Puesto que la memoria es lineal, el programa se puede colocar en cualquier parte de la misma, pero hay que tener en cuenta que cuando el 8XC251 es energizado, primero lee los Bytes de configuración que deben estar en las posiciones de memoria *FF:FFF8H* y *FF:FFF9H*, luego la rutina de *reset* empieza en la posición de memoria *FF:0000H*. Son estas dos razones por las que el programa se coloca en la página de 64 KB que va desde *FF:0000H* hasta *FF:FFFFH*. Como se calcula que el programa no ocupará más de 12 KB, este espacio es suficiente, dejando el resto para la RAM y para los periféricos.

La memoria escogida es una EPROM de 64 KB de 100 ns de respuesta del fabricante Fairchild con código 27C512-10 cuya distribución de terminales es como se



muestra en la Figura 2.25. Otra alternativa es la EPROM 27C512-120, la cual ha quedado como segunda opción por tener un mayor tiempo de respuesta. Se puede escoger otras memorias EPROM con mayor tiempo de respuesta pero que no sobrepasen los 160ns, pues éste es el tiempo de acceso a memoria del microcontrolador usado, como se verá más adelante.

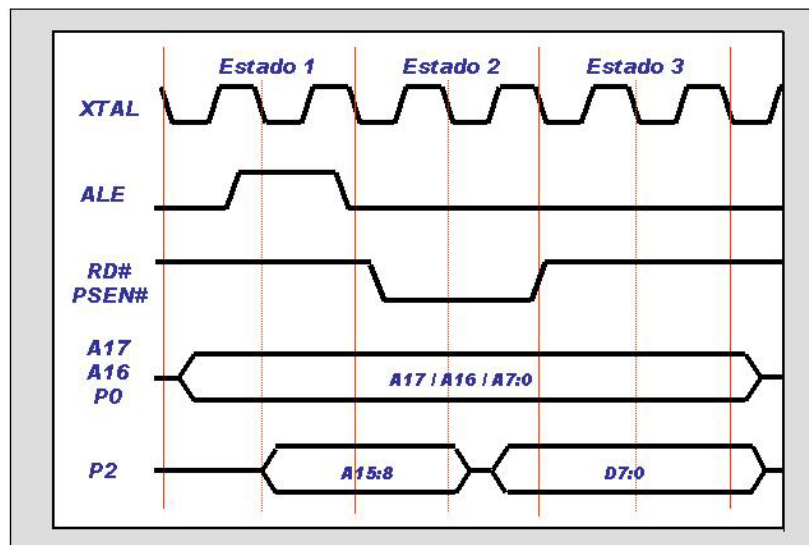


**Figura 2.25**  
**Distribución de terminales de la memoria EPROM**

Aunque la arquitectura del microcontrolador 8XC251 está diseñada con 24 bits de direcciones, lo cual le permitiría acceder a 16 MB de memoria, físicamente tiene 18 líneas de direcciones las cuales le permiten acceder a sólo 256 KB. Esta memoria EPROM por ser de 64 KB, tiene 16 líneas de direcciones. Las líneas de dirección superiores del microcontrolador son usadas para la selección del circuito integrado al cual se quiere acceder. Por ejemplo, para la memoria EPROM se requiere que ésta se active cuando el microcontrolador acceda a la página *FF*. Las líneas *A16* y *A17* del microcontrolador para la página *FF* están en nivel alto y la línea de selección *CE#* de la memoria EPROM se activa en nivel bajo por lo que la decodificación se haría con una

compuerta NAND. La línea *OE#* de la memoria EPROM, según el diagrama de tiempos en sus hojas técnicas, se puede conectar directamente a la línea de *PSEN#* del microcontrolador.

La lectura de datos de una memoria externa tiene el siguiente diagrama de tiempos (ver Figura 2.26):



**Figura 2.26**  
**Diagrama de tiempos de la lectura de datos del 8XC251**

En el gráfico anterior se puede observar que la memoria RAM, que almacenará los datos, debe tener un tiempo de acceso menor a dos estados de tiempo del microcontrolador, es decir menor a 160 ns.

Como se ha explicado en el acápite anterior, la memoria de almacenamiento es una memoria RAM de 128 KB, por lo que se ha escogido la memoria RAM 628128LP-70 (Hitachi). Su velocidad es de 70 ns, más que suficiente para que el microcontrolador pueda leer los datos. Además, es de bajo consumo lo cual va a ser necesario para que una pila sea capaz de mantener los datos en la memoria cuando la energía principal sea desconectada. Otra alternativa es el 628128LP-85, pero queda como segunda opción por tener mayor tiempo de respuesta.

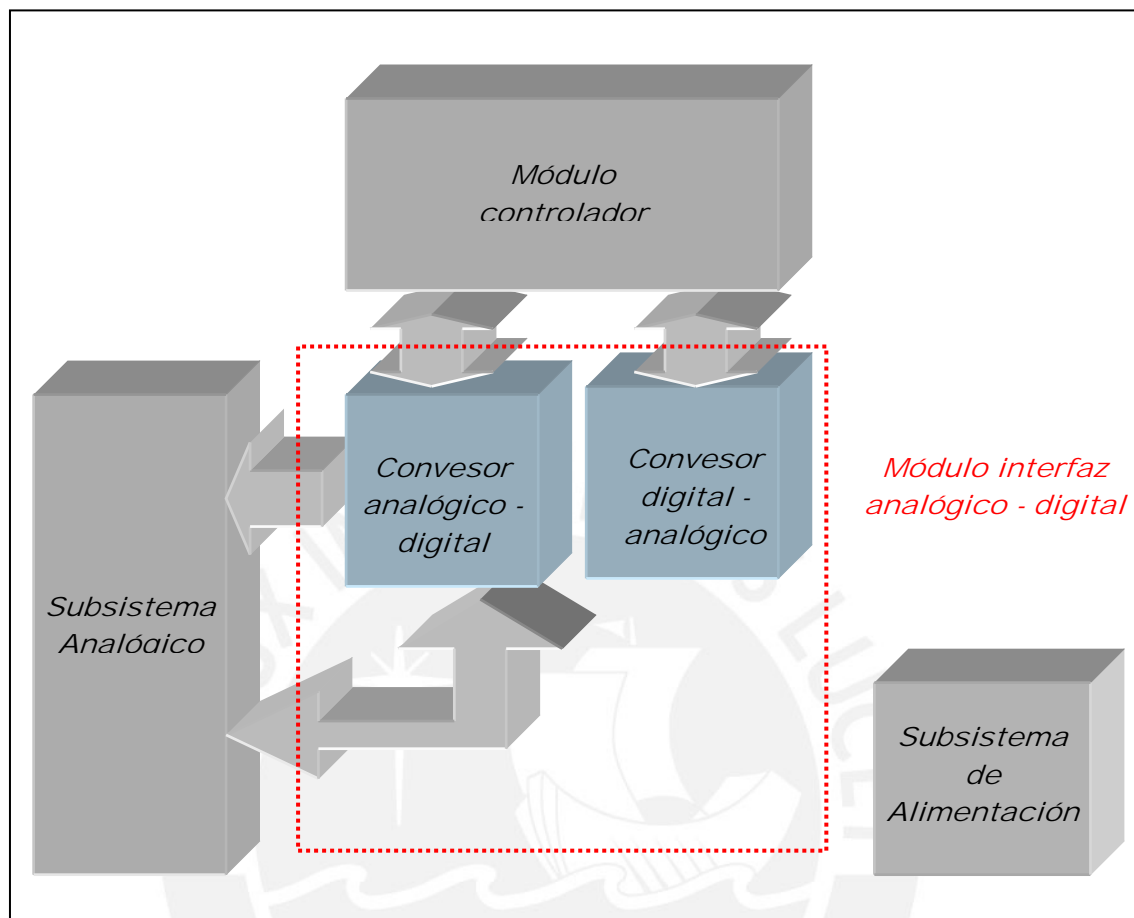
Esta memoria RAM ocupará las páginas *00* y *FE*, pues la página *01* está reservada para los periféricos. Las páginas que usará la memoria RAM no son contiguas por lo que se ha hecho uso de un artificio para habilitar la RAM. Para estas dos páginas se tiene que la línea *A16* siempre va a ser "0", por lo que ésta sería la señal de habilitación y no *A17* como se supondría. Por otro lado *A17* tomaría el lugar de la línea *A16* en la memoria RAM.

Se prefiere que la batería de respaldo sea de litio, por tener este tipo de batería una descarga lenta y una alta densidad de energía. La batería usada será la CR2032 de 3.6 V / 180 mA/h (Casio), ésta tiene un diámetro de 1.97 cm<sup>2</sup> y su forma de moneda pequeña la hace ideal para este propósito. Una segunda opción es la batería BR2032, que no se está considerando en este diseño pues su densidad de energía es menor.

#### 2.3.4 Módulo interfaz analógico – digital

Como anteriormente se ha mencionado, este módulo debe ser capaz de adquirir y entregar voltajes al subsistema analógico, comprendidos entre  $-2\text{ V}$  y  $+2\text{ V}$ . Asimismo, las velocidades de barrido del potencial de excitación del sistema deben estar entre 0.1 y 10 mV/s. Su funcionamiento se puede definir mediante el diagrama de bloques de la Figura 2.27.

Este módulo convierte la corriente de la celda a voltajes, y entrega esta señal al módulo controlador digital. El diseño se ha hecho para medir corrientes hasta 400 mA con una resolución de 0.1  $\mu\text{A}$ . Para cumplir con este requerimiento se necesitaría 4 000 000 de pasos y 22 bits.



**Figura 2.27**  
**Organización funcional y conectividad en el módulo interfaz analógico - digital**

Debido a que no existen conversores analógico – digitales (CAD) y digital – analógicos (CDA) de 22 bits y los de 16 bits son de gran tamaño y costo elevado, se prefirió usar conversores de 12 bits y habilitar escalas para cubrir el rango de 400 mA.

Al usar un CAD y un CDA de 12 bits se tiene  $2^{12} = 4096$  pasos. Como se necesita medir tanto las corrientes de celda como los potenciales de corrosión y estos últimos pueden ser negativos o positivos, la mitad de los pasos serán para el rango positivo y la otra mitad para el rango negativo. Se muestra las escalas, sus resoluciones y sus rangos en la Tabla 2.7.

Es en este contexto que se escogió el MAX191 (CAD) y el MAX530 (CDA) (Maxim) <sup>[24]</sup>. Una alternativa al MAX191 es el MAX190, pero se ha dejado como segunda alternativa por tener una velocidad de muestreo menor. Otra alternativa al MAX530 es el MAX527, pero se ha dejado como segunda opción por tener más de una salida analógica, lo que significaría desperdicio de recursos.

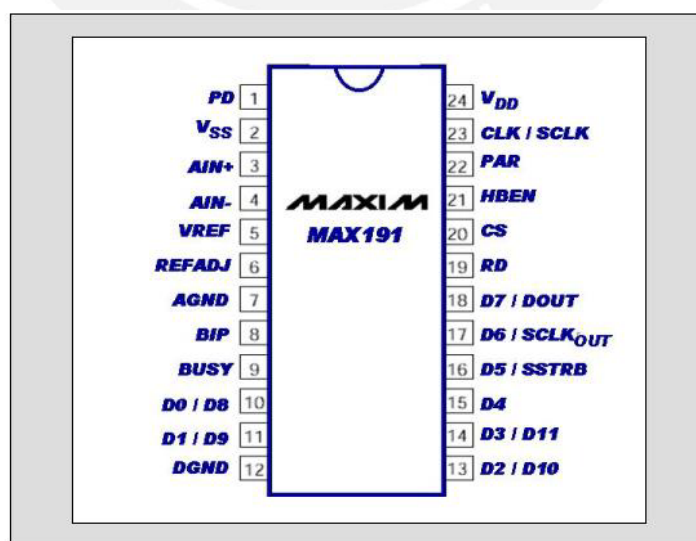
El MAX191 tiene las siguientes características :

- Resolución : 12 bits.
- Velocidad de muestreo: 100 000 muestras por segundo ó 1 muestra cada 10  $\mu$ s.
- Interfaz para microcontroladores de 8 bits.

A su vez, el MAX530 tiene las siguientes propiedades:

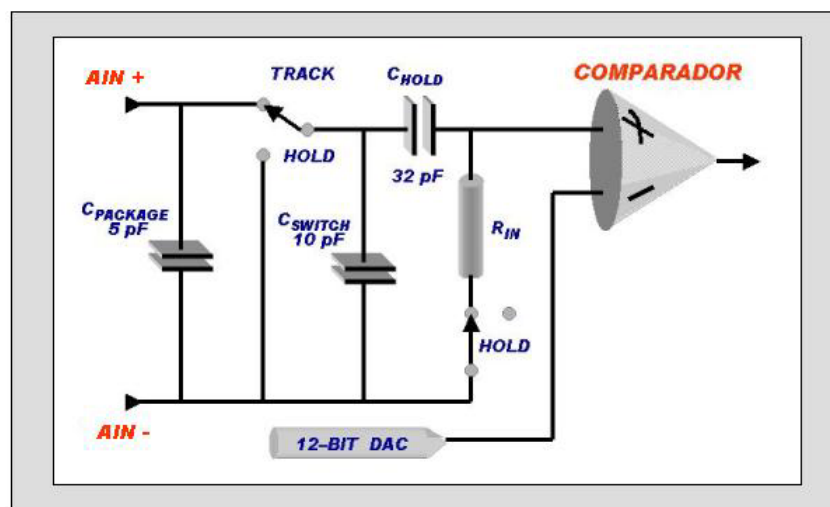
- Resolución : 12 bits.
- Interfaz para microcontroladores de 4 bits, 8 bits y 16 bits.

El conversor analógico - digital MAX191 tiene la siguiente configuración (Figura 2.28):



**Figura 2.28**  
Configuración de terminales del MAX191

Para convertir la señal analógica a una salida digital de 12 bits, el MAX191 usa aproximaciones sucesivas y un circuito *track / hold*. Su lógica de control provee una fácil interfaz para microcontroladores, por lo que requiere sólo agregar componentes pasivos. No necesita un condensador para el *track / hold*. El MAX191 posee internamente un comparador analógico, cuya arquitectura de muestreo se presenta en la Figura 2.29.



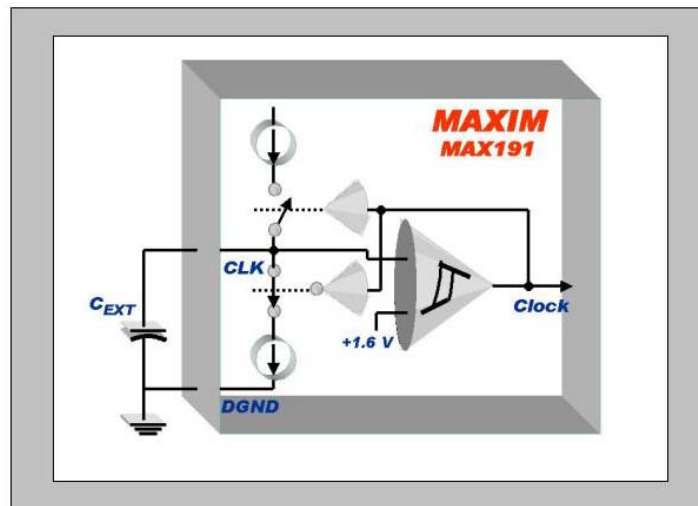
**Figura 2.29**  
**Arquitectura del comparador analógico**

El condensador  $C_{SWITCH}$  de 10 pF entre las entradas  $AIN+$  y  $AIN-$  adquiere la señal en la entrada analógica del conversor. Al final de la conversión, el condensador vuelve a conectarse a  $AIN+$  y se carga con la señal de entrada. No será necesario un *buffer* de entrada que retenga la señal pues la señal de entrada va a ser de una frecuencia menor a 100 Hz y el CAD se desconecta de la entrada durante la conversión. En las aplicaciones, donde se utiliza *buffers*, un condensador de entrada reduce el ruido pero limita el ancho de banda de la entrada. El tiempo requerido por el *track / hold* para adquirir la señal de entrada es función de cuán rápido se cargue la capacitancia de



entrada. Si la impedancia de entrada de la fuente de la señal de entrada es alta, el tiempo de adquisición crecerá y más tiempo será requerido entre conversiones.

El MAX191 tiene un circuito interno que genera una señal de reloj con un condensador externo, éste se observa en la Figura 2.30.



**Figura 2.30**  
**Circuito de reloj interno**

Si se utiliza un condensador  $C_{EXT}$  de 120 pF, como lo indican las características típicas, se generará una frecuencia de reloj nominal de 1 MHz.

Este conversor tiene un modo de lectura de datos serial y tres modos paralelos. Se ha escogido el modo paralelo pues es casi 10 veces más rápido. Para configurar este modo, el terminal 22 (*PAR*) debe colocarse en nivel alto.

Los tres modos de lectura paralela son:

- Modo Memoria-Lenta.
- Modo ROM.
- Modo ROM con lectura de dato sin iniciar una conversión.

Dado que el microcontrolador es lo suficientemente rápido no es necesario usar el modo *memoria - lenta*. Es preferible usar el modo *ROM con lectura de datos sin iniciar una conversión* puesto que entre lectura de dos conversiones seguidas, las líneas de control utilizadas estarán ocupadas en otras funciones. Se muestra los tiempos de este modo de lectura de datos en el diagrama (ver Figura 2.31).

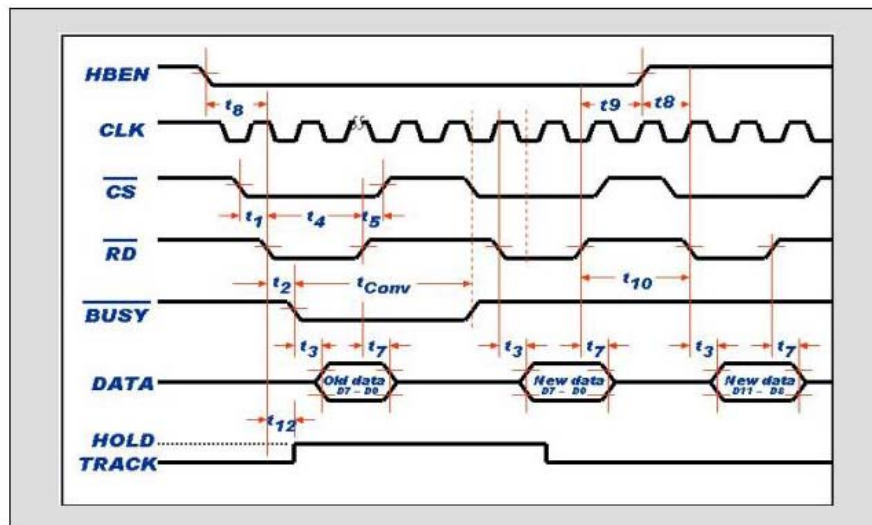


Figura 2.31  
Diagrama de tiempos para lectura de datos del MAX191

La lectura de datos, en el modo paralelo, está controlada por las líneas  $CS\#$ ,  $RD\#$  y  $HBEN$ . Una conversión es iniciada en el flanco de bajada de  $CS\#$  y  $RD\#$  mientras  $HBEN$  se mantiene en nivel bajo. El  $track / hold$  entra en modo *hold*, para realizar un muestreo del dato de la señal de entrada, en el flanco de bajada de  $RD\#$ . Tan pronto la conversión empieza la señal  $BUSY\#$  baja de nivel hasta que termine ésta. En el flanco de bajada del decimotercer pulso de reloj, después de iniciada la conversión,  $BUSY\#$  va a un nivel alto y la conversión es capturada en unos *buffers three-state*. Dos operaciones de lectura más son necesarias para acceder a los resultados de la conversión; estas tres operaciones se describen en la Tabla 2.9.

Terminal	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
1ra lectura	----- conversión -----							
2da lectura	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
3ra lectura	0	0	0	0	D11	D10	D9	D8

Tabla 2.9  
Tres operaciones de lectura para el MAX191

Los datos de 12 bits salen como 2 Bytes separados. Estos datos usan las 8 líneas de salida del conversor, desde *D0* hasta *D7*. La selección de estos Bytes está controlada por *HBEN*. Como se muestra en la figura correspondiente a lectura de datos, cuando *HBEN* está en nivel bajo, los 8 bits menos significativos aparecen en las salidas de datos. Luego cuando *HBEN* sube de nivel, los cuatro bits más significativos aparecen en las líneas desde *D0* a *D3*, dejando las líneas restantes en nivel bajo.

El formato de los datos de salida depende del modo de conversión, puede ser unipolar o bipolar. En este caso se usará el modo bipolar porque los valores de entrada irán desde  $-2V$  hasta  $+2V$ . A continuación, en una función de transferencia, se muestra la relación entre los valores de entrada muestreados y el formato de los datos de salida (ver Figura 2.32):

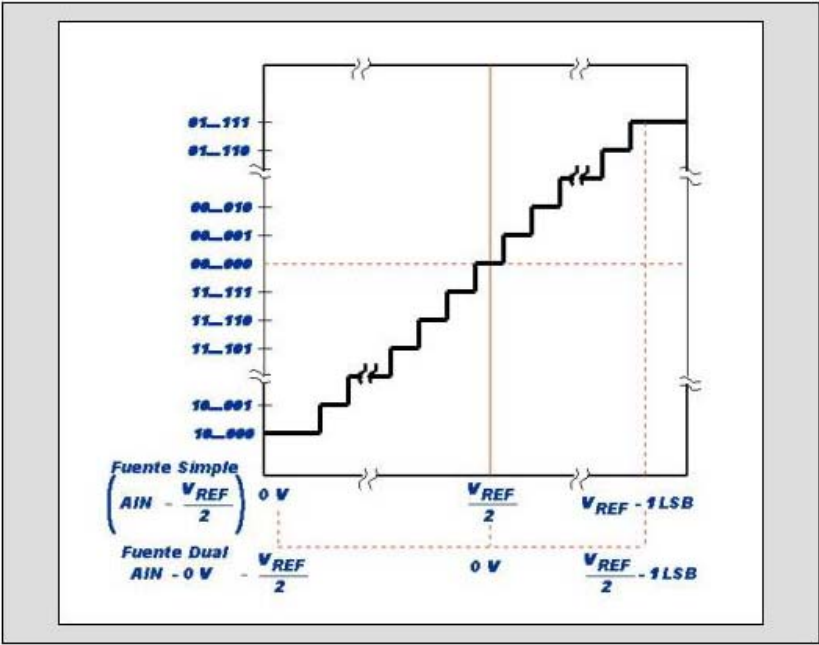


Figura 2.32  
Función de transferencia bipolar

El MAX191 tiene su propio voltaje de referencia interno de 4.096 V y está disponible externamente en el terminal  $V_{REF}$  como se muestra en el diagrama de la Figura 2.33.

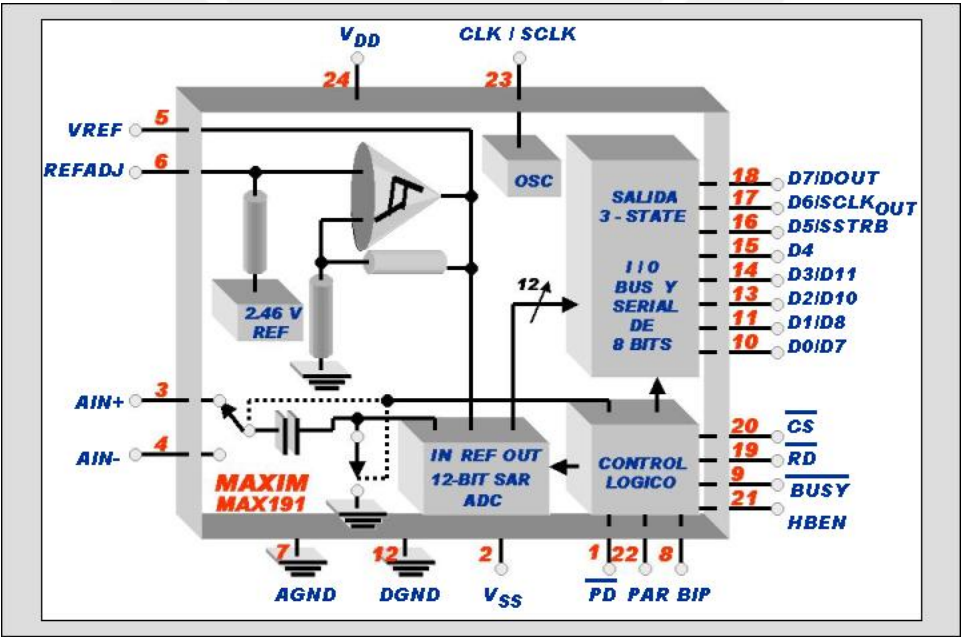
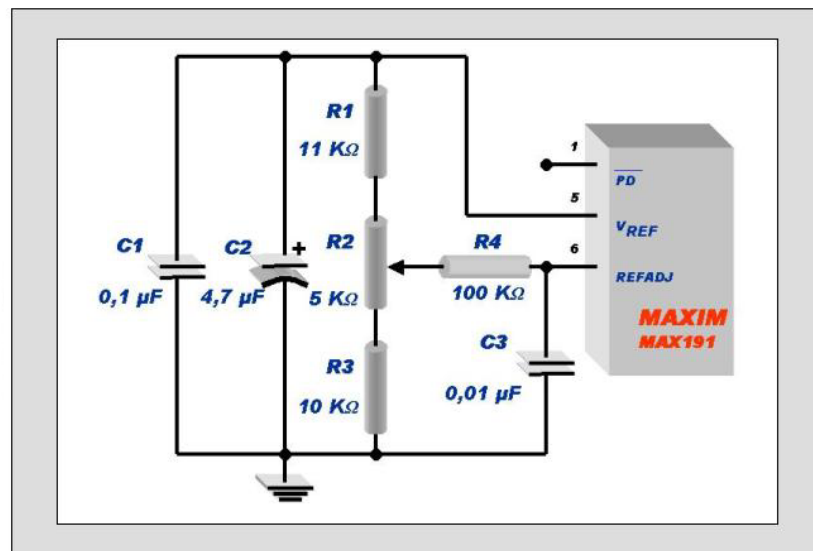


Figura 2.33  
Diagrama funcional del MAX191

Pero el amplificador que tiene como salida  $V_{REF}$  requiere una compensación en el terminal  $REFADJ$ . Esta compensación puede ser interna o externa. Se ha escogido la compensación externa pues permite la máxima velocidad de conversión y mantiene una baja impedancia a altas frecuencias con lo que se obtiene menor ruido. Para configurar la compensación externa se coloca un condensador de  $4.7 \mu F$ , con una resistividad menor a  $0.5 \Omega$ , en paralelo con uno de  $0.1 \mu F$  entre los terminales  $REFADJ$  y  $V_{REF}$ .



**Figura 2.34**  
**Modo de compensación externa con ajuste de ganancia**

La Figura 2.34 muestra, además de la compensación externa, el circuito usado para ajustar la ganancia del conversor a su máximo rango.

La configuración del conversor digital - analógico MAX530 se presenta a continuación, en la Figura 2.35.

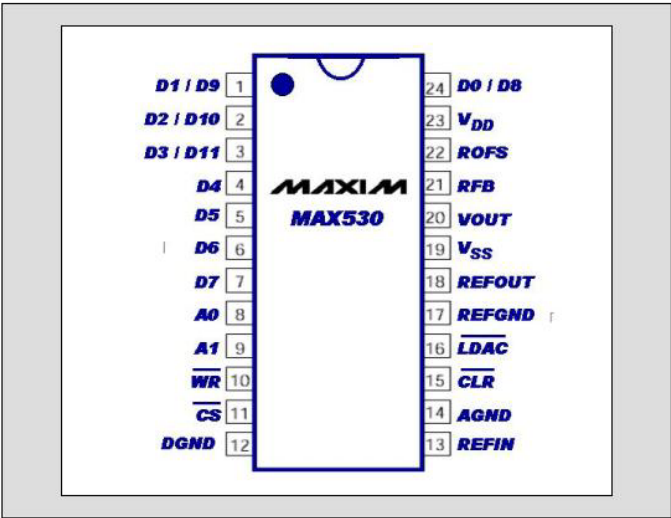


Figura 2.35  
Distribución de terminales del MAX530

Este conversor digital - analógico consiste en una interfaz lógica paralela, una configuración de resistencias  $R - 2R$  en escalera de 12 bits, una referencia interna y un amplificador. El diagrama de funciones siguiente (ver Figura 2.36) muestra las líneas de control y el flujo de señales desde el *latch* de datos de entrada hacia el *latch* del conversor, así como la referencia de 2.048 V y el amplificador de salida.

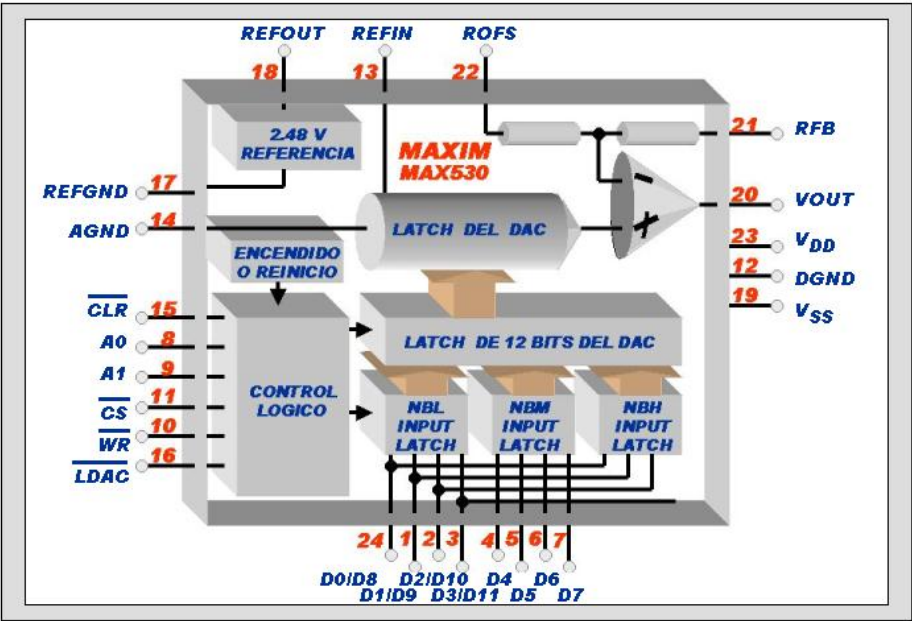


Figura 2.36  
Diagrama funcional del MAX530



El MAX530 usa una red de amplificadores operacionales *BiCMOS*, que funcionan como resistencias, en una configuración escalera invertida  $R - 2R$ .

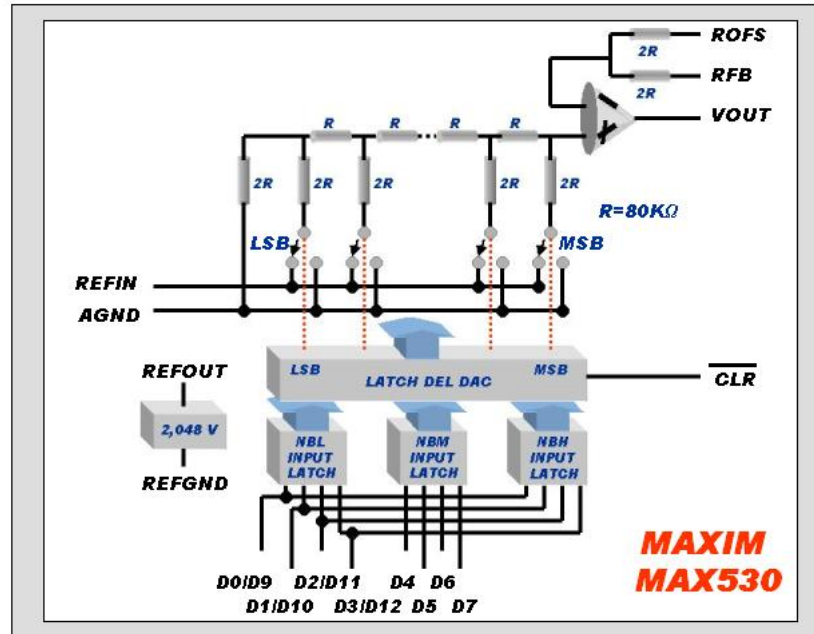


Figura 2.37  
Circuito simplificado de conversión del MAX530

La Figura 2.37 muestra un diagrama simplificado de esta configuración. Normalmente el terminal *REFIN* es la salida de corriente de un conversor común y debería estar conectado a la junta, a la tierra virtual, o a un amplificador operacional. En la configuración de este conversor, al menos, la salida de voltaje sería la inversa del voltaje de referencia. La topología escalera permite que el voltaje de salida del MAX530 tenga la misma polaridad que la entrada de referencia. Las resistencias de la escalera tienen un valor nominal de 80 KΩ para conservar la potencia y están hechas con láser para obtener linealidad y precisión en la ganancia. La impedancia de entrada en *REFIN* depende de los bits de entrada. Cuando el MAX530 registra todas las entradas en "0", todos los peldaños de la escalera son conectados a tierra y *REFIN* se encuentra abierto o sin carga. La máxima carga (mínima impedancia de entrada) ocurre

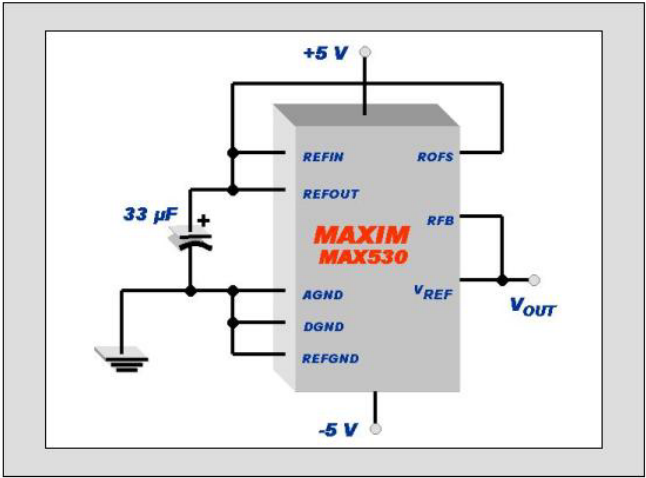
cuando la entrada es 10101010101 bin. ó 555 hex. Siendo ésta garantizada para no ser menor a 40 K $\Omega$ .

Los terminales *REFIN* y *REFOUT* permiten que el usuario escoja usar entre una referencia interna o externa al circuito integrado para la configuración en escalera. *REFIN* puede estar debajo del nivel de tierra analógica cuando se usa la alimentación bipolar como en este caso.

La salida puede ser fuente o sumidero de corrientes, por lo que *REFOUT* puede cambiar al voltaje correcto rápidamente en respuesta a los cambios de la entrada. La corriente típica es 5 mA y la parásita es 100  $\mu$ A. *REFOUT* conecta la referencia interna a la escalera de resistencias en *REFIN*. La configuración escalera consumirá como máximo una corriente de 50  $\mu$ A. Cuando no hay otra conexión hecha a *REFOUT*, el fabricante recomienda asegurarse de que la carga total de corriente es menor a 100  $\mu$ A para eliminar errores en la ganancia, como se ha hecho en este caso.

Para aislar las tierras y corrientes digitales de las analógicas el MAX530 tiene un terminal separado, el *REFGND*. Para aminorar el ruido se conectará un condensador de 33  $\mu$ F entre *REFOUT* y *REFGND*. Usando capacitancias más pequeñas, el ruido aumentará, incluso comprometiendo la estabilidad de la referencia. Puesto que en este caso se está usando la referencia interna, *REFGND* debe estar conectado a *AGND*.

El *buffer* de salida es estable y de ganancia unitaria. La salida está protegida contra cortocircuitos y puede manejar una carga de 2 K $\Omega$  con más de 100 pF de capacitancia.



**Figura 2.38**  
**Configuración bipolar del MAX530**

El amplificador puede configurarse para obtener una ganancia unitaria, una ganancia de dos o una salida bipolar, mediante los terminales *ROFS* y *RFB* (ver Tabla 2.10).

