

**Universidad Nacional de La Plata**



**Facultad de Ingeniería  
Departamento de Electrotecnia**

**Tesis de Magister  
“Medición de Conductividad en Materiales  
Superconductores”**

**Luis Daniel Junciel**

**Director: Prof. Dr. Miguel Mayosky  
Codirector: Prof. Dr. Roberto C. Mercader**

## **RESUMEN**

*Hemos investigado las estrategias necesarias para atacar los problemas que presenta la medición de resistividad en materiales superconductores cuyos valores varían muchos órdenes de magnitud. En particular, hemos analizado distintos procedimientos avanzados para realizar medidas en condiciones de baja señal, tanto en corriente continua como en corriente alterna. Se diseñó y construyó el sistema de adquisición automática de un instrumento versátil con capacidad de registrar la resistividad en función de la temperatura abarcando varios órdenes de magnitud, cuyas aplicaciones se extienden a materiales con muy distintos regímenes de transporte. Finalmente analizamos un método para el tratamiento de señal y el procesamiento de datos.*

## **ABSTRACT**

*We have investigated the strategies needed to deal with the problems exhibited by the resistivity measurement of superconducting materials, which show huge variations. Specifically, we have analyzed advanced procedures to perform measurements under very low signal conditions both in dc and ac conditions. We designed and implemented the automated acquisition system of an adaptable instrument capable to register the thermal resistivity variations spanning several orders of magnitude, whose applications extend beyond superconductors to materials exhibiting drastically different transport regimes. Finally, we have analyzed how to treat and process the data yielded by the measurements.*

## CONTENIDO

<b>Agradecimientos</b> .....	ii
<b>Resumen</b> .....	iii
<b>Abstract</b> .....	iv
<b>Índice de Contenido</b> .....	v
<b>Índice de Ilustraciones</b> .....	x
<b>Prefacio</b> .....	xiv
<b>Capítulo 1. Introducción</b> .....	1
<b>1.1</b> Motivación.....	1
<b>1.2</b> La medición de superconductividad en el Departamento de Física de la Facultad de Ciencias Exactas de la Universidad Nacional de La Plata .....	2
<b>1.3</b> Especificaciones requeridas .....	2
<b>1.4</b> Objetivos y alcance del presente trabajo .....	3
<b>1.5</b> Estructura de la tesis .....	4
<b>Capítulo 2. Superconductividad</b> .....	6
<b>2.1</b> Resumen.....	6
<b>2.2</b> Introducción .....	6
<b>2.3</b> Propiedades magnéticas de los superconductores tipo I y tipo II.....	8
<b>2.4</b> Superconductores de alta temperatura crítica.....	11
<b>2.5</b> La teoría de la superconductividad .....	13
<b>2.6</b> Vórtices .....	17
<b>2.7</b> Relación entre la red de vórtices y la superconductividad.....	20
<b>2.8</b> Conclusión.....	24

<b>Capítulo 3. Mediciones de resistencia con corriente continua</b> .....	25
<b>3.1</b> Resumen .....	25
<b>3.2</b> Introducción.....	25
<b>3.3</b> Terminología .....	27
<b>3.4</b> Comparación de técnicas para medir resistencia .....	31
<b>3.5</b> Multímetros digitales .....	42
<b>3.6</b> Mediciones de baja señal .....	54
<b>3.7</b> Consideraciones para realizar medidas de baja señal.....	55
<b>3.8</b> Efecto de carga y <i>offsets</i> .....	57
<b>3.9</b> Potenciales termoelectricos.....	59
<b>3.10</b> Medida de resistencia en superconductores .....	60
<b>3.11</b> Efectos de <i>ripple</i> de fuente al medir corriente crítica en sc.....	63
<b>3.12</b> Medidas de gran sensibilidad a temperaturas criogénicas.....	66
<b>3.13</b> Conclusión.....	69

<b>Capítulo 4. Técnicas avanzadas para hacer mediciones de baja señal con corriente continua</b> .....	70
<b>4.1</b> Resumen.....	70
<b>4.2</b> Introducción .....	70
<b>4.3</b> Instrumentación adecuada .....	71
<b>4.4</b> Tres técnicas para medir en el rango de los nanovolts .....	72
<b>4.5</b> Ruido Johnson.....	73
<b>4.6</b> Campos magnéticos.....	75
<b>4.7</b> Interferencia de radiofrecuencia .....	77
<b>4.8</b> Lazos de tierra .....	77
<b>4.9</b> Conclusión .....	79

## Capítulo 5. Técnicas de medición en corriente alterna - Amplificadores

<i>Lock-in</i> .....	80
<b>5.1</b> Resumen .....	80
<b>5.2</b> Introducción .....	80
<b>5.3</b> ¿Cuándo es necesario utilizar un amplificador <i>Lock-in</i> ? .....	80
<b>5.4</b> Principio de funcionamiento .....	83
<b>5.5</b> Comparación entre PSD digitales y analógicos .....	87
<b>5.6</b> ¿Qué hace un <i>Lock-in</i> midiendo? .....	89
<b>5.7</b> Reserva dinámica .....	90
<b>5.8</b> Ruido de entrada .....	95
<b>5.9</b> Conclusión .....	96

## Capítulo 6. Diseño de un sistema de adquisición automática de medidas

<b>de resistividad en función de la temperatura</b> .....	97
<b>6.1</b> Resumen .....	97
<b>6.2</b> Introducción .....	97
<b>6.3</b> Estructura general del equipo de medición propuesto .....	98
<b>6.4</b> Descripción del método .....	102
<b>6.5</b> Sistema criogénico .....	104
<b>6.6</b> Sistema de refrigeración por circulación de agua .....	107
<b>6.7</b> Equipo de vacío .....	108
<b>6.8</b> Computadora personal .....	110
<b>6.9</b> Sistema de seguridad .....	110
<b>6.10</b> Preparación de muestras .....	111
<b>6.11</b> Prestaciones obtenidas .....	113
<b>6.12</b> Resultados experimentales .....	117
<b>6.13</b> Conclusión .....	122

<b>Capítulo 7. Dificultades encontradas, conclusiones y líneas abiertas</b> .....	123
Resumen .....	123
<b>7.1 Dificultades encontradas</b> .....	123
<b>7.2 Conclusiones y líneas abiertas</b> .....	132
<b>Nomenclatura, constantes y siglas</b> .....	133
<b>Apéndice A. Ruido en mediciones de baja señal</b> .....	134
<b>A.1</b> Introducción.....	134
<b>A.2</b> Definiciones generales .....	134
<b>A.3</b> Ruido térmico o Johnson .....	136
<b>A.4</b> Ruido Shot.....	142
<b>A.5</b> Suma de fuentes de tensión de ruido .....	146
<b>Apéndice B. Interfase de propósito General para Instrumentación</b> .....	148
<b>B.1</b> Introducción.....	148
<b>B.2</b> Estructura de la interfase.....	150
<b>B.3</b> Control del tráfico de mensajes de la interfase GPIB.....	159
<b>Apéndice C. Control del banco de medidas</b> .....	170
<b>C.1</b> Introducción.....	170
<b>C.2</b> <i>Software</i> de la tarjeta GPIB.....	170
<b>C.3</b> Programas de adquisición y control .....	175
<b>Apéndice D. Notas sobre pruebas realizadas con muestras de</b> <b>CuO, resistencias de carbón, metal y manganina</b> .....	185
<b>D.1</b> Introducción.....	185
<b>D.2</b> Pruebas con resistencias de metal y carbón.....	185
<b>D.3</b> Pruebas con semiconductores (CuO) .....	188

<b>D.4</b> Pruebas con resistencias de manganina.....	189
<b>D.5</b> Caracterización de la fuente de corriente con carga .....	191
<b>D.6</b> Caracterización de la fuente de corriente en cortocircuito.....	193
<b>Bibliografía y referencias</b> .....	196



## ÍNDICE DE ILUSTRACIONES

### Capítulo 2

<b>Figura 1</b> - Transición superconductor del mercurio .....	7
<b>Figura 2</b> - Curva del campo crítico del mercurio .....	8
<b>Figura 3</b> - Dependencia del campo de $B$ y de $M$ en función de $B$ aplicado.....	9
<b>Figura 4</b> - Vórtices representados como conos volcánicos .....	11
<b>Figura 5</b> - Estructura cristalina ortorrómbica del $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$ .....	13
<b>Figura 6</b> - El problema de Cooper. Dos electrones no-interactivos están restringidos a los estados $k_1$ y $k_2$ , fuera de la superficie de Fermi por la esfera de Fermi de electrones no-interactivos .....	15
<b>Figura 7</b> - Origen de la interacción atractiva.....	17
<b>Figura 8</b> - Diagramas de fase magnéticos .....	19
<b>Figura 9</b> - Flujo de corriente a través de un superconductor .....	20
<b>Figura 10</b> -Estado de un sólido de vórtices .....	21
<b>Figura 11</b> -Imágenes de vórtices magnéticos obtenida por microscopio electrónico.....	23

### Capítulo 3

<b>Figura 1</b> - Tres tipos de configuraciones de óhmetros .....	32
<b>Figura 2</b> - Circuitos para medir resistencia por el método del voltímetro y amperímetro.....	34
<b>Figura 3</b> - Diagrama de puente de Wheatstone .....	35
<b>Figura 4</b> - Circuito esquemático del puente de Wheatstone donde se muestra la dificultad que aparece en la determinación de la resistencia $R_y$ del conductor cuando varía el punto de conexión de $m a n$ .....	38
<b>Figura 5</b> - Diagrama del puente doble de Kelvin .....	39
<b>Figura 6</b> - Esquema del método de Kelvin de las 4 puntas.....	41
<b>Figura 7</b> - Conversión de tensión a tiempo mediante compuertas con pulsos de reloj .....	47
<b>Figura 8</b> - Diagrama esquemático de un DVM de integración .....	48

<b>Figura 9</b> - Esquema de efectos de la resistencia de carga .....	58
<b>Figura 10</b> - Ecuaciones de las <i>fems</i> termoeléctricas .....	59
<b>Figura 11</b> - Ejemplo de <i>fems</i> con termocuplas tipo K Chromel-Alumel .....	60
<b>Figura 12</b> - Esquema de conexión de 4 puntas para invertir la corriente .....	61
<b>Figura 13</b> – Instrumento para medir $J_c$ .....	64

## Capítulo 4

<b>Figura 1</b> - Multímetro digital típico y voltímetro digital sensible, límites de medidas para varias resistencias de fuentes .....	71
<b>Figura 2</b> – Tensión de ruido térmico en función de la resistencia y el ancho de banda .....	74
<b>Figura 3</b> – Tensiones débiles generadas por campos magnéticos.....	76
<b>Figura 4</b> - Lazos de tierra generados por obtener un solo retorno .....	78
<b>Figura 5</b> - Amplificador aislado.....	78

## Capítulo 5

<b>Figura 1</b> – Aproximación de la relación señal-ruido de 1/160.....	81
<b>Figura 2</b> – Relación señal-ruido mejoró a 1/5.....	82
<b>Figura 3</b> – Ahora es posible medir ya que la relación señal-ruido es ahora de 20.....	83
<b>Figura 4</b> – Relaciones entre ondas de referencia y señales.....	84
<b>Figura 5</b> – Representación de la reserva actual vs. la frecuencia de ruido .....	92

## Capítulo 6

<b>Figura 1</b> - Esquema del sistema de registro y adquisición .....	98
<b>Figura 2</b> - Resistómetro, sistema completo .....	105
<b>Figura 3</b> - Sistema completo, ángulo superior.....	106
<b>Figura 4</b> - Vista del expansor.....	107

<b>Figura 5</b> - Bombas de vacío: mecánica y turbomolecular .....	109
<b>Figura 6</b> - Detalle del rack que contiene el instrumental electrónico.....	110
<b>Figura 7</b> - Preparación de muestras, contactos y portamuestras .....	112
<b>Figura 8</b> - Configuración de 4 puntas con inversión de corriente para evitar fems .....	113
<b>Figura 9</b> - Idem Figura 8 con nanopreamplificador .....	114
<b>Figura 10</b> - Configuración de 2 puntas para altas resistencias.....	115
<b>Figura 11</b> - Configuración con fuente programable de tensión para altas resistencias .....	116
<b>Figura 12</b> - Dos medidas de resistencia de un superconductor en función de T .....	118
<b>Figura 13</b> - Comportamiento de un material $\text{YBa}_2\text{Cu}_{1-x}\text{Fe}_x\text{O}_{7-\delta}$ dopado con 1% de hierro.....	118
<b>Figura 14</b> - Resistencia de un semiconductor en función de la temperatura.....	119
<b>Figura 15</b> - Comparación de la resistividad del CuO .....	121

## Capítulo 7

<b>Figura 1</b> – Curva $\rho(T)$ para ferritas de cobre con zona de contactos deficientes .....	126
<b>Figura 2</b> - $\text{YBa}_2\text{Cu}_{1-x}\text{Fe}_x\text{O}_{7-\delta}$ (1.5%Fe) con contactos deficientes.....	127
<b>Figura 3</b> – Gráfico comparativo de Ferritas de Cu.....	128
<b>Figura 4</b> – Gráfico comparativo de $\text{YBa}_2\text{Cu}_{1-x}\text{Fe}_x\text{O}_{7-\delta}$ (1.5%Fe); 4 ptas., invers. cte. ....	129

## Apéndice B

<b>Figura 1</b> – Principio de funcionamiento de la interfase GPIB .....	149
<b>Figura 2</b> – Disposición de funciones en un dispositivo conectado al <i>bus</i> GPIB.....	151
<b>Figura 3</b> – Control de transferencia de datos .....	157
<b>Figura 4</b> – Grupo de instr. idénticos compartiendo el <i>bus</i> GPIB por direcc. extend.....	165
<b>Figura 5</b> – Configuración alternativa para un grupo de instrumentos idénticos. ....	166

## Apéndice C

<b>Figura 1</b> – Primera pantalla del <i>software</i> de configuración de la GPIB .....	170
<b>Figura 2</b> – Instrumentos conectados al <i>bus</i> GPIB .....	171
<b>Figura 3</b> – Configuración del <i>bus</i> GPIB .....	172
<b>Figura 4</b> – Configuración de la fuente de corriente programable .....	173
<b>Figura 5</b> – Configuración del DMM Keithley 2001 .....	174
<b>Figura 6</b> – Configuración del controlador de temperatura .....	174
<b>Figura 7</b> – Configuración de la fuente de tensión programable.....	175



## INTRODUCCIÓN

### 1.1 Motivación

El valor de la resistividad  $\rho$  de un material y la forma de su dependencia térmica son función del tipo y número de centros dispersores electrónicos y de las propiedades de transporte del mismo [1]. El conocimiento de la resistividad  $\rho$ , en función de la temperatura  $T$ , permite investigar en detalle muchas propiedades físicas de un material, como por ejemplo la distancia energética entre bandas en un semiconductor. Por consiguiente, tanto para su caracterización como para el control de su composición y de las variables estructurales, es imprescindible obtener mediciones exactas y precisas de la conductividad del material. Necesariamente, estos requerimientos se trasladan a la capacidad que deben tener los instrumentos utilizados para brindar esa información.

En el caso particular de los materiales superconductores, la variación de varios órdenes de magnitud que sufre  $\rho(T)$  en torno a la transición superconductora, impone criterios rigurosos en el diseño de un resistómetro tanto por los valores que es necesario medir como por el amplio rango de temperaturas que se debe cubrir. Es conveniente entonces que el equipo no sólo mida con precisión la temperatura crítica  $T_c$  a la que se produce la transición superconductora, sino que también permita registrar con exactitud la variación de  $\rho(T)$  en el entorno de la misma, ya que del estudio de la forma de la curva se inferirán importantes propiedades del sistema bajo estudio.

La medición de resistividades en un rango de valores amplio presenta un considerable número de desafíos cuando se trata de desarrollar un instrumento capaz de efectuar medidas precisas. Los problemas tienen que ver con los instrumentos en sí y con la naturaleza de los errores inherentes a la magnitud a medir. Las principales

consideraciones que deben tenerse en cuenta son: la relación señal–ruido, la determinación del valor de la corriente aplicada y las dificultades que ocasionan las resistencias de contactos.

## **1.2. La medición de superconductividad en el Departamento de Física de la Facultad de Ciencias Exactas de la Universidad Nac. de La Plata**

Con el descubrimiento de materiales superconductores con alta  $T_C$  surgió en todo del mundo un gran interés por su caracterización, y por la búsqueda de nuevos compuestos, dado su potencial tecnológico y por ende económico. En particular, a fines de la década del '80, en la Argentina se iniciaron líneas de investigación en base a estos sistemas en Bariloche [2], Buenos Aires [3] y La Plata [4], [5].

El procedimiento de medida utilizado hasta el presente en el Dpto. de Física de esta Universidad es básicamente manual [6]. La muestra a ensayar se desplaza a lo largo de una varilla dentada, uno de cuyos extremos está sumergido en nitrógeno líquido (77K). Las mediciones de resistencia se realizan en alterna (CA), con corrientes de 100 y 150  $\mu\text{A}$  y el registro de temperatura es llevado a cabo con una termorresistencia PTC de platino, que impone un error de  $\pm 1,8\text{K}$  a 50K y  $\pm 0,1\text{K}$  a 300K. Con esta disposición, y la instrumentación disponible, la sensibilidad en la medición de resistencia se encuentra en el orden del  $\text{m}\Omega$  y el error relativo es del orden del 10 %, prestaciones que se consideran insuficientes para las líneas de trabajo en curso. Además, actualmente se requiere preparar y caracterizar muestras superconductoras mediante diferentes técnicas, a menudo con atmósfera controlada. Por otra parte, las mediciones realizadas con la técnica descrita no cuentan con ningún tipo de automatización, y en consecuencia es imposible garantizar repetitividad.

## **1.3 Especificaciones requeridas**

Las características generales del sistema requerido surgen entonces de la necesidad del Dpto. de Física de contar con un equipo capaz de medir y registrar  $\rho(T)$  con las siguientes especificaciones:

- Atmósfera controlada. Es importante poder realizar medidas en condiciones que no alteren las características de la muestra, por ejemplo

atmósferas de gases inertes. En el caso de materiales sensibles a la atmósfera (óxidos, por ej.) es importante que sea posible correlacionar el resultado de una medida con una atmósfera determinada (He, Ar, N<sub>2</sub>, O<sub>2</sub>, etc.).

- Amplio rango de temperatura controlada (menor que 77K hasta temperatura ambiente).
- Sensibilidad y resolución del orden del  $\mu\Omega$  en la medida de  $\rho(T)$ , y un error relativo menor que el 2%. Posibilidad de invertir el sentido de la corriente para evitar potenciales termoeléctricos (*fems*), tratados en detalle en la sección 9 del capítulo 3.
- Posibilidad de medir con técnicas de CC y de CA. La primera técnica se aplica para todo el rango de medida del equipo. Cuando los valores a medir con CC son comparables a las tensiones parásitas (ruido), la técnica de CA permite evitar dichas tensiones.
- Temperatura controlada entre 12K y ambiente, con una precisión de al menos 0.5K en todo el rango.
- Control y registro automatizado.
- Condiciones de seguridad ante fallas para personal y equipo.

Ante requisitos tan específicos no existe un equipo comercial integrado que satisfaga dichas especificaciones. Por lo tanto, se consideró necesario el estudio de la problemática de la medición de superconductividad, y el desarrollo del prototipo experimental de un instrumento de medida, trabajos que dieron lugar a la presente tesis.

## 1.4 Objetivos y alcance del presente trabajo

Este trabajo trata sobre la medición de conductividad en materiales superconductores. En su desarrollo se construyó un equipo, que sirvió para implementar un resistómetro que pueda ser utilizado en estudios de propiedades de transporte y en otro tipo de materiales que se encuentran en la física del estado sólido.

En el desarrollo del resistómetro fue necesario tener en cuenta numerosas restricciones impuestas por el tipo de fenómenos a estudiar. Por ejemplo, fue preciso considerar qué tipo de sistema refrigerador o calefactor se utilizará. Para la elección de

todos los instrumentos que forman parte del sistema, se debieron considerar no solamente los que pudieran parecer ideales por sus especificaciones, sino aquellos cuyas disponibilidades instrumentales y de infraestructura fuesen acordes con las posibilidades de realización del Laboratorio Nacional de Investigaciones y Servicios de Difracción (LANADI), donde se instalará el equipo.

Para la construcción del instrumento, objeto experimental de este trabajo, se eligió un sistema formado por un criógeno de ciclo cerrado de helio y un sistema versátil de adquisición de datos y control de temperatura. El criógeno permite variar y controlar la temperatura de la muestra en el rango de 300K a 12K. Como todo equipo que refrigera una muestra, el criógeno tiene un sistema de alto vacío imprescindible para aislarla del medio ambiente.

El sistema de adquisición está conformado por un multímetro digital y su correspondiente fuente de corriente en el caso de medidas en corriente continua, y por un amplificador lock-in cuando se efectúan medidas con corriente alterna. El control se lleva a cabo por medio de un sistema de cómputo con las interfaces adecuadas para el manejo de los instrumentos mencionados y del refrigerador. Para obtener el registro automático de los resultados, se desarrolló específicamente un programa que utiliza como medio físico de comunicación entre los instrumentos y la Computadora Personal (PC) una interfaz GPIB, norma IEEE-488 (*Ver sección 6.3*).

El método de medida, que depende de las características de la muestra a analizar, se eligió teniendo en cuenta la posible utilización del instrumento en la caracterización de materiales de muy distintas propiedades de transporte, que forman parte de proyectos a llevar a cabo en el laboratorio. El desarrollo se realizó dándole especial importancia no solamente a la versatilidad de magnitudes a medir mencionadas, sino también a la posibilidad de expandir el rango de temperaturas de medida.

## **1.5 Estructura de la tesis**

El presente trabajo de Tesis se ha organizado partiendo de los principios teóricos que rigen los fenómenos y teniendo en cuenta las condiciones experimentales que debe cumplir todo equipo de precisión.

Luego de una sucinta descripción de los últimos avances en materia de superconductividad, tipos y modelos vigentes, introducimos la medición de resistencia



con corriente continua, la terminología utilizada, las técnicas y los equipos disponibles, y las consideraciones especiales para mediciones de baja señal.

En el capítulo 5 se realiza una breve descripción de las técnicas de medición en corriente alterna y, en especial, de los amplificadores lock-in, para finalizar con el diseño de un sistema de adquisición automática de medidas de resistividad en función de la temperatura, donde convergen todos los capítulos precedentes. En el capítulo 6 se hace especial énfasis en los detalles experimentales no mencionados hasta el momento, como el sistema criogénico, las etapas de vacío, una descripción del instrumental utilizado para la medición, registro y adquisición de datos y las técnicas de preparación de muestras.

Finalmente planteamos modificaciones, posibles ampliaciones o mejoras al equipo desarrollado en función del potencial del instrumental y de aplicaciones de la técnica en la actualidad. Para ello, se dedica por entero el capítulo 7, en el cual se incluyen además las conclusiones.

Por último, los apéndices son una profundización sobre tópicos puntuales.



## **SUPERCONDUCTIVIDAD**

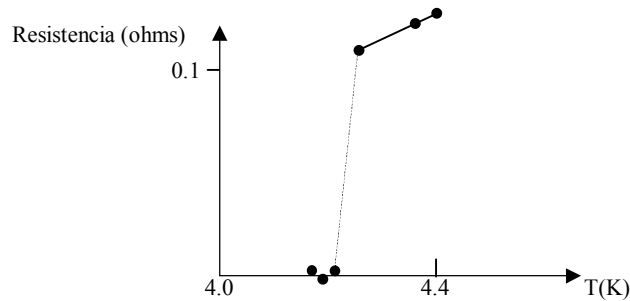
### **2.1 Resumen**

En este capítulo se hace una introducción al fenómeno de la superconductividad. Comienza con una reseña histórica del descubrimiento. Se presentan las propiedades magnéticas características de los materiales superconductores clasificados en tipos I y II, según su comportamiento frente a un campo magnético. Se realiza una breve descripción cualitativa de la teoría microscópica de la superconductividad propuesta por Bardeen, Cooper y Schrieffer (BCS). Se detallan las propiedades características de los cerámicos superconductores de alta temperatura crítica,  $T_C$ , y se describe la fenomenología de los mismos. Se señalan las diferencias con las teorías tradicionales de los superconductores cuyas predicciones no se aplican a los superconductores de alta temperatura crítica.

### **2.2 Introducción**

La superconductividad fue descubierta por H. Kamerlingh Onnes en 1911 [1], tres años después de la licuefacción del helio. La disponibilidad de este líquido le permitió investigar la resistencia eléctrica de metales a bajas temperaturas. Eligió mercurio para trabajar ya que puede ser purificado por destilación y además porque en aquellos tiempos existía la especulación de que la resistencia eléctrica de metales muy puros podía tender a cero a  $T = 0$  K. Como puede verse en la Figura 1 cuando se enfría Hg aparece una transición abrupta a un estado aparentemente de resistencia cero a temperaturas de alrededor de 4.2 K. Onnes describió el nuevo estado como

superconductor y pudo establecer que no había conexión con la alta pureza del material; ya que agregándole al mercurio cantidades importantes de impurezas observó un efecto pequeño en la transición de la superconductividad a pesar de que la resistencia del estado normal se incrementaba considerablemente.