ROFS	Rango de salida	Ganancia
VOUT	0 a +2.048V	G = 1
AGND	0 a +4.096V	G = 2
REFIN	−2.048 a +2.048V	Bipolar

**Tabla 2.10**  
**Configuración de salida del MAX530**

Nota: Asumir  $RFB = VOUT$  y  $REFIN = REFOUT = 2.048\text{ V}$

Con estos terminales se puede configurar el rango de salida de 0 V a +2.048 V, de 0 V a +4.096 V ó de −2.048 V a +2.048 V, como se muestra en la tabla anterior. En este caso se usará la configuración bipolar (ver Figura 2.38). El formato de los datos de salida depende de la configuración del amplificador, como en este caso será bipolar, las salidas serán como se muestra a continuación, en la Tabla 2.11:

Entrada	Salida
1111 1111 1111	$(+VREFIN) \times 2047 / 2048$
1000 0000 0001	$(+VREFIN) \times 1 / 2048$
1000 0000 0000	0V
0111 1111 1111	$(-VREFIN) \times 1 / 2048$
0000 0000 0001	$(-VREFIN) \times 2047 / 2048$
0000 0000 0000	$(-VREFIN) \times 2048 / 2048 = -VREFIN$

Tabla 2.11  
Función de transferencia del MAX530

El MAX530 posee el terminal *CLR#* que trabaja de manera asíncrona e independiente de *CS#*. Al mantenerse éste en nivel bajo lleva la salida al menor valor de voltaje, *-VREF*. Este terminal se conecta a la etapa de reinicio (ver Figura 2.39).

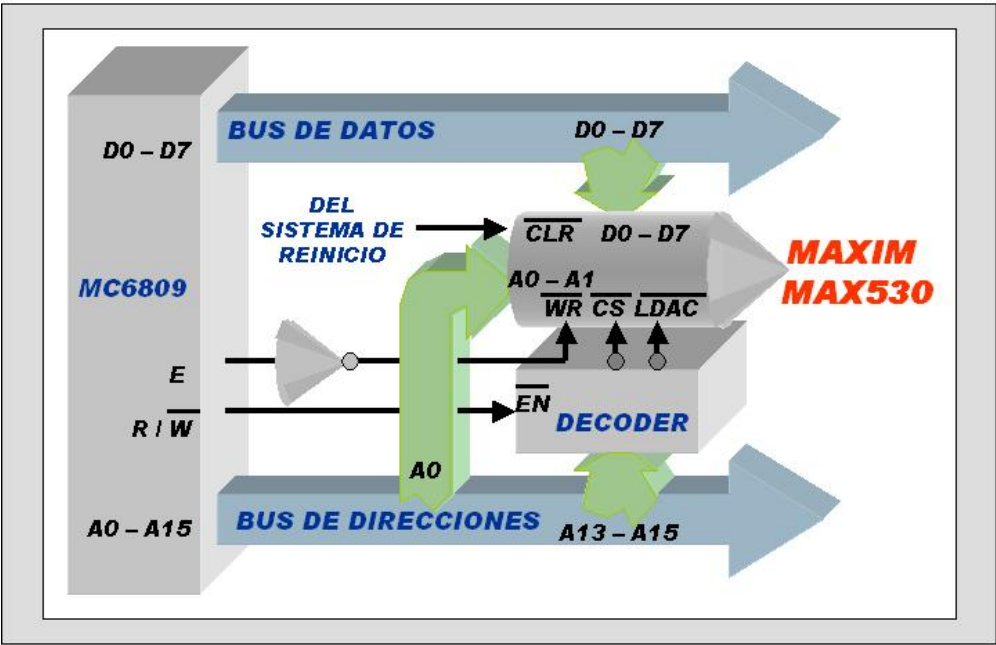


Figura 2.39  
Interfaz con microcontroladores de 8 bits del MAX530

El MAX530 está diseñado para ser operado por microcontroladores de 4, 8 y 16 bits. En el caso de microcontroladores de 8 bits, sus 8 entradas de datos digitales pueden ser configuradas para leer los datos de 12 bits, de 4 en 4. Estos datos de cuatro bits son llamados *nibbles*, y el dato de 12 bits (*D0-D11*) se divide en *nibble bajo* o NBL (*D0-D3*), *nibble medio* o NBM (*D4-D7*) y *nibble alto* o NBH (*D8-D11*). Esta configuración se logra con las señales *A0*, *A1*, *WR#*, *CS#* y *LDAC#* (ver Tabla 2.12).

CLR#	CS#	WR#	LDAC#	A0	A1	Actualización de datos
L	X	X	X	X	X	Reset
H	H	X	H	X	X	No
H	X	H	H	X	X	No
H	L	L	H	H	H	NBH (D8-D11)
H	L	L	H	H	L	NBM (D4-D7)
H	L	L	H	H	H	NBL (D0-D3)
H	H	H	L	X	X	Actualización
H	L	L	X	L	L	Sin actualización
H	L	L	L	H	H	NBH con actualización

**Tabla 2.12**  
**Entradas de control para la conversión**

Esta tabla se ha deducido del diagrama de tiempos necesario para la escritura y conversión de datos digitales en datos analógicos, que se ha simplificado en el siguiente gráfico (ver Figura 2.40).

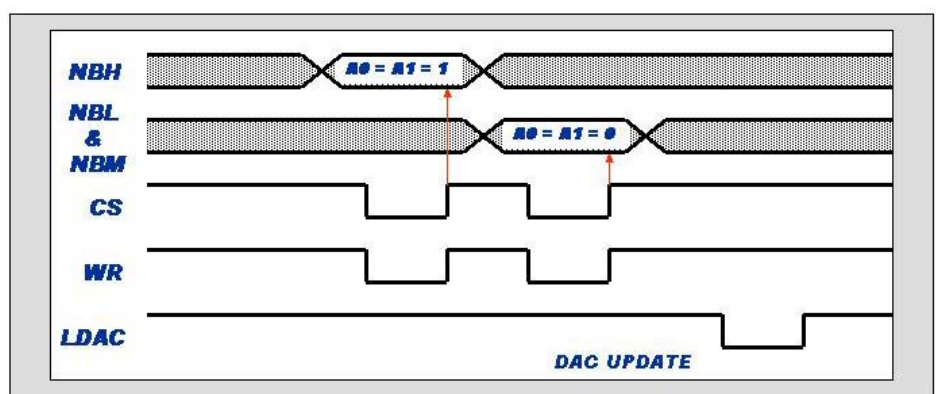


Figura 2.40  
Tiempos de la conversión en el MAX530

*LDAC#* es asíncrono respecto a *WR#*. Si *LDAC#* alcanza el nivel bajo antes o al mismo tiempo que *WR#* alcance el nivel alto, *LDAC#* debe mantenerse por lo menos durante 50 ns para que el dato sea capturado. Los datos de entrada son capturados en los *latch* de entrada del conversor en el flanco de subida de *LDAC#*.

2.3.5 Módulo interfaz con usuario

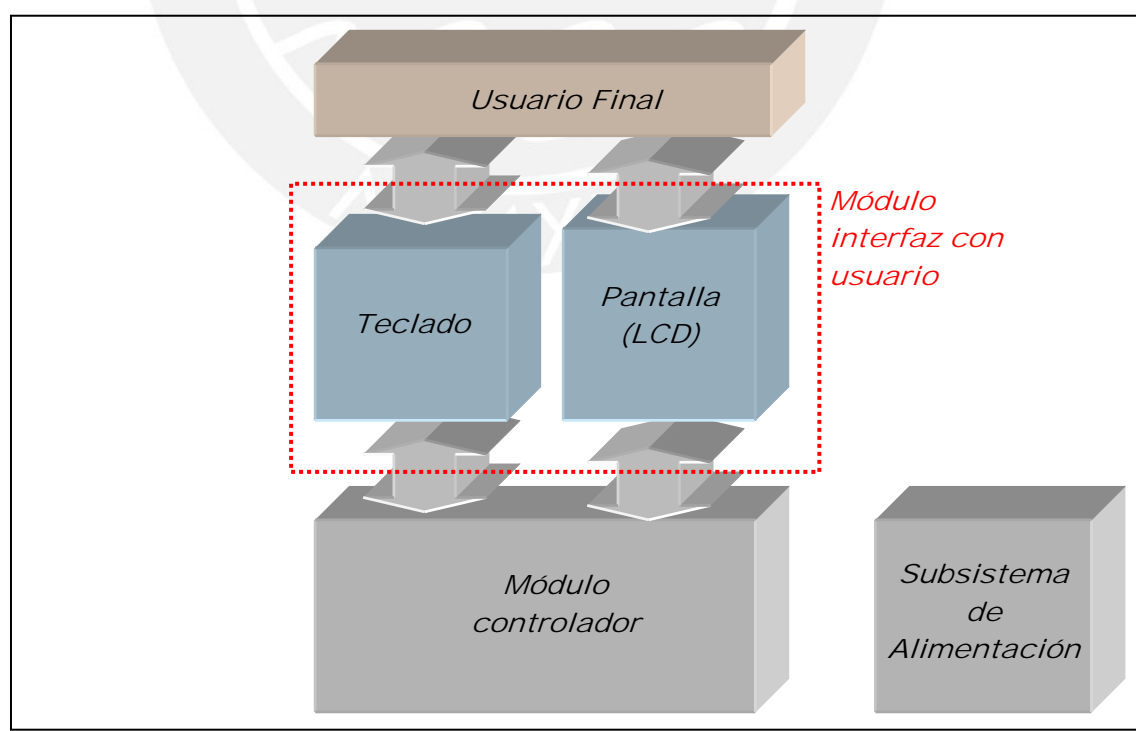
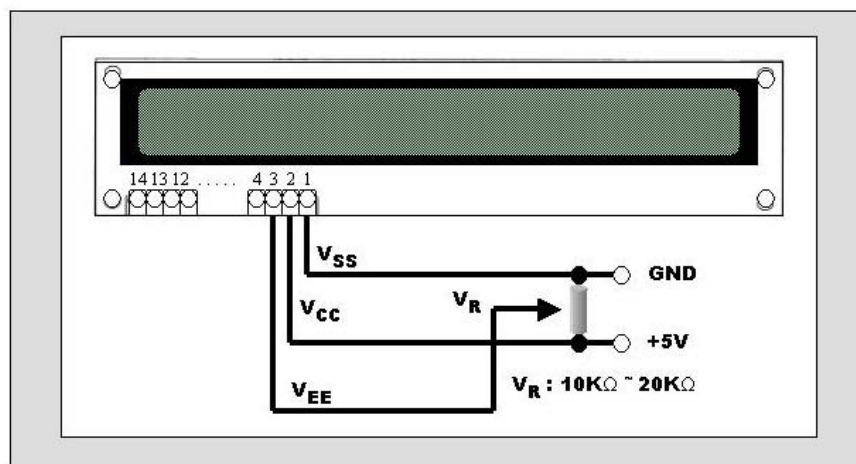


Figura 2.41  
Organización funcional y conectividad en el módulo interfaz con usuario



El diagrama de bloques correspondiente al módulo interfaz con usuario se muestra en la Figura 2.41.

Para que el usuario pueda observar los valores de voltaje y corriente en la celda electroquímica durante los ensayos se requiere una pantalla de cristal líquido (LCD) alfanumérica de dos filas. Para este propósito se ha escogido el LCD DMC-16207 de la marca Optrex <sup>[26]</sup>. Otra opción es el DMC-16204, el cual es un poco más pequeño, dando menor visibilidad de los datos deseados, razón por lo que se ha dejado como alternativa. Tiene la ventaja de traer integrado su propio controlador y no necesita mayor *hardware* que la decodificación de líneas de direcciones para su habilitación y control. El LCD escogido también tiene ventajas de velocidad, pues se adapta muy bien al *timing* del microcontrolador escogido.



**Figura 2.42**  
**Diagrama de conexiones de la pantalla de cristal líquido (LCD)**

Los dos primeros terminales del LCD (Figura 2.42) son de alimentación, el tercero regula la intensidad de la pantalla, los siguientes tres son de control y los últimos ocho son de datos. Esta asignación de terminales se muestra en la Tabla 2.13:

Term. Nro.	Símbolo	Nivel	Función	
1	Vss	---	Alimentación de energía	0 V (GND)
2	Vcc	---		+5 V
3	Vee	---		Control de contraste
4	RS	H/L	Señal de selección de registro Registro H: Entrada de datos Selección L: Entrada de instrucciones	
5	R/W	H/L	H: Lectura de datos (Módulo LCD->μP) L: Escritura de datos (Módulo LCD->μP)	
6	E	H, H->L	Señal de habilitación (sin resistencia pull up)	
7	DB0	H/L	Bus de Datos	
8	DB1	H/L		
9	DB2	H/L		
10	DB3	H/L		
11	DB4	H/L		
12	DB5	H/L		
13	DB6	H/L		
14	DB7	H/L		

**Tabla 2.13**  
**Funciones de los terminales del módulo LCD**

Para controlar la pantalla de cristal líquido, se ha conectado el arreglo de compuertas presentado en la Figura 2.43.

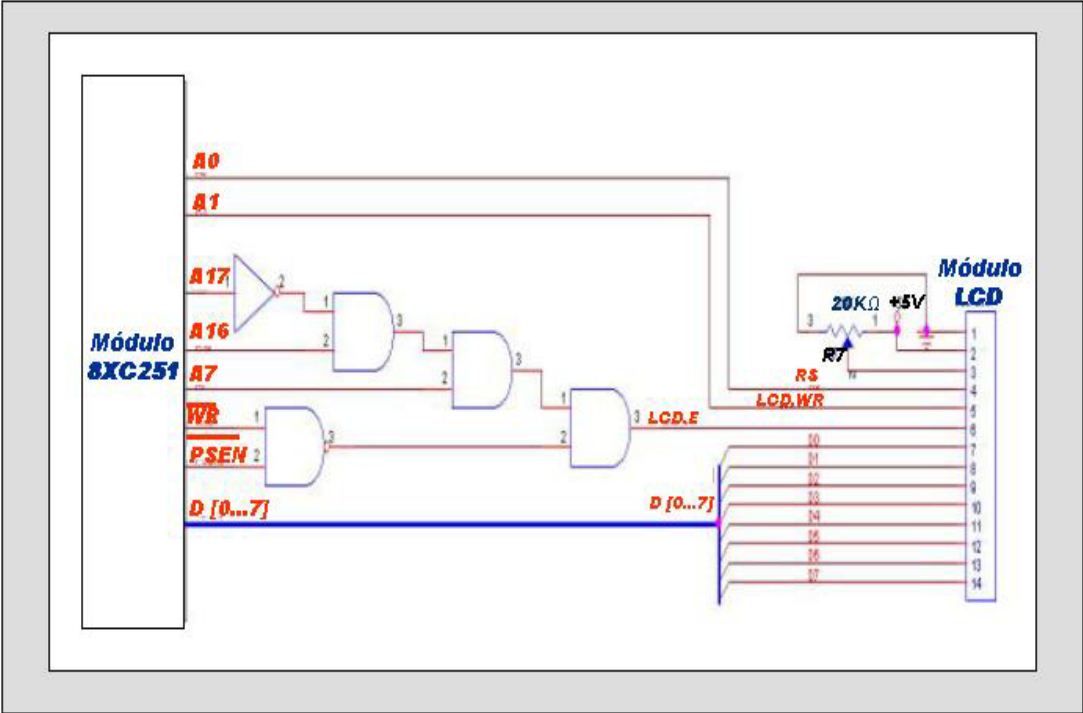


Figura 2.43  
Diagrama de conexiones entre el 8XC251 y la pantalla de cristal líquido (LCD)

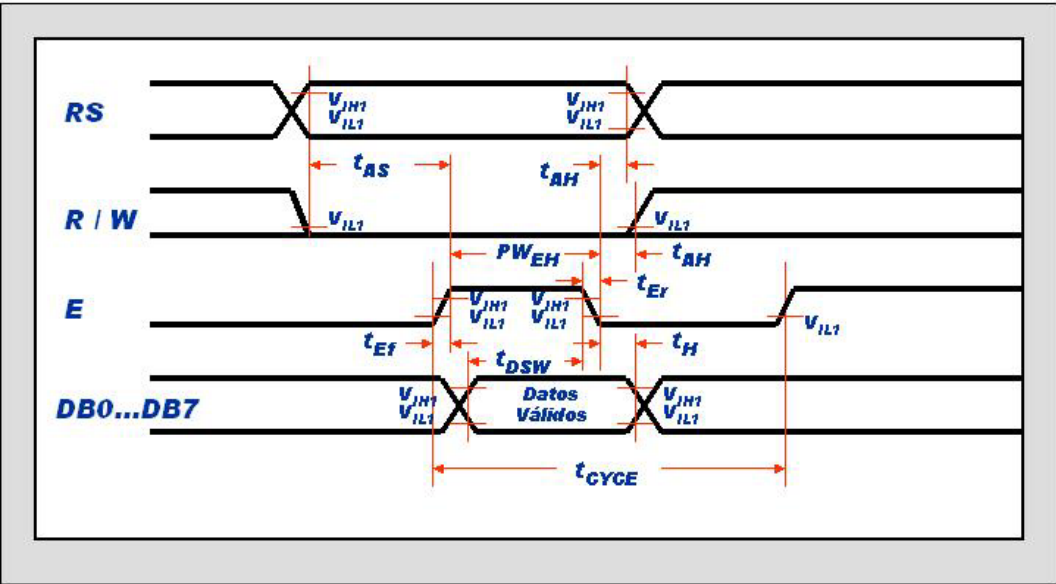


Figura 2.44  
Escritura de datos en el módulo LCD

Si se aprecia los diagramas de tiempo del LCD (ver Figura 2.44 y Tabla 2.14), se comprobará que esta conexión cumple con los tiempos mínimos y máximos.

Item	Símb.	Escritura / Lectura	Valores (ns)		
			Mín.	Típ.	Máx.
Ciclo de habilitación	$T_{\text{cycle}}$	Escritura y lectura	500	---	---
Ancho de pulso (nivel alto)	$PW_{\text{EH}}$	Escritura y lectura	230	---	---
Flancos de subida y bajada	$t_{\text{Er}}, t_{\text{Ef}}$	Escritura y lectura	---	---	20
Configuración de direcciones	$t_{\text{AS}}$	Escritura y lectura	40	---	---
Retardo de datos	$t_{\text{DDR}}$	Lectura	---	---	160
Configuración de datos	$t_{\text{DSW}}$	Escritura	80	---	---
Mantener dato (escritura)	$t_{\text{H}}$	Escritura	10	---	---
Mantener dato (lectura)	$t_{\text{DHR}}$	Lectura	5	---	---
Mantener dirección	$t_{\text{AH}}$	Escritura y lectura	10	---	---

**Tabla 2.14**  
**Tabla de tiempos del módulo LCD**

Para iniciar el LCD las hojas técnicas indican un conjunto de pasos que son descritos en el diagrama de flujo de la Figura 2.45.

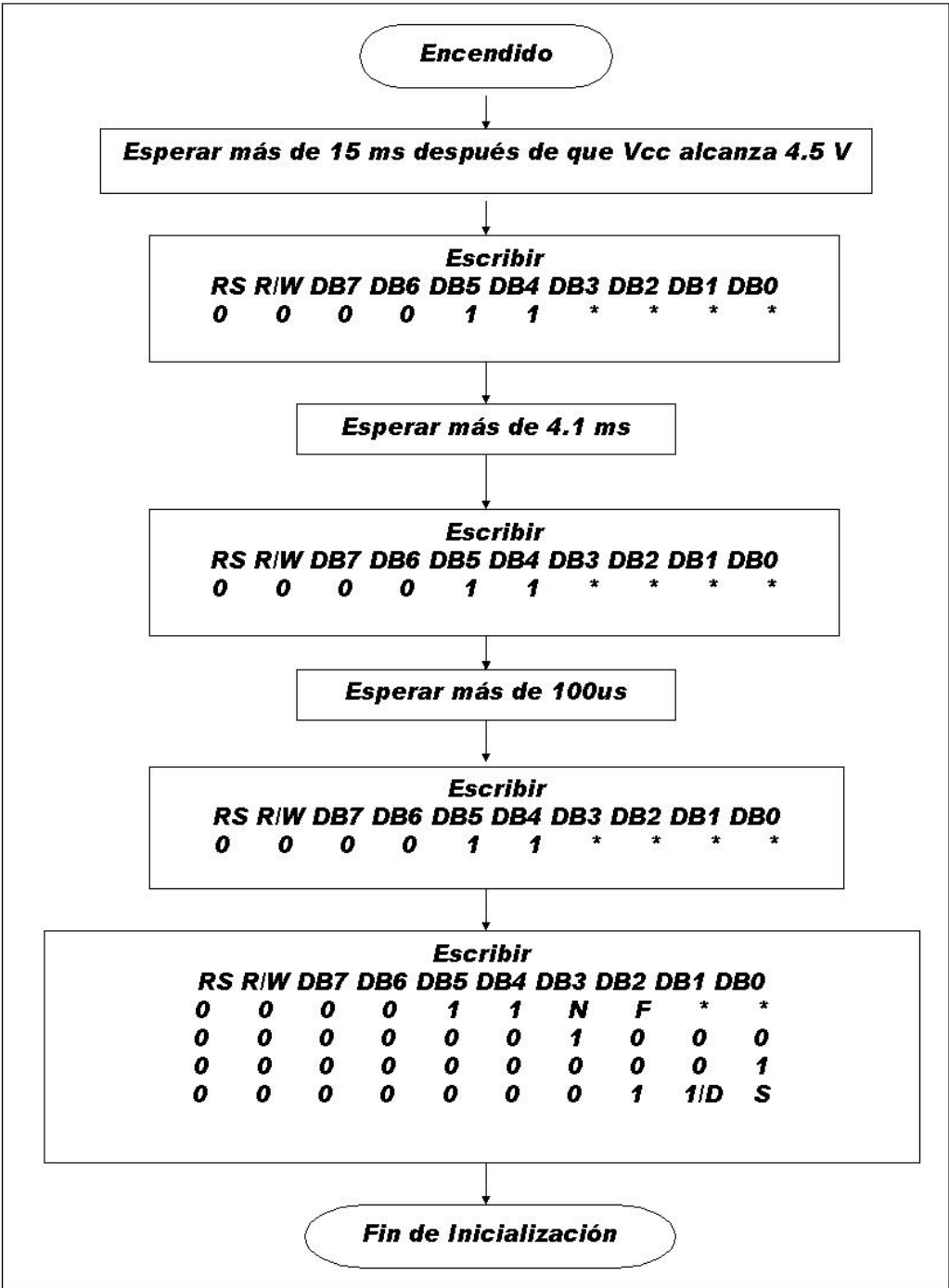


Figura 2.45  
Diagrama de flujo de inicialización de la pantalla (LCD)

Para que el usuario pueda ingresar datos al equipo se ha escogido un teclado (*keypad*) numérico de 16 teclas distribuidas en 4 columnas y 4 filas de ACT Components. Una alternativa al mencionado teclado es el 88BB2-052 de Grayhill, pero por ser de un costo más alto se ha dejado como segunda opción.

El teclado o *keypad* de 4 por 4 teclas requiere una interfaz formada por el circuito integrado 74C922, llamado decodificador de teclado, el cual verifica constantemente si alguna tecla es presionada, si es así se envía una señal al microcontrolador. Actualmente el 74C922 es el único decodificador, en el mercado local, para *keypads* de 4 por 4 teclas. Este circuito tiene la configuración de terminales que se presenta en la Figura 2.46.



Figura 2.46  
El decodificador de teclado 74C922

Tiene cuatro terminales de entrada para las columnas, cuatro para las filas y cuatro líneas para los bits de salida. Para saber si una tecla ha sido presionada el 74C922 realiza un barrido constante de las columnas a una frecuencia que puede ser determinada por un oscilador o por un condensador. Se ha escogido un condensador por ocupar menor espacio, ser más económico y no requerirse la precisión de un oscilador.



El diagrama de bloques del 74C922 se muestra en la Figura 2.47.

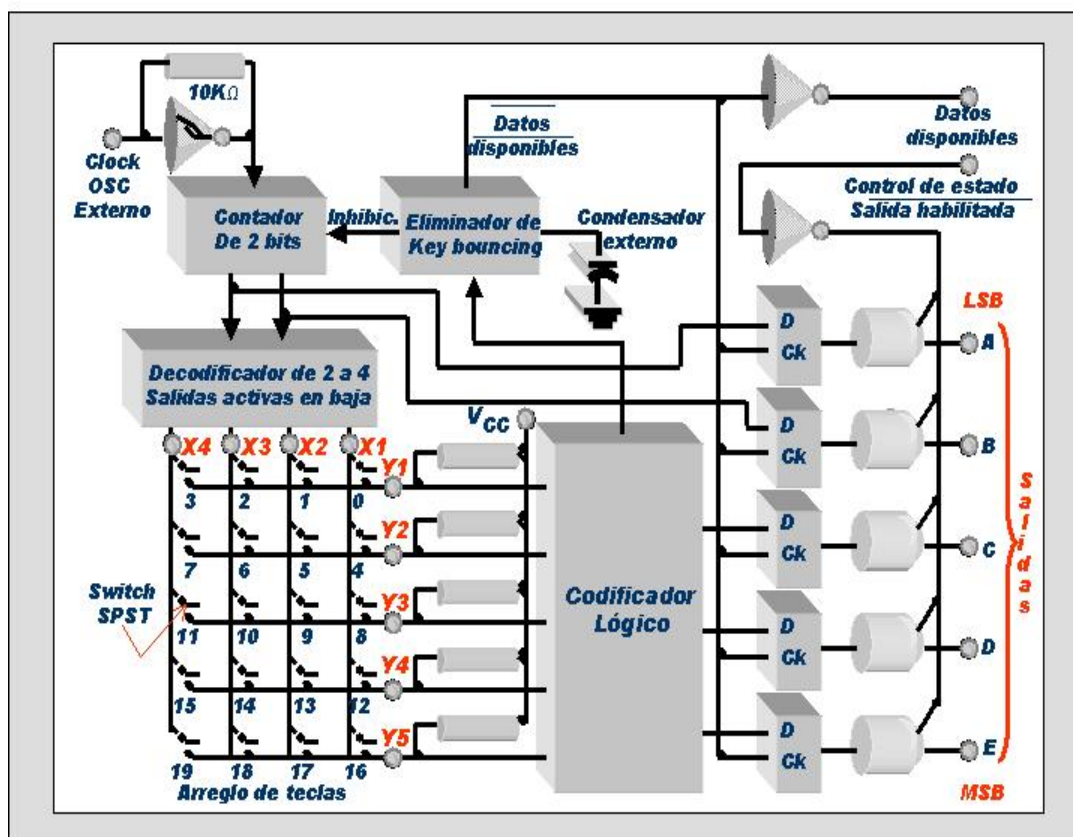


Figura 2.47  
Diagrama de bloques del 74C922

Como se aprecia, se tiene un bloque llamado “Eliminador de *key bounce*” encargado de eliminar los rebotes que se genera cuando se presiona una tecla. Una vez que el dato es convertido a formato binario, éste queda capturado en unos *latches* y la “línea de habilitación de datos” es activada. La conexión típica se muestra en la Figura 2.48.

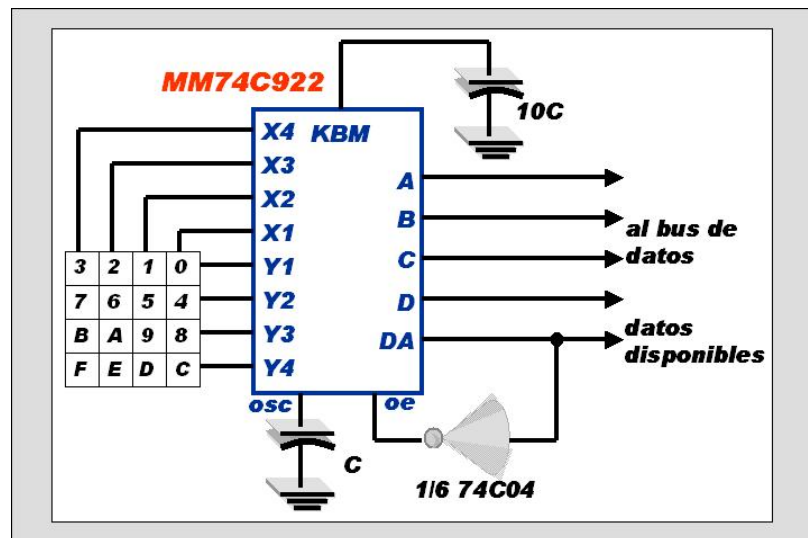


Figura 2.48  
Conexión típica del 74C922

## 2.4 Subsistema de alimentación

Se detallará las especificaciones y el diseño en los siguientes acápites.

### 2.4.1 Generalidades

El subsistema de alimentación se encargará de suministrar energía a los otros dos subsistemas y a sus respectivos módulos y submódulos, además de brindar una buena referencia. La primera decisión a tomar con respecto a este punto es sobre el tipo de fuente a implementar. Se tiene dos opciones: la fuente lineal y la fuente conmutada.

Hasta hace algunos años, el ruido generado por una fuente conmutada hubiera hecho poco probable su inclusión en un sistema de esta naturaleza, además las complicaciones en el diseño, como lo elevado de su costo hubieran obligado a su descarte. Hoy en día, con los avances tecnológicos y la integración en los circuitos comerciales orientados a estas aplicaciones, estas razones tienen cada vez menos

validez. Sin embargo, al ser la nuestra una aplicación portátil orientada al trabajo con baterías, las consideraciones en el diseño de la fuente dejan de ser críticas.

Las ventajas en cuanto al espacio ocupado y al peso, ofrecidas por las fuentes conmutadas, no son muy significativas para este caso porque la fuente de alimentación formará parte de un módulo físico externo al sistema portátil, que sólo será usado en ensayos de laboratorio. Por otro lado, la variedad de niveles de voltaje DC que requiere el sistema, complica el diseño de una fuente conmutada.

Finalmente, también hay que tener en cuenta que hay que regular la tensión entregada por las baterías para poder entregar los diferentes niveles de tensión que necesita el sistema. Este aspecto sí es crítico pues habrá que buscar la solución más simple a este problema debido a las limitaciones de espacio y a las consideraciones acerca del ruido que impone el diseño. La inclusión de reguladores de tensión dentro del sistema portátil es la mejor opción. Si bien es cierto que la disipación de calor por parte de los reguladores podría llegar a ser un problema, los niveles de corriente que se maneja, así como el sistema de ventilación incluido en el diseño del equipo harán que el calor generado en el interior del equipo no afecte su normal funcionamiento.

Los niveles de voltaje y corriente que se demandará al subsistema de alimentación dependerán de los siguientes factores:

- Tensiones de alimentación de los componentes del subsistema digital.
- Tensiones de alimentación de los componentes del subsistema analógico.
- Máxima corriente requerida por la celda.
- Corriente consumida por el sistema de ventilación.
- Corriente consumida por el sistema de recarga de baterías.

El diagrama de bloques del presente subsistema se muestra en la Figura 2.49.

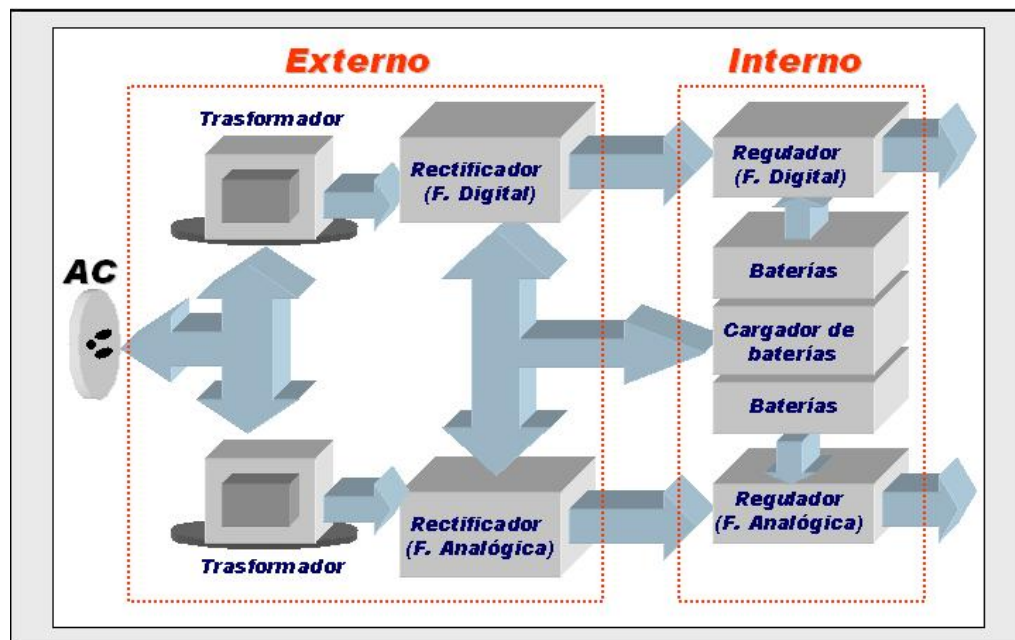


Figura 2.49  
Diagrama de bloques del subsistema de alimentación

## 2.4.2 Especificaciones y diseño de las fuentes lineales

Por razones de seguridad, se implementará dos fuentes de alimentación completamente independientes; una destinada al subsistema analógico y otra para el subsistema digital; esto por protección y aislamiento eléctrico, ya que los circuitos digitales introducen mucho ruido por la referencia y el sistema de adquisición de señales es bastante sensible a perturbaciones de este tipo <sup>[10]</sup>.

En el sistema analógico se usará tanto amplificadores operacionales, amplificadores de instrumentación así como amplificadores de aislamiento, los cuales se alimentarán con  $\pm 12$  V, con bajo consumo de corriente (menos de 4 mA de consumo por cada circuito integrado). Pero también se debe recordar que la corriente de carga máxima a la que será sometido el sistema de control potencióstático (409,6 mA), deberá ser suministrada por esta misma fuente.

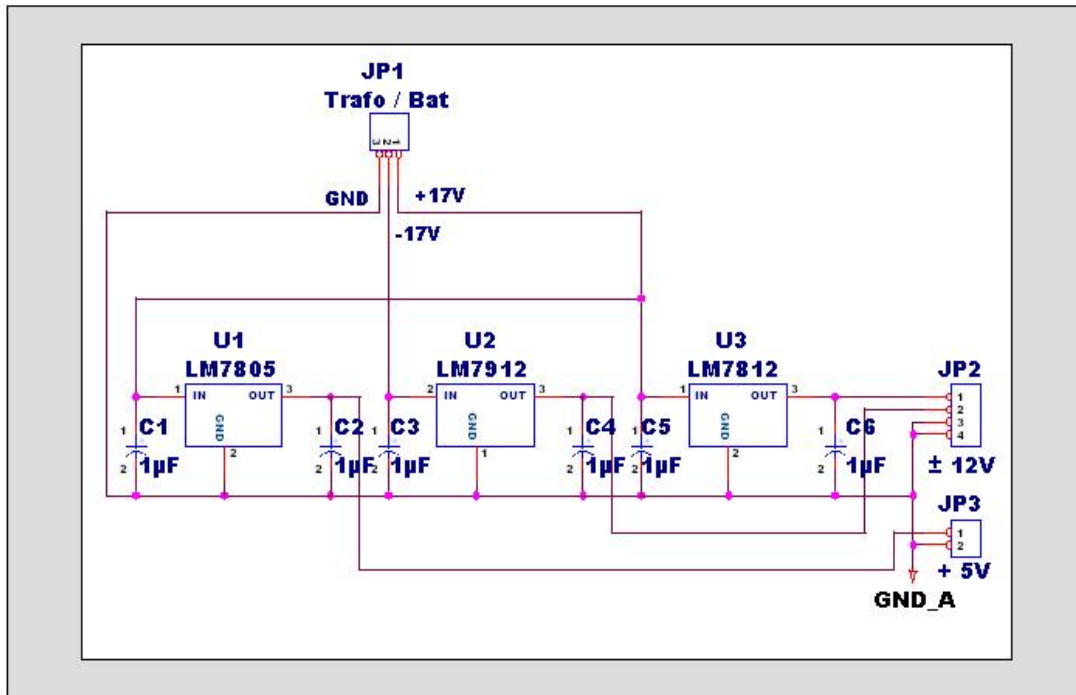
Por lo tanto la fuente que alimentará al subsistema analógico deberá tener las siguientes salidas:

- $\pm 12 V_{DC}$ , con una capacidad de 500 mA aproximadamente.
- $+5 V_{DC}$ , para interfaces con el bus de datos del microcontrolador mediante el uso de aisladores ópticos, con un bajo consumo de corriente.

Además, como ya se explicó, se debe disponer de una segunda fuente de alimentación para los componentes del subsistema digital que en caso contrario introducirían ruido excesivo debido, en gran parte, a las señales de reloj utilizadas por los conversores analógico – digital y digital – analógico.

En la implementación de ambas fuentes se ha utilizado reguladores de voltaje comerciales (78xx y 79xx), todos con una capacidad de corriente de 1 A <sup>[8]</sup>.