- Fig. 1 Transición superconductora del mercurio [1]. -

Posteriormente se encontró que muchos metales y aleaciones también se hacen superconductores (hay metales que no son superconductores aún a las temperaturas más bajas accesibles, como el cobre, la plata, el oro, los metales alcalinos y los ordenados magnéticamente como el hierro, el níquel y el cobalto). La transición superconductora puede ser muy abrupta, con un ancho de menos de  $10^{-3}$  K en monocristales bien recocidos de un metal como el estaño. El niobio es el elemento con la transición de temperatura crítica ( $T_c$ ) más alta,  $T_c = 9.2$  K. En 1972 se halló que  $Nb_3Ge$  tenía una  $T_c = 23$  K. En 1986 hubo un avance notable cuando Bednorz y Muller hallaron que el  $La_{2-x}Ba_xCuO_4$  tenía una  $T_c$  de alrededor de 35 K para  $x \approx 0.15$ . Este descubrimiento fue seguido por una búsqueda frenética de otros materiales. En 1987 se halló que el  $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$  ( $\delta \approx 0.1$ ) tenía una  $T_c = 92$  K y en 1988  $Bi_2Sr_{3-x}Ca_xCu_2O_{8+\delta}$  ( $x \leq 1$ ) alcanzó una  $T_c$  de 110 K. Dopando con talio se obtuvo el compuesto  $Tl_2Ba_2Ca_2Cu_3O_{10}$  que llegó a una  $T_c$  de 125 K.

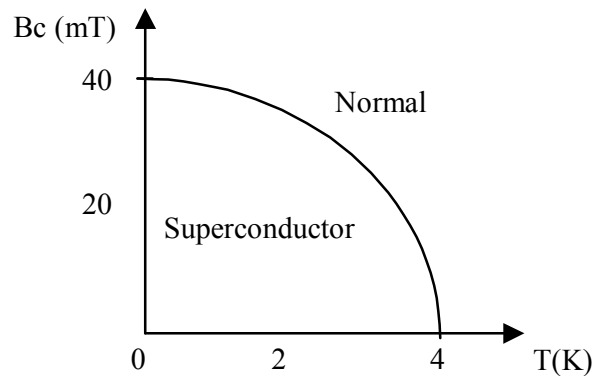
De acuerdo a su comportamiento en un campo magnético los superconductores se dividen en tipos I y II. Las muestras hechas de elementos puros excepto el niobio, exhiben comportamiento tipo I (exclusión total de campo magnético B de adentro de la muestra) y su superconductividad desaparece por la aplicación de un campo magnético de inducción  $B_c$  conocido como campo crítico. En cambio, los superconductores de tipo II presentan una región donde el campo magnético penetra parcialmente el material

hasta que por encima del llamado campo crítico 2  $B_{c2}$  el material se torna normal. Este punto se discutirá con mayor detalle en el próximo apartado.

No se ha podido medir una resistencia finita para temperaturas menores que la crítica en el estado superconductor. El método más sensible para detectar una pequeña resistencia es observar el decaimiento de una corriente en un lazo cerrado. Si  $R$  es la resistencia del lazo es  $R$  y  $L$  es la inductancia mutua, entonces la corriente debería decaer con una constante  $\tau = L/R$ . No fue posible observar ningún decaimiento en una corriente persistente en un lazo durante un período prolongado, lo que permitió establecer un límite superior de alrededor  $10^{-26} \Omega.m$  para la resistividad de superconductores. Para comparación, a temperatura ambiente el cobre tiene un valor de  $10^{-8} \Omega.m$ .

### 2.3 Propiedades magnéticas de los superconductores tipo I y tipo II

La Figura 2 representa el comportamiento de un superconductor de tipo I como función de la temperatura para el caso del mercurio.



- Fig. 2 Curva del campo crítico del mercurio. -

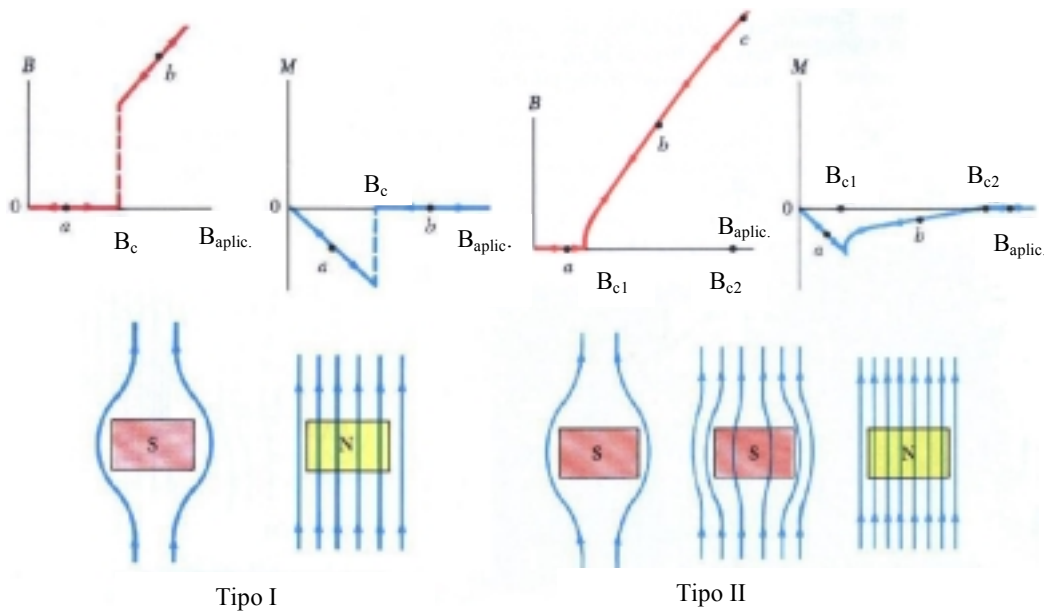
Una buena aproximación de la dependencia con la temperatura del campo de inducción  $B_c(T)$  es:

$$B_c(T) = B_c(0) [1 - (T / T_c)^2]$$

Meissner y Ochsenfeld investigaron en 1933 la variación espacial de un campo

magnético en las vecindades de un superconductor y descubrieron que la distribución del campo era consistente con un campo nulo dentro del conductor. Esta exclusión de flujo magnético del superconductor se conoce como Efecto Meissner y se debe a corrientes eléctricas, conocidas como corrientes de apantallamiento, que fluyen por la superficie del conductor de tal forma que generan un campo igual y opuesto al aplicado.

En la Figura 3 se puede apreciar que en un superconductor tipo I la exclusión se produce bruscamente en todo el material para  $B < B_c$ . En cambio, para los de tipo II, entre los campos  $B_{c1}$  y  $B_{c2}$  las líneas de campo penetran parcialmente al material. Las líneas de flujo se rodean de torbellinos o vórtices de corriente eléctrica. Estos torbellinos penetran el material en cuantos de flujo llamados vórtices de Abrikosov ( $\Phi = 2.07 \times 10^{-15}$  Wb). Cuando el material se encuentra en la zona de vórtices se origina una resistencia al flujo de corriente producido por la interacción de la red de vórtices y la corriente. Por encima de  $B_{c2}$  el material pierde su superconductividad y se comporta como normal.



- Fig. 3 Dependencia del campo de inducción magnética,  $B$ , y de la magnetización,  $M$  en función del campo aplicado  $B$  para superconductores de tipo I (izquierda) y de tipo II (derecha). Debajo de los diagramas se indica esquemáticamente el comportamiento de los materiales tipo I y II frente a la penetración de las líneas de campo. S denota un material en estado superconductor y N normal. -

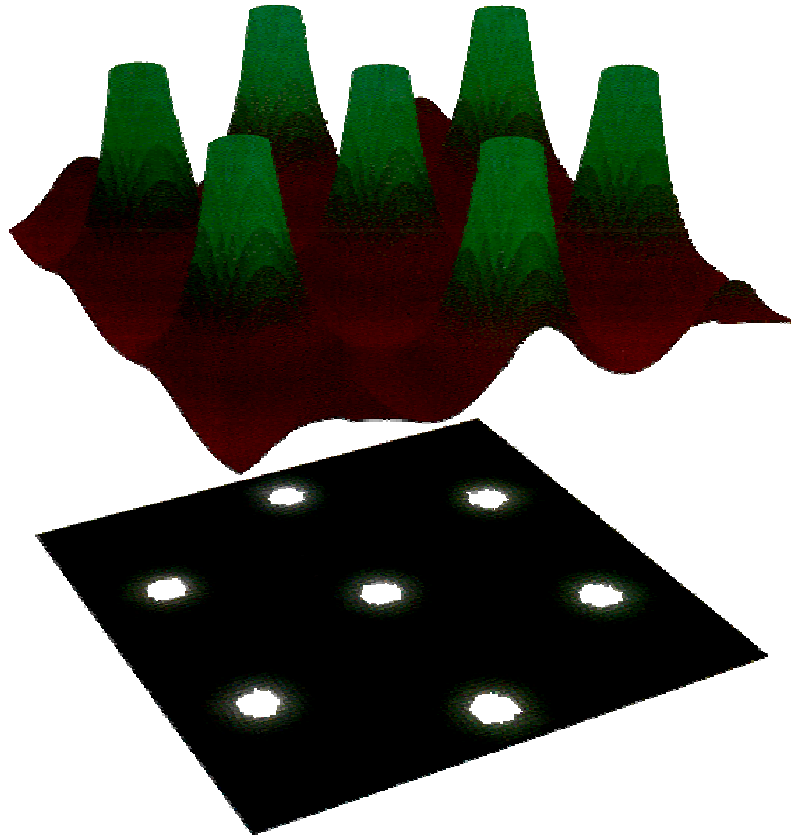
El primer compuesto superconductor tipo II estuvo formado por una aleación de bismuto y plomo, fue fabricado en el año 1930 por W. Hass y J. Voogd. Pero no se lo reconoció como un material de ese tipo hasta mucho más tarde, después que se descubriera el efecto Meissner. Los superconductores del tipo II –conocidos también como superconductores duros– difieren de los del tipo I en que la transición del estado normal al superconductor es gradual, teniendo un comportamiento de estado medio.

Con la excepción de los elementos vanadio, tecnecio y niobio, los superconductores de tipo II tradicionales están constituidos por compuestos metálicos y aleaciones. Por ejemplo, en el caso de la aleación plomo-indio, cuando el campo crece se manifiesta el efecto Meissner apareciendo el segundo campo crítico  $B_{c2}$ . Las perovskitas<sup>1</sup> superconductoras también pertenecen al tipo II. Con esos compuestos se llegó a temperaturas críticas  $T_c$  más altas que con los superconductores del tipo I por un mecanismo que aún no está completamente comprendido.

El movimiento de los vórtices puede impedir el flujo de electrones. Saber cómo se mueven y organizan estos vórtices (representados en la Figura 4) a distintas temperaturas y bajo la influencia de diversos campos magnéticos es de gran interés para comprender y controlar el fenómeno y mantener el material en régimen superconductor. Este aspecto aún no se conoce en profundidad y es objeto de numerosas investigaciones en la actualidad.

---

<sup>1</sup> Óxidos cerámicos metálicos que tienen normalmente una relación de 2 átomos de metal por cada 3 de oxígeno.



- Fig. 4 Vórtices representados como conos volcánicos de color verde; son haces discretos de líneas de campo magnético que penetran en el superconductor. La imagen de computadora representa la intensidad del campo magnético (simbolizado a su vez por la altura de los tubos) sobre la superficie de la muestra. El campo es máximo en el centro de cada vórtice. En la proyección inferior, los vórtices aparecen como puntos blancos, y se muestra que forman un patrón triangular regular en el seno del superconductor. -

## 2.4 Superconductores de alta temperatura crítica

Aproximadamente en los primeros 60 años del siglo XX en la superconductividad se vio aumentar la  $T_c$  desde el valor de su descubrimiento  $\approx 4.2$  K a 23 K en la llamada superconductividad clásica. Ésta encontró una explicación completa en la teoría BCS (tratada en detalle en el punto 2.5) que se basa en la interacción spin-red. A partir de 1986 se desarrollaron muchos materiales con  $T_c$  superiores a los 30 K, llamados de alta  $T_c$ , cuya física carece aún de explicación teórica. La investigación detallada de estos materiales puede ayudar a su comprensión.

Los superconductores de alta  $T_c$  pueden tener un gran campo de aplicación, pero aún hoy existen dificultades que no pueden ser soslayadas. Entre ellas están las de lograr

corrientes y campos críticos grandes, ya que la superconductividad se destruye cuando la corriente empleada genera un campo magnético grande o se lo aplica sobre el material, cosa que es necesaria en la mayoría de las aplicaciones.

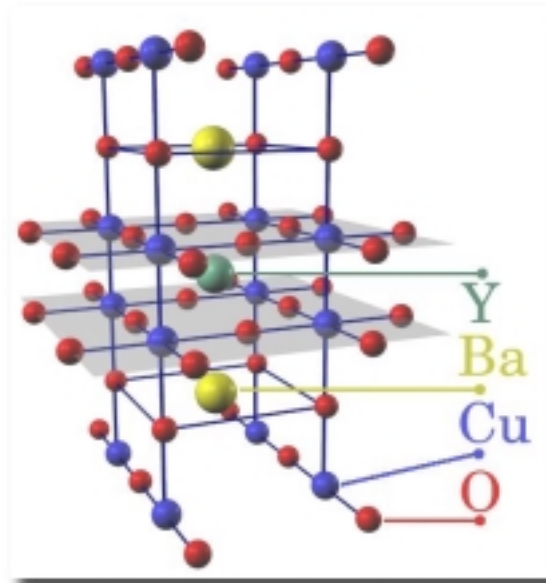
Si consideramos que en 1985 solo se habían alcanzado los 23 K los cupratos superconductores han alcanzado temperaturas críticas sorprendentes. Hoy en día la máxima temperatura crítica a presión atmosférica es de 138 K<sup>2</sup>. Recientemente [2] se ha predicho un límite superior de unos 200 K para los cupratos formados a partir de capas de óxido de cobre. Otras teorías no prevén límite para el máximo valor que se pueda alcanzar para  $T_c$ .

Todos los superconductores de alta temperatura crítica son óxidos pero tienen además otras características en común que ilustraremos con el  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$  ya que este compuesto ha sido muy estudiado. Este material tiene una  $T_c = 92$  K y se lo llama superconductor 1-2-3 debido a la relación estequiométrica de los átomos metálicos en su fórmula química. El ytrio podría ser reemplazado por otros varios átomos trivalentes como el holmio y el neodimio sin que ello tenga un efecto significativo en las propiedades superconductoras. La estructura cristalina del  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$  se muestra en la Figura 5. Contiene planos formados por átomos de cobre y de oxígeno como se puede apreciar. Todos los superconductores con  $T_c$  mayor que 50 K descubiertos después del año 1990 poseen planos de  $\text{CuO}_2$  (o  $\text{NiO}_2$ ) similares a estos y se cree que juegan un papel crucial en el fenómeno de la conductividad y de la superconductividad para superconductores de alta  $T_c$ . El  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$  tiene además cadenas alternadas de átomos de Cu y de O como se ven la Figura 5.

---

<sup>2</sup>  $\text{Hg}_{0.8}\text{Tl}_{0.2}\text{Ba}_2\text{Ca}_2\text{Cu}_3\text{O}_{8.33}$ ,  $T_c=138$





- Fig. 5 Estructura cristalina ortorrómbica del  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ . -

La resistividad eléctrica del  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$  en su estado normal es notablemente anisotrópica, se torna mucho más resistivo para corrientes que fluyen a lo largo del eje  $z$  que para las que fluyen en el plano  $xy$ . Se ve esto normalmente como una evidencia de que la conducción se debe al movimiento de portadores en los planos de  $\text{CuO}_2$ . La discusión del comportamiento del  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$  es a menudo simplificada considerando cada plano de  $\text{CuO}_2$  como un sistema bidimensional aislado. Es importante recordar que se está haciendo una gran simplificación. Para llegar a una completa comprensión de las propiedades de los  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$  es necesario tener en cuenta su complicada estructura tridimensional. Las propiedades de transporte, transiciones superconductoras y magnéticas de la muestra quedan determinadas por la cantidad de oxígeno que contengan, por lo que el contenido de oxígeno es un parámetro muy importante en este tipo de materiales. Para la caracterización de materiales superconductores es esencial la medida de resistividad ya que de su dependencia térmica podremos inferir otras propiedades de la materia.

## 2.5 La teoría de la superconductividad

Se dará una breve descripción cualitativa de la teoría microscópica de la superconductividad, propuesta por Bardeen, Cooper y Schrieffer (BCS) en 1957.[3]

### 2.5.1 El gap de energía y la paridad electrónica

La dependencia de la temperatura de la profundidad de penetración sugiere una densidad  $n_s$  de electrones a  $T = 0$ . Este comportamiento es consistente con la existencia de un gap de energía  $\Delta$  separando los estados de los electrones superconductores de aquellos electrones normales. Hay numerosas evidencias que ponen de manifiesto ese gap: tanto experimentos como teorías indican que  $\Delta$  depende de la temperatura, que se anula a  $T_c$  y que llega a su máximo valor  $\Delta(0)$  a  $T = 0$ .

A bajas temperaturas ( $T \ll T_c$ ) se esperaría que el número de electrones excitados (normales) decrezca según  $e^{-\frac{\Delta(0)}{k_B T}}$  y que esta dependencia con la temperatura se vea reflejada en la contribución electrónica a la capacidad calorífica.

Midiendo la absorción de ondas electromagnéticas se obtuvo evidencia directa de un gap de energía. A bajas temperaturas ( $T \ll T_c$ ) tiende a cero la absorción a bajas frecuencias pero incrementa cuando la energía del fotón es suficiente como para excitar electrones que crucen el gap de energía. La frecuencia para comenzar con la absorción está dada por  $h\nu = 2\Delta(0)$ . El factor 2 aparece porque la absorción de un fotón crea dos electrones excitados.

La teoría BCS de la superconductividad provee una explicación para este fenómeno, de acuerdo con la cual los electrones superconductores forman pares, conocidos como pares de Cooper. Entonces,  $2\Delta$  es la energía de enlace de un par de Cooper y la ecuación  $h\nu = 2\Delta(0)$  describe la ruptura del par por absorción de un fotón. La interacción atractiva que une a los pares está dada por las vibraciones de red.

La función de onda de todos los pares tiene que ser idéntica para maximizar la reducción de energía dada por la interacción atractiva; la energía de enlace de un par de Cooper es mayor cuando todos los pares están en el mismo estado. Se dice, entonces, que la superconductividad es un fenómeno cooperativo. La existencia de una función de onda común para los pares de Cooper explica el efecto Meissner y también la conductividad infinita. A  $T = 0$  todos los electrones están apareados pero a  $T > 0$  se rompen algunos pares por excitación térmica.

Debido a la naturaleza cooperativa de la superconductividad la energía de enlace de los pares remanentes cae. La distancia promedio entre los electrones para la función

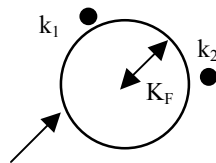
de onda de los pares de Cooper en un metal puro a  $T = 0$  es del orden de :

$$\xi_0 = \hbar v_F / \pi \Delta (0).$$

donde  $v_F$  es la velocidad del electrón en la superficie de Fermi y  $\xi_0$  es la longitud de coherencia y juega un rol importante en la teoría BCS. Puesto que  $\Delta (0) \approx k_B T_c$  ( la teoría BCS predice  $\Delta (0) \approx 1.76 k_B T_c$  ), es esencialmente  $\xi_0$  que determina el rango de no-localidad en la relación de campo–corriente de electrones superconductores en un metal puro; la corriente es un flujo de pares de Cooper y cada par responde al vector potencial promedio sobre su función de onda.

### 2.5.2 El problema de Cooper

En 1956, Cooper resolvió la ecuación de Schrödinger para dos electrones interactuantes en presencia de una esfera de Fermi de electrones no interactuantes como se muestra en la Figura 6.



Esfera de Fermi de electrones no interactuantes

- Fig.6 El problema de Cooper. Dos electrones no interactuantes están restringidos a los estados  $k_1$  y  $k_2$ , fuera de la superficie de Fermi por la esfera de Fermi de electrones no interactuantes.-

Este cálculo no puede ser aplicado directamente a un metal real ya que es imposible eliminar la interacción entre todo el resto de los electrones excepto dos, pero sirve para indicar la clase de efecto que la interacción puede producir. La forma de onda de dos electrones puede ser expandida como combinación lineal de ondas planas.

$$\psi(r_1, r_2) = \sum_{k_1} \sum_{k_2} f(k_1, k_2) e^{ik_1 \cdot r_1} e^{ik_2 \cdot r_2}$$

Donde el rol de los electrones no interactuantes es restringir la sumatoria de estados de ondas planas fuera de la esfera de Fermi (  $|k_1|, |k_2| > k_F$  ). Cooper buscó estados con esta forma y con una energía menor que  $2\varepsilon_F$ , la energía de dos electrones normales a la superficie de Fermi. Tales estados deberían corresponder a estados ligados

de dos electrones y su existencia debería indicar que el estado normal, como representación de la esfera de Fermi, sería inestable para la formación de pares de electrones ligados.

Para energías más bajas, el centro de masa de los dos electrones está en reposo y esto es logrado por la inclusión de estados que tienen momentos iguales y opuestos  $k_1 = -k_2 = k$ . La expansión de la ecuación anterior se simplifica de este modo:

$$\psi(r_1, r_2) = \sum_k g(k) e^{ik \cdot (r_1 - r_2)}$$

donde la sumatoria se restringe a estados  $k$  fuera de la superficie de Fermi.

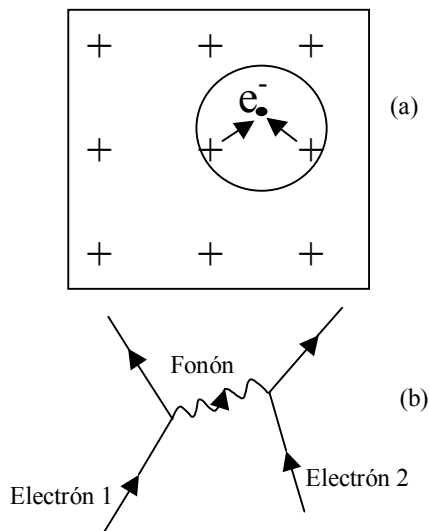
Cooper halló que existían estados de electrones ligados si la interacción entre dos electrones era atractiva, sin importar cuán débil pudiera ser; entonces fue sorprendente ver que existían estados ligados para dos partículas en vacío solamente si el potencial de atracción excedía un valor de umbral. La teoría BCS rescata el resultado de Cooper en el cual los pares ligados de Cooper existen aún cuando todos los electrones interactúan unos con otros.

### 2.5.3 Descripción sucinta del origen de la interacción atractiva

Desde el punto de vista de la fuerza de repulsión que existe entre dos electrones aislados parece poco probable que se produzca interacción atractiva. Sin embargo, la interacción efectiva de Coulomb entre dos electrones en un metal está reducida por la presencia de otros electrones y de iones positivos. Cada electrón repele a otros electrones de su entorno y es por ello que se crea un hueco en el fluido electrónico del orden de un átomo y en promedio contiene una carga positiva de los iones iguales y opuestos a la carga electrónica. La carga neta en el entorno del electrón es por lo tanto aproximadamente nula y la interacción efectiva del electrón con otro electrón fuera del hueco apantallado es débil.

La fuerza atractiva crece porque un electrón atrae iones positivos, como si se moviera dentro del material dejando una estela de carga positiva detrás. Como los iones se mueven más lentamente que los electrones el desplazamiento iónico persiste a pesar de que el electrón ya haya pasado y se encuentre lejos, atrayendo entonces otro electrón hacia esa región. La atracción tiene un alcance muy corto ya que el desplazamiento es

sólo del orden de un espacio atómico de ancho, pero está retardado porque el electrón causante del mismo se desplaza lejos rápidamente. Se dice que la atracción es el resultado del cambio de fonones virtuales, ya que la movilidad iónica comunica la interacción entre dos electrones, como se grafica en la Figura 7. La naturaleza detallada de la interacción es importante para determinar la temperatura de transición del superconductor pero el comportamiento cualitativo del superconductor debajo de  $T_c$  está caracterizado casi enteramente por la existencia de los pares de Cooper. De hecho, BCS calcula correctamente la mayoría de las propiedades de los superconductores reemplazando la interacción de corto alcance real retardado por interacciones instantáneas ficticias pero simples fuera de rango  $\sim v_F / \omega_D$  para dar cuenta de la distancia que se desplaza un electrón durante el tiempo característico ( $\sim 1 / \omega_D$ ) del movimiento iónico.



(a) Debido a la repulsión de Coulomb un electrón está rodeado por un hueco de apantallamiento en el fluido del electrón el cual en promedio contiene una carga positiva igual y opuesta a la carga electrónica. El electrón atrae el centro de la carga iónica positiva que lo rodea. El aumento de la densidad de carga positiva persiste aún después que el electrón se haya ido lejos y pueda atraer otro electrón.

(b) La interacción atractiva entre dos electrones puede ser representada como el intercambio de fonones virtuales. El fonón es virtual ya que un electrón no es capaz de mantener tanto como necesitaría el cambio de energía ( $\sim \hbar \omega_D$ ) para crear un fonón real de corto largo de onda a bajas temperaturas ( $T \ll \theta_D$ ). Un fonón virtual es emitido por un electrón y absorbido por otro en un intervalo corto de tiempo ( $< 1 / \omega_D$ ).