La rectificación se realiza por medio de un puente de diodos integrado, alimentado por un transformador de 220  $V_{RMS}$  a 12  $V_{RMS}$  con una toma central (12 V - 0 - 12 V) y con una capacidad de 2 A cada uno, pudiendo obtener así dos voltajes rectificados de +17 V y -17 V aproximadamente. La tensión positiva alimentará a un regulador de voltaje integrado 7812 (+12 V), y deberá ser siempre mayor a 16 V para cumplir con el umbral mínimo que especifica este tipo de componentes para un funcionamiento óptimo, y éste a su vez a un regulador 7805 (+5 V). La tensión rectificada negativa sirve de alimentación para el regulador 7912 (-12 V). Se ha colocado condensadores de filtro de 1  $\mu F$  tanto a la entrada como a la salida de cada regulador para minimizar el rizado (ver Figura 2.50).



**Figura 2.50**  
**Diagrama esquemático de Fuente Analógica**

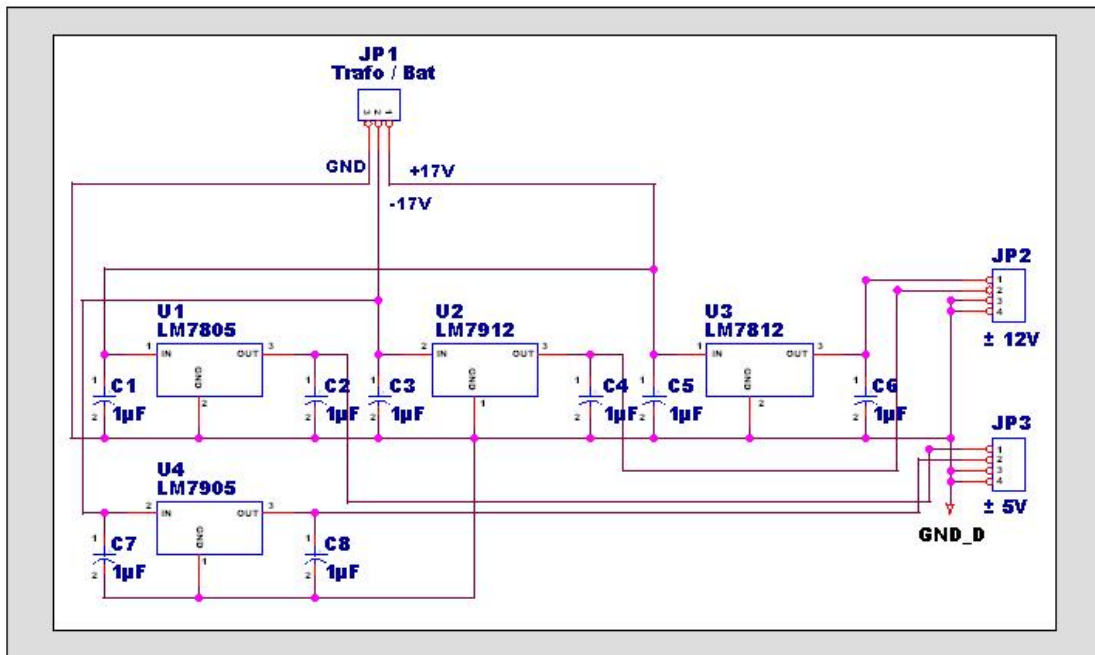
La fuente de alimentación destinada a los circuitos digitales se diseña con idénticas consideraciones, las tensiones de salida serán de +12 V, -12 V y +5 V, pero además deberá considerarse una tensión adicional de -5 V necesaria en los conversores analógico - digital y digital - analógico. En las tareas de selección, se usará relés con 5 V de tensión de bobina los cuales, en conjunto, consumirán como máximo 100 mA. Este sistema será alimentado por la fuente destinada al sistema digital para evitar que el consumo de corriente de los mismos afecten al sistema analógico de medición.

En lo que respecta a los requerimientos de corriente se debe decir que el microcontrolador consumirá 150 mA a máxima carga, las memorias no alcanzan los 5 mA y los conversores consumirán como máximo 4 mA tanto de la parte positiva como de la negativa. Otra carga importante está en los relés, que como ya se explicó puede llegar a los 100 mA. Por último, se debe indicar que se usará un sistema de



ventilación para asegurar el enfriamiento de las etapas de potencia, este ventilador consumirá 60 mA a +12 V, como máximo. En suma, se tendría (ver Figura 2.51):

- $\pm 12$  V, con una corriente de salida de 200 mA como máximo.
- $\pm 5$  V, con un consumo de corriente de 100 mA como máximo.



**Figura 2.51**  
**Diagrama esquemático de Fuente Digital**

### 2.4.3 Especificaciones y diseño del sistema de baterías

Se detallará las especificaciones y el diseño en los siguientes acápites.

#### 2.4.3.1 Las baterías

Las baterías de NiCd (*Nickel – Cadmium*) han sido por mucho tiempo las preferidas en equipos electrónicos portátiles y, de alguna manera u otra, aún superan en rendimiento a las nuevas tecnologías. Las baterías de NiCd tienen menor capacidad que las de Li<sup>+</sup> (*Lithium – Ion*) o NiMH (*Niquel – Metal Hydride*), pero su baja impedancia es atractiva en aplicaciones que requieren altas corrientes por cortos períodos de

tiempo, así como también las tasas de recarga que pueden alcanzar hasta 5C (donde C es la capacidad de la batería).

Aunque similares a las anteriores, las baterías de NiMH tienen mayor densidad de energía, pudiendo llegar a duplicar en capacidad a sus contrapartes del tipo NiCd. Una ventaja adicional que ofrecen las baterías de NiMH sobre las de NiCd es que no sufren el llamado “efecto memoria” que consiste en la reducción de la capacidad de la batería a causa de una carga incompleta previa, además las baterías de NiMH no son tan perjudiciales desde el punto de vista ambiental pues no presentan metales pesados en su composición (como el cadmio o el mercurio por ejemplo). Estas ventajas son opacadas, en cierta medida, por su alta tasa de descarga que es aproximadamente el doble que en las baterías de NiCd, por lo cual este tipo no es recomendable para aplicaciones en las cuales se espera que la carga de la batería se mantenga por períodos de tiempo largos.

Por otro lado se tiene las baterías de Li<sup>+</sup>, que se han ido convirtiendo en el estándar a usar para dispositivos portátiles como teléfonos celulares o computadoras portátiles. Este tipo de baterías posee casi la misma capacidad que sus pares de NiMH pero puede llegar a pesar hasta un 30% menos debido a su composición de metales ligeros y a que sus celdas tienen mayor capacidad (3.6 V sobre 1.2 V de las baterías convencionales). Adicionalmente, no se ven afectadas por el “efecto memoria” y su velocidad de descarga es bastante baja, pudiendo mantener su carga por varios meses a diferencia de las baterías de NiCd o NiMH que pierden hasta un 5% de su carga por día. La desventaja principal de este tipo de baterías es que no tienen capacidad, empaque o tamaño estandarizados, y normalmente están diseñadas de acuerdo a una aplicación específica, por este motivo ha sido difícil encontrar un modelo adecuado

para el presente sistema en el mercado. Se debe tener en cuenta que se necesita cuatro módulos de 9.8 V y 150 mA – h cada uno y la capacidad promedio para una batería de  $\text{Li}^+$  de 10 V es de 2 000 mA – h, cuyo precio sobrepasa los US\$ 200 por cada módulo. Otra desventaja radica en que los sistemas de recarga asociados a este tipo son bastante más complicados y costosos que los sistemas destinados a baterías de NiCd o NiMH. Estas razones, sumadas al riesgo de ignición de los módulos a causa de una sobrecarga (lo que implica tomar precauciones al momento de realizar el diseño y por ende, lo complica), hacen que se deje de lado esta opción y se elija las baterías de NiMH para ser usadas en la implementación de este subsistema.

Las baterías de *Niquel – Metal Hydride*, también difieren de las de *Nickel – Cadmium* en el método requerido para su recarga rápida (*fast charge*). Ambos tipos pueden ser recargados rápidamente con una corriente mayor o igual que su capacidad C, en A – h (amperios – hora). Además, debido a pérdidas internas, una batería cargada a C por una hora no podrá alcanzar su máxima capacidad. Para lograr esto se deberá, ya sea, cargarla por una hora pero a una tasa mayor que C, o cargarla a una tasa C pero por más de una hora. Las pérdidas durante el proceso variarán para cada dispositivo de acuerdo a la velocidad de la recarga.

Cuando se carga una batería de NiCd, su voltaje terminal alcanza un pico y luego cae cuando la batería alcanza su capacidad máxima. Una recarga rápida (*fast charge*) aplicada debería, por lo tanto, terminar cuando el voltaje de salida empiece a decaer (cuando  $\Delta V/\Delta t$  se vuelve negativo). De otro modo, la corriente de carga entregará un exceso de energía, lo cual actuará en el electrolito disociando el agua en gases hidrógeno y oxígeno. Esto resultará, finalmente, en un aumento de la presión interna y temperatura además de un decrecimiento en el voltaje terminal. Si la recarga

rápida continúa, la batería podría abrirse o explotar. Por lo tanto, la recarga rápida debería detenerse cuando  $\Delta V/\Delta t$  se vuelve negativo para baterías de NiCd, en cambio, para baterías de NiMH, el proceso debe detenerse apenas  $\Delta V/\Delta t$  se hace igual a cero, es decir en su punto máximo (ver Figura 2.52).

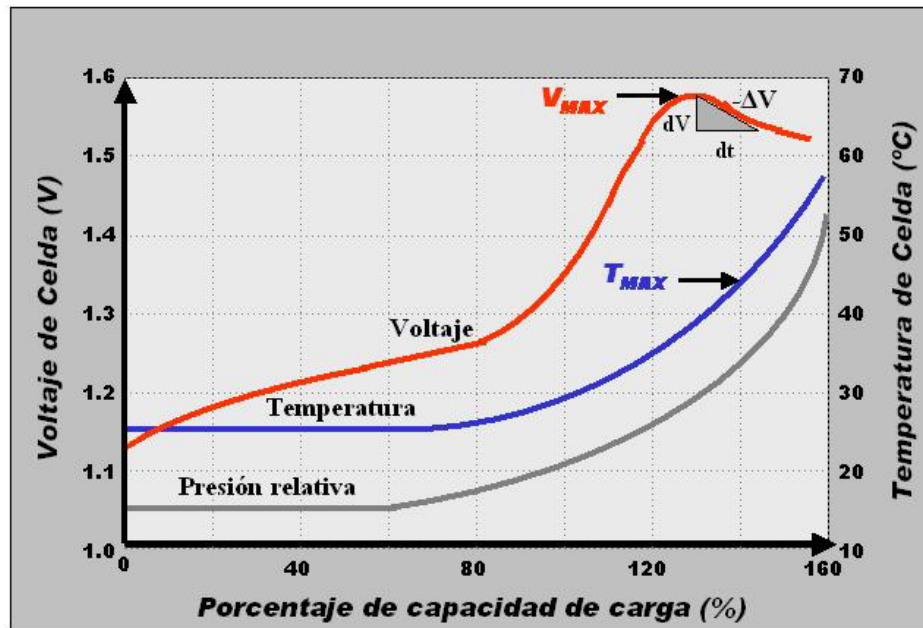


Figura 2.52  
Características típicas de carga para baterías de NiCd y NiMH

La carga lenta (*slow charge*) es un proceso simple para baterías de NiCd y NiMH. Como una alternativa a la recarga rápida, el uso de pequeñas corrientes además de balancear las celdas (no todas las celdas se cargan al mismo tiempo y por lo tanto algunas empezarán a sobrecargarse antes que otras) permite disipar la sobrecarga algunas de las celdas a manera de calor sin poner en riesgo al sistema. No existirá, entonces, la necesidad de terminar la recarga por goteo o monitorear el voltaje de la batería en el proceso ya que la corriente máxima permitida para este método variará con el tipo de batería y con la temperatura ambiental, aunque C/10 será una velocidad segura en condiciones típicas.

La carga por goteo o *trickle charging* es el tercer modo de recarga de baterías y se utiliza para mantener la carga de las celdas en su máximo nivel, sin sobrecargar ni recalentar las baterías. Una velocidad de  $C/64$  es comunmente usada.

#### 2.4.3.2 El módulo cargador de baterías

En el caso del presente trabajo, el método más práctico consiste en un sistema de carga implementado como parte del sistema principal. La eficiencia del cargador en este tipo de arreglos no tiene como aspecto crítico el hecho de asegurar la máxima transferencia de energía sino el minimizar la generación de calor, lo que no solamente acorta el tiempo de vida útil de las baterías sino que pone en riesgo la seguridad de todos los componentes del sistema. En este caso, el módulo de recarga de baterías puede ser controlado a través de uno de los puertos del microcontrolador pero en vista que ya no hay disponibilidad de ninguno de ellos, se tendrá que optar por circuitos integrados de propósito especial que se encarguen del control por sí solos.

El calor eleva la temperatura, y la operación a temperaturas elevadas acorta el tiempo de vida de una batería. Como esta aplicación requiere alta eficiencia sobre todo el rango de voltajes de la batería, el cargador deberá contar con un regulador conmutado cuya disipación de potencia es relativamente baja e independiente de la caída de potencial entre la entrada y la salida.

La principal desventaja de los reguladores conmutados es la necesidad de un filtro pasivo de inductancia / capacitancia, el cual convertirá la señal cuadrada a la entrada del mismo en un nivel de voltaje continuo adecuado para la batería. En algunos casos, la capacitancia de la batería es suficiente para reemplazar el condensador de este filtro. Sin embargo, este valor puede variar mucho con la frecuencia; será preciso

entonces determinar esta capacitancia con sumo cuidado antes del diseño. Otra desventaja de este tipo de reguladores radica en el ruido generado por su acción conmutadora, este problema puede ser evitado con técnicas apropiadas al momento del diseño de la tarjeta de circuito impreso y un buen blindaje.

Un regulador lineal es generalmente más grande que un regulador conmutado equivalente por el hecho de disipar más potencia y de requerir un disipador de calor de mayor área. Consecuentemente, el tiempo adicional necesario para diseñar un cargador más eficiente y más pequeño es, usualmente, justificado. Se ha identificado tres controladores de carga de baterías de NiMH, dentro de los disponibles en el mercado, como las opciones más interesantes:

- MAX712 (Maxim).
- MC33340 (Motorola).
- BQ2004 (Texas Instruments).

El MAX712 no será usado pues la corriente que usa en el modo *trickle charge* no es de un nivel adecuado según las recomendaciones para el tipo de baterías escogido ( $C / 20$ ). A pesar de haberse reportado casos en que no existe inconvenientes a esta velocidad de carga, se prefiere ceñirse a las especificaciones del fabricante de las baterías (recomienda velocidades menores a  $C / 10$ ).

El BQ2004 es una opción interesante, pero requiere un control externo para la conmutación de la fuente de corriente (como podría ser el MAX1640, por ejemplo) lo que complica el diseño y aumenta el tamaño de los módulos.

Finalmente se ha decidido usar el MC33340 pues permite la conmutación de modos de carga y de fuentes de corriente con un mínimo de componentes externos adicionales, además de poseer un buen algoritmo de carga. El diagrama de



funcionamiento de este componente (que puede ser usado para la recarga de baterías de NiCd o de NiMH) se muestra en la Figura 2.53.

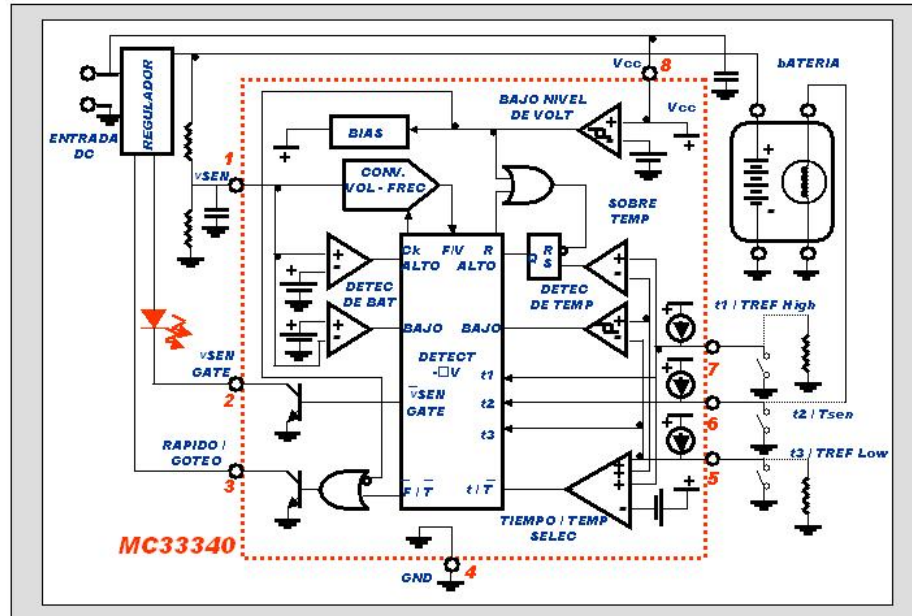


Figura 2.53

#### Funcionamiento básico del controlador de carga MC33340

Como la mayoría de aplicaciones portátiles requieren que las baterías sean cargadas rápidamente, una técnica primaria de sensado y a menudo una segunda técnica redundante, son empleadas en el sistema de recarga. Es recomendable, también, deshabilitar el cargado rápido si el voltaje de la batería y/o su temperatura son muy altos o muy bajos. El MC33340 (ver documentación en Anexo F) contiene muchos de los bloques funcionales y aspectos referentes a la protección que se emplea en modernos controladores de carga de baterías de alto rendimiento que se diseñan específicamente para baterías de *Nickel – Cadmium* y *Niquel Metal Hydride*.

El voltaje de la batería es monitoreado por la entrada  $V_{SEN}$  que se conecta internamente a un convertidor de voltaje a frecuencia y se usa para detección de una pendiente negativa en la curva de carga de la batería. Un temporizador con tres entradas programables está disponible para proveer una terminación de carga adicional. Además,

estas entradas pueden ser usadas para monitorear la temperatura de las baterías y para definir los umbrales superior e inferior como un método alternativo de terminación. Se detalla los métodos de terminación de carga de las baterías en la Tabla 2.15.

<i>Modo de terminación de respaldo</i>	<i>Entradas programables</i>			<i>Tiempo límite para carga rápida (minutos)</i>
	<i>t3 / T<sub>ref</sub> Low (Terminal 5)</i>	<i>t2 / T<sub>sen</sub> (Terminal 6)</i>	<i>t1 / T<sub>ref</sub> High (Terminal 7)</i>	
tiempo	Abierto	Abierto	Abierto	283
tiempo	Abierto	Abierto	Tierra	247
tiempo	Abierto	Tierra	Abierto	212
tiempo	Abierto	Tierra	Tierra	177
tiempo	Tierra	Abierto	Abierto	141
tiempo	Tierra	Abierto	Tierra	106
tiempo	Tierra	Tierra	Abierto	71
Temperatura	0 a V <sub>CC</sub> -0.7	0 a V <sub>CC</sub> -0.7	0 a V <sub>CC</sub> -0.7	Deshabilitado

**Tabla 2.15**  
**Terminación alternativa de recarga rápida (límite de tiempo / temperatura)**

Se provee dos salidas de colector abierto activas en bajo nivel para que el controlador interactúe con el circuito de carga externo. La primera, entrega un pulso que interrumpe la corriente de carga momentáneamente. Esto brinda un método preciso de muestreo del voltaje de la batería eliminando caídas de potencial que están asociadas con las altas corrientes de carga y las resistencias en los conductores, además cualquier ruido generado por el circuito de recarga es eliminado. La segunda salida está diseñada para conmutar la fuente de carga entre los modos rápido y de goteo, basado esto en las muestras de voltaje, tiempo o temperatura. Normalmente, estas salidas son conectadas directamente a un circuito de control con un regulador en aplicaciones no aisladas de lado primario o aplicaciones de lado secundario.

3

Construcción del prototipo



### 3.1 Construcción del subsistema analógico

En sistemas de medición sensibles como el que se ha ideado para la presente aplicación, no es suficiente un buen diseño o la selección de componentes idóneos. Un aspecto que cobra gran importancia es el implementar el diseño tomando en cuenta las perturbaciones a las que va a estar sometido el dispositivo y las degradaciones que van a sufrir las señales en su interior debido al ruido producido por interferencias internas y externas, conexiones deficientes o a la mala ubicación de los elementos que componen el sistema.

Con la finalidad de evitar cualquier tipo de complicación y poder optimizar el funcionamiento se deberá tomar en cuenta todos los aspectos que, de alguna manera u otra, intervengan en la construcción del equipo y que además puedan afectar su normal funcionamiento. Por otro lado será de gran utilidad la aplicación de técnicas que sin formar parte del sistema en sí, ayuden a mejorar su rendimiento.

En esta etapa se trabajará en los siguientes aspectos:

- Implementación de los circuitos electrónicos.
- Interferencia y sistemas de protección.
- Mejoras al sistema de medición.

#### 3.1.1 Implementación de los circuitos electrónicos

##### 3.1.1.1 Circuitos impresos e interconexión

Una vez que se dispone de la señal eléctrica obtenida de la celda electroquímica, se debe poner especial cuidado en el camino que seguirá la misma.

Una primera preocupación la constituyen los modelos de los conductores y las rutas en un circuito impreso. Todo conductor presenta una resistencia que es

proporcional a su longitud e inversamente proporcional al área de su sección transversal<sup>[7]</sup>, según la Ecuación 3.1:

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad \text{Ecuación 3.1}$$

Donde:  $\rho$  es la permeabilidad eléctrica del material,

$l$  es la longitud del conductor y

$A$  es el área de la sección transversal del conductor.

Esto se hace crítico, sobre todo, en los circuitos impresos donde las longitudes de las pistas, aunque suelen ser cortas, tienen un área transversal reducida. Este problema es bastante significativo en sistemas que involucran conversores de alta resolución. Por esto, al tener limitaciones en el tamaño del equipo, no se puede diseñar pistas lo suficientemente gruesas para evitar errores debidos a los altos valores de resistencia en los conductores.

Las limitaciones de espacio nos obligan también a tener consideraciones con respecto a la modularidad del sistema que a pesar de facilitar tanto las tareas montaje como las de mantenimiento implican tener un mayor cuidado en las prácticas de montaje e interconexión de los módulos a fin de no degradar la señal por las interferencias causadas por la interacción de los subsistemas o por fuentes de ruido externas a los mismos. Una de las consideraciones radica en evitar el uso de *sockets* y conectores innecesarios, pues éstos degradan la señal al aumentar las impedancias en el circuito. También se debe tener cuidado con los circuitos analógicos de precisión que se utiliza. Por lo general, este tipo de componentes tiene frecuencias de transición de cientos de megahertz e incluso varios gigahertz, lo cual hace necesario que los terminales de alimentación sean desacoplados de la fuente para altas frecuencias,

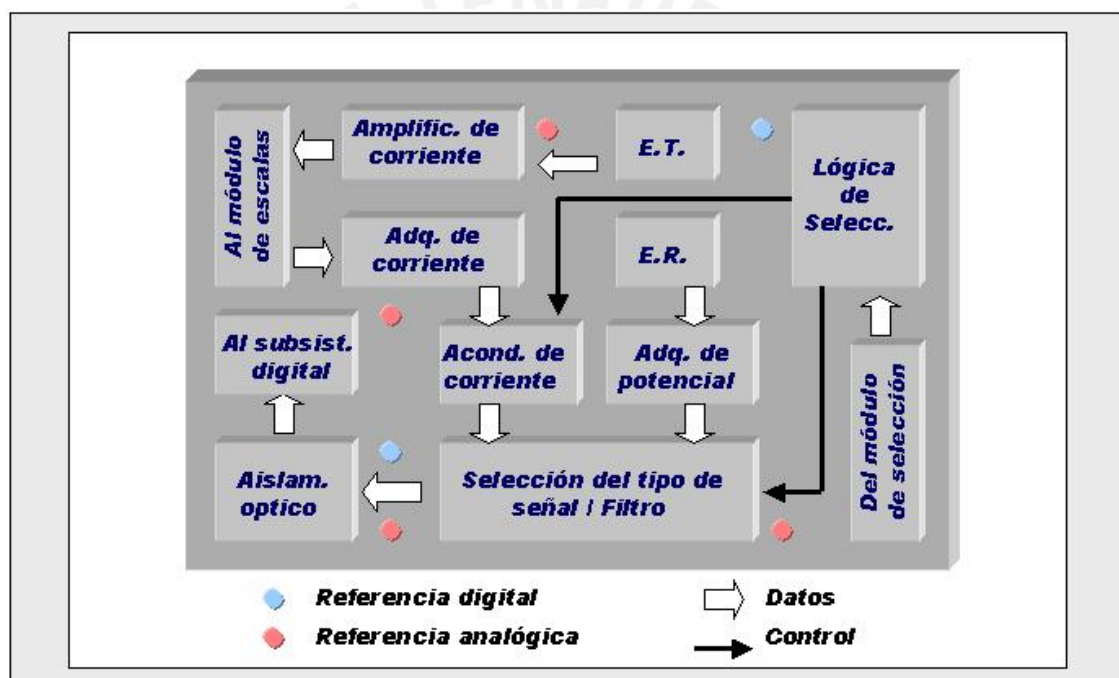
evitando así la introducción de ruido en los circuitos de medición. Una forma simple y efectiva de lograrlo es utilizando condensadores de tantalio conectados entre los terminales de alimentación y el plano de tierra, lo más cerca posible al circuito integrado <sup>[7]</sup>.

El subsistema analógico está compuesto por tres tarjetas. La primera de ellas, la correspondiente a la tarjeta que aloja al módulo amplificador potencioestático no presenta complicaciones en su montaje pues en esta unidad no se mezcla señales de diferente naturaleza, las cuales son siempre analógicas de bajo nivel. La tarjeta correspondiente al módulo de selección de escalas presenta en su montaje 6 relés que se encargarán de la conmutación de las resistencias que convertirán las corrientes medidas a voltajes. Deberá procurarse en lo posible, alejar este módulo de la circuitería correspondiente al módulo de medición y tratamiento de señales debido a los campos electromagnéticos variables que pueden generar las bobinas de los relés, los cuales inducirían corrientes parásitas en los conductores.

Por último, se tiene la tarjeta correspondiente al módulo de medición y tratamiento de señales, que además se encargará de controlar que el electrodo de trabajo se mantenga al potencial de la tierra analógica. La fabricación de este circuito impreso implica el uso combinado de señales lógicas, corrientes de relé (para la selección de ganancia del INA141 y del tipo de señal a medir, sea corriente o voltaje de celda) y señales analógicas de alto y bajo nivel, por lo que la señal medida de la celda será más vulnerable, lo cual será un problema crucial que se tendrá muy presente en la distribución de componentes. Se debe evitar, también, tener gradientes de temperatura dentro del circuito mediante adecuada ventilación y disipadores de calor.



Siguiendo las consideraciones anteriores, es evidente que se puede minimizar el ruido prestando mucha atención a la ruta seguida por la señal, evitando siempre la interferencia de señales de diferente naturaleza. El camino de la señal no cruza bloques diferentes a los de tratamiento de la señal; esto se logra agrupando los componentes en bloques, cada uno separado físicamente de los demás (ver Figura 3.1). Las alimentaciones y referencias correspondientes a cada bloque están situados próximos a los mismos, sin cruzarse con las demás señales de diferente índole <sup>[10]</sup>.



**Figura 3.1**  
**Distribución de componentes en la tarjeta correspondiente al módulo de medición y tratamiento de señales**

El equipo tendrá tres puntos para la conexión de los electrodos. Éstos son el electrodo de trabajo, el electrodo de referencia y el contraelectrodo. Se usará cable coaxial blindado para el transporte de la señal, los cuales asegurarán la integridad mientras que internamente, las señales de los electrodos serán llevadas a las tarjetas correspondientes a través de cables multifilares flexibles, utilizando conectores de dos

terminales denominados *molex*, que son seguros y fáciles de manejar. Este mismo tipo de conector es utilizado para las fuentes de alimentación.

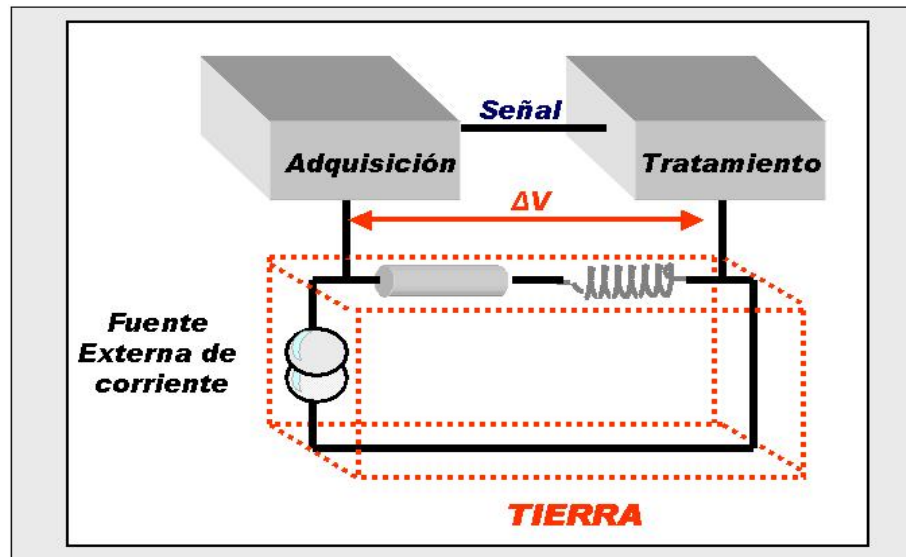
El usar cables demasiado largos en las conexiones a los electrodos puede causar problemas significativos. Esto incluye la oscilación del potencióstato por desplazamientos de fase y ruido adicional. Los cables para celdas electroquímicas deben tener también un buen aislamiento entre el blindaje propio del cable y los conductores internos <sup>[15]</sup>. Para sostener los electrodos se usará conectores tipo cocodrilo. Las experiencias con potencióstatos que involucran trabajos con celdas de capacitancias muy pequeñas, indican que en estos casos, las capacitancias entre los cables de los electrodos pueden conllevar a errores. Los conectores tipo cocodrilo de los electrodos pueden tener 10 pF o más de capacitancia mutua si están colocados uno al lado del otro. Por lo tanto, en lo posible, hay que mantener estos conectores alejados unos de otros al momento de realizar los ensayos.

### 3.1.1.2 La referencia del sistema (tierra)

La referencia o tierra es un aspecto de suma importancia en cualquier sistema de medición de señales de pequeña magnitud. Muchas son las consideraciones que se debe tener para conseguir características satisfactorias, sobre todo en sistemas donde se utilizará más de una placa de circuito impreso, como es en este caso.

El punto principal desde donde se debe empezar para mejorar el sistema de referencia es considerarlo como lo que es realmente: el camino por donde toda la corriente regresa a la fuente que la originó. Además, es preciso tener en claro que no todos los puntos señalados como tierra en un diagrama esquemático están realmente al mismo potencial. Una tierra ideal sería aquella que presente conductividad infinita y

diferencia de potencial cero entre dos puntos cualesquiera de la misma. Sin embargo, un modelo realista de tierra presenta tanto componentes resistivos como inductivos (como se observa en la Figura 3.2), es decir, se está hablando de una impedancia compleja, lo cual dista mucho de lo ideal <sup>[16]</sup>.

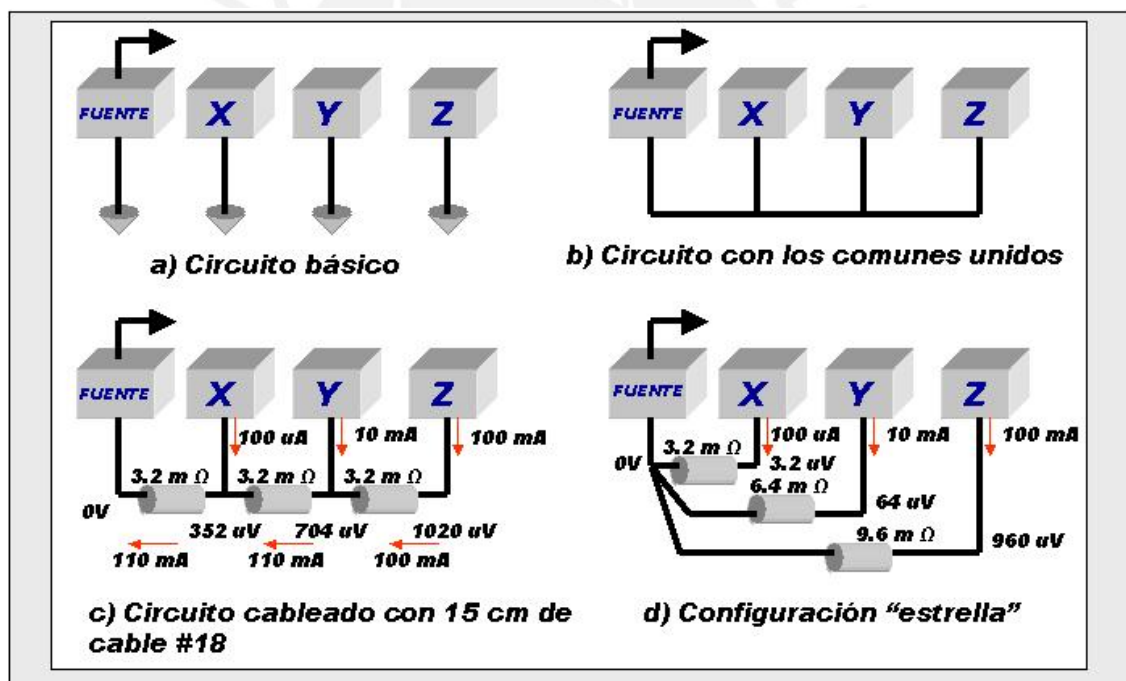


**Figura 3.2**  
**Modelo real de referencia o tierra**

Problemas adicionales se presentan como consecuencia de la aparición de corrientes parásitas debidas a fuentes externas como campos magnéticos o corrientes provenientes de otros subsistemas. Ésta es una consideración importante si se trabaja en un ambiente donde existan motores en operación por ejemplo, pues los mismos generan fuertes campos magnéticos y permiten apreciar cómo una mala disposición de los cables de alimentación puede aumentar el ruido de línea induciendo corrientes cerca de circuitos de medición sensibles.

Se suele presumir, cuando se construye un equipo, que todos los puntos comunes están al mismo potencial, pero en los casos donde niveles de microvoltios son significativos no podemos asumir tal cosa (ver Figura 3.3). En la Figura 3.3(a) se observa un diagrama esquemático en el cual se indica que todos los símbolos de tierra

están al mismo potencial. En la Figura 3.3(b) el circuito se muestra nuevamente pero con una línea que une las tierras (supuestamente equipotencial). En la Figura 3.3(c), el mismo circuito de la Figura 3.3(b) es unido con cable #18 donde la resistencia para 12 cm es aproximadamente  $3.2\text{ m}\Omega$ . Se produce diferencias de potencial en cada uno de los circuitos. Esto sería aun peor si se utilizara cables más delgados, en los cuales la resistencia es mayor <sup>[16]</sup>. Una mejora se observa en la Figura 3.3(d), en el cual un cable separado es usado para cada circuito, esto se debe a que no se suma las corrientes de todos los circuitos, por lo tanto el potencial generado es menor (sin embargo, el circuito Z aún tiene un potencial de aproximadamente 1 mV).



**Figura 3.3**  
**Configuraciones de conexión a Tierra**

Una primera técnica de prevención es utilizar una configuración tipo "estrella" para las tierras del sistema; ésta consiste en tomar a un único punto como referencia directa de todos los otros voltajes reduciendo así los márgenes de error, aunque no se los evita del todo. Los componentes que se puede montar en superficie, junto a circuitos

impresos de múltiples capas, son aún mejores, pues permiten la inclusión de planos de tierra continuos, mejorando su efectividad. El fundamento teórico es que una gran área de metal presentará resistencia e inductancia bajas de acuerdo a la Ecuación 3.1. Cuando no es posible usar esta técnica, se puede usar una plancha de algún metal con alta conductividad colocada lo más cerca posible al circuito impreso y conectada a la referencia del sistema, convirtiéndose así en un plano de tierra efectivo.

Otra técnica consiste en tener fuentes separadas para cada sección del circuito: una para los componentes analógicos de sensibilidad alta y otra para los componentes digitales y relés. Éste es un punto fundamental pues los componentes digitales generan altos valores de corriente al saturarse pero son poco vulnerables al ruido por los niveles que manejan. Por otro lado, los circuitos analógicos son muy susceptibles al ruido introducido tanto por la tierra como por la fuente de alimentación. Hay casos en los cuales es imposible evitar la conexión a tierra en ambos lados, en estos casos se utiliza los aisladores eléctricos de manera que cada parte tiene su propia tierra siendo los elementos protectores de cada lado independientes.

El equipo ha sido diseñado especialmente para operar con celdas en las cuales uno de los electrodos está conectado a tierra. Los electrodos conectados a tierra pueden ser encontrados a menudo en experimentos de campo, ya que las tuberías de metal y diversas estructuras están generalmente conectadas a tierra. En experimentos de laboratorio que envuelven, ya sea, autoclaves o aparatos de tensión, tienen también con frecuencia electrodos conectados a tierra. Potenciostatos convencionales no trabajan con propiedad o con seguridad en este tipo de experimentos. En las celdas típicas de vidrio o plástico, ninguno de los electrodos está conectado a tierra, por lo tanto no se presentarán problemas de esta índole.

### 3.1.2 Interferencia y sistemas de protección

Las señales alternas de alta potencia y altas frecuencias pueden acoplarse a los circuitos de pequeña señal vía capacitancias parásitas (*stray capacitances*) e inductancias. Altos niveles DC pueden acoplarse a terminales de alta impedancia vía conductancias de fuga (*leakage conductances*). Para evitar estas interferencias se debe tomar en cuenta apropiados métodos de apantallamiento, implementación en tarjetas y *grounding* (configuración de la tierra del sistema).

Un primer problema suele presentarse en los fenómenos de acoplamiento capacitivo entre cables o pistas. Como se desprende de la teoría electromagnética, existe siempre una capacitancia entre dos conductores separados por un dieléctrico, como el aire, tal como se muestra en la Figura 3.6(a). Aquí la fuente de ruido puede ser un conductor de tensión de línea cercano al circuito de interés.

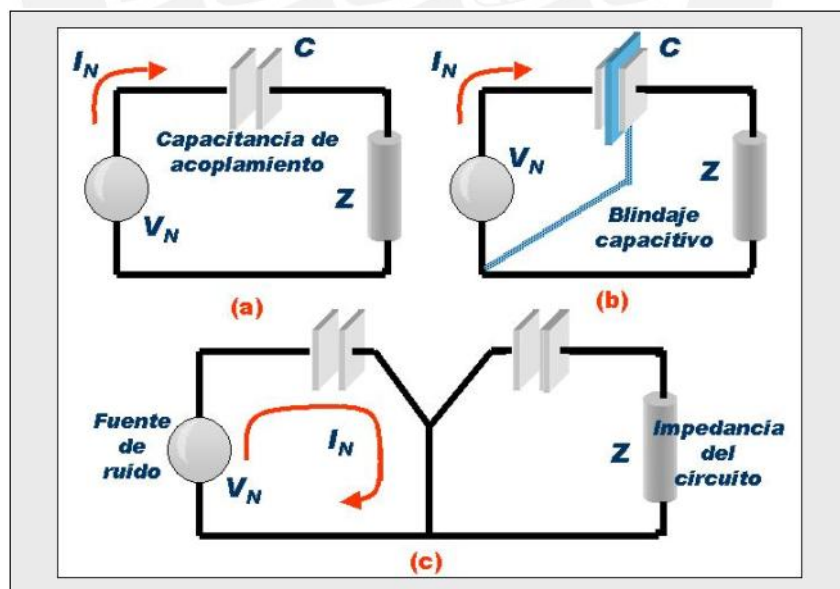
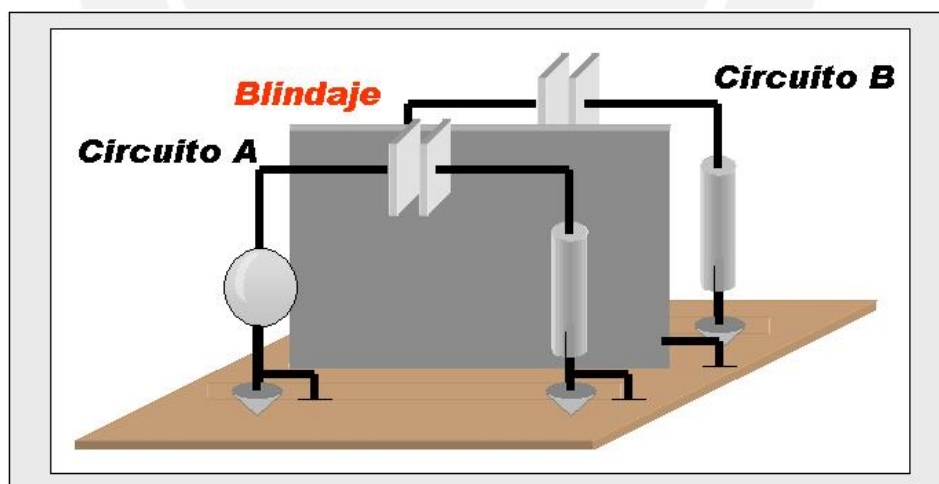


Figura 3.4  
Modelo circuital del blindaje capacitivo de Faraday



El no tener en cuenta esta capacitancia puede traer inconvenientes cuando uno o más subsistemas interactúan juntos debido a la proximidad de conductores. Una solución simplista a este problema es el aumento de la separación entre conductores. Esto puede traer problemas de espacio, por lo que existe un segundo acercamiento a la solución: utilizar blindajes de Faraday. En el caso de los conductores, como los cables que llevan señales, se utiliza pantallas de un buen conductor que estén conectadas a la referencia del circuito, como se muestra en la Figura 3.5.

Al insertar un conductor conectado a tierra (Figura 3.4(b)) entre la fuente de ruido y el circuito se logra que la corriente de ruido acoplada circule por el conductor de tierra sin que se afecte al circuito (Figura 3.4(c)). Este método es implementado con facilidad y tiene éxito en casi todos los casos. El mismo principio se aplica al sistema completo, conectando a tierra el alojamiento mecánico (chasis) para evitar el acoplamiento de ruido inducido por campos eléctricos en las cercanías del equipo.



**Figura 3.5**  
**Protección mediante apantallamiento entre circuitos**

La inducción magnética también constituye un problema en cualquier equipo electrónico. Según la Ley de Kirchhoff, toda corriente debe circular en un camino cerrado. Este camino forma un inductor de una sola vuelta, y si el área encerrada en el

camino es grande, la inductancia será grande y producirá grandes campos magnéticos que podrían interactuar con otros campos externos. De la misma manera, un área demasiado grande es más vulnerable a las corrientes inducidas por dichos campos. Como en el caso anterior, aumentar la distancia entre circuitos es de utilidad pues los campos magnéticos se reducen con la inversa del cuadrado de la distancia. Otro método es el de trenzar los cables para contrarrestar los campos magnéticos de las corrientes que conducen. Además, el área del circuito debe ser minimizada por las razones expuestas anteriormente.

Donde sea que fluya una corriente, hay un campo magnético asociado; cuanto más grande sea la corriente, mayor será el campo magnético. Si este campo atraviesa un conductor, se induce una corriente en el mismo. De acuerdo con la Ley de Faraday, la magnitud de la corriente inducida depende de la velocidad con la que varíe el campo magnético (típicamente 50 ó 60 Hz). El objetivo del blindaje o apantallamiento es atenuar el efecto de los campos magnéticos. El blindaje ofrece una vía cuya reluctancia es mucho menor a la del aire por lo que la mayoría del campo fluye a través de la menor reluctancia. La efectividad de la pantalla se mide en decibelios de atenuación. En la Tabla 3.1 se observa la capacidad del acero, cobre y aluminio como apantallamiento.

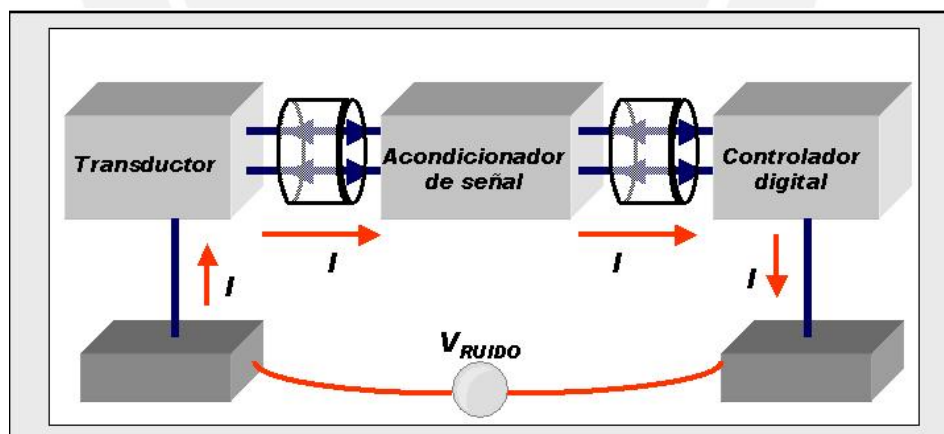
<i>Frecuencia</i>	<i>Espesor (pulgadas)</i>	<i>Material</i>		
		<i>Aluminio (dB)</i>	<i>Cobre (dB)</i>	<i>Acero (dB)</i>
<i>Audio</i>	<i>0.020</i>	2	3	10
	<i>0.125</i>	---	10	40
<i>100 KHz</i>	<i>0.020</i>	25	35	>150
	<i>0.125</i>	---	130	>150

**Tabla 3.1**  
**Capacidad de apantallamiento del Aluminio, Cobre y Acero**

Cualquier diferencia de potencial genera un campo eléctrico proporcional, cuanto más grande sea esta diferencia, el campo será mayor. Los electrones libres responden a estos campos siendo atraídos o repelidos, produciéndose corrientes no deseadas en el conductor.

Para evitar esto, se ubica el conductor dentro de otro conductor llamado pantalla, el cual se encargara de balancear los campos eléctricos externos. Sin embargo, esta pantalla o protector debe estar conectado a una fuente infinita de cargas (tierra) de manera que puedan fluir electrones hacia adentro o hacia afuera para balancear cualquier campo eléctrico producido externamente <sup>[13]</sup>.

Como se ha visto, es necesario que la protección electrostática esté puesta a tierra y el común de la señal separado de la misma para que sea efectivo. Sin embargo, la conexión a tierra debe darse en un solo punto. La Figura 3.6 muestra la conexión a tierra en dos puntos (lo cual es incorrecto).



**Figura 3.6**  
**Conexión incorrecta a tierra (en dos puntos)**

$V_{\text{ruido}}$  puede ser de algunos voltios, mientras la pantalla ofrece una baja resistencia, probablemente  $0.5 \, \Omega$  ó menos, lo que se traduce en la Ecuación 3.2 <sup>[15]</sup>:

$$I_{\text{blindaje}} = \frac{V_{\text{ruido}}}{R_{\text{blindaje}}} = \frac{2V}{0,5 \, \Omega} = 4A \quad \text{Ecuación 3.2}$$

Debido a que el mencionado campo protector no ha sido diseñado para soportar mucha corriente, valores muy elevados pueden inducir campos magnéticos significativos muy cerca de la señal. La forma correcta de conexión se muestra en la Figura 3.7.

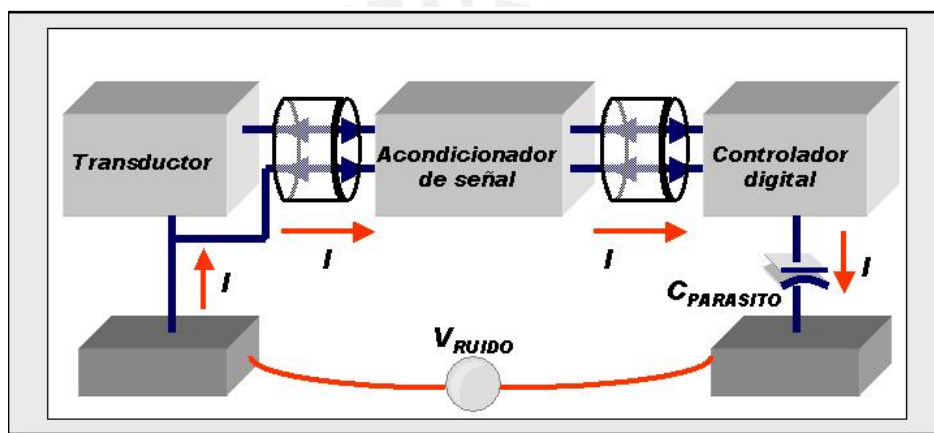


Figura 3.7  
Conexión correcta a tierra (en un sólo punto)

Un blindaje de Faraday rodeando la celda de ensayo es obligatorio cuando se mide corrientes demasiado pequeñas. Éste reduce tanto el ruido tomado directamente por el electrodo de trabajo como el ruido tomado por el electrodo de referencia.

Este blindaje puede ser construido de láminas de metal, rejillas de alambre del mismo material o hasta de plástico conductor. Debe ser continuo y rodear la celda por completo. No olvidar las áreas por encima y debajo de la celda. Todas las partes de la celda deben estar eléctricamente conectadas y todo el conjunto, a su vez, conectado a la tierra del sistema.

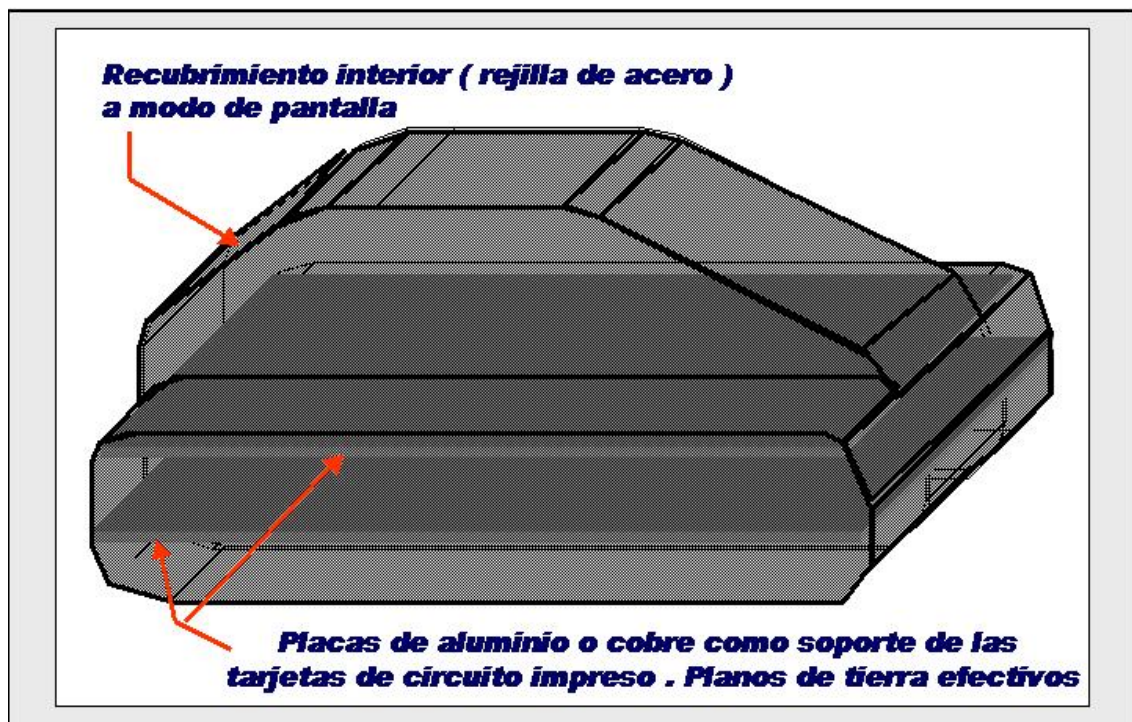
Si es posible, colocar al potencióstato mismo dentro de la Jaula de Faraday. La abertura en la celda debe ser lo suficientemente pequeña como para que pasen por ella los cables solamente.

La Comunidad Europea ha instituido estándares limitando la interferencia de radio frecuencia (EMI) de equipos electrónicos. En conformidad con estos estándares se requiere especial blindaje para los cables de conexión a la celda. El interior de computadores personales está lleno de energía de radiofrecuencia. Los encapsulamientos de computadoras conectadas a tierra previenen el escape de esta energía. Los circuitos flotantes dentro del sistema actúan como una antena, tomando la energía de radio – frecuencia (RF). Los cables del potencióstato pueden, entonces, irradiar esta energía fuera del encapsulamiento, generando emisiones de RF.

Los cables de celda implementados en el sistema proveen un blindaje total conectado al chasis del equipo que a su vez está conectado a tierra. Este blindaje actúa como una extensión del chasis del equipo, manteniendo el nivel de emisiones electromagnéticas por debajo de los límites impuestos por las regulaciones <sup>[13]</sup>.

Para el caso de este equipo, el chasis estará conformado tanto por las placas que servirán de soporte a las tarjetas de circuito impreso como por una rejilla de acero que recubrirá todo el interior del encapsulamiento del equipo fabricado en fibra de vidrio y resina (ver Figura 3.10). Se adjunta los planos del alojamiento mecánico en el Anexo H.





**Figura 3.8**  
**Apantallamiento y soporte en el alojamiento mecánico**

Las tarjetas por sí solas no proporcionan un buen plano de tierra y por lo tanto la protección que brinda es insuficiente ante los campos eléctricos parásitos generados por las corrientes en los circuitos. Este problema es crítico, especialmente, en la tarjeta correspondiente al módulo de adquisición y tratamiento de señales. Fue entonces que se decidió usar dos placas metálicas debido a que los sistemas digital y analógico han sido separados en dos niveles, las cuales aparte de servir de soporte físico, aumentarían el plano de tierra efectivo (las placas sólo estarían conectadas a la tierra correspondiente al subsistema analógico). Se escogió tres materiales los cuales se analizaría en los aspectos relevantes para el diseño. Éstos son el acero, el cobre y el aluminio cuyas densidades y resistividades eléctricas, a una temperatura de 25°C, se muestra en la Tabla 6.1.



	<i>Material</i>		
	<i>Aluminio</i>	<i>Cobre</i>	<i>Acero</i>
<b>Densidad</b> (g/cm <sup>3</sup> )	2,70	8,96	7,87
<b>Resistividad</b> (m - nΩ)	25,00	15,80	87,10

**Tabla 3.2**  
**Densidad y resistividad eléctrica en el Aluminio, Cobre y acero**

Definitivamente se dejó de lado el acero por su pobre permeabilidad (propiedad inversamente proporcional a la resistividad eléctrica) y excesivo peso para un sistema portátil; entonces se debía decidir entre el cobre y el aluminio. La permeabilidad del cobre, como se ve en la Tabla 3.2, es superior a la del aluminio, pero a su vez, la densidad del aluminio es mucho menor a la del cobre.

Para tener mayores elementos de juicio se llevó a cabo las pruebas respectivas. En primer caso se obtuvo un nivel de ruido, en la entrada del conversor analógico – digital , de 0,5 mV p-p con las placas de cobre mientras que con las placas de aluminio se tuvo un nivel de ruido promedio de 0,8 mV p-p aproximadamente, estos dos niveles eran aceptables, pues sólo se necesitaba que el ruido esté por debajo de 1 mV p-p para no tener problemas en la etapa de conversión analógico – digital. Por razones de portabilidad se eligió las placas de aluminio que disminuyen el peso del equipo en casi un 30% con respecto al peso del equipo con las placas de cobre. Esta comprobación era importante teniendo en cuenta que las pruebas adicionales orientadas a la atenuación del ruido serían válidas sólo para los trabajos en laboratorio. Para los trabajos en campo, el nivel de ruido manejado hasta este punto (0,8 mV p-p) sería la referencia.

### 3.1.3 Mejoras al subsistema analógico

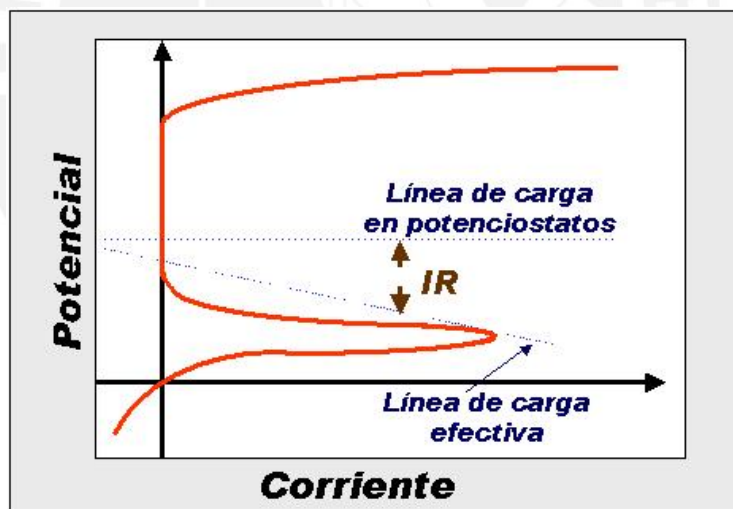
#### 3.1.3.1 Compensación de caídas IR

Existen razones mecánicas por las cuales el capilar del electrodo de referencia no puede ser introducido dentro del plano que contiene la doble capa del electrodo de trabajo. Debido a este inevitable hecho, existe una caída de potencial desde el plano donde el capilar termina hasta la capa límite del electrodo de trabajo en la cual el potencial tiene que ser controlado. Esta caída de potencial es proporcional a la densidad de corriente y varía en proporción inversa a la conductividad del electrolito <sup>[25]</sup>. Esto se hace importante sólo cuando la densidad de corriente es muy alta o cuando el electrolito tiene conductividad muy baja (IR representa el producto corriente x resistencia) y afecta directamente la medición de voltajes entre los electrodos de trabajo y de referencia realizada por el submódulo de medición de potenciales (subacápite 2.2.3.1).

En casos simples es posible describir esta caída de potencial como una resistencia bastante constante del electrolito multiplicada por la corriente de celda. Una resistencia en serie, constante en el electrolito antes de la capa límite del electrodo de referencia puede ser compensada por realimentación a la entrada de una caída de voltaje proporcional a la corriente, pero la determinación precisa de la magnitud de tal resistencia llevaría a serios problemas experimentales. En la mayoría de los casos no existe la certeza de que esta resistencia medida en el electrolito permanezca constante cuando el potencial es cambiado, cuando la corriente varía, cuando las reacciones químicas toman lugar en la capa límite, cuando se altera la temperatura o hasta cuando el tubo capilar es movido respecto del límite del electrodo de trabajo.

Una aproximación a la compensación IR es ignorarla al momento de tomar las mediciones para luego corregir los potenciales medidos tomando en cuenta el IR

medido o calculado con anterioridad en la solución. Ésta es una aproximación perfectamente válida pero tiene algunas limitaciones. El efecto de la resistencia de la solución es producir un error en el potencial que es proporcional a la corriente circulante y esto da una línea de carga efectiva como la mostrada en la Figura 3.9. Esto resulta en un problema similar al observado en ensayos para medir la curva de polarización con una fuente de poder y resistencia, nominalmente es imposible acceder a la región de la curva inmediatamente encima de la región de transición de zona activa a zona de pasivación. Un problema más sutil emerge del hecho de que un cambio en la caída IR resulta en un cambio de velocidad de barrido, así que la curva de polarización que es nominalmente medida bajo condiciones de velocidad de barrido constante será realmente determinada con una velocidad de barrido variable.



**Figura 3.9**  
**Error por caídas IR y línea de carga**

La aproximación básica por la cual uno puede compensar caídas IR mientras se está realizando la medición es modificar el potencial establecido como entrada teniendo en cuenta la resistencia de la solución. Se dispone de dos métodos, comúnmente usados para hacer esta compensación. El más simple es hacer pasar la

corriente de celda a través de una resistencia de la misma magnitud que la resistencia de la solución y añadir el potencial resultante al potencial predefinido. Existen varias maneras de estimar el valor apropiado de dicha resistencia. Esto incluye cálculos de la geometría de la celda y de la conductividad de la solución o medición con una señal alterna de alta frecuencia. Sin embargo, el método más común, probablemente, es usar el hecho de que la compensación IR es una forma de realimentación positiva. Si el valor de la resistencia de compensación es significativamente más grande que la caída IR, la realimentación positiva causará que el potencióstato empiece a oscilar. De aquí, la resistencia es ajustada a aquel valor que haga que el potencióstato no oscile, y este es tomado como una aproximación razonable del valor correcto <sup>[27]</sup>.

El método alternativo de compensación de caídas IR está basado en la siguiente premisa: si el flujo de corriente es cortado, el potencial debido a caídas IR, que sea puramente resistivo, desaparecerá inmediatamente, mientras que el potencial de interfaz permanecerá estable por un tiempo razonablemente largo, esto se debe en gran parte a la carga almacenada en la capacitancia de interfaz. Entonces, si la corriente circulante es brevemente interrumpida (típicamente por periodos de 1ms), la caída IR puede ser determinada y añadida al control del potencial. Esto es conocido como el método interruptor de compensación IR y debería ser capaz de compensar caídas con un error muy pequeño a pesar que el diseño de sistemas electrónicos presente problemas significativos. Como una regla, no se debe tratar de usar compensación IR por interrupción de corriente con cables de celda con una longitud mayor a cinco metros (el error introducido sería considerable). Éste será el método a implementar en el sistema pues no se requiere de *hardware* adicional y su implementación dentro del programa de control que ejecuta el subsistema digital no es muy complicado.

### 3.1.3.2 Mejorando la estabilidad del potencioestado

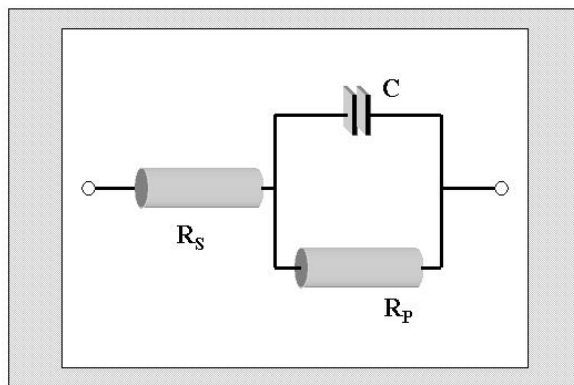
Hay algunas consideraciones que se puede tener para evitar que un sistema potencioestático llegue a oscilar<sup>[6]</sup>. Esta lista no tiene ningún orden en particular, cualquiera de estas recomendaciones puede ser de gran ayuda:

- Disminuir la velocidad de muestreo. El sistema tiene una velocidad de ensayo que es configurable por software. Generalmente, a velocidades más bajas, el potencioestado es más estable.
- Añadir un elemento de referencia de baja impedancia acoplado capacitivamente en paralelo con el electrodo de referencia<sup>[27]</sup>. Lo clásico a acoplar es un alambre de platino y normalmente lo está a un Electrodo de Calomel Saturado (SCE). El condensador asegura que el potencial DC provenga del SCE y el potencial AC del cable de platino. El valor del condensador de acoplamiento puede estar entre 100 pF y 10 nF.
- Un pequeño condensador entre las líneas del electrodo de referencia y el contraelectrodo permite la eliminación de realimentación de alta frecuencia. Un valor común para el condensador es 1 nF.
- Añadir una resistencia al terminal del contraelectrodo. Este cambio disminuye el ancho de banda efectivo producto del amplificador potencioestático. La resistencia debe ser seleccionada para lograr una caída de 1 V a la máxima corriente esperada para cada ensayo.

### 3.1.4 Pruebas preliminares sobre el subsistema analógico

Los estándares G3 – 89 y G59 – 97 de las normas ASTM (*American Standard for Testing Materials*)<sup>[2]</sup> brindan la primera herramienta útil para las pruebas del

subsistema analógico. Ésta es la presentación de un modelo de circuito equivalente de una celda electroquímica simple como se muestra en la Figura 3.10.



**Figura 3.10**  
**Modelo de circuito equivalente de una celda electroquímica**

Este modelo es muy flexible en el rango de corrientes en el que trabajará el equipo; debe entenderse que  $C$  representará la capacitancia de doble capa que se presenta en la celda (ver subacápite 1.1.2.4), mientras que un potenciómetro  $R_p$  se encargará de simular las zonas de pasivación como de transpasivación de la probeta.

Después de implementar el subsistema analógico, el primer paso a seguir fue la calibración del mismo, de tal manera que se pudiera alcanzar las especificaciones impuestas al momento de iniciar el diseño. La Figura 3.11 muestra los resultados de ensayos realizados antes y después de la calibración del sistema.

En la parte superior de la figura, se puede apreciar la gráfica en formato semilogarítmico correspondiente al sistema sin calibrar. Las discontinuidades en la curva y las imprecisiones en los valores de densidad de corriente observadas con respecto a los esperados se presentan debido a la asunción de valores ideales al momento del diseño, se habla en este caso de las ganancias en los amplificadores de instrumentación los cuales pueden ser corregidos con la fuente corriente de *offset* en el sistema potencioestático.



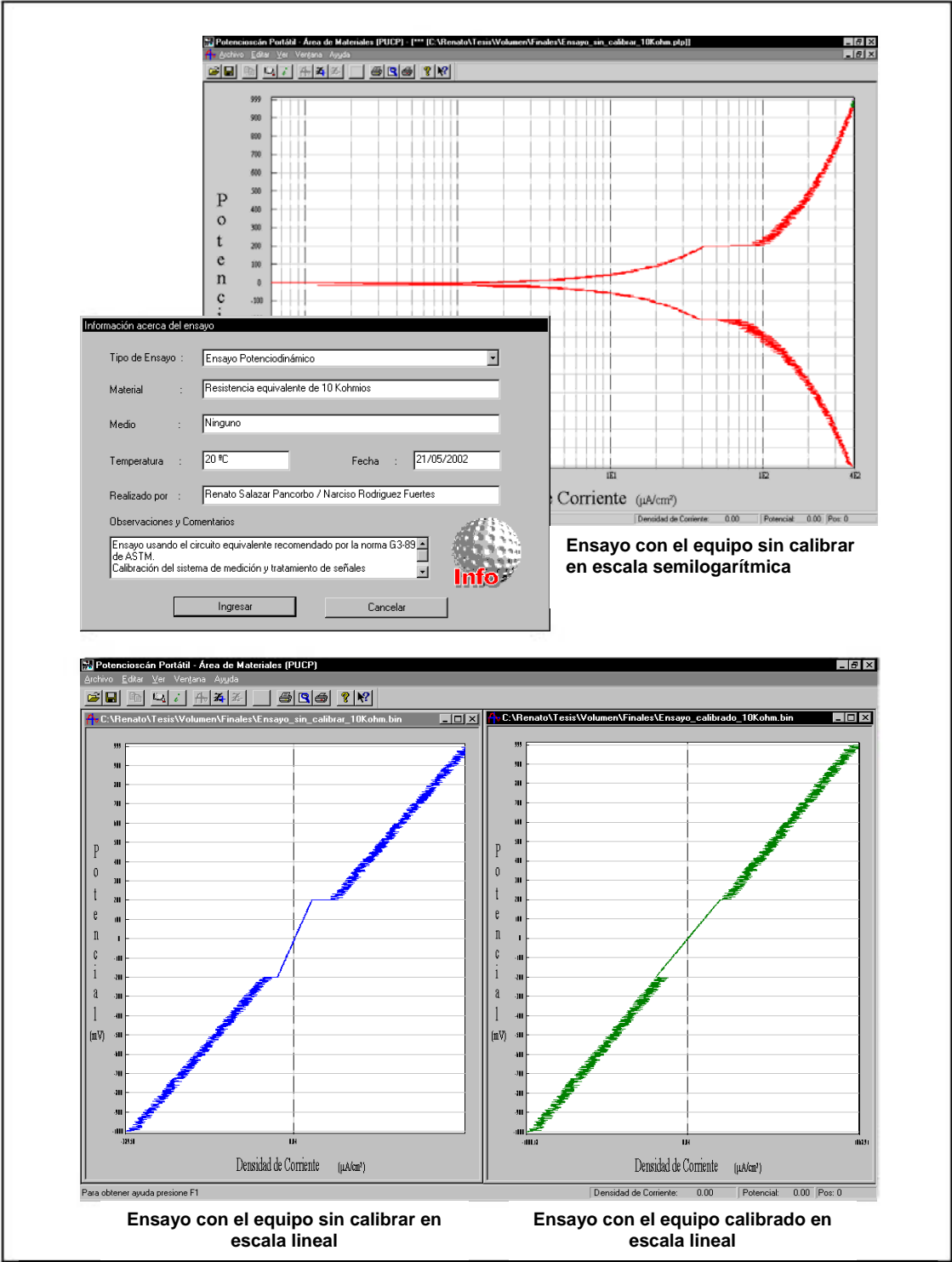
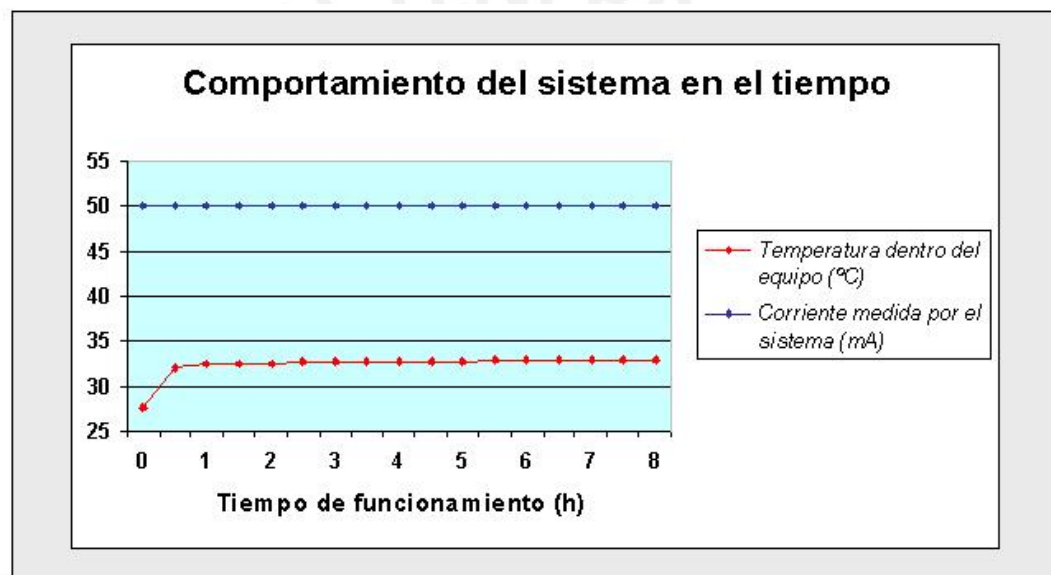


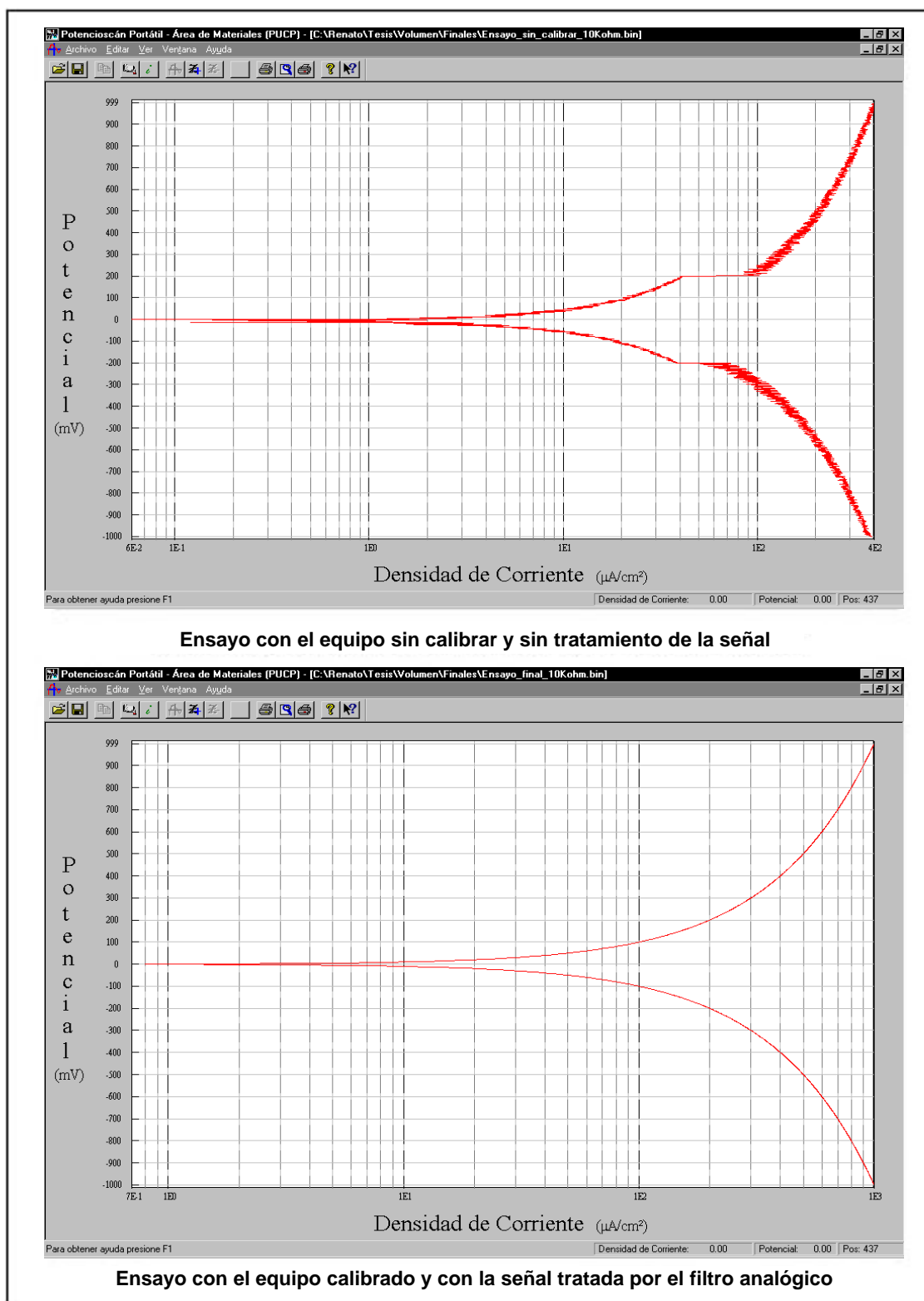
Figura 3.11  
Ensayos de calibración del sistema usando una impedancia equivalente de 10 KΩ

Otra prueba de importancia en esta etapa consistió en comprobar el rango efectivo en la medición de corrientes. El inconveniente más grande del lado de las escalas para corrientes muy pequeñas estaba en el ruido, mientras que del lado de las altas corrientes estaba en la capacidad de disipación de calor del sistema; esto tomando en cuenta que los ensayos pueden prolongarse por varias horas. En la Figura 3.12 se muestra una curva de temperatura del equipo vs. tiempo, midiendo corrientes en su escala máxima (corriente constante de 50 mA) a una temperatura ambiental de 24 °C.