- Fig. 7 -

## 2.6 Vórtices

Los pares de Cooper se forman por una interacción que determina dos escalas de longitud microscópicas importantes en un superconductor. Una es la separación espacial de electrones en el par de Cooper. Nos referimos a esta distancia como a la longitud de

coherencia  $\xi$ . Es la distancia más corta en un superconductor en la que los dos electrones del par están correlacionados. En los superconductores típicos, la longitud de coherencia va de unos cientos a unos miles de angstroms ( $1 \text{ \AA} = 10^{-10} \text{ m}$ ). Por ejemplo, vale  $230 \text{ \AA}$  para el estaño y  $7600 \text{ \AA}$  para el cadmio.

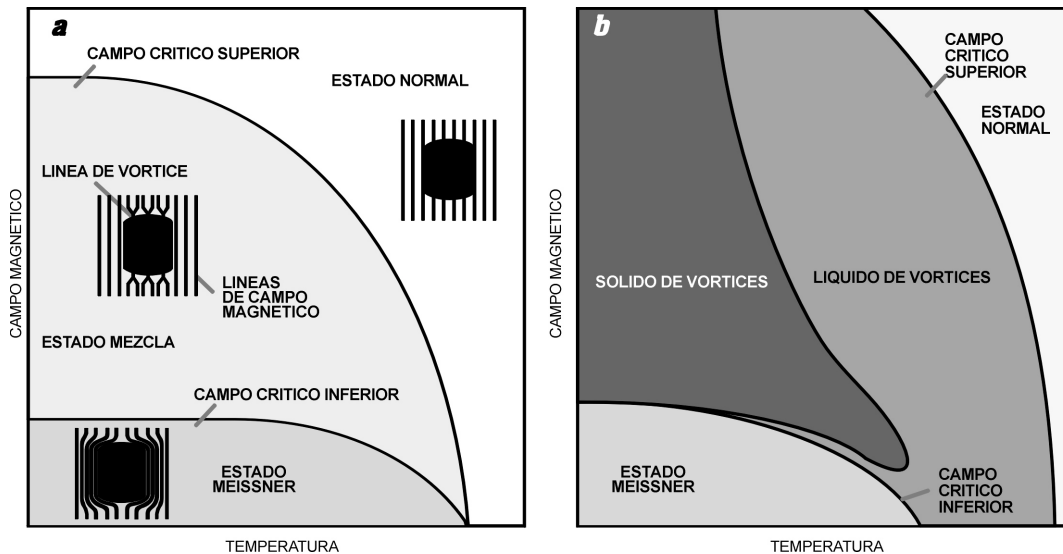
La segunda longitud microscópica característica está relacionada con el efecto Meissner. La magnitud de las corrientes inducidas decrece exponencialmente a medida que aumenta la distancia a la superficie desde el punto interior donde se mida. La magnitud cuya disminución varía con T según  $\lambda(T) = \lambda_0 [1 - (T/T_c)^2]^{-1/2}$  – donde  $\lambda_0 = \lambda(T=0)$  – se denomina longitud de penetración,  $\lambda$ . Es la distancia más corta a la que un campo magnético puede penetrar en el interior de un superconductor. Para un campo B aplicado paralelo a la superficie de la muestra es  $B(x) = B_0 \exp(-x/\lambda)$ . En los superconductores típicos, esta longitud varía desde cientos a miles de angstroms. Por ejemplo,  $\lambda_{Sn} = 340 \text{ \AA}$  y  $\lambda_{Cd} = 1100 \text{ \AA}$ .

Estas longitudes microscópicas tienen valores muy diferentes en los superconductores tipo I y tipo II. En los de tipo I, la longitud de coherencia es mayor que la longitud de penetración  $\xi > \lambda$  y tienden a ser de baja temperatura y de bajo campo crítico. Como sus campos críticos son relativamente bajos ( $0.2 \text{ T} = 2 \text{ kOe}$ ) no son superconductores de gran aplicabilidad.

El interés tecnológico se orienta a los superconductores de tipo II. Tienen mayor longitud de penetración ( $\xi < \lambda$ ) que de coherencia. Se mantienen en estado superconductor a pesar de que los atraviese un campo magnético relativamente alto. Estos superconductores pueden soportar campos magnéticos intensos, siempre que no superen  $B_{c2}$ , esto les permite soportar corrientes más altas. Es por ello que todos los superconductores de interés tecnológico son de este tipo.

La teoría básica del comportamiento de los superconductores convencionales de tipo II en un campo magnético la desarrolló el físico ruso Alexei A. Abrikosov en los años cincuenta. Él se basó en el trabajo de Ginzburg y Landau y demostró que la respuesta magnética de un superconductor de tipo II por debajo de la temperatura crítica depende de la intensidad del campo aplicado y de la temperatura.

En un diagrama de fases magnético puede apreciarse que un superconductor convencional presenta tres estados magnéticos diferentes.



-Fig. 8 Los diagramas de fase magnéticos muestran qué sucede cuando se introduce un superconductor tipo II en un campo magnético. El diagrama **a** representa las tres fases de los superconductores convencionales. En el estado Meissner (ángulo inferior izquierdo), se expulsa el campo magnético. En el estado mezcla (o de vórtices) el campo penetra en haces discretos, o líneas de flujo. En el estado normal el campo destruye la superconductividad y penetra en el material uniformemente. El diagrama **b** muestra que los superconductores de alta temperatura tienen fases similares, excepto por la existencia de un régimen de líquido de vórtices, estado que se da a causa de la fusión, debida a las fluctuaciones térmicas, del sólido de vórtices, que es, o bien reticular (en los superconductores limpios), o bien vítreo (en los sucios). -

El primero es el estado Meissner, este es el estado en que el superconductor expulsa el campo magnético aplicado, siempre y cuando el campo sea menor que  $B_{c1}$ , que depende de la temperatura a la que esté la muestra.

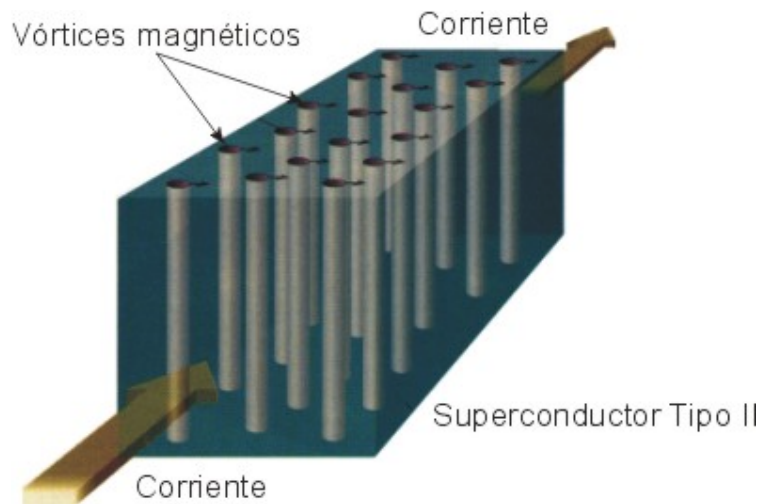
El segundo estado se produce cuando el campo aplicado aumenta a valores superiores al campo crítico inferior  $B_{c1}$ . A este estado se le denomina mezcla (o de vórtices), el campo penetra en haces discretos, o líneas de flujo discretas, intrusiones tubulares del campo magnético, la penetración no es completa ni homogénea. Pero la variación del campo magnético modificará la distancia entre las líneas de flujo.

El tercer y último estado de los superconductores se alcanza cuando el campo magnético alcanza el valor del campo crítico superior  $B_{c2}$ . En esta fase se destruye la superconductividad y el material retorna a su estado normal. Este efecto se produce porque el aumento de intensidad de campo magnético hace que las líneas de vórtice se ubiquen más estrechamente no quedando espacio suficiente para que persista la

superconductividad.

Esta era la descripción del comportamiento de los superconductores tipo II hasta 1986 [4]. Sin embargo, los superconductores de alta temperatura crítica no se comportan según el modelo de Abrikosov. En los superconductores tipo II las líneas de vórtices se comportan en forma poco usual y no siempre se organizan en una red triangular rígida, por el contrario, parece ser que la red de vórtices se funde en un estado parecido al líquido con lo que se va suprimiendo gradualmente la transición del material al estado superconductor.

Esto se traduce en una dependencia no convencional de la resistividad. Los superconductores de alta temperatura crítica manifiestan una caída en la resistividad que depende de la densidad de corriente y de otros parámetros de una manera que se puede interpretar como una mezcla de fases superconductoras y normales, y que todavía es objeto de numerosas investigaciones.



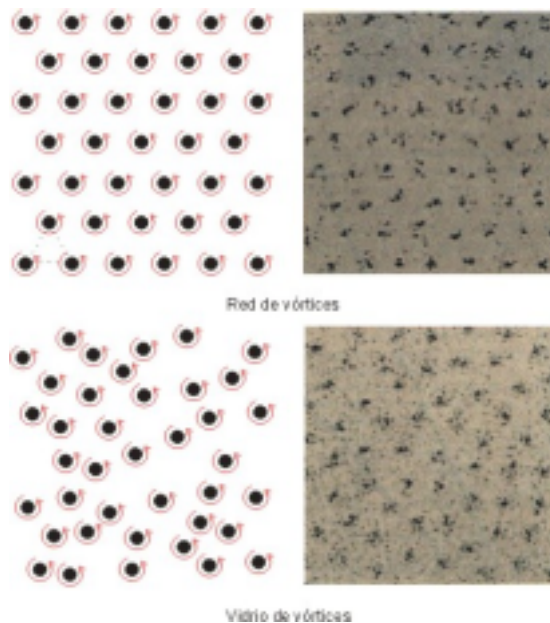
- Fig. 9 Flujo de corriente a través de un superconductor (caja rectangular azul), que puede ser roto por los vórtices (cilindros). Cada vórtice consiste en un anillo de corriente circular (no representado) inducido por el campo magnético. La corriente aplicada se suma a la corriente que circula por un lado del vórtice, pero se resta al otro lado. El resultado neto es una fuerza que empuja los vórtices perpendicularmente a la dirección de la corriente; el movimiento disipa energía y produce resistencia. -

## 2.7 Relación entre la red de vórtices y la superconductividad

Una forma de entender por qué el líquido de vórtices obstaculiza el paso de la corriente en los superconductores es imaginar las líneas de vórtices en un



superconductor como gomas elásticas. Las líneas de vórtices y las gomas elásticas tienden a ser cortas, ya que estirar una goma o alargar una línea cuesta energía. Sin embargo las fluctuaciones térmicas tienden a oponerse a esa tendencia. A medida que aumenta la temperatura los átomos de los sólidos y las líneas de vórtices vibran con una amplitud cada vez mayor. Podría decirse entonces que las líneas de vórtices se estiran, por otro lado la energía de vórtice intenta restaurar la línea a su estado no estirado. La fuerza restauradora es función de la longitud de coherencia y de la longitud de penetración.



### *Estados de un sólido de vórtices*

*Un superconductor en un campo magnético se “congela” de dos formas. Si el material está limpio, las líneas de vórtices se organizarán en una distribución triangular y se formará una red de vórtices. Si la sustancia tiene muchos defectos o impurezas, las líneas constituirán un patrón desordenado y se formará un*

- Fig. 10 -

Se había mencionado que con temperaturas altas (120 K) la red de vórtices se funde, pero ¿por qué ese fenómeno afecta a la resistencia de un superconductor? Cada línea de vórtice consiste en corrientes eléctricas que circulan alrededor de un núcleo no superconductor. Analicemos qué sucedería si enviáramos corriente por un superconductor de tipo II a la vez que le aplicáramos un campo magnético. Cuando fluye por la muestra una corriente adicional, se suma a la corriente que circula a un lado del vórtice y se resta de la corriente del lado opuesto resultando como consecuencia una fuerza que actúa sobre la línea de vórtice. La fuerza tiende a mover el vórtice en una dirección perpendicular a la línea de vórtice y la corriente aplicada. Esta es la fuerza de

Magnus. Puede compararse con la sustentación que provoca un ala de avión la cual se produce porque el flujo de aire tiene mayor velocidad sobre la superficie superior del ala que bajo la inferior. Si las líneas de vórtices se mueven, reaccionando con la fuerza de Magnus, disiparán energía, se inducirá una tensión en la muestra y por lo tanto resistencia.