**Figura 3.12**  
**Comportamiento del sistema en el tiempo (temperatura y degradación del rendimiento)**

En trabajos posteriores se descubrió que el pozo de tierra del Laboratorio de Materiales tenía una resistencia de 5,7  $\Omega$ , valor inaceptable para este tipo de ambientes. Luego de efectuado el trabajo de mantenimiento respectivo, se bajó la resistencia del mismo a 0,7  $\Omega$  y el ruido en el sistema disminuyó a 0,2 mV p-p, un nivel que ya se podía considerar muy bueno. El resultado obtenido después de todo el proceso descrito se muestra en la Figura 3.13 a modo de comparación con el primer ensayo realizado.



**Figura 3.13**  
**Resultado de la calibración del sistema de tratamiento de señales**

### 3.2 Construcción del subsistema digital

Para evitar que el ruido digital afecte a las líneas analógicas se ha tomado varias medidas en el diseño del circuito impreso. Por ejemplo, el cristal del microcontrolador es una fuente de ruido de alta frecuencia, éste se ha colocado muy cerca de los condensadores de resonancia y del mismo microcontrolador <sup>[15]</sup>.

Una de las formas en que el ruido se introduce es por las tierras, éstas están separadas en analógicas y digitales. También se ha tenido en cuenta el no formar lazos de tierra con las pistas de cobre en el circuito impreso, para que no haya corrientes parásitas inducidas y tierras (referencias) a diferentes valores de potencial. Esto se ha logrado conectando las tierras en configuración estrella, éste cuidado se ha tenido en cuenta sobre todo en las conexiones de los conversores analógico - digital y digital - analógico.

El grosor de las pistas en el circuito impreso que llevan señales digitales es de 10 mils (10 mils = 10 pulg/1000 = 0.254 mm) y la menor separación entre ellas es de 13 mils. Éstas son las menores distancias que se puede alcanzar en el mercado local. Con estos datos se puede calcular, aproximadamente, la atenuación en las pistas, y se comprobará que no afectará significativamente a las señales digitales. A continuación se muestra dos fórmulas para calcular las resistencias que presentarán las líneas o pistas del circuito impreso respecto a las componentes continua y alterna de la señal que viaje en ellas <sup>[31]</sup>.

$$R_{DC} = L * \rho / (w * t) \quad \text{Ecuación 3.3}$$

$$R_{AC} = L * (\rho * \pi * \mu * f)^{0.5} / w \quad \text{Ecuación 3.4}$$

Donde:

$R_{DC}$  : Resistencia del conductor a la componente continua de la señal.

$R_{AC}$  : Resistencia del conductor a la componente alterna de la señal.

$\rho$  : Resistividad del metal (del cobre a 20°C:  $1.8 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ ).

$L$  : Longitud de la línea o pista.

$w$  : Ancho de la pista.

$t$  : Espesor o altura de la pista.

$\mu$  : Permeabilidad del espacio libre  $4\pi \times 10^{-7} H/m$ .

$f$  : Frecuencia de la señal.

Para el ancho de pista de 10 mils = 0.254 mm, con una longitud de pista de 0.1 m y un espesor de pista de 0.1 mm, se obtiene una resistencia del conductor a la componente continua de 0.071  $\Omega$ . Para estos datos y para una frecuencia de bus de 2 MHz se obtiene una resistencia de la componente alterna de 0.148  $\Omega$ . Sumando los dos valores de las componentes se obtiene una resistencia máxima de 0.22  $\Omega$ , la cual dará atenuaciones que no afectarán significativamente la transmisión de señales. Por ejemplo, para un caso extremo, de requerirse la corriente máxima de 0.5 A, se tendrá una caída de potencial de 0.11 V (0.5 A x 0.22  $\Omega$ ), la cual no afectará significativamente a las señales digitales de 5 V.

Para lograr un menor tamaño, la tarjeta se ha hecho con dos caras de cobre y con agujeros metalizados, teniéndose en cuenta que las pistas de una cara no sean paralelas a las de la otra. Para aumentar la protección se ha cubierto con un plano de tierra la gran mayoría del circuito impreso que no ha sido utilizado para conexiones.

### 3.3 Software de control

Para programar el microcontrolador existen compiladores de lenguaje C y ensamblador. Dado que se requiere que el código sea del menor tamaño posible se ha preferido usar el lenguaje ensamblador para programar el circuito integrado.

Este microcontrolador tiene dos modos de programación: binario y fuente. Los dos modos pueden ejecutar todas las instrucciones tanto de la arquitectura 8051 como de la 80251. Sin embargo el modo fuente es más eficiente para la arquitectura 80251, por lo que se ha escogido éste último.

Para facilitar la programación se utilizó un programa de inicio que permite transferir serialmente el código desarrollado en la computadora personal a la memoria RAM del submódulo digital, este programa de inicio fue desarrollado por el Ing. Jaime Valdivia Sisniegas<sup>[20]</sup>.

El programa principal del equipo que se ejecutará en el microcontrolador tiene muchas rutinas, a continuación enumeramos las cuatro más importantes, las mismas que son mostradas en la Figura 3.14:

- Rutina de ingreso de datos de ensayos.
- Rutina de ensayo.
- Rutina de transmisión.
- Rutina de errores.

El funcionamiento del programa principal se muestra en el diagrama de flujo a continuación (ver Figura 3.14). Tanto el código del programa principal como el de cada rutina pueden ser encontrados en el Anexo G.



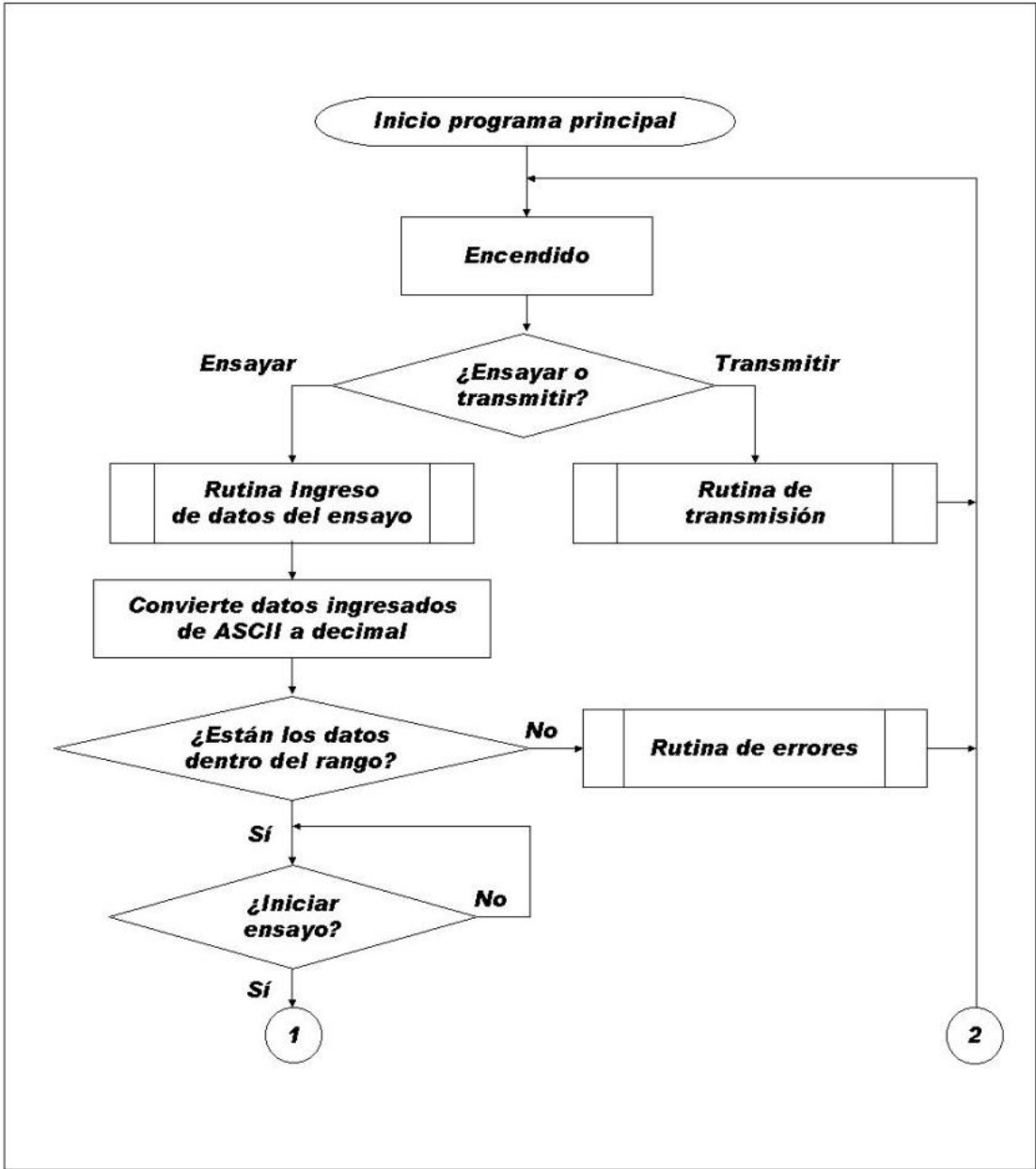


Figura 3.14a  
Diagrama de flujo correspondiente al programa principal en el microcontrolador

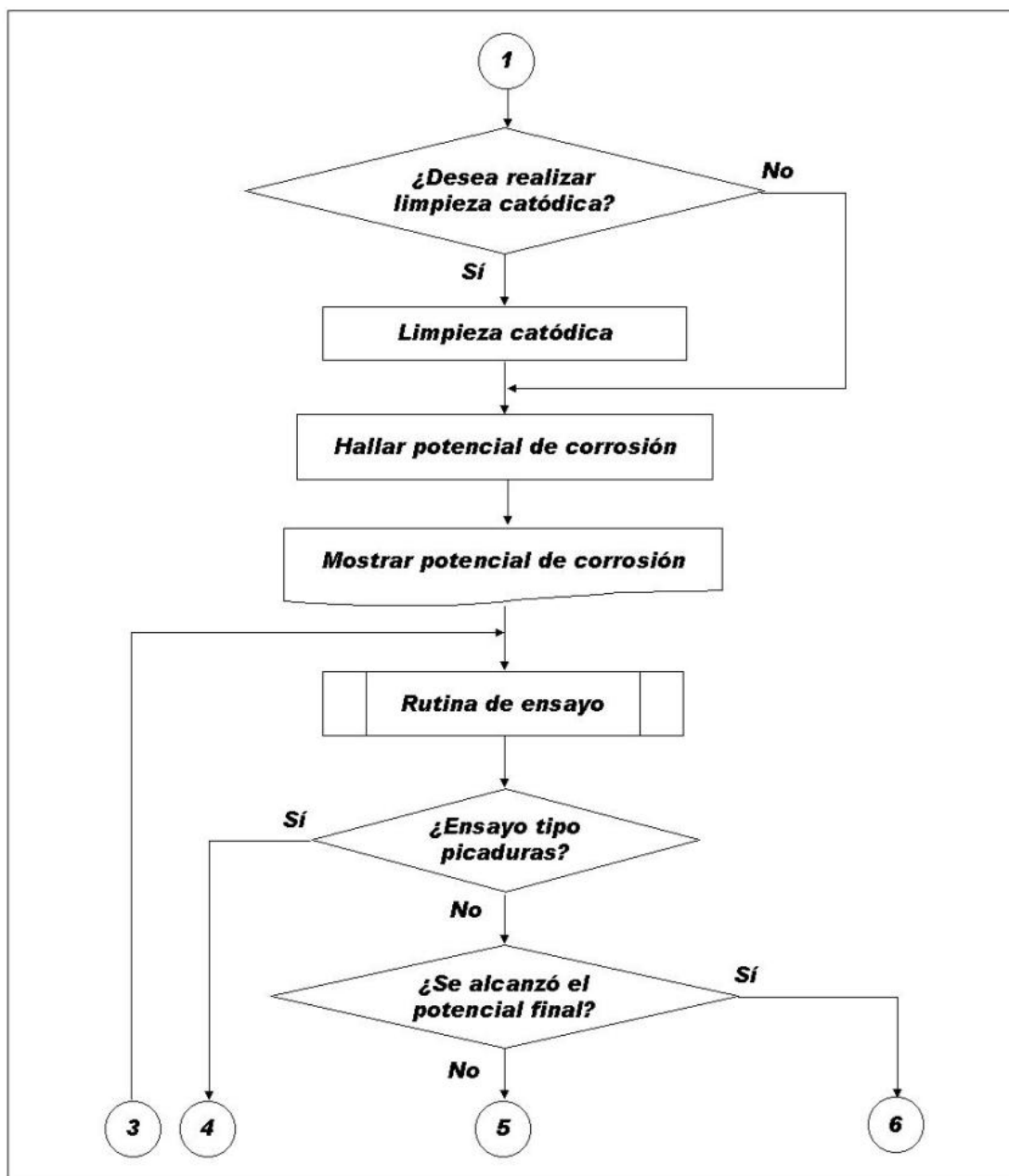


Figura 3.14b  
Diagrama de flujo correspondiente al programa principal en el microcontrolador

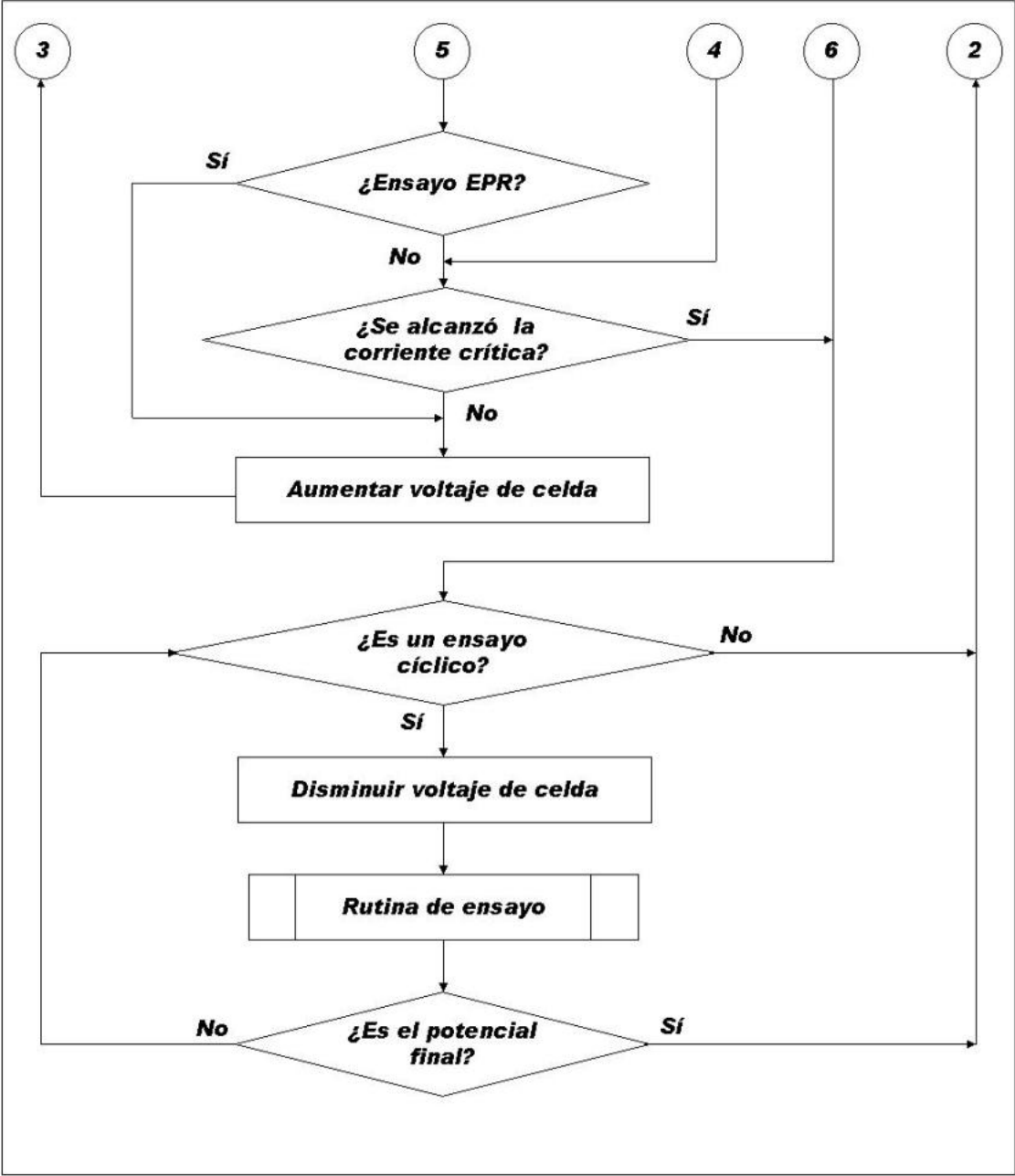
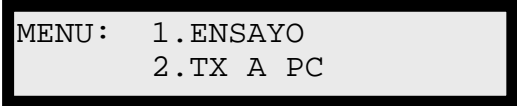


Figura 3.14c  
Diagrama de flujo correspondiente al programa principal en el microcontrolador

Inicialmente, el programa principal muestra el menú inicial con dos opciones: la primera para iniciar un ensayo y la segunda para transmitir los datos almacenados en memoria de un ensayo realizado anteriormente.



```
MENU:  1 . ENSAYO
        2 . TX A PC
```

### Menú inicial

Si se escoge realizar un ensayo, el programa pedirá los datos necesarios y los validará. En el caso de que algún dato no esté dentro de los rangos permitidos, se mostrará un mensaje de error y se volverá a mostrar el menú inicial.

Si los datos son válidos entonces el programa esperará a que se confirme el inicio del ensayo. Cuando se inicie el ensayo el programa verificará si al ingresar los datos se incluyó realizar una limpieza catódica, de ser así, se dará inicio a este procedimiento. Antes de iniciar cualquier ensayo se hallará el potencial de corrosión, luego se ejecutará la rutina de ensayo para el voltaje inicial. Esta rutina se explicará más adelante.

A continuación el programa presenta las siguientes opciones de ensayo:

- *Estático*: Barrido de voltaje desde el potencial inicial por un período llamado "tiempo de ensayo".
- *Dinámico*: Barrido de voltaje desde el potencial inicial hasta un potencial final. En el caso de llegar a la corriente crítica antes de llegar al potencial final también terminará el ensayo.

- *Cíclico*: Barrido de voltaje desde el potencial inicial hasta un potencial final y barrido de regreso desde el potencial final hasta el potencial inicial. En el caso de llegar a la corriente crítica antes de llegar al potencial final también se invertirá el sentido del barrido hasta retornar al potencial inicial.
- *Picaduras o resquios*: Barrido de voltaje desde el potencial inicial hasta llegar a la corriente crítica y luego retorno al potencial inicial.
- *EPR*: Barrido de voltaje desde el potencial inicial hasta un potencial final.
- *EPR cíclico*: Barrido de voltaje desde el potencial inicial hasta un potencial final y barrido de retorno, desde el potencial final hasta el potencial de inicio.

Una vez terminados los ensayos se regresará al menú inicial. Si se escoge la segunda opción, transmitir los datos almacenados en memoria, se ejecutará la rutina de transmisión, que enviará los datos del ensayo que se escoja durante dicha rutina.

### 3.3.1 Rutina de ingreso de datos de ensayo

Esta rutina tiene por objetivo solicitar los datos de configuración del ensayo a realizarse. Inicialmente la rutina pide que se escoja uno de los siguientes tipos de ensayo que es capaz de realizar:

ESCOJA EL TIPO DE ENSAYO :  
1.ESTATICO 2.DINAMICO

ESCOJA EL TIPO DE ENSAYO :  
3.CICLICO 4.PICADURAS Y RESQ

ESCOJA EL TIPO DE ENSAYO :  
5.EPR 6.EPR CICLICO

**Menú de tipos de ensayo**

	Estático	Dinámico	Cíclico	Picaduras o Resquicios	EPR	EPR cíclico
Número de ensayo	√	√	√	√	√	√
Área de la muestra	√	√	√	√	√	√
Tiempo de corrosión	√	√	√	√	√	√
Tipo de referencia	√	√	√	√	√	√
Voltaje de corrosión	√	√	√	√	√	√
Potencial inicial	√	√	√	√	√	√
Tiempo de ensayo	√	X	X	X	X	X
Potencial final	X	√	√	X	√	√
Corriente crítica	X	√	√	√	X	X
Velocidad de barrido	X	√	√	√	√	√
Limpieza catódica	Opcional	Opcional	Opcional	Opcional	Opcional	Opcional

Tabla 3.3  
Datos requeridos por cada tipo de ensayo

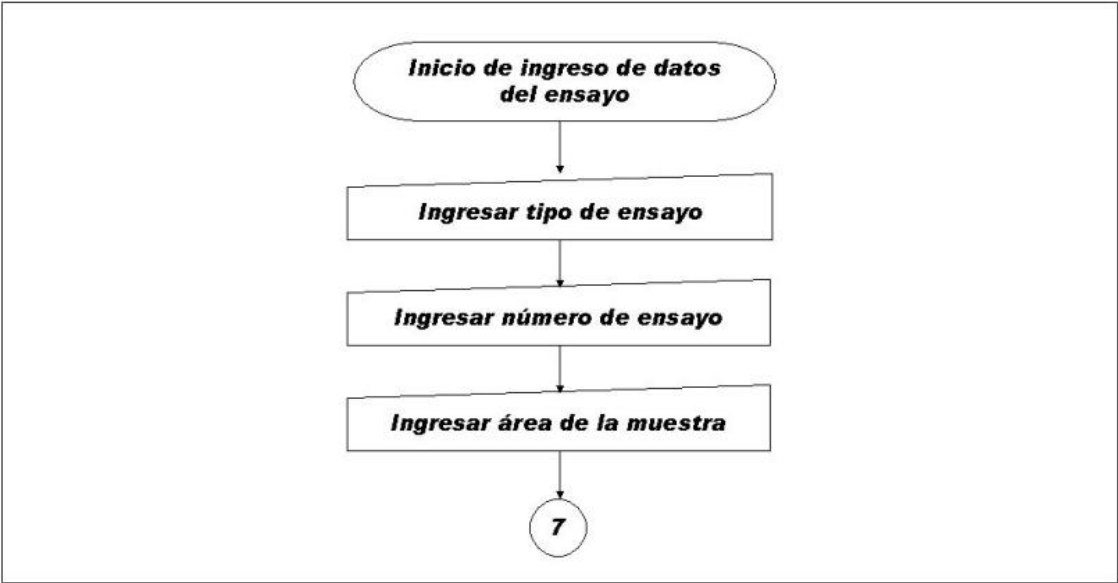


Figura 3.15a  
Diagrama de flujo correspondiente al ingreso de parámetros para ensayos



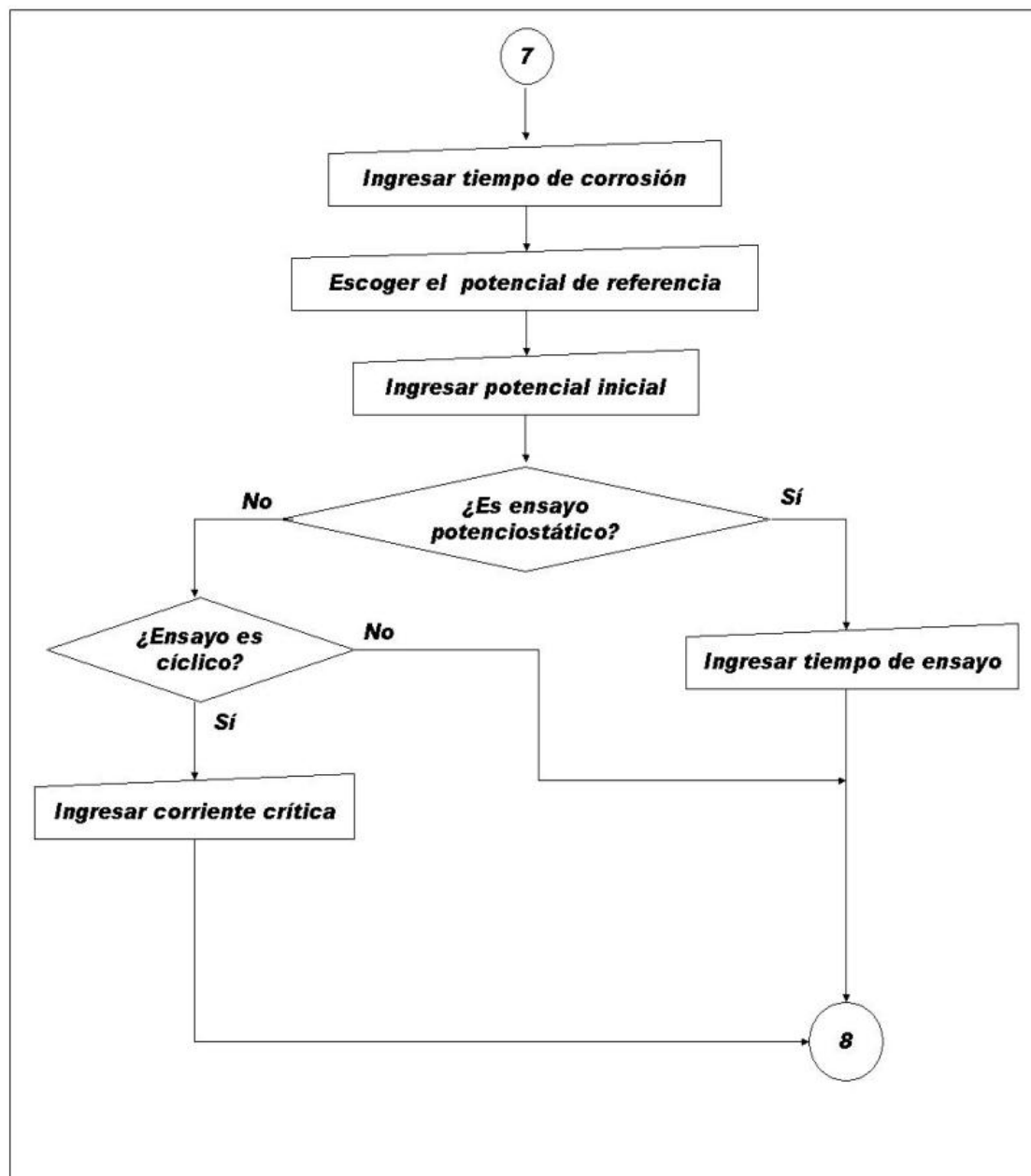
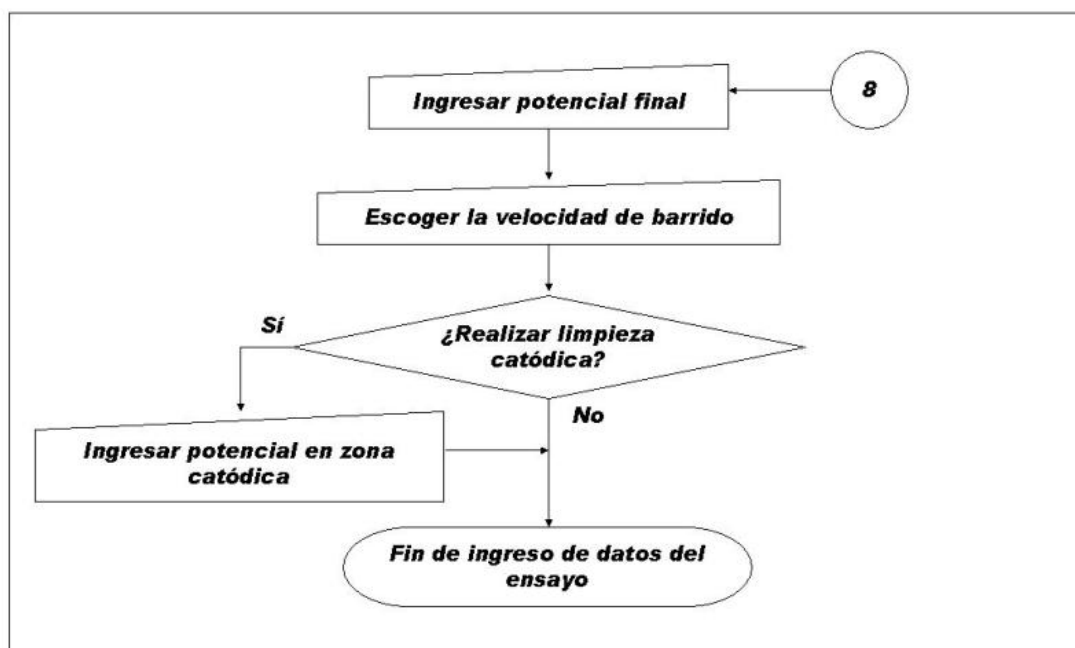


Figura 3.15b  
Diagrama de flujo correspondiente al ingreso de parámetros para ensayos



**Figura 3.15c**  
**Diagrama de flujo correspondiente al ingreso de parámetros para ensayos**

En la Tabla 3.3 se muestra los datos requeridos de acuerdo al tipo de ensayo escogido: número de ensayo, área de la muestra, tiempo de corrosión, referencia, voltaje de corrosión, potencial inicial de ensayo, tiempo de ensayo, potencial máximo, corriente crítica y velocidad de barrido.

En el caso de elegir la opción de realizar limpieza catódica se pedirá el potencial de limpieza catódica y el tiempo de limpieza catódica. En la Figura 3.15 se muestra el diagrama de flujo de la rutina de ingreso de datos descrita anteriormente.

### 3.3.2 Rutina de ensayo

Esta rutina controla la adquisición de datos por parte de los conversores digital - analógico y analógico - digital, ésta es usada en los seis tipos de ensayos. Su diagrama de flujo se muestra a continuación (ver Figura 3.16):

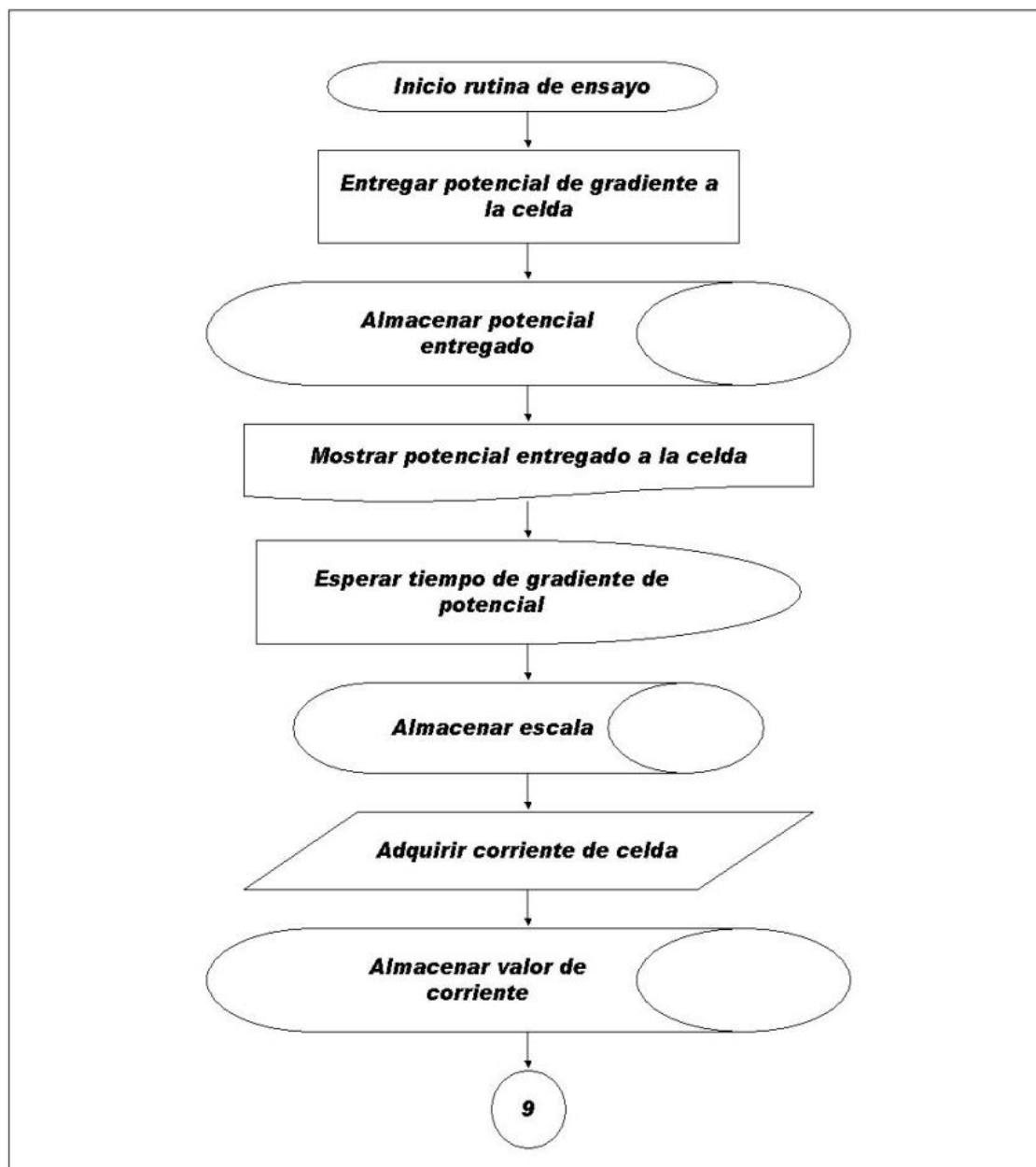
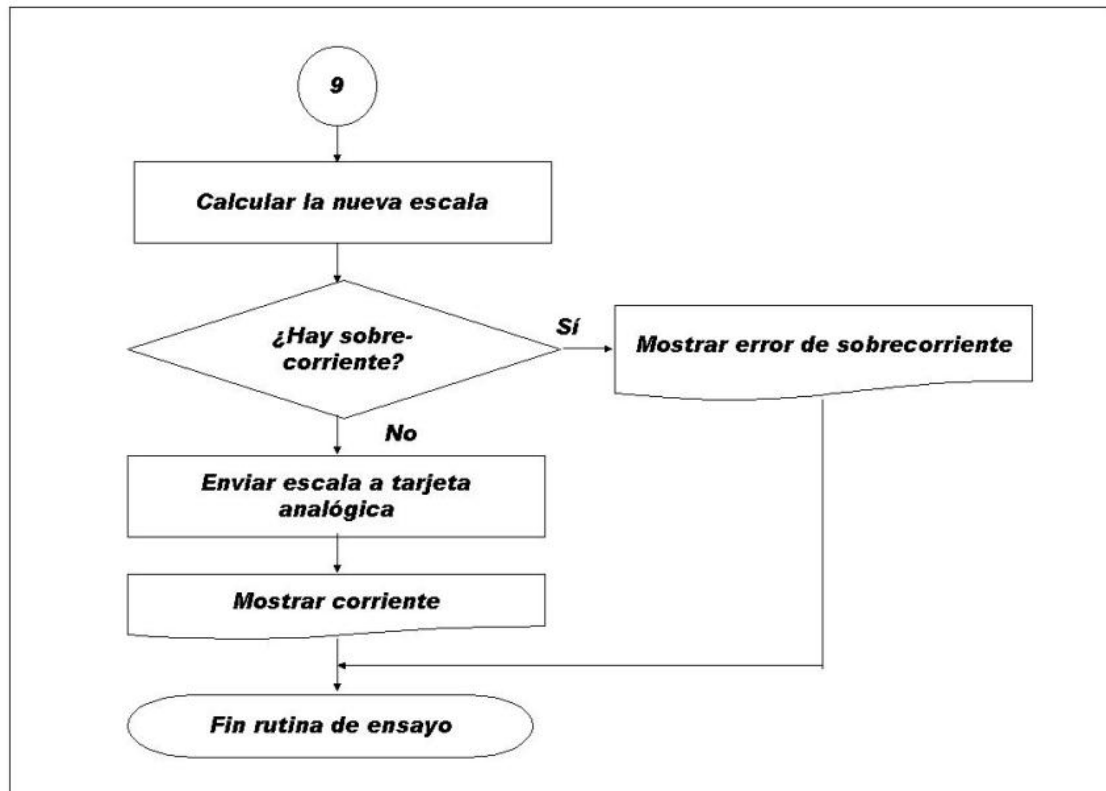


Figura 3.16a  
Diagrama de flujo correspondiente a la rutina de ensayo

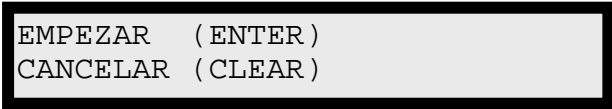


**Figura 3.16b**  
**Diagrama de flujo correspondiente a la rutina de ensayo**

Inicialmente la rutina de ensayo entrega el potencial de gradiente a la celda, lo almacena en memoria y lo muestra en la pantalla LCD. Luego espera un tiempo correspondiente al gradiente de barrido de potencial seleccionado por el usuario, para almacenar la escala activa y para adquirir y almacenar la corriente de celda. A continuación calcula la nueva escala y verifica si ha habido sobrecorriente, de ser así el ensayo terminará con un mensaje de error indicando el motivo del mismo. De no haber error de sobrecorriente se enviará la nueva escala a la tarjeta analógica y se mostrará el valor de corriente para terminar la rutina de ensayo.