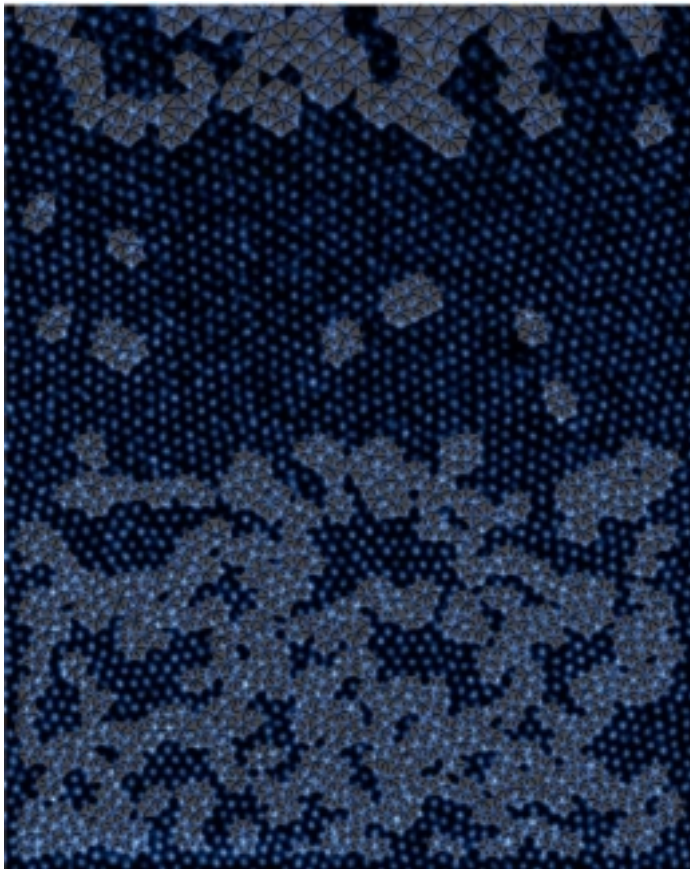
Si se mide la resistencia de una muestra de un material superconductor (dentro del régimen mixto) de alta temperatura crítica como el  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$  (abreviado YBaCuO) en fase de líquido de vórtices la resistencia es alta. Al bajar la temperatura, el líquido de vórtices se congela y entra en el estado reticular de vórtices. En la región de temperatura más baja la resistencia desaparece porque las líneas ya no tienen libertad de movimiento.

El líquido de vórtices se comporta como el agua pura, la que persiste en fase líquida hasta cierta temperatura por debajo del punto de congelación. Puede decirse que estos procesos presentan histéresis porque al calentarse estos materiales no desandan los mismos pasos que recorren durante el enfriamiento. Una vez conocido el comportamiento del líquido de vórtices cabe observar que el proceso de enfriamiento que lo transforma en un reticulado funciona hasta ahora con materiales puros. Pero ¿qué sucede si el material es impuro, es decir si hay impurezas químicas en imperfecciones de la red atómica?

El problema no es trivial, pero las líneas de vórtices pueden anclarse con estas impurezas. Los materiales superconductores de aplicación tecnológica, deben tener capacidad para transportar la mayor cantidad de corriente posible por lo que se los ‘ensucia’ en procesos controlados; de esta manera se restringe la libertad de movimiento de las líneas de vórtices impidiendo la atracción de las fuerzas de Magnus y se minimiza la resistencia del material. En este momento se trata de estudiar qué impurezas es conveniente introducir para contaminar los distintos materiales. Se está buscando la forma más efectiva de anclar el líquido de vórtices.

La Figura 11 muestra la primera imagen microscópica de un material superconductor en el límite de la corriente crítica, en el punto exacto donde pierde la propiedad de conducir corriente sin ofrecer resistencia eléctrica. Al aplicarle un campo magnético a un superconductor lo penetra un denso grupo de vórtices magnéticos que

generan torbellinos de corriente eléctrica en el material superconductor. Cuando la corriente es igual o mayor que la crítica, estos vórtices se mueven formando disposiciones de estructura curiosa. Es muy importante entender la naturaleza de las disposiciones de los vórtices magnéticos porque estos controlan el flujo de corriente en los superconductores.



*En la figura 11 puede verse una imagen de vórtices magnéticos obtenida con un microscopio electrónico. La técnica utilizada se conoce con el nombre de decoración magnética. En esta técnica, se evaporan partículas de hierro sobre la superficie del material superconductor en la cual están presentes los vórtices.*

*Las partículas se depositan preferentemente donde están los vórtices y se disponen en pequeños grupos regulares vistos en la imagen como puntos blancos contra el fondo azul. La imagen está procesada para resaltar los defectos topológicos de los vórtices (en gris). No hay flujo de corriente en la mitad de abajo, mientras que en la superior pasa corriente en el valor crítico.*

- Fig. 11 El flujo de corriente claramente reduce la densidad de defectos topológicos en los vórtices magnéticos [5]. -

Convencionalmente se sostiene que el efecto de la superconductividad está relacionado con la naturaleza plana de las capas en el interior de la estructura cristalina. Otras investigaciones recientes sugieren que el fenómeno de la superconductividad se debe a huecos de oxígeno con deficiencia de carga en los reservorios de carga<sup>3</sup>. Los

<sup>3</sup> En los superconductores los reservorios de carga son las capas que pueden controlar el estado de oxidación de planos superconductores adyacentes (aunque en sí mismos no sean superconductores). En

huecos son vacancias cargadas positivamente dentro de una red cristalina.

## 2.8 Conclusión

En la primera mitad del siglo XX se investigó desde su descubrimiento en 1911 hasta su explicación con la teoría BCS en 1956, la superconductividad de “baja temperatura crítica”. El advenimiento de los superconductores cerámicos de alta  $T_C$  ocurrido en 1986, ha planteado nuevas preguntas acerca de la física que gobierna el fenómeno, especialmente acerca de cuál es el mecanismo de acoplamiento de los pares de Cooper, que hasta ahora no han encontrado respuesta.

En esta etapa, es entonces necesario continuar con estudios experimentales sobre la microestructura de los superconductores de tipo II a fin de investigar qué relaciones existen entre los distintos parámetros que definen el régimen superconductor y sus propiedades estructurales, magnéticas y de transporte. Aparte de los estudios de la organización de los materiales en la región de vórtices, para poder avanzar en desarrollos teóricos que conduzcan a la comprensión cabal de la superconductividad de alta  $T_C$ , se deben investigar aún numerosos aspectos para los que un instrumento como el desarrollado en esta tesis sería de gran utilidad. Por ejemplo, para distinguir cuál es el papel que juegan los reservorios de carga, se puede investigar cómo se modifican las propiedades de transporte en materiales sometidos a altas presiones.



## MEDICIONES DE RESISTENCIA CON CORRIENTE CONTINUA

### 3.1 Resumen

En este capítulo se estudia la importancia que tiene acordar una terminología normalizada cuando se realiza la medición de una magnitud determinada. Se da una sucinta definición de los términos más importantes acuñados por la *International Organization for Standardization (ISO 3435-1193)*[1]. Se comparan distintas técnicas para medir resistencias. Se estudian combinaciones básicas de instrumentos. Se ve el puente de Wheatstone, el de Kelvin y el doble de Kelvin. Se hace una introducción a instrumentos digitales. Se ve el principio de funcionamiento para comprender y saber discriminar las posibles fuentes de error. Se estudian consideraciones a tomar en cuenta cuando se hacen mediciones de baja señal. Se analizan distintas posibles perturbaciones en la medida y se analiza el problema específico de medir materiales superconductores.

### 3.2 Introducción

Una magnitud física es una propiedad de un cuerpo, un fenómeno o una sustancia, que puede determinarse cuantitativamente, es decir que puede ser medida.

Para establecer el valor de la magnitud debemos contar con un instrumento y un método de medición, así como también es necesario definir la unidad de medida.

El término error se utiliza normalmente en el lenguaje corriente como sinónimo de equivocación o falla, pero aquí cobra un significado muy particular, está asociado a la incerteza en la determinación del resultado de una medición. Más precisamente lo que

procuramos en toda medición es conocer los límites probabilísticos o las cotas de esa incerteza. Se busca establecer un intervalo  $\bar{x} - \Delta x \leq x \leq \bar{x} + \Delta x$  donde con cierta probabilidad podamos decir que se encuentra el mejor valor de la magnitud  $x$ . Dicho de otra manera: se postula que existe un “mejor valor” o un “valor verdadero” al que es posible acercarse, tanto como se quiera si se cuenta con el instrumento y el método adecuados. Ese valor verdadero  $\bar{x}$  es el más representativo de nuestra medición y el semiancho  $\Delta x$  es la incerteza o error absoluto de la medición.

Es muy importante destacar que en todo proceso de medición existen limitaciones dadas por los instrumentos y por el método utilizado. El mismo proceso de medición introduce errores o incertezas. Tanto los instrumentos que utilizamos para medir, como las magnitudes mismas son fuente de incertezas al momento de medir. Los instrumentos tienen una precisión finita, por lo que para un instrumento dado siempre existe una variación mínima que el mismo puede detectar. Esta mínima cantidad se denomina “apreciación nominal del instrumento”. A su vez, las magnitudes a medir no están definidas con precisión infinita. Por ejemplo, si se cuenta la cantidad de electrones producidos por un decaimiento radiactivo de una fuente dada en un intervalo de tiempo, de por ejemplo 7 segundos, sucesivas mediciones arrojarán diversos resultados, similares, pero distintos. En este caso, estamos frente a una manifestación de incerteza intrínseca asociada a esta magnitud “número de partículas emitidas en 7 s”, más el error del instrumento.

Otro ejemplo que es ya clásico es el de medir el largo de una mesa. Las magnitudes a medir aquí tampoco están definidas con infinita precisión. Es posible que al utilizar cada vez instrumentos más precisos comencemos a notar las irregularidades típicas de los bordes, o bien, al ir más allá detectemos la naturaleza molecular e incluso atómica del material que la constituye. Es claro que aquí la longitud dejará de estar bien definida. Empíricamente es posible que mucho antes de llegar a los casos límite nos demos cuenta de que la longitud de la mesa en cuestión no está bien definida porque simplemente los bordes no están cortados en forma paralela. En este punto el concepto de “la longitud de la mesa” se hace cada vez menos definido. A esta limitación intrínseca la denominamos incerteza intrínseca o falta de definición de la magnitud en cuestión.

Si uno desea hacer una medición de resistencia usando una fuente de corriente continua, encontrará varias alternativas, motivo por el que es necesario establecer un criterio adecuado de selección a la situación experimental. En lo que sigue, se expone un breve análisis a los efectos de poder efectuar la elección de un método.

### 3.3 Terminología

#### 3.3.1 Introducción

No es difícil que distintos autores o traductores nos lleven a confusión por utilizar, sin mucho cuidado, términos que en realidad tienen significados específicos y precisos. Por lo tanto se hará una sucinta definición de los términos más utilizados obtenidos de la *International Organization for Standardization (ISO 3435-1193)* [1].

Las definiciones de muchos de estos términos se encuentran en el *International Vocabulary of Basic and General Terms in Metrology (VIM)* y la *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement (Guide)*. El *VIM* y la *Guide* pueden ser consultados como documentos conjuntos dado que tanto la *Guide* como el *VIM* fueron desarrollados por *ISO Technical Advisory Group 4 (TAG 4)*, en este caso por su *Working Group 1*; y tanto el *VIM*, como la *Guide* fueron publicados por *ISO* en el nombre de siete organizaciones que participaron en el trabajo de *TAG 4*. De hecho la *Guide* contiene las definiciones *VIM* de 24 términos relevantes, de los cuales 8 se incluyen aquí.

#### 3.3.2 Definiciones generales

- **Exactitud de una medida [VIM 3.5]:** es el grado de acuerdo entre el resultado de una medida y el valor de la magnitud a medir.

Nota:

El término “precisión” no debe ser utilizado por el de “exactitud.”

- **Repetitividad (de resultados medidos) [VIM 3.6]:** es el grado de acuerdo entre el resultado de varias medidas sucesivas de la misma medida, llevada a cabo siempre bajo las mismas condiciones.

Notas:

1. Estas condiciones son conocidas como “condiciones de repetibilidad”.
2. Las condiciones de repetibilidad incluyen:
  - el mismo procedimiento de medida.
  - el mismo observador
  - el mismo instrumento de medida, utilizado en las mismas condiciones.
  - la misma ubicación y disposición física del sistema.
  - repetición sobre un corto período de tiempo.
3. La repetibilidad puede ser expresada cuantitativamente en relación a la dispersión característica de los resultados.

- **Reproducibilidad (de los resultados medidos) [VIM 3.7]:** es el grado de acuerdo entre el resultado de varias medidas de la misma medida, llevada a cabo bajo condiciones cambiantes.

Notas:

1. Una expresión válida de reproducibilidad requiere la especificación de las condiciones cambiadas.
2. Las condiciones modificadas pueden incluir:
  - el principio de medida
  - el método de medida
  - el observador
  - el instrumento de medida
  - el standard de referencia
  - la ubicación
  - las condiciones de uso
  - el tiempo
3. La reproducibilidad puede ser expresada cuantitativamente en relación a la dispersión característica de los resultados.
  
4. Cuando decimos resultados se debe entender que son “resultados correctos.”



- **Error (de la medida) [VIM 3.10]:** es el resultado de la medida menos el valor de la magnitud medida.

Notas:

1. Ya que el valor de la magnitud medida no puede ser determinado, en la práctica, algunas veces, se utiliza un valor convencional (ver [VIM] 1.19 1.20).

2. Cuando es necesario distinguir entre “error” y “error relativo” el primero suele llamarse “error absoluto de la medida” que no se debe confundir con el “valor absoluto del error”, el cual es el módulo del error.