### 3.3.3 Rutina de transmisión

Transmite serialmente a la PC los datos del ensayo almacenado. El sistema le solicitará escoger qué número de ensayo desea transferir. Luego se pide confirmar la transmisión de datos:



```
EMPEZAR  ( ENTER )  
CANCELAR ( CLEAR )
```

Durante la transmisión se presentará en pantalla el siguiente mensaje:



```
ENVIANDO DATOS
```

La rutina primero transmitirá 3 Bytes de inicio, cuyos valores hexadecimales son: *AB*, *CD* y *EF*, para que el programa residente en la computadora personal valide el inicio de la transmisión. Luego transmite la cabecera que contiene la información del ensayo que se está transmitiendo, que ha sido introducida por el usuario durante la configuración. A continuación se transmite 5 Bytes por cada dato, de los cuales 2 corresponden al valor de voltaje, 1 a la escala y 2 para al valor de corriente. Para terminar con la transmisión se envía 3 Bytes de fin, cuyos valores hexadecimales son: *AB*, *CD* y *EF*, para que el programa residente en la computadora valide el fin de la transmisión.

El funcionamiento de esta rutina se muestra en el siguiente diagrama de flujo (ver Figura 3.17):

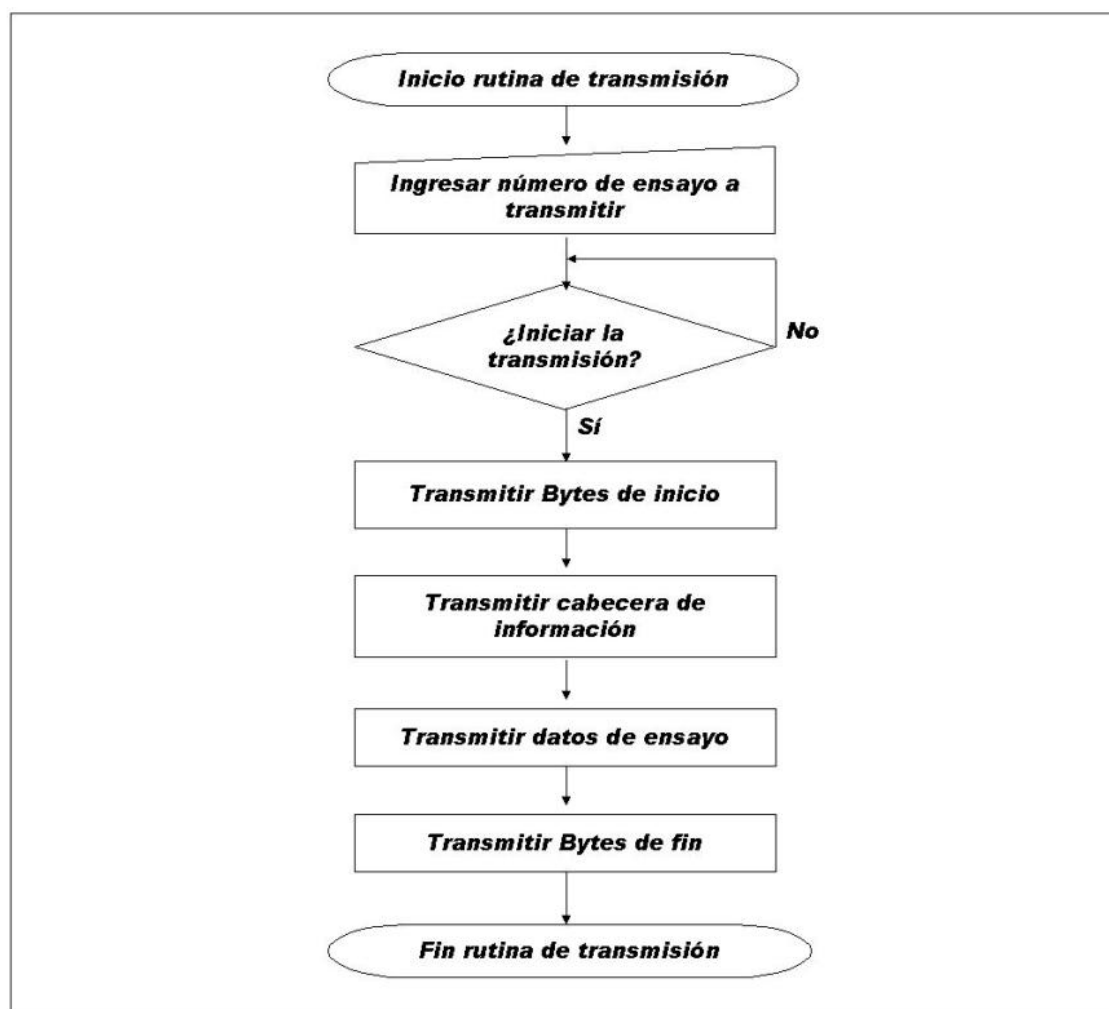


Figura 3.17  
Diagrama de flujo correspondiente a la transmisión de datos de ensayo



### 3.3.4 Rutina de errores

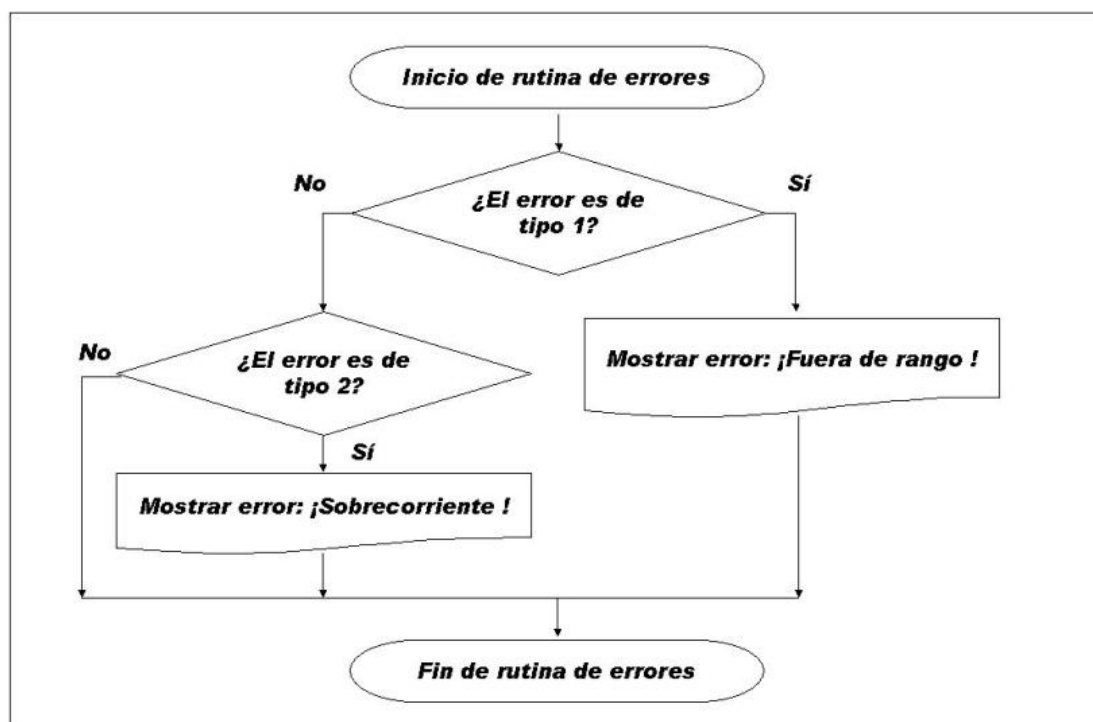
El sistema es capaz de detectar dos tipos de errores. El primero de ellos es el determinar si los parámetros para los ensayos están dentro de los rangos, en el caso que no se cumpla con esto, se muestra en la pantalla el siguiente mensaje:

ERROR :  
FUERA DEL RANGO !

El otro tipo se da cuando en la celda se presenta una corriente mayor a 409.6 mA, en ese caso se muestra en la pantalla el mensaje de sobrecorriente:

ERROR :  
SOBRECORRIENTE !

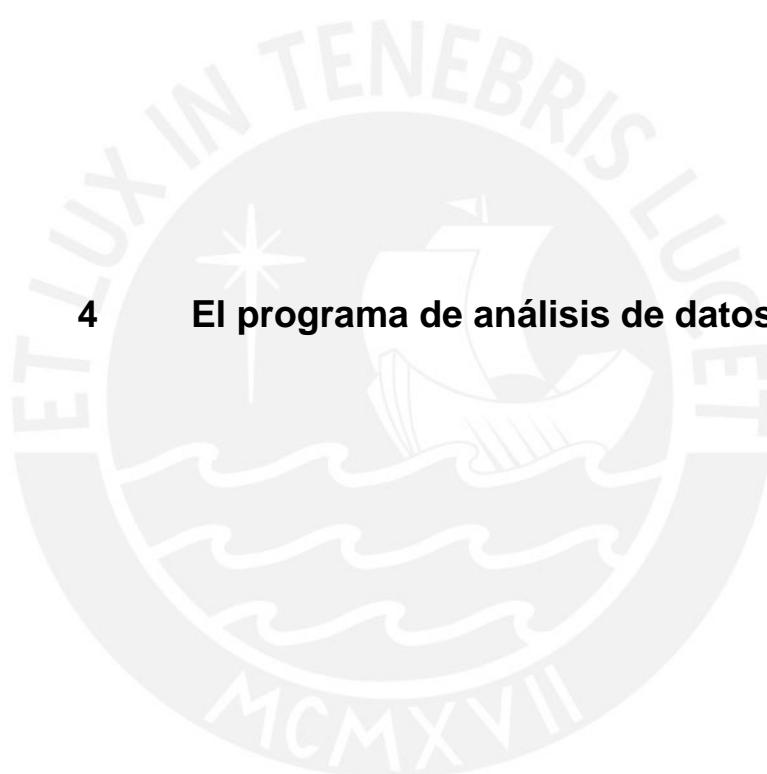
El diagrama de flujo de esta rutina se muestra en la Figura 3.18:



**Figura 3.18**  
Diagrama de flujo correspondiente a la rutina de manejo de errores

4

**El programa de análisis de datos**



#### 4.1 Descripción general

Al momento de definir las especificaciones de diseño para el presente trabajo (ver acápite 2.1), se tomó en cuenta las ventajas y desventajas de implementar todas las funciones de análisis en el programa que se ejecutaría en el equipo portátil. En ese caso se debería haber contado con una interfaz gráfica, un procesador más potente o mayor capacidad de memoria, entre otros aspectos. Esto no sólo hubiera encarecido el costo del prototipo y aumentado su volumen (se debe recordar que se trata de un dispositivo portátil) sino que hubiera hecho muy complicado implementar algunas de las funciones de análisis requeridas para una aplicación de este tipo.

Sin embargo, a pesar de que la finalidad principal del diseño es resolver los problemas inherentes al trabajo en campo (autonomía en el procesamiento, portabilidad y control del ruido sin afectar mayormente la precisión de las mediciones), éste deja de lado algunas de las operaciones referidas a algunos índices a manejar y sobre todo al análisis gráfico de los datos. Del mismo modo, algunos ensayos en campo en condiciones de ruido extremas así como la introducción de una portadora de 500 KHz por parte del amplificador de aislamiento óptico, posterior al filtro analógico, podrían hacer pensar en una etapa ulterior, aunque opcional, de tratamiento de la señal.

Todas estas funciones, han sido delegadas a una aplicación que se ejecuta en un computador personal, la cual hará posible la realización de cálculos más complejos así como un manejo gráfico de los datos recogidos por el equipo portátil. De acuerdo a las especificaciones, se ha implementado para este efecto una interfaz RS-232 (ver acápite 2.3.2) entre el computador personal y el equipo con parámetros de comunicación configurables tanto en uno como en otro dispositivo.

## 4.2 Consideraciones de diseño

Algunas de las consideraciones más importantes a tener en cuenta fueron:

### 4.2.1 La plataforma

Existen dos opciones comerciales que sobresalen, ya sea por su difusión o por su disponibilidad, al momento de realizar la elección de la plataforma sobre la cual se va a realizar este desarrollo: Linux y MS Windows. Se ha decidido trabajar sobre Microsoft Windows (Windows 95/98 y Windows NT) debido a que el prototipo estuvo destinado al trabajo en el Laboratorio de Materiales de la PUCP, donde solamente se tenía esta plataforma disponible y además, en general, el tipo de usuario que tendrá a su cargo el trabajo con el sistema está más familiarizado con MS Windows que con Linux. Windows 95/98 y Windows NT ofrecen un entorno de Interfaz Gráfica de Usuario (GUI) bastante amigable e intuitivo lo cual es muy conveniente para la aplicación que se está desarrollando ya que se hará gran parte de los análisis a realizar en base a las curvas de polarización que se obtiene de los datos recibidos del equipo portátil y que se deberá graficar en pantalla.

### 4.2.2 El lenguaje de programación

En este punto se hace necesario el uso de un lenguaje de programación que trabaje sobre la plataforma y en el entorno que Windows provee. Se dispone de muchas opciones en este caso, se puede trabajar con C++, Java o Delphi, entre las más conocidas. Todas proveen un gran número de herramientas para el manejo del entorno gráfico pero se decidió por el uso del lenguaje de programación Visual C++ de Microsoft por la experiencia previa que se poseía en el trabajo con este lenguaje

Microsoft Visual C++ es un entorno de programación en el que se combinan la programación orientada a objetos (C++) y el sistema de desarrollo diseñado especialmente para crear aplicaciones gráficas para Windows. Aunque las aplicaciones Windows son sencillas de utilizar, el desarrollo de las mismas no es una tarea fácil, por ello Visual C++ incluye, además de varias herramientas que lo convierten en un generador de programas C++, un conjunto completo de clases (*Microsoft Foundation Classes*, MFC) que permiten crear de una forma intuitiva las aplicaciones para Windows y manejar los componentes de Windows según su naturaleza de objetos

Se debe decir también que para poder utilizar las MFC son necesarias algunas DLL (*Dynamic Link Libraries*) que Windows, como sistema operativo, no provee, será entonces necesario instalar dichas DLL en el sistema cada vez que se desee ejecutar el programa, o en su defecto crear instaladores para el programa que es lo que se hará en este caso para simplificar su manipulación por parte del usuario. El código completo del programa se adjunta en el Anexo G.

#### 4.3 Estructura del programa

Los que se nombra a continuación son los módulos principales del programa de análisis de datos. Su función dentro del programa se muestra en la Figura 4.1.

- Comunicación con el equipo portátil.
- Análisis de datos por tipo de ensayo.
- Presentación de los datos en pantalla.
- Reporte de los índices principales del ensayo.
- Presentación preliminar e impresión.
- Ayuda en línea.

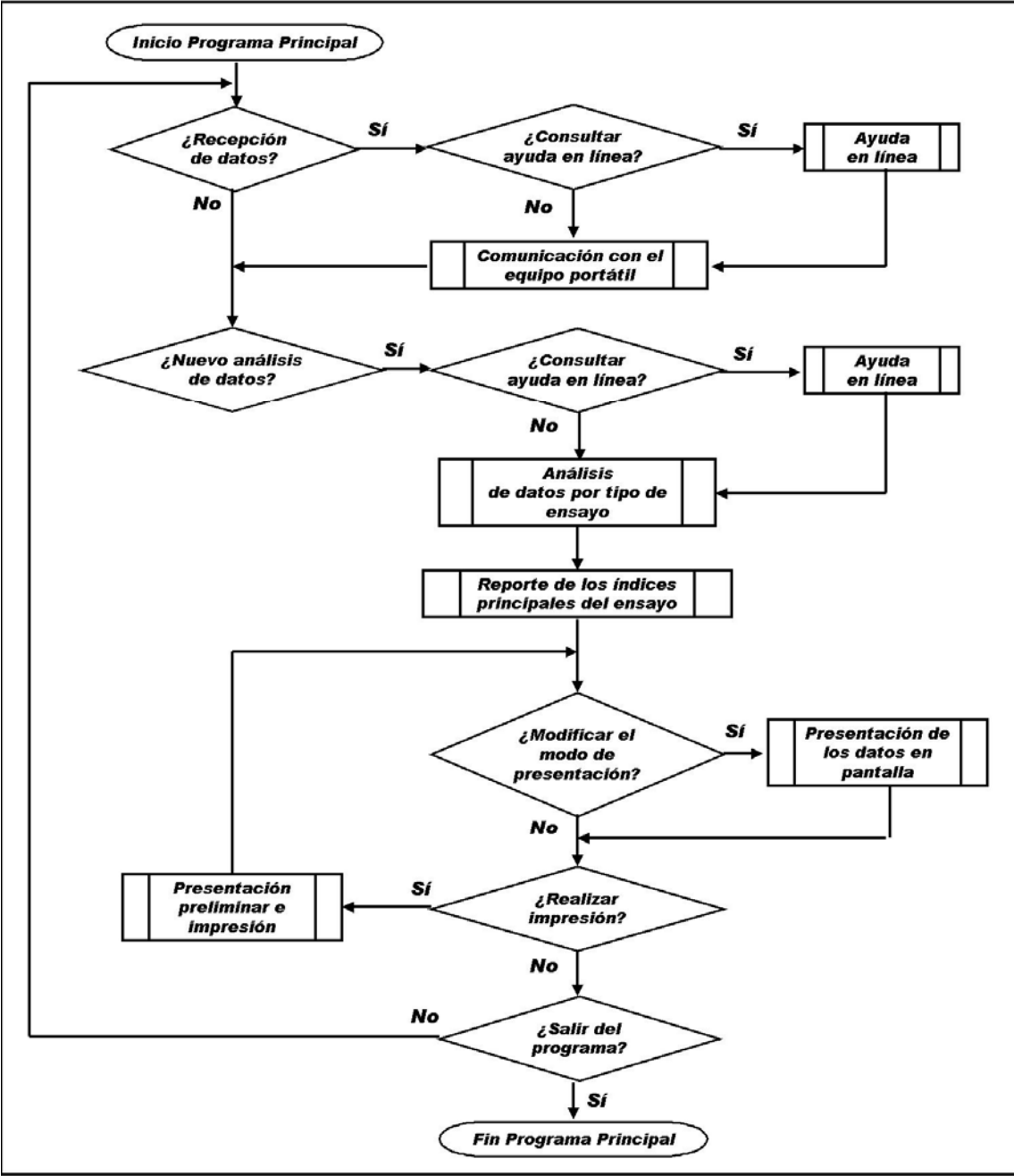


Figura 4.1  
Diagrama de flujo principal del programa de análisis de datos



#### 4.3.1 Comunicación con el equipo portátil

Se ha desarrollado dos módulos relacionados con este punto:

##### 4.3.1.1 Configuración de parámetros.

Este sistema permite el ingreso de parámetros relativos a la comunicación que ofrece la interfaz RS-232 (ver acápite 2.3.2). Los mismos deben ser configurados tanto en el equipo portátil como en la computadora donde se esté ejecutando el programa de análisis de datos. El conjunto de parámetros configurables por el usuario son los siguientes (ver Figura 4.3):

- Puerto de comunicaciones (COM1, COM2).
- Velocidad de transmisión (desde 110 baudios hasta 115.2 Kbaudios).
- Paridad (Ninguna, Par, Impar).
- Bits por caracter (8).
- Bits de parada (1)
- Control de flujo (Ninguno).

##### 4.3.1.2 Conexión

El submenú *Conexión* permite iniciar la comunicación entre el equipo portátil y el computador personal, previa configuración de los mismos parámetros RS-232 en ambos dispositivos. El operador del sistema portátil debe haber configurado el equipo en modo de transmisión de datos con lo cual le ofrece al programa de análisis la posibilidad de elegir entre las tres posiciones de memoria designadas para el almacenamiento de los ensayos los cuales son identificados por una cabecera, que contiene la información básica relativa a los mismos, la cual es enviada por el equipo

portátil al seleccionar la posición de memoria. También se podrá cortar la transmisión si el usuario así lo decide. El diagrama de flujo de esta subrutina se muestra en la Figura 4.2. Por otro lado, una vez que se haya realizado la transmisión de datos entre los dispositivos, se almacenará los mismos en un archivo con extensión *bin*, (ver Figura 4.4) el cual podrá ser “editado” por medio del uso de la aplicación y de este modo ingresar información adicional referida al ensayo que no haya podido ser registrada por el dispositivo portátil (ver Figura 4.5). Este archivo, que podrá ser almacenado con una nueva extensión (*ptp*), podrá guardar también información acerca de análisis que se haya realizado con anterioridad sobre el mismo ensayo.

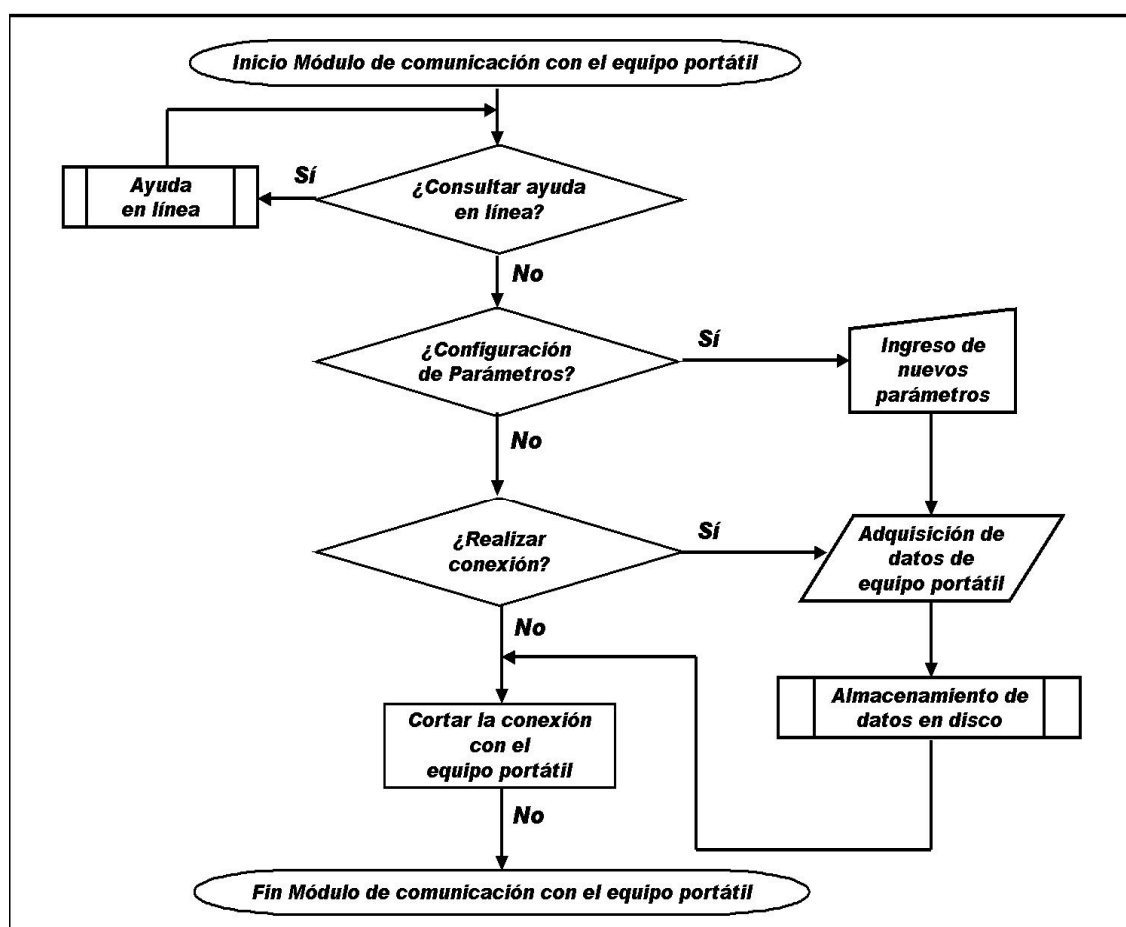
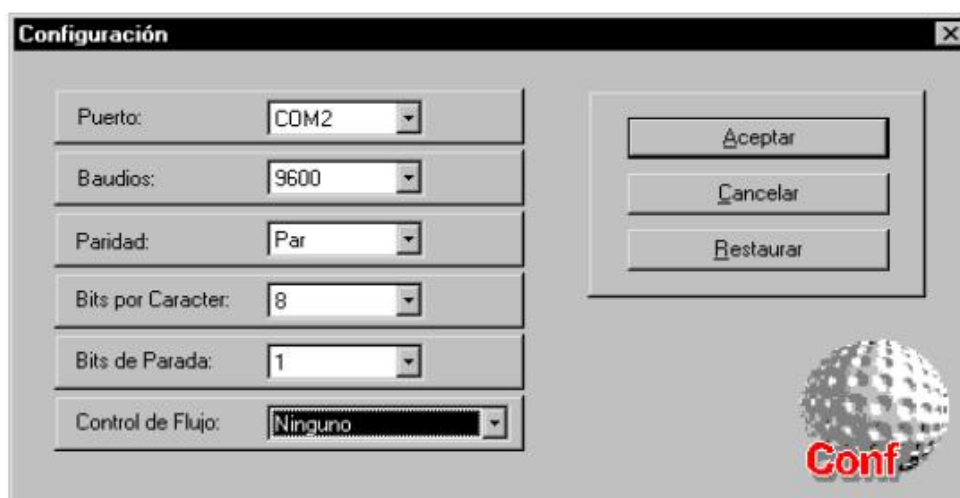
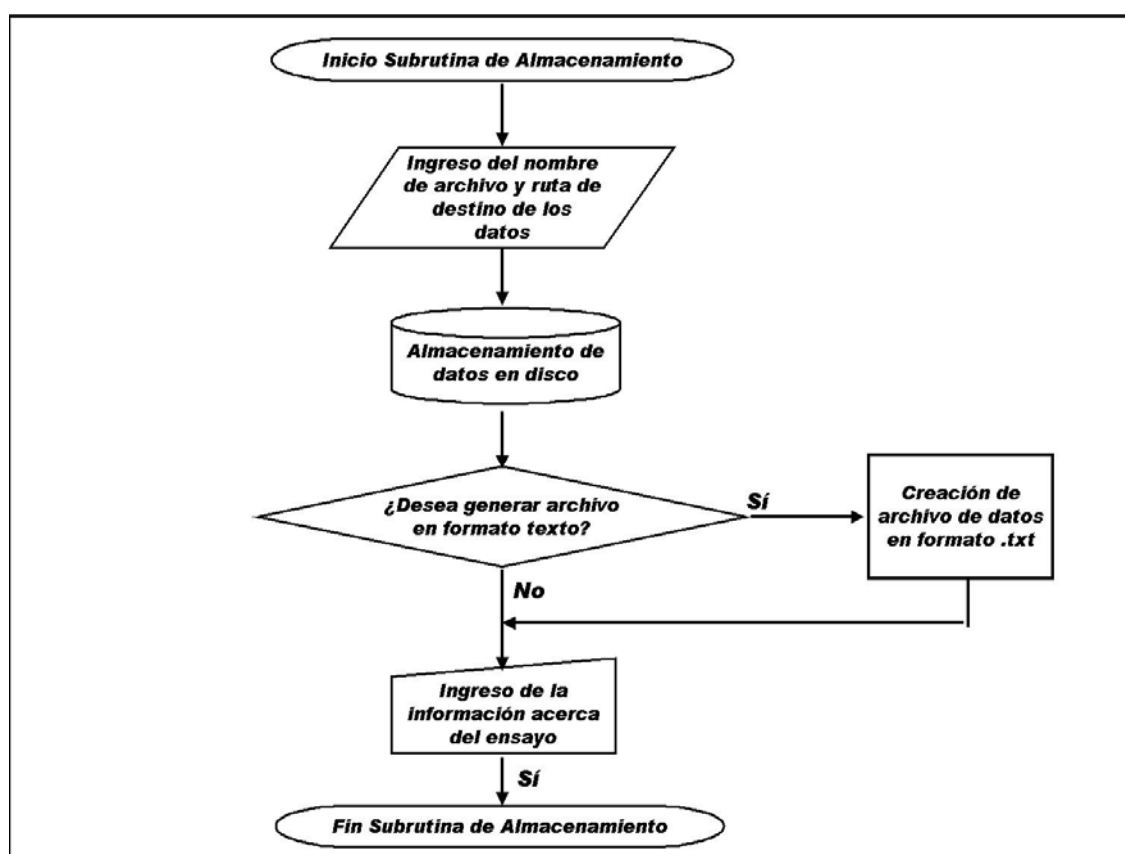


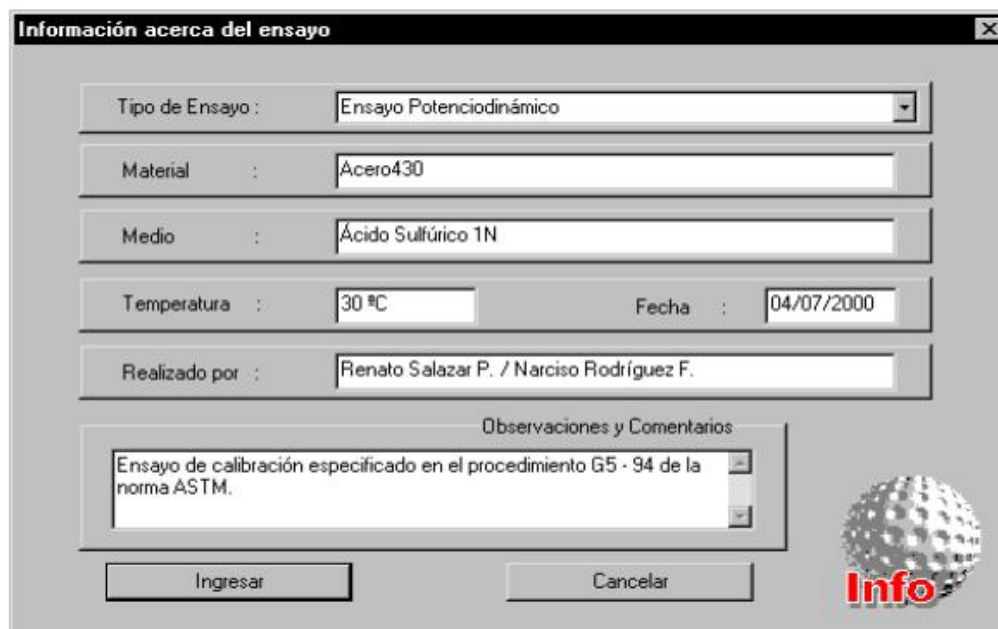
Figura 4.2  
Diagrama de flujo correspondiente al módulo de comunicación con el equipo portátil



**Figura 4.3**  
**Cuadro de diálogo para configuración de parámetros de transmisión**



**Figura 4.4**  
**Diagrama de flujo correspondiente al almacenamiento de datos en disco**

**Figura 4.5**

**Cuadro de diálogo para el ingreso de información adicional acerca del ensayo**

#### 4.3.2 Análisis de datos por tipo de ensayo

Nuestra aplicación debe ser capaz de analizar los diferentes tipos de ensayos a los que están referidas las normas ASTM respectivas <sup>[2]</sup>, los cuales han sido programados para su realización por el equipo portátil (ver acápite 3.3):

- Ensayo potencioestático.
- Ensayo potenciodinámico.
- Ensayo de polarización cíclica.
- Ensayo de corrosión por picaduras o resquicios.
- Ensayo de Reactivación Potenciodinámica o ERP

Se cuenta, asimismo, con la opción de presentar varios ensayos simultáneamente, esto para efectos comparativos siempre útiles en el análisis. El diagrama de flujo respectivo se muestra en la Figura 4.6.

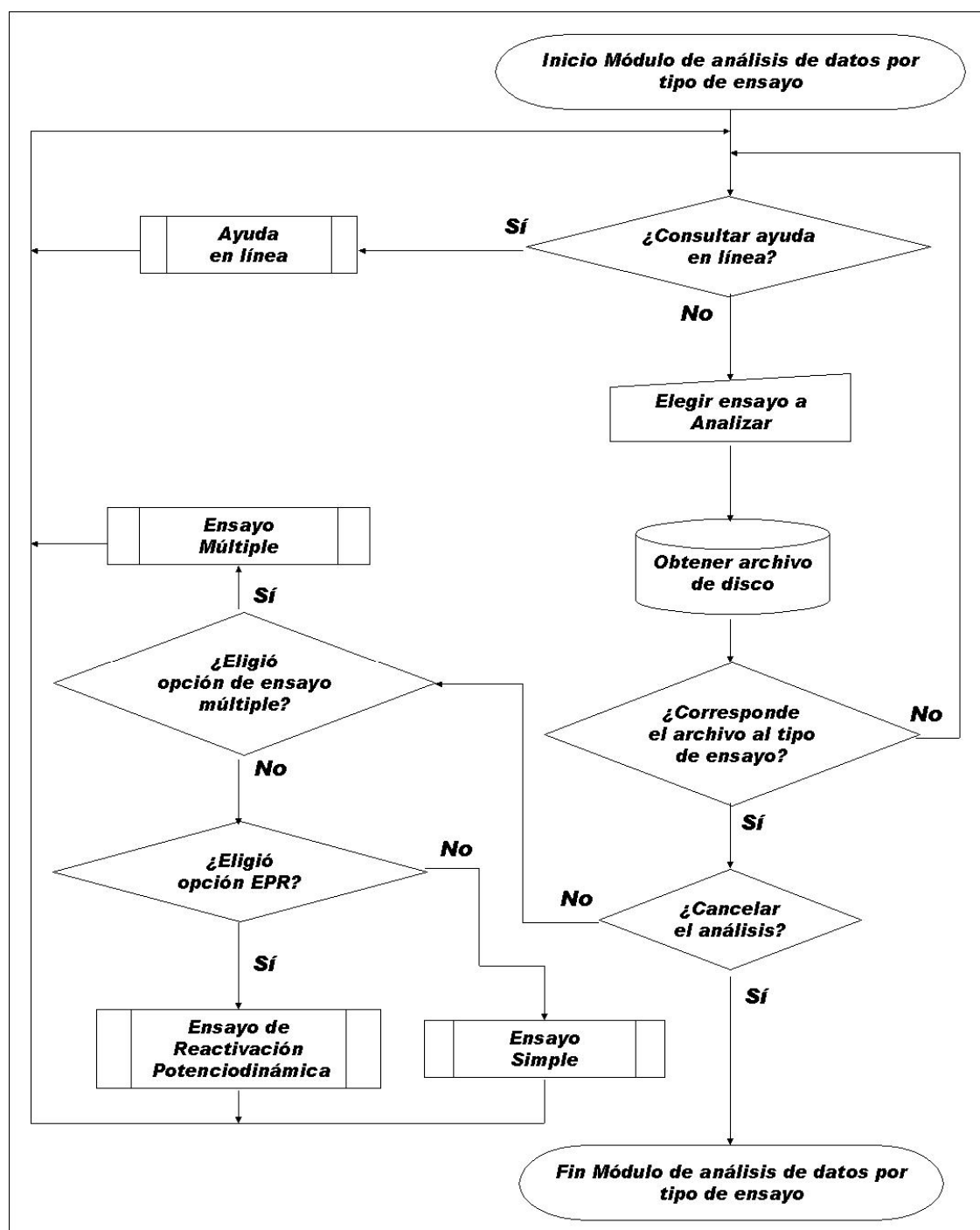


Figura 4.6

Diagrama de flujo correspondiente al módulo de análisis de datos por tipo de ensayo

#### 4.3.3 Presentación de los datos en pantalla

En este caso se debe decir que existe una norma que brinda el estándar aplicable a mediciones electroquímicas en pruebas de corrosión. La norma a la que se hace referencia es la G3 – 89 de ASTM. En ella se establece las convenciones de signos usadas en este tipo de pruebas, tanto para corrientes como para potenciales, la forma en que se debe mostrar las gráficas así como las unidades y referencias a utilizar. La norma se expone en su integridad en el Anexo E

En este caso los parámetros a variar serán la forma de mostrar el eje de densidad de corriente y la referencia usada, esto para el caso del eje de potenciales aplicados a la muestra. En el caso de las densidades de corriente, se las podrá representar tanto de forma lineal como en forma logarítmica, siendo ésta última la recomendada por el estándar G3 – 89. Sin embargo existen casos (como cuando las corrientes son demasiado grandes) en que la representación lineal podría ser de utilidad.

Se permite dos formatos de presentación:

- Potencial (mV) vs. Densidad de Corriente ( $\mu\text{A}/\text{cm}^2$ ).
- Densidad de Corriente ( $\mu\text{A}/\text{cm}^2$ ) vs Tiempo (s).

Para los puntos de referencia de potencial, el estándar define dos posibles referencias para las gráficas en donde se muestre los potenciales de electrodo, la primera es el potencial del electrodo de referencia (se usará el electrodo de calomel saturado o SCE y el electrodo estándar de Hidrógeno o NHE, por ser los recomendados). La otra alternativa es mostrar los valores de potencial de polarización del electrodo de trabajo con respecto al Potencial de Corrosión del material, el cual se obtiene en el proceso de estabilización del material en circuito abierto antes de empezar con la polarización externa del mismo. La selección de cualquiera de las dos opciones



se hará de manera automática de acuerdo a la información contenida en la cabecera de los datos que se envía del equipo portátil a la computadora donde se ejecuta el programa de análisis.

Una opción importante que brinda el sistema al momento de mostrar los datos en pantalla es el *zoom* o ampliación de detalles. Se puede realizar tantas ampliaciones como se crea necesarias para visualizar detalles de las gráficas y del mismo modo se puede reducir paso a paso las imágenes hasta llegar al tamaño original de las mismas.

Además, se tendrá una herramienta de mucha ayuda en el cursor. Mientras el puntero se encuentre dentro del área de visualización de la curva, se mostrará la posición del mismo como información adicional que ayude al operador al momento de identificar los valores exactos en algunas zonas de interés para el análisis. Una función interesante que se adicionó en base a la ubicación del cursor en el área de visualización de la curva fue la de posicionamiento y desplazamiento sobre la curva lo cual permite al analizador ubicar de manera simple todos los puntos obtenidos en el ensayo usando los cursores en el teclado. Además, de esta forma se podrá examinar los valores de cualquier punto de la grafica y obtener los parámetros esperados de estos ensayos, como el potencial de pasivación, de transpasivación, valores pico de corriente, etc.

No es necesario decir que estas funciones no son excluyentes unas con otras y pueden ser ejecutadas simultáneamente, si el operador lo decide así, para realizar un análisis más completo. Todas las funciones descritas anteriormente son comunes a todos los tipos de ensayos y están implementadas en cada uno de los módulos correspondientes a los mismos. La secuencia se muestra en la Figura 4.7.

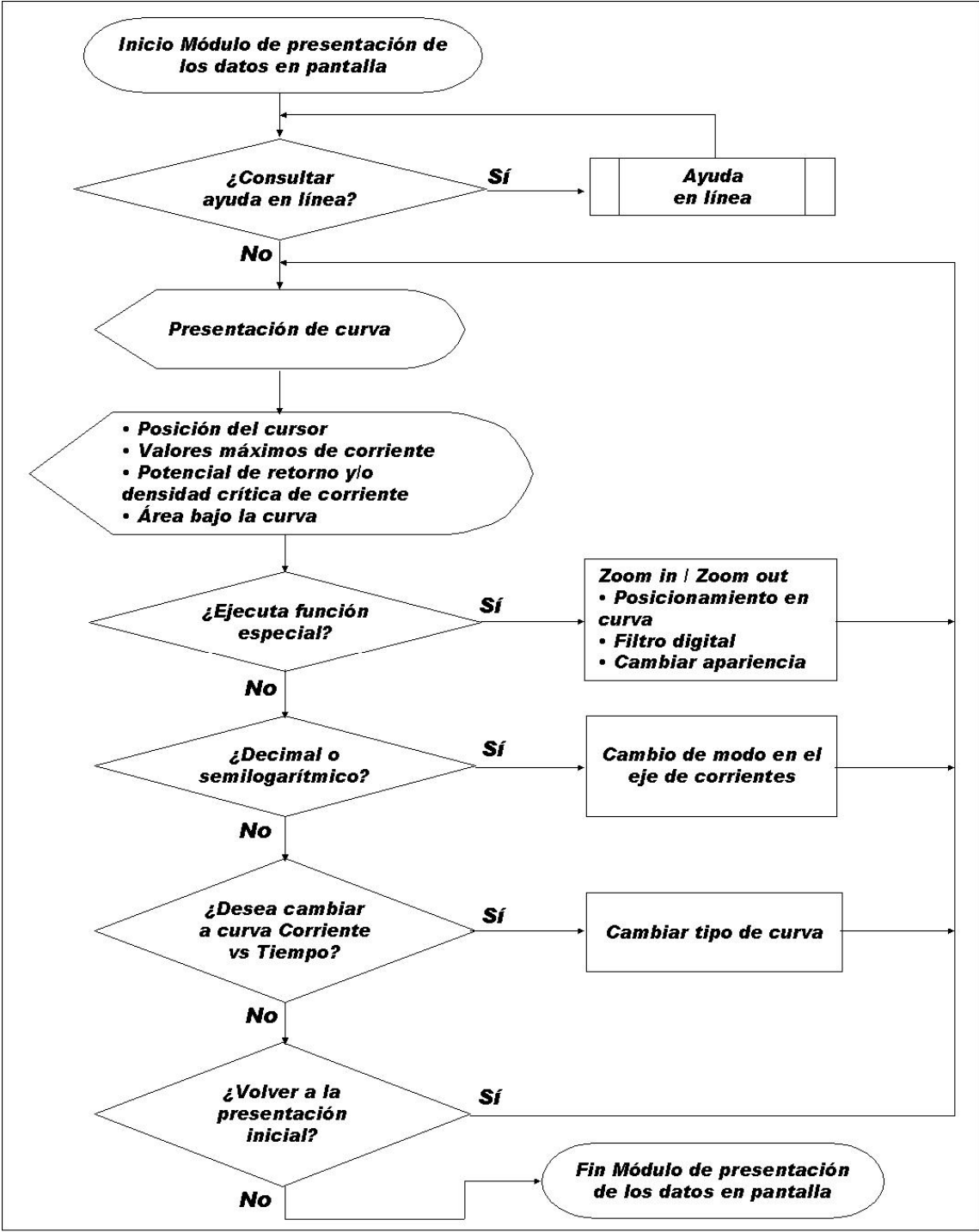


Figura 4.7

Diagrama de flujo correspondiente al módulo de presentación de los datos en pantalla

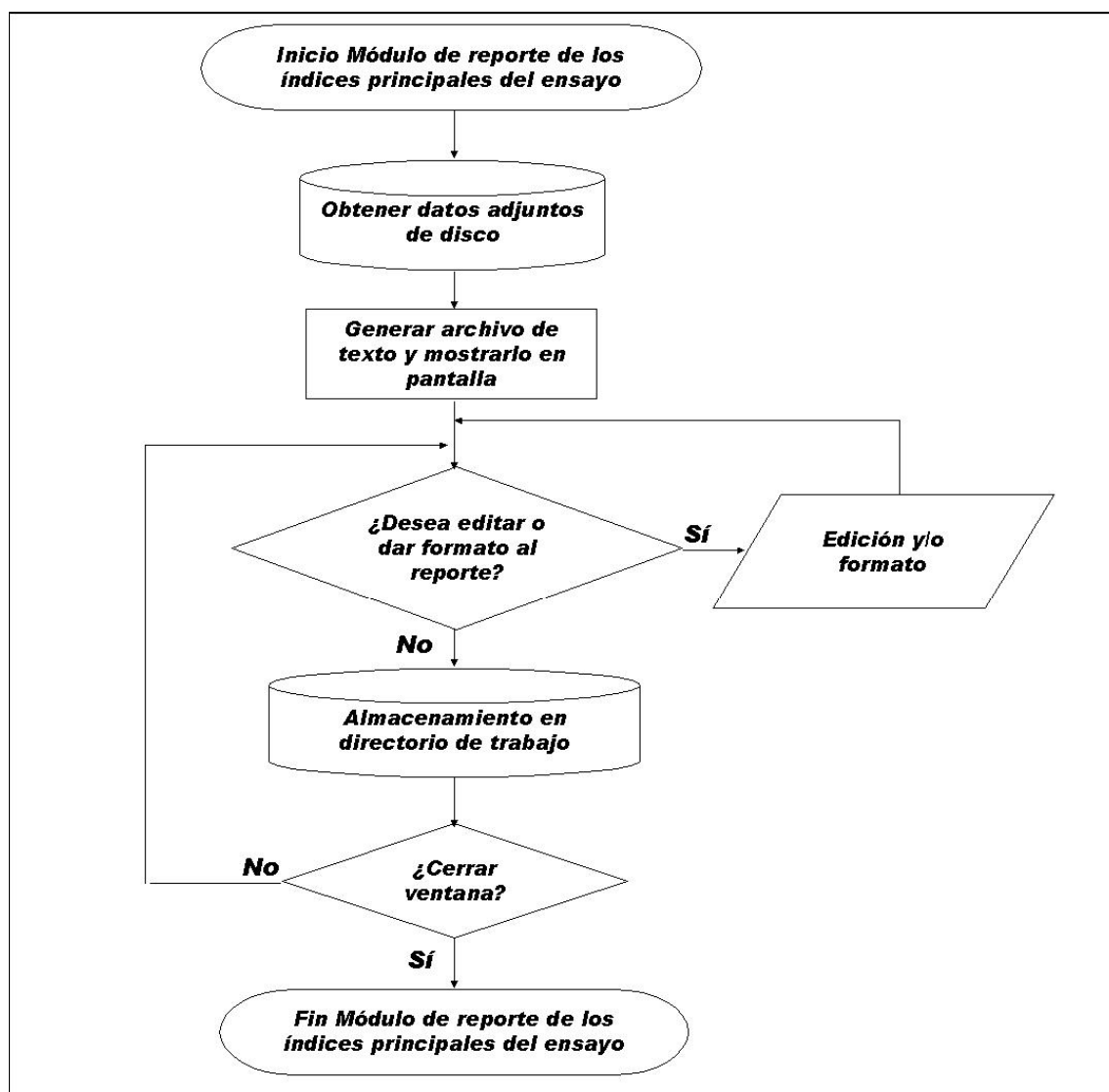
A pesar de contar con una etapa de filtrado en la tarjeta de adquisición de señales; las limitaciones de espacio, los excesivos niveles de ruido a los que podría estar expuesto el equipo en algunas ocasiones y las distorsiones debidas a la inclusión del amplificador de aislamiento óptico posterior a la etapa de filtrado analógico impiden enviar una señal completamente limpia al conversor analógico – digital.

Esta etapa tendrá como principal finalidad facilitar el análisis de los datos mas no ser un tratamiento efectivo sobre la señal, el ruido remanente en esta etapa debe estar por debajo de los niveles definidos por la normas de ASTM, las cuales brindan un rango dentro del cual puede situarse la curva de polarización; esto quiere decir que no existen valores exactos y que mientras se esté dentro de ese rango el ensayo se considera correcto. Aunque el uso del filtro digital será opcional y a criterio del analizador, será de utilidad, pues aunque una curva con cierto nivel de ruido esté dentro de los límites para ser considerada correcta, se preferirá tener una curva libre de dicha interferencia en el análisis. El filtro implementado es un FIR pasa bajos de quinto orden <sup>[5]</sup> y su codificación completa se podrá encontrar también en el Anexo G.

#### **4.3.4 Reporte de los principales índices del ensayo**

Este módulo se encargará de generar automáticamente un conjunto de datos adjunto al original (archivo *.bin*) de acuerdo al tipo de ensayo del cual se trate, este dato se encuentra en la cabecera del archivo transmitido desde el dispositivo portátil al computadora personal. Este nuevo conjunto de datos estará disponible para el usuario final a través de la interfaz gráfica así como también en una página adicional en el informe impreso, del que se hablará en el siguiente acápite.

Esta información, al igual que los datos adicionales al ensayo que podrá ingresar el analizador de manera opcional (ver figura 4.5) pasarán a formar parte del nuevo archivo *.ptp* si el usuario así lo desea (aunque de no ser así, no serán almacenados y no podrán ser recuperados para un análisis posterior). El diagrama de flujo correspondiente a este módulo se muestra en la Figura 4.8.

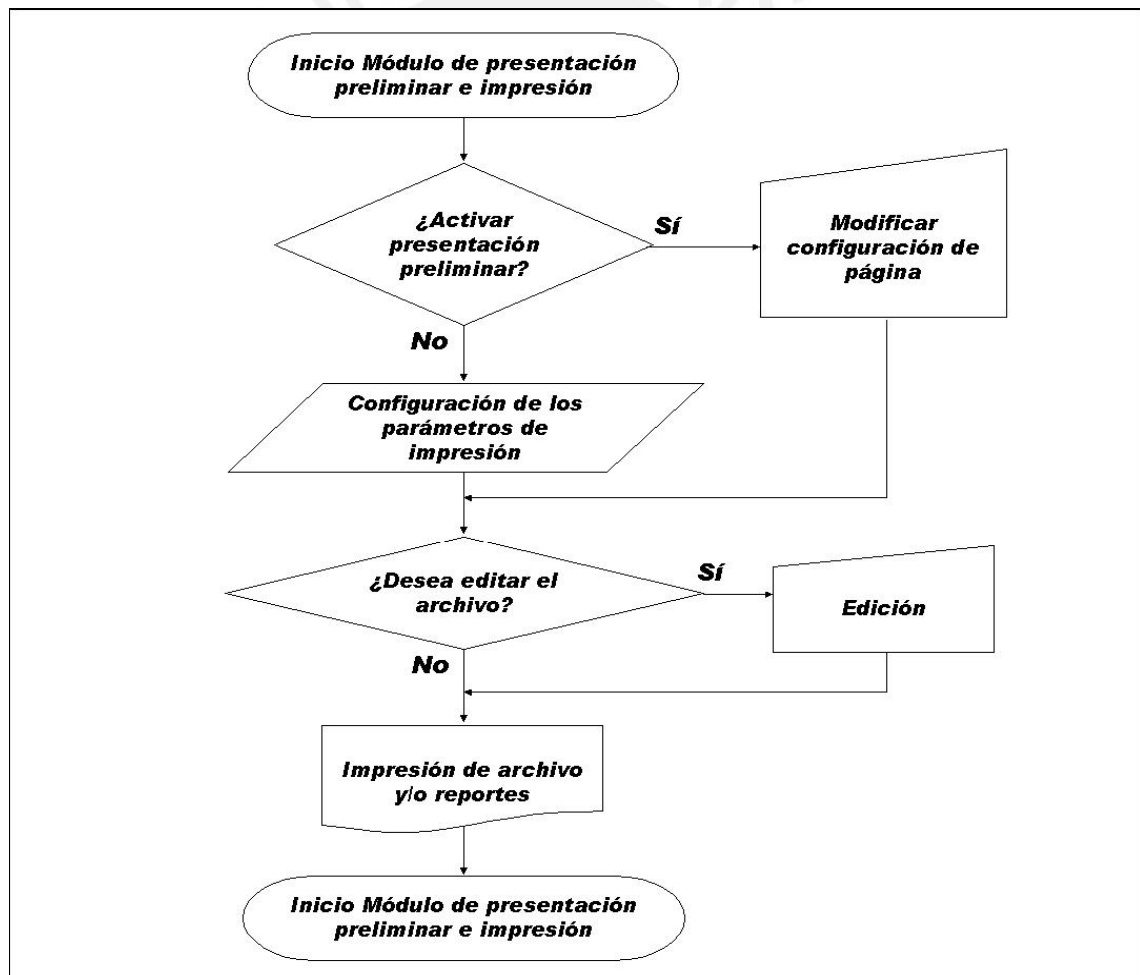


**Figura 4.8**  
Diagrama de flujo del módulo de reporte de los índices principales del ensayo

#### 4.3.5 Presentación preliminar e impresión

El registro y almacenamiento ordenado y seguro de documentos impresos servirán siempre de soporte a los procesos realizados por computadoras además de ser más fáciles de manipular por el usuario final. La presentación preliminar permitirá tener una vista previa al documento que se va a imprimir permitiendo la modificación del mismo de acuerdo a las necesidades del investigador (ver Figura 4.9).

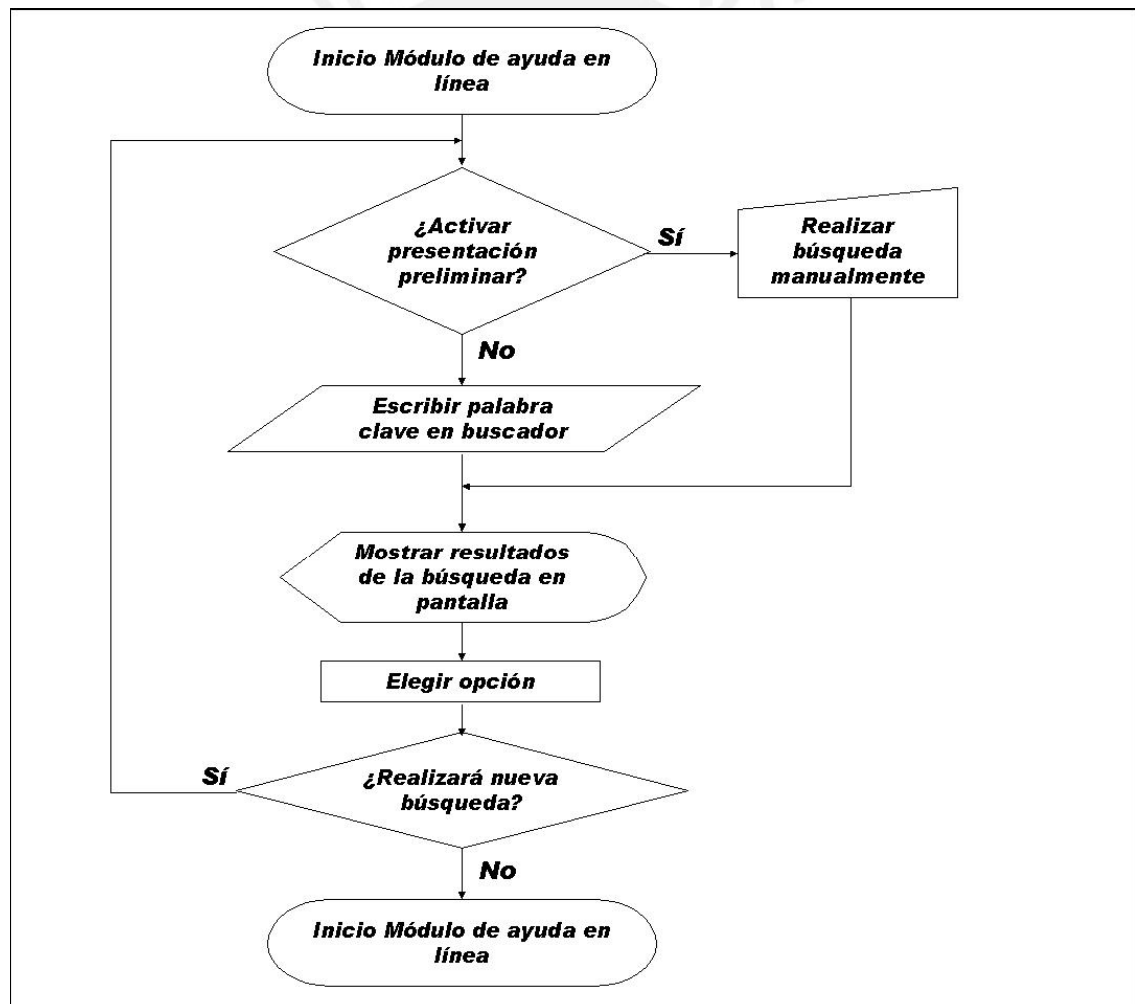
Además, existe la opción de almacenamiento de los datos en formato texto, lo cual permite la impresión en otras aplicaciones de acuerdo a la preferencia del usuario.



**Figura 4.9**  
Diagrama de flujo correspondiente al módulo de presentación preliminar e impresión

#### 4.3.6 Ayuda en línea

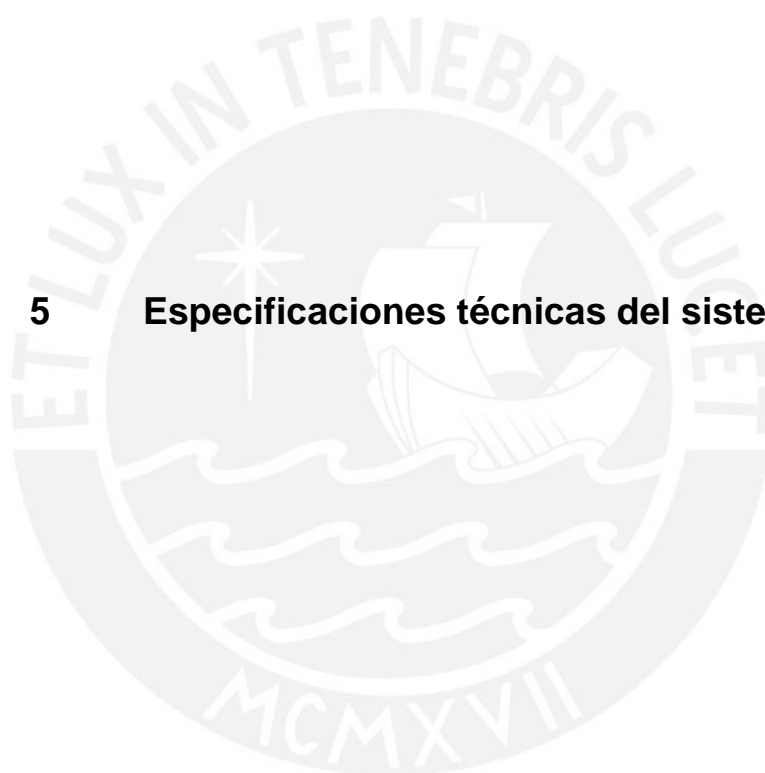
Finalmente, la ayuda en línea se ofrece como una facilidad para el operador, de modo que éste se familiarice con el uso del programa de manera interactiva sin tener que recurrir frecuentemente a un manual de usuario. La ayuda en línea estará en formato HTML y funcionará por medio de enlaces directos a los temas relacionados con los elementos que se presente en ese momento en pantalla. (secuencia de la Figura 4.10), presionando el botón derecho del ratón o bien acudiendo al menú “Ayuda” del programa.



**Figura 4.10**  
Diagrama de flujo correspondiente al módulo de ayuda en línea



## 5 Especificaciones técnicas del sistema



## 5.1 Subsistema Analógico

### 5.1.1 Amplificador de control

<i>Voltaje de trabajo</i>	$\pm 12 \text{ V @ } 30 \text{ mA}$
<i>Corriente de salida</i>	$\pm 20 \text{ mA @ } 8 \text{ V}$
<i>Ancho de banda</i>	4 MHz
<i>Slew Rate</i>	6 V/ $\mu\text{s}$

### 5.1.2 Medición de voltaje

<i>Rango de medición</i>	$\pm 2,048 \text{ V}$
<i>Resolución</i>	$\pm 12 \text{ bits}$
<i>Precisión en DC</i>	$\pm 1 \text{ mV (0,05\% del rango)}$
<i>Medición fuera de rango</i>	$\pm 5 \text{ V con } 2 \text{ mV de resolución}$

### 5.1.3 Medición de corriente

<i>Rango de medición</i>	100 nA a 409,6 mA
<i>Ganancias controladas</i>	10V/V, 100V/V
<i>Resolución</i>	12 bits
<i>Medición fuera de rango</i>	2 x escala máxima
<i>Precisión en DC</i>	$\pm 100 \text{ nA (0,1\% del rango)}$

### 5.1.4 Especificaciones del módulo potencioestático

<i>Precisión</i>	$\pm 1 \text{ mV}$
<i>Corriente Bias</i>	50 pA
<i>Rango efectivo de aplicación</i>	$\pm 2 048 \text{ mV}$
<i>Resolución</i>	0.5 mV/bit
<i>Drift (Temperatura)</i>	$< 30 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
<i>Ruido y rizado</i>	$< 0,5 \text{ mV rms (1 Hz – 10 Hz)}$
<i>Resistencia de celda equivalente</i>	$> 10^{11} \Omega$
<i>Capacitancia de celda equivalente</i>	$< 1 \text{ pF}$

### 5.1.5 Condiciones ambientales

<i>Temperatura de operación</i>	0 – 45 °C (dentro del equipo)
<i>Temperatura de especificaciones</i>	25 °C

### 5.1.6 Potencia subsistema analógico

<i>Máxima potencia disipada</i>	20 W
<i>Corriente Máxima</i>	500 mA
<i>Voltaje requerido de fuente</i>	±12 V / +5V
<i>Transformador</i>	15V – 0 – 15V (1.0 A)

### 5.1.7 Baterías

<i>Voltaje de cada módulo</i>	9 V
<i>Número de módulos</i>	8 módulos (4 para cada sistema)
<i>Voltaje requerido por cargador</i>	±16 V
<i>Corriente de recarga</i>	±500 mA

## 5.2 Subsistema digital

### 5.2.1 Módulo controlador

<i>Velocidad del reloj del procesador</i>	24 MHz
<i>Memoria EPROM</i>	128 KBytes
<i>Memoria RAM</i>	64 KBytes
<i>Velocidad de transmisión de datos</i>	9 600 Kbps

### 5.2.2 Conversor análogo – digital

<i>Rango</i>	±5 V
<i>Resolución</i>	12 bits
<i>Ancho de banda</i>	20 Hz
<i>Impedancia de entrada</i>	100 KΩ

### 5.2.3 Conversor digital – análogo

<i>Rango</i>	$\pm 5$ V o de 0 V a 10 V
<i>Resolución</i>	12 bits
<i>Precisión en DC</i>	1 mV

### 5.2.4 Potencia subsistema digital

<i>Máxima potencia disipada</i>	5 W
<i>Corriente máxima</i>	300 mA
<i>Voltaje requerido de fuente</i>	$\pm 5$ V
<i>Transformador</i>	12 V – 0 – 12 V (2.0 A)

## 5.3 Requerimientos del software de análisis

<i>Sistema operativo</i>	Windows 95/98 – Windows NT
<i>Memoria RAM</i>	$\geq 16$ MB
<i>Espacio requerido en disco duro</i>	1.5 MB
<i>Hardware o software adicional</i>	Ninguno

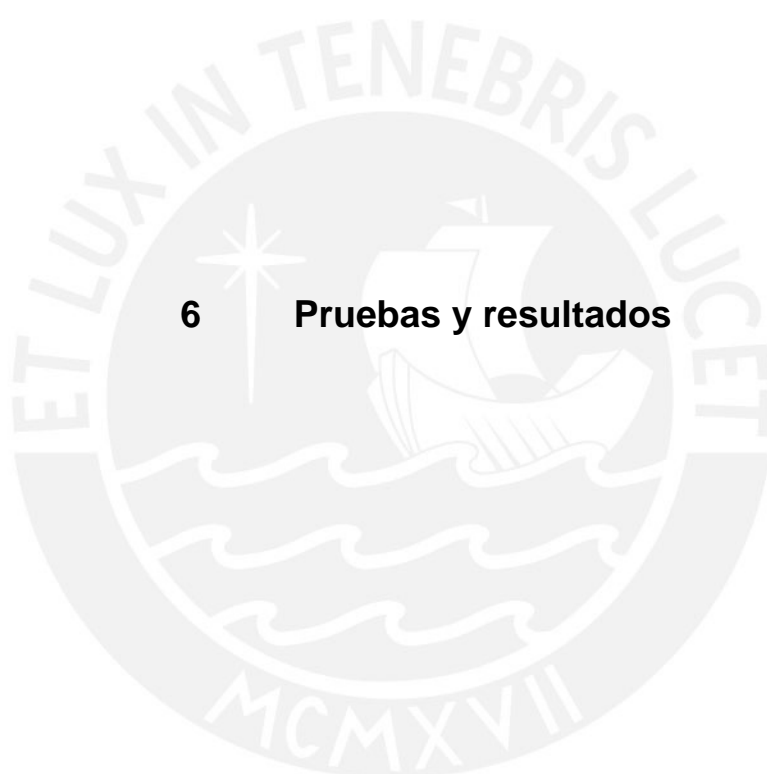
## 5.4 Alojamiento mecánico

<i>Dimensiones del equipo portátil</i>	25 cm x 20 cm x 12 cm
<i>Peso del equipo portátil</i>	2 350 g
<i>Dimensiones del módulo de rectificación</i>	10 cm x 10 cm x 7,5 cm
<i>Peso del módulo de rectificación</i>	550 g

**Nota:** Los datos han sido medidos en el sistema o extraídos de las hojas técnicas de sus componentes.

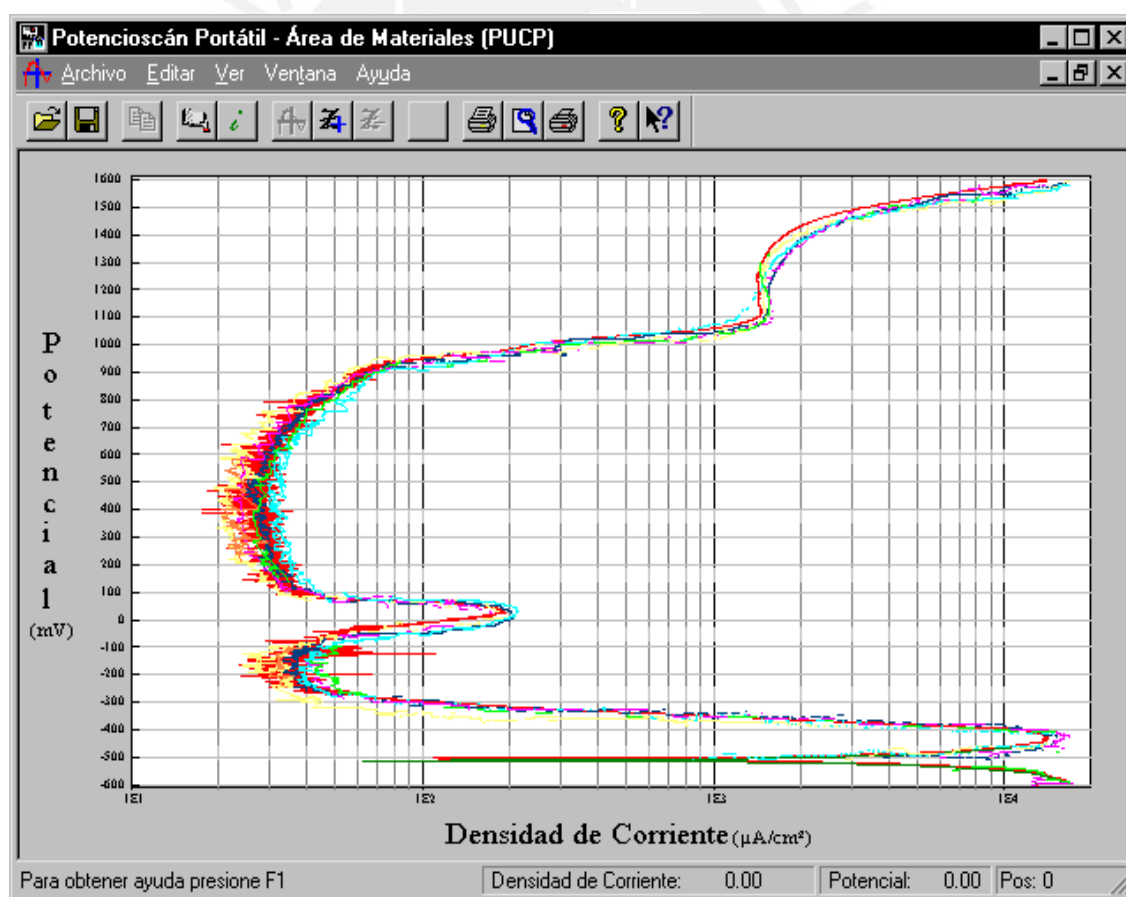
6

Pruebas y resultados



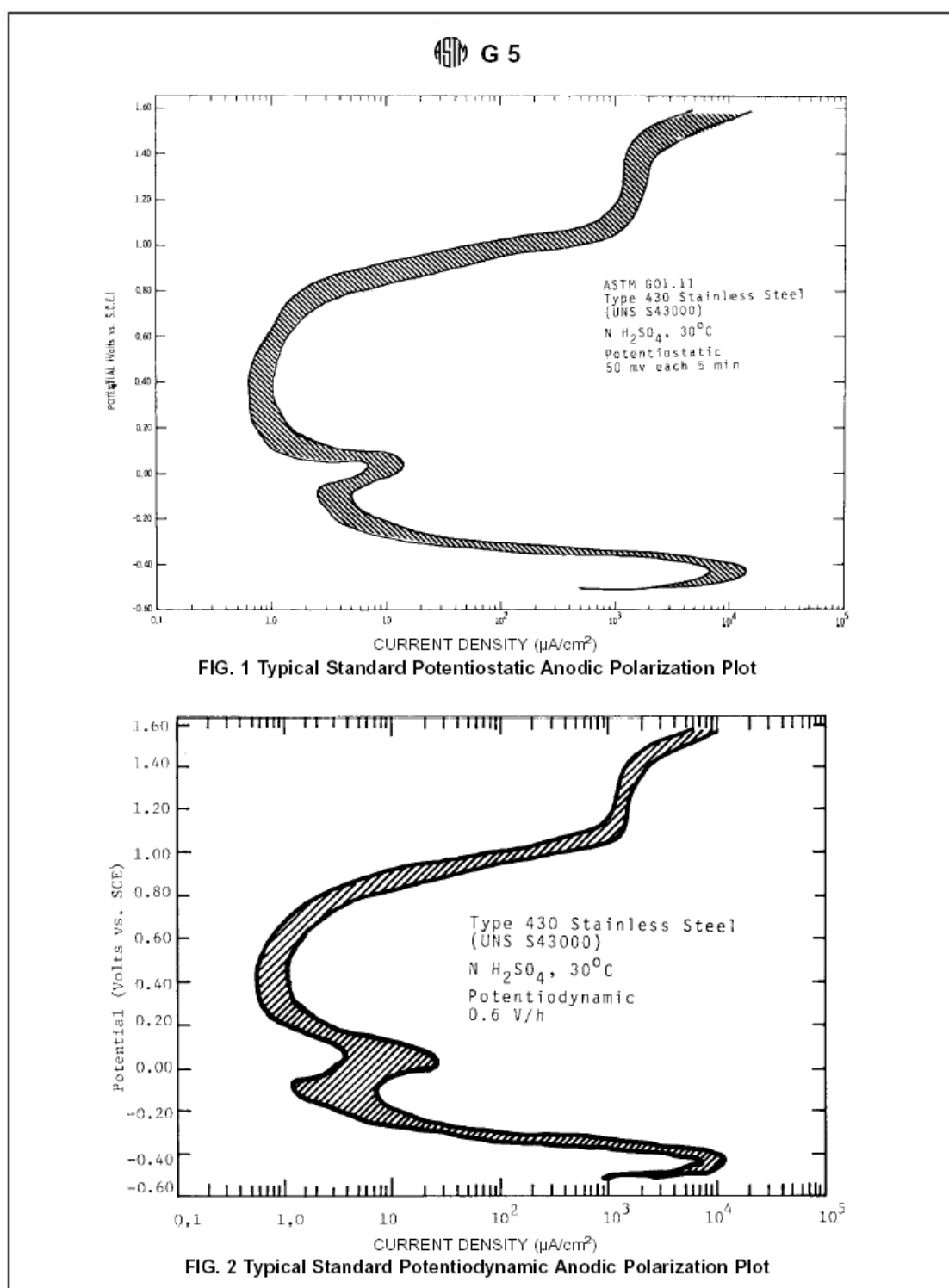
Una vez que se terminó de montar el equipo en su totalidad y se contaba con una “Jaula de Faraday” donde se colocaría la celda electroquímica para mayor protección, se procedió a realizar los ensayos definitivos que validarían el trabajo realizado. La norma que rige el tipo de ensayos que se realizó tiene la designación G5 - 94 en ASTM (las especificaciones completas del ensayo a realizar pueden ser encontradas en el Anexo E) y es la referida a mediciones de polarización anódica, tanto en ensayos potenciostáticos como potenciodinámicos.