Comentario: En general, se desconoce el error de la medida porque el valor de la magnitud medida es desconocido. Sin embargo, se puede evaluar la incerteza del resultado de una medida.

- **Error aleatorio [VIM 3.13]:** es el resultado de la diferencia entre una medida menos el valor medio que resultaría de un número infinito de medidas, de la misma magnitud, llevadas a cabo bajo condiciones de repetibilidad.

Notas:

1. Error aleatorio es igual al error menos el error sistemático.

2. Debido a que el número de medidas sólo puede ser finito, es posible determinar un error aleatorio estimado.

Comentario: El concepto de error aleatorio se aplica con frecuencia cuando se cambiaron las condiciones de medida.

- **Error sistemático [VIM 3.14]:** es el resultado de la diferencia entre el valor medio de un número infinito de medidas, de la misma magnitud medida llevadas a cabo bajo condiciones de repetibilidad y el valor de la magnitud medida.

Notas:

1. El error sistemático es igual al error menos el error aleatorio.

2. Como el valor de la magnitud medida, el error sistemático y sus causas no pueden ser completamente conocidos.

- **Corrección [VIM 3.15]:** es el valor agregado algebraicamente a un resultado incorrecto para compensar el error sistemático de una medida.

Notas:

1. La corrección es igual al valor negativo del error sistemático estimado.
2. Debido a que el error sistemático no puede ser perfectamente conocido, la compensación no puede ser completa.

- **Factor de corrección [VIM 3.16]:** factor numérico por el cual un resultado incorrecto de una medida es multiplicado para compensar el error sistemático.

### 3.3.3 Definiciones más utilizadas en instrumentación

En el párrafo que sigue se definirán términos que no están contemplados en el *VIM* y que se utilizan principalmente en instrumentación. Los instrumentos constituyen una extensión de las facultades humanas y en muchos casos permiten a las personas determinar el valor o cantidad de una magnitud desconocida la cual no podría medirse utilizando solamente los órganos sensoriales. Por lo tanto un instrumento se puede definir como un dispositivo para determinar el valor o la magnitud de una cantidad o variable.

El trabajo de medición emplea una serie de términos, los cuales se definen aquí:

**Precisión:** en el *VIM* no se encuentra una definición para la palabra “precisión”. Sin embargo, ISO 3534-1 define precisión como “el grado de acuerdo entre el resultado de un test independiente obtenido bajo condiciones estipuladas”. Más aún, el concepto de precisión incluye repetibilidad y reproducibilidad. En otras palabras es una medida de la reproducibilidad de las mediciones. Por ejemplo, dada una magnitud fija a medir, la precisión es una medida del grado con el cual mediciones sucesivas difieren una de otra.

**Sensibilidad:** es la relación de respuesta del instrumento respecto al cambio de la variable de entrada o magnitud medida.

**Resolución:** es el cambio más pequeño en el valor de la magnitud medida al cual responde el instrumento.

### 3.4 Comparación de técnicas para medir resistencia

La primera comparación de los métodos alternativos se realiza sobre la base de su exactitud. Idealmente el mejor sería el más exacto, pero hay otras consideraciones que no son menos importantes que incluyen razones de conveniencia y economía. Al efectuar una medida con cualquier instrumento se cometen errores imposibles de evitar. Estos errores responden a distintas causas se pueden clasificar del siguiente modo:

- Calibración del instrumento, o límite de error del fabricante.
- Escala de lectura.
- Límite de la sensibilidad de la indicación.
- Fluctuaciones en las condiciones experimentales, las cuales son sensibles a la medida.

El primer error produce una desviación sistemática del instrumento. Si se toma un gran número de lecturas, los últimos tres errores combinados producen fluctuaciones estadísticas. El análisis estadístico es muy importante, pero debe ser utilizado teniendo en cuenta los distintos tipos de errores para poder ponderarlos sin perder de vista su origen [2].

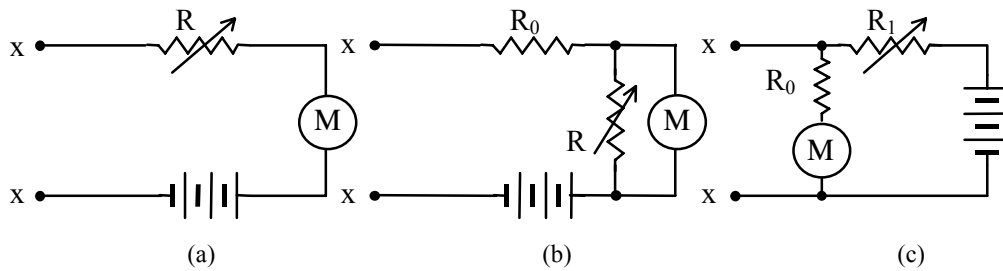
En la bibliografía se describen diferentes métodos usados para medir la resistividad  $\rho$ . Los principales métodos que describiremos y compararemos son los que surgen de utilizar distintos instrumentos, como un Óhmetro, un Voltímetro y un Amperímetro, un Puente de Wheatstone, un Potenciómetro y el Método de sustitución.

#### 3.4.1 Utilización de un óhmetro como instrumento

Si se aplica la misma diferencia de potencial entre los extremos de una barra de cobre y una barra de madera geoméricamente similares, se producen corrientes de magnitudes diferentes. La característica del material que interviene en estos fenómenos es la llamada resistencia eléctrica. La resistencia entre dos puntos de un conductor se define aplicando una diferencia de potencial  $V$  entre ellos, midiendo la corriente  $I$  y dividiendo:  $R[\Omega] = V[V] / I[A]$ .

Para medir resistencia existen varios métodos alternativos, basados todos en mediciones indirectas. Hay dos formas de medir; una es aplicando tensión y midiendo corriente y la otra es aplicando corriente y midiendo tensión. La primera forma se utiliza cuando las resistencias a medir son altas (mayores que  $1\text{ M}\Omega$ ) y la segunda, por el contrario, cuando las resistencias incógnitas son medias o bajas (menores que  $1\ \Omega$ ).

El método del óhmetro da una idea de la magnitud de la resistencia. Es un instrumento apropiado para medir valores aproximados de resistencia [3]. El tipo de circuito empleado en óhmetros es el que se muestra en la siguiente Figura 1:



- Fig. 1 Tres tipos de configuraciones de óhmetros. -

Para operar el circuito es necesario un ajuste de calibración que se hace cortocircuitando los terminales  $xx$  y regulando la resistencia  $R$  hasta que se lea fondo de escala en el miliamperímetro  $M$ . Cuando se inserta una resistencia entre los terminales  $xx$ , dependiendo de su valor, la lectura será menor que el fondo de escala. La escala se puede calibrar directamente en ohms. Para variar el rango de resistencia se proponen circuitos alternativos con combinaciones de resistencias de distintos valores para  $R$  y  $R_0$ , distintos números de celdas en la batería y *shunts* (derivadores de corriente) en el miliamperímetro.

En el circuito (a) el instrumento opera con la consideración de que la batería genera siempre tensión constante durante su vida útil, pero su resistencia interna se incrementa con el tiempo, y entonces debe ser compensada variando el valor de la resistencia en serie. La configuración (b) se hace bajo el supuesto de que si bien la tensión de la batería decae con el tiempo su resistencia interna permanece constante.

Ninguna de estas suposiciones se cumple estrictamente. La configuración (c) puede utilizarse si se desean medir resistencias de bajo valor, el orden del valor de la resistencia será de una magnitud similar a  $R_0$  (resistencia interna del amperímetro). Aquí el ajuste inicial se hace variando  $R_I$  con los terminales  $xx$  abiertos haciendo desviar la aguja del instrumento hasta el fondo de la escala. La resistencia desconocida se conecta en los terminales  $xx$  y la lectura se reducirá en una cantidad que dependerá del valor de la resistencia intercalada.

En el caso de un óhmetro digital, descrito en detalle más adelante, debe tenerse en cuenta que a pesar de que la lectura muestre un número estático, que generalmente no presenta variaciones en el tiempo, existen integraciones o promedios en el procesamiento de la señal digital. El valor mostrado es el producto de una integración de la señal tomada (y afectada de errores). En este punto es importante la resolución, la sensibilidad y la exactitud.

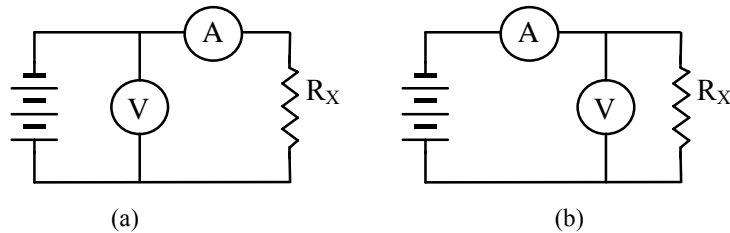
En el punto 3.7 se destacan las consideraciones que deben tenerse en cuenta al realizar medidas de baja señal.

### 3.4.2 Método de voltímetro y amperímetro

Esta disposición puede aplicarse en los casos en que con el objeto de independizar las variables involucradas es necesario conocer durante una experiencia tanto el valor de la corriente como de la tensión aplicadas a una resistencia.

En este método, se lee directamente el voltaje aplicado y la corriente medida en instrumentos de corriente continua utilizando configuraciones de circuitos como las mostradas en las figuras (a) y (b). Para resultados precisos es necesario tomar en cuenta el hecho de que en la configuración (a) el voltaje que indica  $V$  es la caída de tensión en  $R_X$  menos el de la caída de tensión que provoca el amperímetro, de la misma manera para el caso (b) la corriente que mide el amperímetro es la que pasa por la resistencia menos la que pasa por el voltímetro. El criterio de elección para optar entre alguna de estas dos configuraciones se basa en el valor aproximado de la resistencia a medir. Si ésta es pequeña, es preferible no utilizar la primera configuración, porque este método se reserva para el caso en que la incógnita no sea comparable a la resistencia del amperímetro. En el caso planteado conviene utilizar el segundo método. Con el mismo

criterio, si la resistencia es grande, puede utilizarse el método (a), pudiéndose despreciar la resistencia interna del amperímetro.



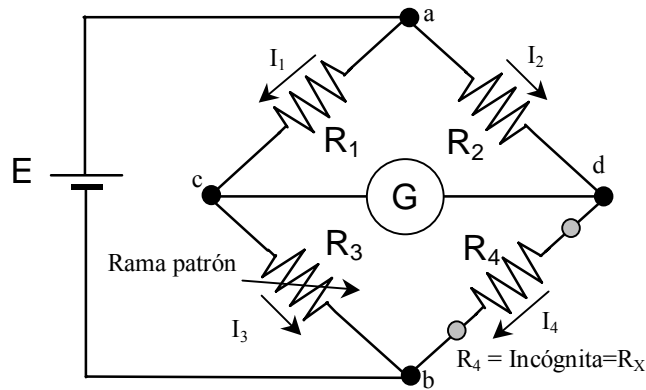
- Fig. 2 Circuitos para medir resistencias por el método del voltímetro y amperímetro. -

### 3.4.3 Puente de Wheatstone

#### 3.4.3.1 Introducción

Comparado con los anteriores, la configuración de circuito puente donde se equilibran corrientes que pasan a través de resistencias calibradas y conocidas es el método más exacto para medir resistencia. Las medidas de precisión de componentes suelen hacerse con diferentes tipos de puentes adaptados para cada necesidad particular. El más simple tiene el propósito de medir resistencia y se llama puente de Wheatstone [4]. Se han desarrollado variaciones de este puente con el propósito de ampliar el rango de las resistencias a medir. Existe además una amplia variedad de puentes de CA que se usan para medir inductancia, admitancia, capacitancia, conductancia y cualquier parámetro de impedancia [5]. El circuito puente es utilizado aún en estos días ya que constituye parte principal de la interfase de transductores. En esta sección sólo estudiaremos el puente de Wheatstone y las variaciones necesarias para ampliar el rango al medir resistencias.

### 3.4.3.2 Operación



- Fig. 3 Diagrama de un puente de Wheatstone. -

En la Figura 3 puede verse el esquema de un puente de Wheatstone. Dicho puente está formado por cuatro ramas resistivas, una fuente de energía o batería y un detector de cero que generalmente es un galvanómetro. La corriente que circula por el galvanómetro depende de la diferencia de potencial de los puntos *c* y *d*. Se dice que el puente está en equilibrio o que la corriente en el galvanómetro es cero cuando el potencial del punto *c* al *a* es igual al del punto *d* al *a*. O bien, tomando como referencia el terminal negativo de la batería, cuando la tensión entre los nodos *b* y *c* es igual a la de los nodos *b* y *d*. Por lo tanto el puente está en equilibrio cuando

$$I_1 R_1 = I_2 R_2 \quad (3-1)$$

como la corriente en el galvanómetro es cero entonces:

$$I_1 = I_3 = \frac{E}{R_1 + R_3} \quad (3-2)$$

$$I_2 = I_4 = \frac{E}{R_2 + R_4} \quad (3-3)$$

combinando las ecuaciones (3-1), (3-2) y (3-3) y simplificando se obtiene la relación:

$$\frac{R_1}{R_1 + R_3} = \frac{R_2}{R_2 + R_4} \quad (3-4)$$

esto implica:

$$R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad (3-5)$$

Esta ecuación es la expresión conocida para el equilibrio del puente de Wheatstone. Si tres de las resistencias son conocidas puede averiguarse la incógnita valiéndonos de la ecuación (3-5). Por lo tanto  $R_4 = R_x$  se calcula del siguiente modo:

$$R_x = R_3 \frac{R_2}{R_1} \quad (3-6)$$

Las resistencias  $R_2$  y  $R_1$  se conocen como “rama de relación” y  $R_3$  se denomina “rama patrón”.