Se llevó a cabo 8 ensayos para ser validados con la norma. Se muestra tales resultados, en la Figura 6.1 y la Figura 6.2 muestra las especificaciones de la norma.



**Figura 6.1**  
**Comparación de 8 ensayos realizados siguiendo la norma G5 - 94 de ASTM**

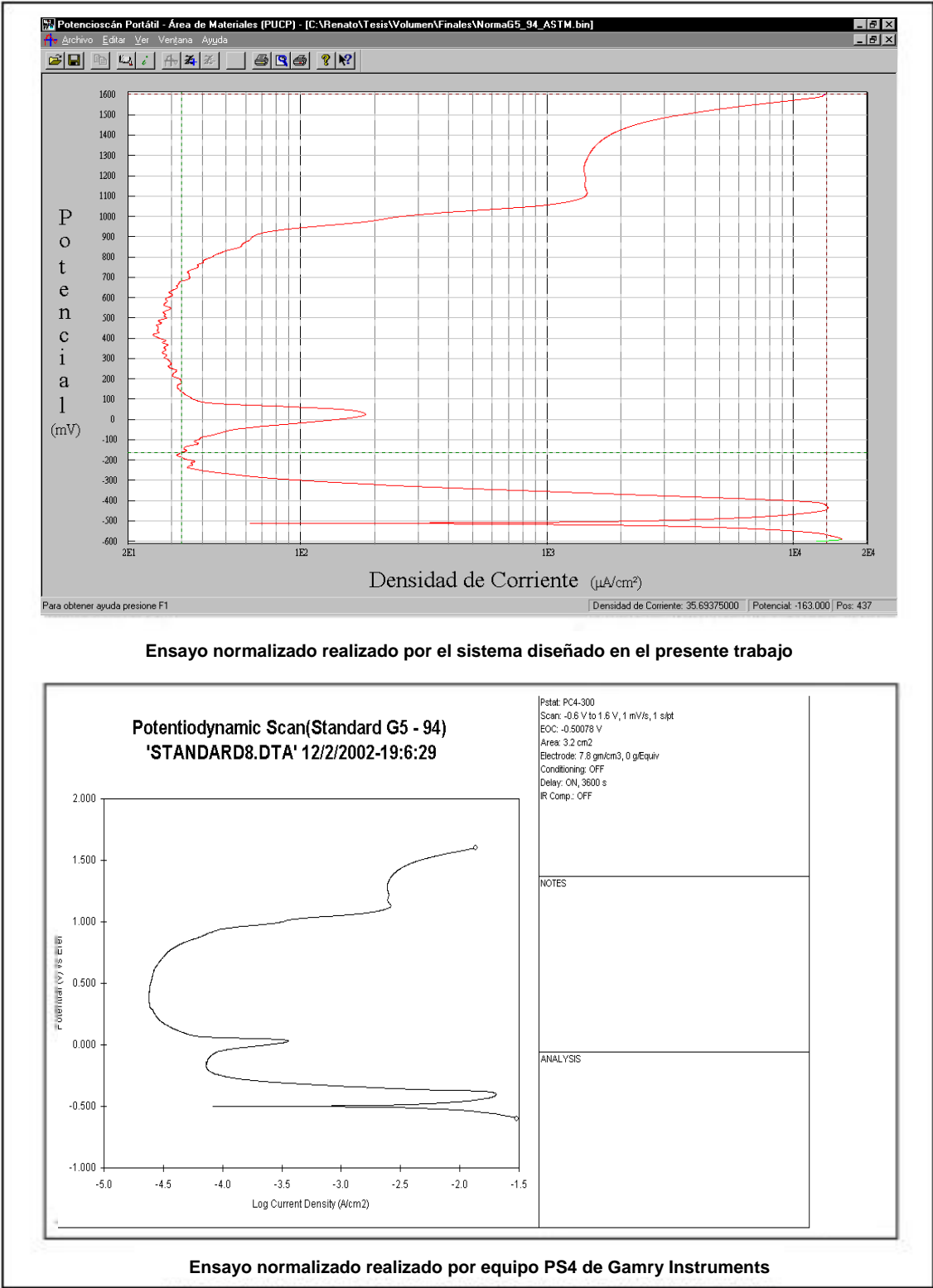




**Figura 6.2**  
Rangos especificados por la norma G5 – 94 de ASTM para ensayos  
potenciostáticos y potenciodinámicos

El rango de valores aceptables para dicho ensayo se muestra en la norma G5 - 94 de ASTM, la cual se presenta en la Figura 6.2 (ver también el Anexo E). Esta curva patrón da un margen de dos desviaciones estándar a partir de la curva de polarización media, estableciendo una zona donde debe situarse la nueva curva obtenida, dentro de la cual ASTM considera como válido el resultado obtenido en la medición. El Laboratorio de Materiales de la Facultad de Ingeniería Mecánica de la Pontificia Universidad Católica del Perú brindó todos los elementos adicionales necesarios para la realización de este ensayo. El control de la temperatura de la celda electroquímica se realizó mediante el uso del “Sistema automático para determinar la temperatura crítica de corrosión localizada en los aceros inoxidable” diseñado por el Ing. Jorge Tsuboyama Takano <sup>[19]</sup>.

El Laboratorio de Materiales adquirió en el año 1999 el *Potenciostato / Galvanostato PC 4/300* del fabricante Gamry Instruments <sup>[27]</sup>, el cual posee conversores analógico – digitales de 16 bits los que permiten mediciones de corrientes hasta el orden de los femptoamperios. Este potenciostato, que se encuentra debidamente calibrado de acuerdo a las recomendaciones ya especificadas, servirá como referencia a las mediciones que se haga en cada uno de los ensayos programados en el sistema controlador, ya que las normas no presentan curvas estandarizadas para cada uno de los ensayos a realizar. A continuación, en la Figura 6.3, se presenta los resultados obtenidos tanto por el sistema portátil diseñado y su respectiva curva de referencia.

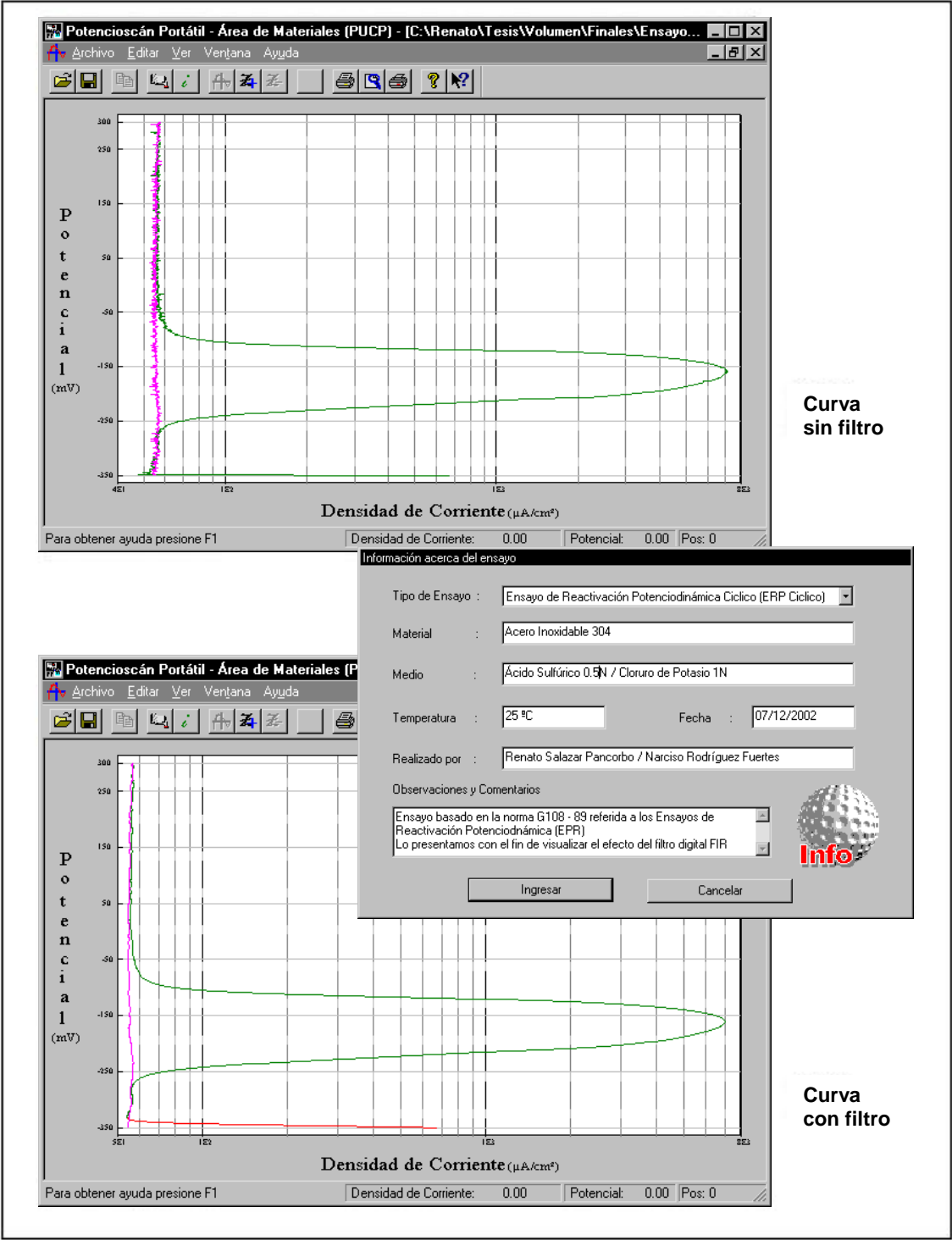


**Figura 6.3**  
**Comparación entre ensayos G5 – 94 realizados por el Potenciostato Portátil y el equipo PS4 de Gamry Instruments**

También se realizó ensayos correspondientes a la etapa de procesamiento digital de la señal que se diseñó en el acápite 4.3.4, concerniente a la presentación de los datos en pantalla en el programa de análisis de datos. Esta etapa contempla un filtro que ayuda a eliminar tanto el ruido remanente de la etapa analógica, como también el ruido introducido por la portadora de 500 KHz en el amplificador de aislamiento óptico. Se muestra un gráfico (Figura 6.4) correspondiente al Ensayo de Reactivación Potenciodinámica de una probeta de Acero Inoxidable 304, que es el que indica la norma G108 - 94 de ASTM (ver Anexo E). Aplicando el filtro digital el ruido se puede reducir a 0,05 mV p-p en el mejor de los casos, valor que significa un 6,25% del ruido que se tenía al inicio de las pruebas preliminares (ver acápite 3.1.5).

El equipo es capaz de realizar cinco tipos de ensayos distintos <sup>[18]</sup>, siendo necesario en algunos de ellos, definir la corriente crítica. Para este efecto se realizó ensayos de polarización de aceros inoxidables en solución de NaCl al 5% y a temperatura ambiente (25 °C aproximadamente). La superficie expuesta fue en todos los casos 1,55 cm<sup>2</sup> correspondiendo a corrientes críticas de 5 mA. Otro punto importante viene determinado por el acabado superficial (un buen acabado hace que la capa de pasivación sea más resistente ante medios agresivos) o el tratamiento previo que haya recibido la probeta y su influencia en la resistencia a la corrosión.

El equipo ha sido usado también en el trabajo “Estudio de caracterización del carburo M<sub>23</sub>C<sub>6</sub> en acero inoxidable austenítico”, presentado como tesis de maestría del Ing. Jesús Ruiz Saavedra del Laboratorio de Materiales de Ingeniería Mecánica. Los resultados de los ensayos de Reactivación Potenciodinámica (Anexo C) mostraron la influencia de los tratamientos térmicos en los procesos de corrosión del acero AISI 304.



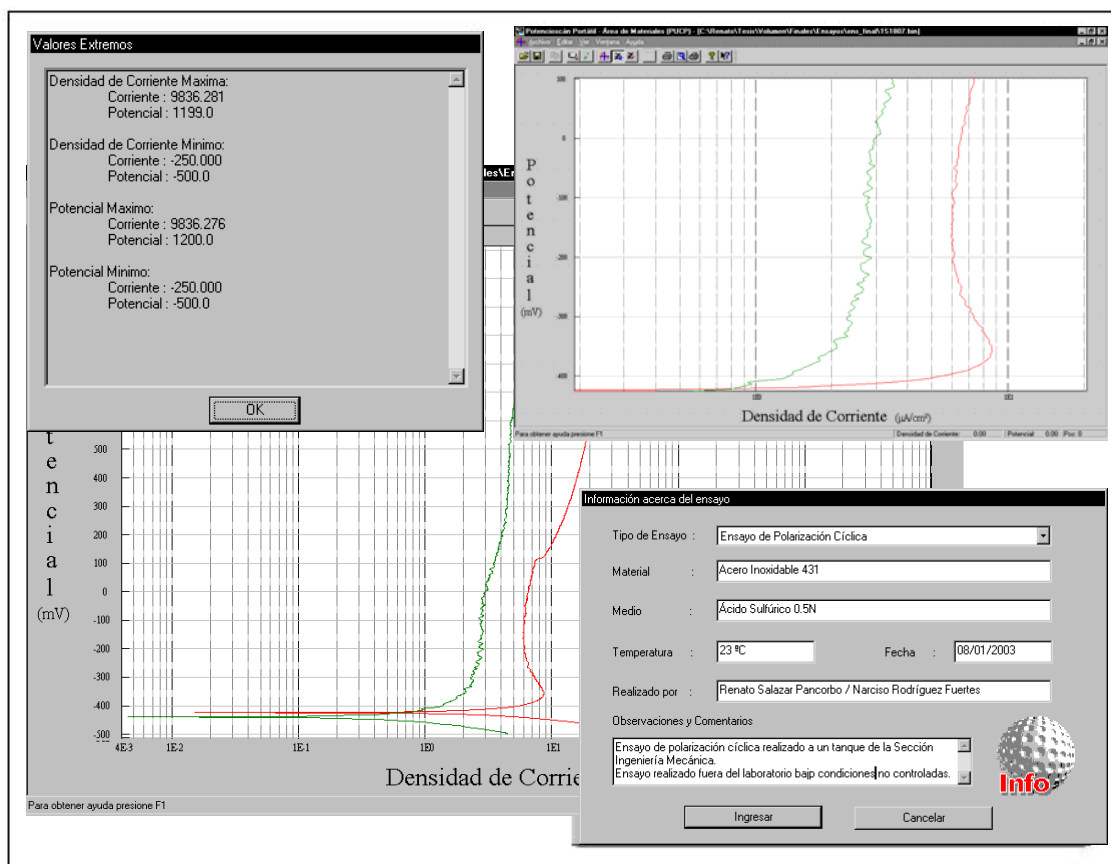
**Figura 6.4**  
**Efecto del filtro digital que se ejecuta en la aplicación en PC sobre un Ensayo de Reactivación Potenciodinámica (EPR)**

Seguidamente, había que realizar un ensayo en campo y trabajar con la celda de carga portátil que se muestra en el Anexo C. El trabajo con este tipo de celda es distinto al realizado con una celda en el laboratorio porque en campo no se posee la referencia brindada por el pozo de tierra y en cambio, el electrodo de trabajo (la parte del tanque a ensayar en este caso) está conectado directamente a tierra. Además las condiciones del ensayo no pueden ser controladas por completo lo que inevitablemente afectará el rendimiento del sistema.

Lamentablemente, no tenemos a disposición ninguna norma que nos permita contrastar los resultados obtenidos en el ensayo, en realidad tales normas no existen debido a que las condiciones que se pueden presentar fuera de un laboratorio son bastante disímiles y difíciles de controlar, por lo que los resultados de dos ensayos que aparenten ser idénticos a simple vista (de acuerdo a las variables controladas como el material de la muestra, el área de exposición o la composición del electrolito por ejemplo), pueden mostrar resultados bastante distintos. Sin embargo, los ensayos de este tipo han sido evaluados por personal calificado del Laboratorio de Materiales de Ingeniería Mecánica quienes, tomando en cuenta los índices entregados por el sistema y de acuerdo a experiencias previas realizadas como también a comportamientos esperados de los materiales, han validado los mismos.

La Figura 6.5 muestra el resultado de un ensayo de polarización cíclica realizado sobre una tubería de acero.

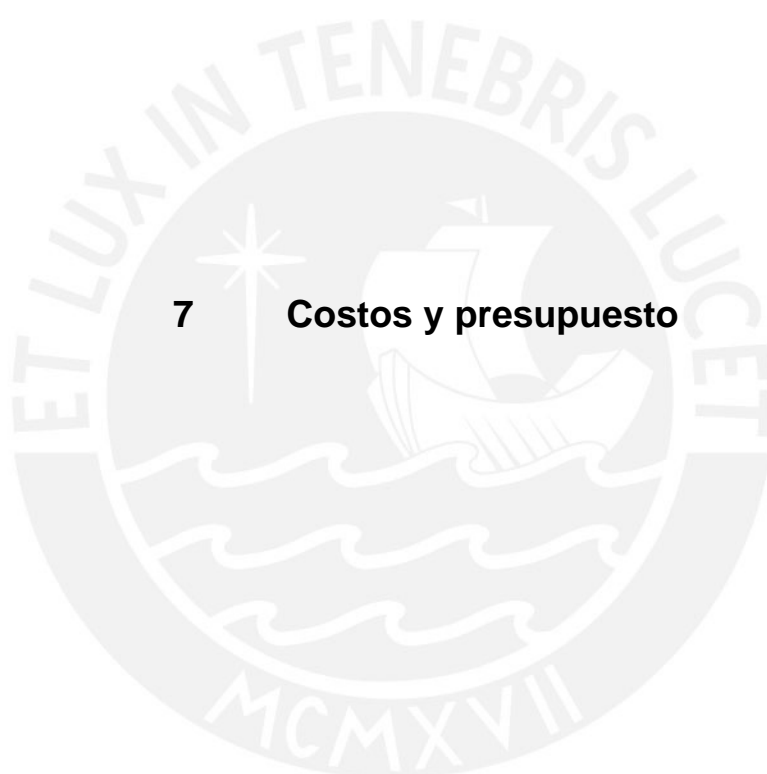




**Figura 6.5**  
**Ensayo de Polarización Cíclica en campo realizado sobre una tubería de acero. Se muestra también el detalle brindado por un acercamiento a la curva y los datos relevantes del ensayo.**

Finalmente, cabe resaltar que el trabajo con el sistema de baterías (se posee un banco de 8 baterías de NiMH de 8.4 V cada una) fue satisfactorio. La alimentación provista por las baterías es más estable y posee un nivel de ruido menor respecto a la energía entregada por el sistema comercial aunque el hecho de no tener conexión directa a tierra deja sin efecto la función de la “Jaula de Faraday” interna del equipo y lo hace más susceptible al ruido externo. El tiempo de recarga del banco de baterías es de 1.5 horas que luego brindarán una independencia promedio de 6 horas lo cual es suficiente para realizar los 3 ensayos que el dispositivo portátil puede almacenar.

## 7 Costos y presupuesto



El costo por diseñar e implementar el prototipo del presente trabajo se muestra a continuación. Mayor detalle de los costos se encuentra en el Anexo D.

### 7.1 Costo por diseño del prototipo

Tipo	Descripción	Costo	Totales
<b>Mano de obra</b>	2 ingenieros de primer año (por 100 días)	S/. 16 000,00	S/. 16 000,00
<b>Costos indirectos</b>	Alquiler de 2 computadoras personales (por 100 días)	S/. 4 800,00	S/. 4 800,00
	<b>Total</b>		<b>S/. 20 800,00</b>

### 7.2 Costo por implementar el prototipo

Tipo	Descripción	Costo	Totales
<b>Mano de obra</b>	2 ingenieros de primer año (por 4 días)	S/. 640,00	S/. 640,00
<b>Costos indirectos</b>	Alquiler de 2 computadoras personales (por 4 días)	S/. 192,00	<b>S/. 192,00</b>
	Subsistema de selección de escalas y funciones	S/. 50,33	
	Subsistema de medición y tratamiento de señales	S/. 240,81	
	Subsistema Controlador Potenciostático	S/. 121,68	
	Módulo Sistema Digital	S/. 400,77	
	Módulo de Alimentación de Sistema Digital	S/. 28,20	
<b>Materiales</b>	Módulo de Alimentación	S/. 22,30	<b>S/. 1 941,47</b>
	Circuitos de Rectificación	S/. 10,40	
	Circuito de recarga de baterías	S/. 56,30	
	Circuito de encendido	S/. 36,90	
	Otros gastos	S/. 541,24	
	Cables	S/. 22,65	
	Circuitos impresos de fibra de vidrio y resina epóxica	S/. 409,90	
	<b>Total</b>		<b>S/. 2 773,47</b>

### 7.3 Resumen de Costos

<i>Descripción</i>	<i>Monto</i>
Costo por diseño del prototipo	S/. 20 800,00
Costo por implementar el prototipo	S/. 2 773,47
<b>Total</b>	<b>S/. 23 573,47</b>

El costo por implementar el prototipo será, finalmente, la suma del costo de diseño más el costo de implementación, que da como resultado **S/. 23 573,47** aproximadamente; US\$ 6 480,00 al actual tipo de cambio (Compra:3.636 Venta:3.637 26/04/03).

A modo de evaluación, se comparó el costo del prototipo con el de un equipo que se oferta en el mercado (*PC4/300 Potentiostat with DC105 DC Corrosion Techniques Software*). Se obtuvo el informe del fabricante, la empresa norteamericana Gamry Instruments (ver Anexo B), que se usó para calcular el precio de venta del prototipo, que incluye los pagos de desaduanaje y asciende a la suma de US\$ 17 300,00.

En tal razón se puede deducir que el costo del prototipo se encuentra dentro de los valores razonables que haría competitiva la producción en serie del mismo, pudiendo ofertarse en el mercado a precio mas reducido de los que se encuentra actualmente en el mercado.

La recuperación de la inversión por el diseño e implementación estaría asegurada y el costo podría ser cubierto con las primeras colocaciones, dependiendo del precio de venta al que se piense ofertarlo en el mercado nacional o internacional.

## Conclusiones

1. Así como existen parámetros intrínsecos al sistema, existen diferencias sustanciales entre las condiciones de trabajo de un equipo de esta índole cuando se encuentra en campo o en un laboratorio. De acuerdo con las pruebas realizadas en distintos entornos, se puede establecer que:

- En el primer caso se ha logrado cumplir con las normas que establecen los estándares de ASTM, aunque se ha sacrificado algo de precisión en favor de la portabilidad del equipo. En las pruebas de laboratorio, los niveles de ruido llegaron a 0,2 mV p-p, equivalentes a 20 nA en la escala de medición más baja; en cambio, en las pruebas de campo, el nivel de ruido alcanzó los 0,8 mV p-p.
- Si bien en campo no se llega a los niveles de ruido alcanzados en laboratorio y además no se tiene un patrón que certifique la validez de este tipo de ensayos (no existe un estándar sobre el cual apoyarse para cada una de las distintas condiciones que se presentan en campo) se puede realizar análisis confiables, tanto cualitativos como cuantitativos. Esto, de acuerdo con los trabajos realizados por los usuarios del sistema en el Laboratorio de Materiales.

La cantidad de pruebas realizadas han determinado que hay que poner especial cuidado en la preparación de la muestra a ensayar (el procedimiento y el acabado de las probetas es distinto para cada ensayo y se especifica en las normas respectivas, las cuales se adjunta en el Anexo E) y en las conexiones de la celda electroquímica en general (es importante también revisar el estado de los conectores de los electrodos del equipo a modo de mantenimiento preventivo). De esto depende, en buena parte, el éxito del ensayo.



2. En cada una de las etapas del desarrollo del trabajo, se pudo comprobar la importancia que tiene el carácter modular en el sistema. Algunos de los motivos son: orden al momento de realizar el diseño, simplicidad en el ensamblaje, aprovechamiento del espacio teniendo en cuenta el carácter portátil del equipo, facilidad para el mantenimiento preventivo y correctivo.

Lo modular no sólo es importante en lo concerniente al *hardware* sino también en lo que toca al *software* que controla el funcionamiento del dispositivo. Si bien en este caso el dimensionamiento del sistema se ha hecho "a la medida" de las especificaciones, se puede añadir módulos de *software* que incluyan nuevas funciones sin tener que alterar en demasía la configuración del *hardware* asociado.

3. La portabilidad es un concepto que, además de llevar consigo importantes ventajas, implica tener en cuenta parámetros que complican el diseño de un sistema con un funcionamiento óptimo (niveles de ruido imperceptibles, mayor precisión en el procesamiento de las señales, mayor capacidad de procesamiento y almacenamiento, etc). En un dispositivo como el que ha sido objeto del presente trabajo existen aspectos como el tratamiento de las señales o el dimensionamiento de los distintos módulos del sistema que, siendo importantes, deben ponderarse para lograr cumplir con los objetivos definidos al inicio del trabajo.

4. No siempre es conveniente, ni eficiente, recargar un sistema portátil con demasiadas funciones (a menos que las especificaciones de diseño del sistema o el presupuesto destinado al mismo así lo exijan o lo permitan). Es por este motivo que se ha trasladado algunas de las funciones de análisis al subsistema destinado a ejecutarse en la computadora sin que el sistema en su totalidad vea afectados los objetivos que se trazó desde su concepción.



**Observaciones**

1. Varios servicios que ofrece el Laboratorio de Materiales de la Sección Ingeniería Mecánica requieren que los trabajos se haga en campo y el equipo portátil les permitirá cumplir con esta porción de la demanda. De este modo se contribuye con la economía de la sección y a mantener el prestigio que se ha ganado la PUCP en el área de los servicios brindados a la industria. Por otro lado, el presente trabajo ha sido usado para la tesis de maestría “Estudio de caracterización del carburo  $M_{23}C_6$  en acero inoxidable austenítico” (ver Anexo C) del Ing. Jesús Ruiz Saavedra del Laboratorio de Materiales de Ingeniería Mecánica.

2. Es siempre importante el diseño previo de prototipos que, a pesar de su simplicidad, falta de automatización o de no recrear el modo real de funcionamiento del sistema, ayuda a modelar muchos de los aspectos del diseño final del mismo.

3. Si bien el trabajo con tarjetas de adquisición de datos que se ofrece en el mercado garantiza, en muchos casos, un mayor nivel de precisión en el tratamiento de las señales con las que se va a trabajar; la dependencia de un computador personal en casi todos los casos dificulta la portabilidad, y el excesivo precio de las tarjetas para computadoras portátiles es un aspecto limitante desde el punto de vista económico.

4. La experiencia durante el desarrollo del trabajo ha permitido lograr una buena interfaz entre el equipo y el usuario del mismo. Un teclado que permita ingresar correctamente todos los parámetros necesarios para la configuración de un ensayo, así como una pantalla que muestre con claridad y certeza los valores que definen cada uno de los ensayos para los que está diseñado el sistema, como también la facilidad en la manipulación del equipo serán de gran importancia y determinarán en una buena medida el éxito o fracaso del diseño desde el punto de vista del usuario final.

5. El equipo puede ser reproducido con una inversión de recursos mucho menor a la realizada para la construcción de este prototipo. El monto de esta inversión asciende aproximadamente a S/. 2 250 (ya no se toma en cuenta el costo por el diseño, ni el costo por la construcción de la matriz del alojamiento mecánico, además del ahorro en la fabricación por los circuitos impresos); de este modo este trabajo podría significar también rentable en caso se crea conveniente su comercialización ya que su bajo costo de implementación hace atractiva su inserción en el mercado comercial.

6. Este tipo de trabajo, que puede considerarse interdisciplinario (se ha tenido que ahondar en muchos conceptos de electrónica y además fue necesario informarse de no pocos aspectos de la Ingeniería de Materiales), además de aumentar los conocimientos del investigador, ayudan a desarrollar una visión panorámica y global, que no sólo es necesaria en la vida académica sino, sobre todo, en la laboral.

7. Existe un campo interesante para el desarrollo del ingeniero electrónico en la electroquímica y la instrumentación. El ingeniero electrónico de la PUCP está capacitado para cubrir la demanda de una industria cada vez más exigente y que avanza tan rápido como la mayoría de los otros campos que le competen a la Electrónica.

8. Es importante para el estudiante universitario participar en proyectos que impliquen investigación y en lo posible, para el caso de los ingenieros electrónicos, implementación de sistemas. Si bien en el mercado se ofrece equipos con mayor precisión, el sistema implementado, fuera de cumplir con los objetivos planteados, ha permitido explorar habilidades y potencialidades. Una de las principales finalidades de la vida universitaria es desarrollar el espíritu investigador del estudiante y la participación en este tipo de trabajos es la mejor manera de lograrlo.



## Recomendaciones

1. Como se dijo anteriormente, éste no es un diseño inmejorable desde el punto de vista tecnológico y por lo tanto puede perfeccionarse. Se puede enumerar algunos aspectos que se ha identificado:

- Aumento en la integración en algunos de los módulos como el selector de escalas o el de alimentación.
- Ampliación en las funciones del dispositivo. El sistema puede trabajar también como Galvanostato (equipo que trabaja, también, con celdas electroquímicas mediante el control de la corriente que circula por las mismas) sin muchas modificaciones a la configuración del hardware del mismo.
- Podría, en algunos casos, transferirse alguna de las funciones de control al procesador de un computador personal y realizarse un trabajo de análisis en tiempo real (en este caso el equipo portátil haría las veces de tarjeta de adquisición de señales). Habría que analizar la conveniencia de este tipo de configuración; podría ser necesaria sólo en caso de requerirse mayor celeridad en el análisis y aún así esta opción es discutible.
- Mejora en el procesamiento digital de la señal en la etapa que se ejecuta en el computador personal. Para esto se requeriría tomar más muestras y por ende mayor capacidad de memoria en el equipo.
- Si se cree conveniente, se puede incluir un dispositivo que controle la carga de las baterías del sistema y así aumentar su integración (un PIC, por ejemplo) o añadir la función dentro del programa que ejecuta el microcontrolador (ya no había puertos disponibles para esta función en este caso).



2. Se recomienda realizar los ensayos en laboratorio con la alimentación con conexión a tierra (es recomendable también un mantenimiento periódico de los Pozos de Tierra asociados a este tipo de conexiones) y usando una Jaula de Faraday para proteger la celda de estar ésta disponible. De este modo se logra una mejora notoria en cuanto a la reducción de los niveles de ruido. Para el caso de los ensayos en campo, si bien el hecho de no poseer una conexión a tierra significa una desventaja ante unos parámetros de entorno difíciles de controlar, se recomienda evitar, en lo posible, la cercanía de fuentes de campos electromagnéticos que puedan inducir corrientes en el sistema y por ende comportamientos no deseados en el mismo. Si bien en este tipo de escenarios el sistema ve su rendimiento bastante afectado, no deja de salir de los parámetros aceptables para estos tipos de ensayo.

## Bibliografía

**1. Analog Devices**

“1996 Designer's Reference Manual”

Norwood, 1996

**2. American Standard for Testing Materials (ASTM)**

“1998 Annual Book of ASTM Standards”

Section 3 : "Metals Test Methods and Analytical Procedures". Volume 3.02

**3. Bank Elektronik - Intelligent Controls GmbH**

“Potenciostats”

Clausthal-Zellerfeld, Germany, 1999

**4. Burr-Brown**

“2000 Burr-Brown product selection guide Linear & mixed signal products”

Burr-Brown. Tucson – Arizona, 2000

**5. Chen, Wai – Kai**

“The circuits and filters handbook”

IEEE. Boca Ratón – New York, 1995

**6. Davis, J. E.; Clifford Toren Jr., E.**

“On the Instability of Current Followers in Potentiostat Circuits”

American Chemical Society. 1974. Vol. 46, N6

**7. Freeman, Miller**

“Printed circuit design”

San Francisco – California, 1999

**8. Gottlieb, Irving M.**

“Design & build electronic power supplies”

TAB Books. Blue Ridge Summit - Pennsylvania, 1991

**9. Haddad, Roberto**

“Principios de Corrosión”

Comisión Nacional de Energía Atómica - República Argentina. Buenos Aires, 1992

**10. Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)**

“IEEE recommended practice for powering and grounding sensitive electronic equipment”

IEEE Color Book Series. New York, 1992. IEEE Estándar 1100-1992

**11. Jayaweera, Palitha; Ramaley, Louis**

“Low-noise, fast-response potentiostat for pulse electrochemical studies”

Analytical Instrumentation - Vol.15, 1986

**12. Jones, Denny A.**

“Principles and prevention of corrosion”

Prentice Hall. Upper Saddle River, N.J. 1996

**13. Kimmel, William D.; Gerke, Daryl D.**

“Using grounding to control EMI”

Medical Device & Diagnostic Industry Magazine, August 1996

**14. Mattson, Einar**

“Basic corrosion technology: For scientists and engineers”

The Institute of Materials. London, 1996

**15. Mills, Jeffrey**

“Electromagnetic interference reduction in electronic systems”

Prentice Hall. Englewood Cliffs, N.J. 1993

**16. Morrison, Ralph**

“Grounding and shielding techniques in instrumentation”

Wiley 2<sup>da</sup> edición. New York, 1977

**17. Savant, C.J.**

“Diseño electrónico circuitos y sistemas”

Pearson Educación. México D.F, 2000

**18. Serrano Finetti, Roberto Ernesto**

“Diseño y construcción de un prototipo de sistema de análisis para ensayos electroquímicos de corrosión”

Pontificia Universidad Católica del Perú. Lima, 1998

**19. Tsuboyama Takano, Jorge**

“Sistema automático para determinar la temperatura crítica de corrosión localizada en los aceros inoxidable”

Pontificia Universidad Católica del Perú. Lima, 2000

**20. Valdivia Sisniegas, Jaime Enrique**

“Diseño e implementación de módulos para la conversión de sensores y actuadores convencionales en dispositivos de campo inteligentes”

Pontificia Universidad Católica del Perú. Lima, 2000

**Enlaces de interés en la Internet:**

21. <http://www.developer.intel.com/design/embcontrol/index.htm/>
22. <http://www.burr-brown.com/>
23. <http://www.bank-ic.de/en/index.html>
24. <http://www.maxim-ic.com/>
25. <http://www.cp.umist.ac.uk/LectureNotes/Echem>
26. <http://www.optrex.com/>
27. <http://www.gamry.com/g2/ftp/download/AppNotes/>
28. <http://www.consultrsr.com/resources/pstats/scanfast.htm>
29. <http://www.potentiostat.com/>
30. <http://howard.engr.siu.edu/staff1/weston/ResearchLinks.htm>
31. <http://dsdc.uv.es/Docencia/DDAV/tema1.pdf>