La medición de la resistencia desconocida  $R_x$  es independiente de la calibración del detector de cero, siempre que el mismo tenga suficiente sensibilidad como para indicar la posición de equilibrio con la precisión requerida.

El procedimiento de medida es hallar una relación adecuada entre  $R_1/R_2$  y luego balancear el puente ajustando  $R_3$ . La relación debe ser tal que la resistencia desconocida sea determinada por el mayor número de dígitos disponibles, ese número podría ser cuatro en aplicaciones didácticas de laboratorio, pero la cantidad de dígitos con que se efectúe una lectura depende de la aplicación que se le esté dando al instrumento. Las magnitudes de las resistencias utilizadas en la rama de relación deben ser elegidas para obtener una máxima sensibilidad a los desbalances [6].

### 3.4.3.3 Posibles fuentes de error en la medida

El puente puede medir con precisión resistencias desde  $1 \Omega$  a varios  $M\Omega$ . La principal fuente de error en la medida puede encontrarse en los propios errores límites de las tres resistencias conocidas, pero también puede ser causa de error:

- Sensibilidad insuficiente del galvanómetro.
- Variaciones en la resistencia de las ramas del puente debido al efecto del calentamiento por la circulación de corriente a través de los resistores. Si no se calcula previamente la potencia a disipar por los resistores podría incurrirse en el



error de que no sean capaces de conducir la corriente aplicada dejando como consecuencia un cambio permanente de su valor nominal, en el mejor de los casos.

- Si las resistencias a medir son de bajo valor podría enmascarse en la medida el efecto de las *fems*<sup>1</sup> termoeléctricas. Para prevenirlas se utilizan galvanómetros que tienen sistemas de suspensión de cobre con el fin de evitar el contacto con metales disímiles que provocaría la generación de *fems* termoeléctricas.
- Otro inconveniente que hay si las resistencias a medir son de muy bajo valor es que las resistencias de contacto y de los terminales exteriores también podrían enmascarar la medida. Estos errores se pueden minimizar utilizando un puente de Kelvin que se verá a continuación.

#### 3.4.3.4 Puente de Kelvin

Si la resistencia a medir es de bajo valor, se presenta la dificultad de que las resistencias de puntas o de contacto puedan ser comparables a la incógnita. La solución a este problema es utilizar el doble puente de Kelvin, el cual fue diseñado para que no afecten en la medida las resistencias de contacto de los terminales [7].

El puente de Kelvin es una modificación del puente de Wheatstone y proporciona un gran incremento en la exactitud de las mediciones de resistencias de bajo valor, generalmente inferiores a  $1 \Omega$ .

Para apreciar el problema de las resistencias de contacto podemos considerar el circuito de la Figura 4,  $R_y$  representa la resistencia del alambre de conexión de  $R_3$  a  $R_x$ . El galvanómetro se puede conectar en el punto  $m$  o en el  $n$ . Si el galvanómetro se conecta en el punto  $m$  la resistencia  $R_y$  del alambre se le suma a la incógnita  $R_x$ , como resultado obtendríamos una indicación por encima de  $R_x$ . Por el contrario, si el galvanómetro se conecta al punto  $n$ ,  $R_y$  se suma a  $R_3$  dando como resultado una indicación de  $R_x$  de un valor menor al real, ya que el valor nominal de  $R_3$  es más alto que el real. Si el galvanómetro se conecta en el punto  $p$  entre los puntos  $m$  y  $n$ , de

---

<sup>1</sup> potenciales termoeléctricos, tratados en detalle en la sección 3.9 de este capítulo.

manera que la razón de la resistencia de  $n$  a  $p$  y de  $m$  a  $p$  iguale la razón de los resistores  $R_3$  y  $R_x$ , entonces:

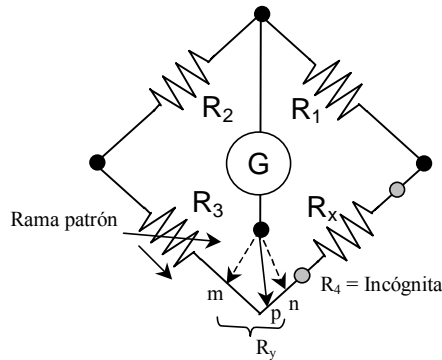
$$\frac{R_{np}}{R_{mp}} = \frac{R_1}{R_2} \quad (3-7)$$

La ecuación de equilibrio para el puente da:

$$R_x + R_{np} = \frac{R_1}{R_2} (R_3 + R_{mp}) \quad (3-8)$$

Sustituyendo (3-7) en (3-8), se llega a:

$$R_x + \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right) R_y = \frac{R_1}{R_2} \left[ R_3 + \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) R_y \right] \quad (3-9)$$



- Fig. 4 Circuito esquemático del puente Wheatstone donde se muestra la dificultad que aparece en la determinación de la resistencia  $R_y$  del conductor cuando varía el punto de conexión de  $m$  a  $n$ . -

De lo cual se deduce que :

$$R_x = \frac{R_1}{R_2} \cdot R_3 \quad (3-10)$$

Esta ecuación (3-10) es la ecuación de equilibrio desarrollada para el puente de Wheatstone e indica que el efecto de la resistencia del alambre de conexión del punto  $m$  al punto  $n$  se elimina conectando el galvanómetro en la posición intermedia  $p$ .

Esta es la base para la construcción del puente doble de Kelvin, más conocido como puente de Kelvin.

### 3.4.3.5 Puente doble de Kelvin

El circuito de este puente, que se muestra en la Figura 5, contiene un segundo juego de ramas de relación. Este conjunto de ramas llamadas  $a$  y  $b$  en el esquemático, se

conectan al galvanómetro en el punto  $p$  con el potencial apropiado entre  $m$  y  $n$ , lo que elimina el efecto de la resistencia  $R_y$ . Una condición establecida inicialmente es que la relación de la resistencia de  $a$  y  $b$  debe ser la misma que la relación de  $R_1$  y  $R_2$ .

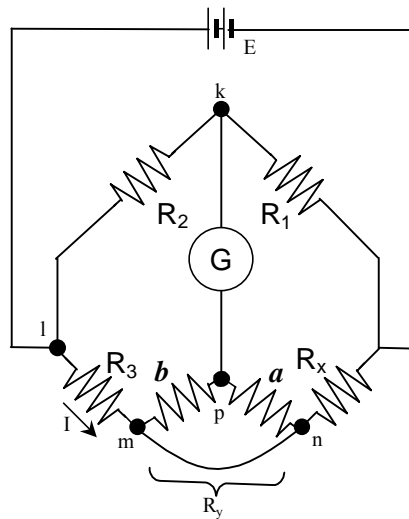
El galvanómetro indicará cero cuando el potencial de  $k$  sea igual al potencial de  $p$ , o cuando  $E_{kl} = E_{lmp}$ , donde

$$E_{kl} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I \left[ R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{(a+b+R_y)} \right] \quad (3-11)$$

$$E_{lmp} = I \left\{ R_3 + \frac{b}{b+a} \left[ \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] \right\} \quad (3-12)$$

Resolviendo  $R_x$  e igualando  $E_{kl}$  y  $E_{lmp}$  de la siguiente manera:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} I \left[ R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] = I \left[ R_3 + \frac{b}{a+b} \cdot \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \right] \quad (3-13)$$



- Fig. 5 Diagrama del doble puente de Kelvin.-

o al simplificar se obtiene

$$R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \left[ R_3 + \frac{bR_y}{a+b+R_y} \right] \quad (3-14)$$

y la expansión del miembro del lado derecho da

$$R_3 + R_x + \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} = \frac{R_1 R_3}{R_2} + R_3 + \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot \frac{bR_y}{a+b+R_y} \quad (3-15)$$

la solución de  $R_x$  a

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} + \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{bR_y}{a+b+R_y} + \frac{bR_y}{a+b+R_y} - \frac{(a+b)R_y}{a+b+R_y} \quad (3-16)$$

de modo que

$$R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2} + \frac{bR_y}{a+b+R_y} \left( \frac{R_1}{R_2} - \frac{a}{b} \right) \quad (3-17)$$

Si aplicamos la condición establecida inicialmente de que  $a/b=R_1/R_2$  la ecuación (3-17) se reduce a la conocida relación

$$R_x = R_3 \frac{R_1}{R_2} \quad (3-18)$$

Esta es la ecuación de trabajo del puente doble de Kelvin, puede verse que la resistencia  $R_y$  no tiene efecto en la medición, si se cumple la condición de que los dos conjuntos de ramas de relación tengan igual relación de resistencia.

Esta configuración se utiliza para medir muy bajas resistencias, desde  $1\Omega$  hasta  $0.00001\Omega$ . Por el contrario, cuando las resistencias medidas son de alto valor, el puente galvanométrico se torna insensible al desbalance por la alta impedancia que el puente le presenta al galvanómetro.

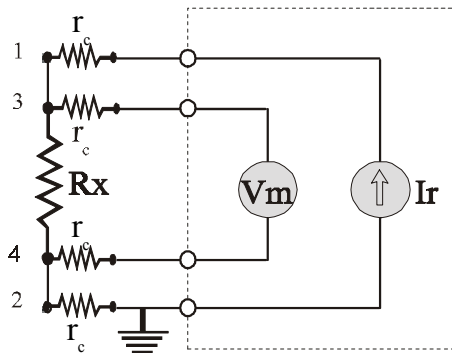
### 3.4.4 Método de Kelvin o de las cuatro puntas

Cuando la resistencia a medir es muy baja y su valor puede ser del orden de las resistencias de contacto ( $0.02 \Omega$ ) es preciso medir utilizando el método de las cuatro puntas.

Esta técnica consiste en aplicar una corriente conocida conectando una fuente de corriente de referencia estable y calibrada a los extremos 1 y 2 de la resistencia incógnita  $R_X$  (Figura 6) y medir con un voltímetro la caída de tensión provocada en  $R_X$  en los puntos 3 y 4, elegidos siempre en el interior de 1-2.

Podemos ver que el paso de una corriente pequeña pero apreciable por los puntos de contacto 1 y 2 origina una caída de tensión en ellos, además de la caída generada en los conductores que van de 1 y 2 al aparato de medida. La tensión en  $R_X$  se mide en los terminales  $V_{34}$  con dos conductores independientes. Como estos forman, junto con el voltímetro, una malla de alta impedancia, la corriente que circula por esta será mucho menor que la del circuito de la fuente de corriente. Por lo tanto, las caídas de tensión en los contactos y los cables (concentrados en esta figura en  $r_c$ ) serán ahora mucho menores y se podrá despreciar frente a la tensión a medir.

La resistencias concentradas  $r_c$  pueden despreciarse porque se cumplen estas dos condiciones  $I_V \ll I_r$  y  $R_V \gg R_X$ .



- Fig. 6 Esquema del método de Kelvin o de las 4 puntas. -

### 3.5 Multímetros digitales

#### 3.5.1 Introducción

Hasta ahora hemos tratado instrumentos de medición que utilizan el movimiento de un medidor electromagnético para medir tensión, corriente, potencia, resistencia, etc. Los instrumentos descritos no utilizan amplificadores para incrementar la sensibilidad de las mediciones. Este tipo de instrumentos está constituido principalmente por el medidor D'Arsonval<sup>2</sup>. Aún los mejores medidores tipo D'Arsonval requieren de una corriente de unos 50  $\mu\text{A}$  para una deflexión a plena escala [4] y así realizan una medición por lo tanto cualquier instrumento que utilice el medidor D'Arsonval sin amplificadores debe obtener al menos 50  $\mu\text{A}$  del circuito que está midiendo para una deflexión a plena escala. La resistencia de un medidor muy sensible, como el medidor de 50  $\mu\text{A}$  utilizado en un voltímetro, amperímetro u óhmetro es de algunos cientos de ohms y representa una cantidad de potencia pequeña pero finita. Por ejemplo, 50  $\mu\text{A}$  a través de 200  $\Omega$  consumen  $\frac{1}{2}$   $\mu\text{W}$  para una deflexión de escala completa, esta potencia no es la disipada por la resistencia dispuesta en serie, sino la que utiliza el instrumento para deflectar. Puede inferirse entonces que la potencia consumida total del instrumento será al menos de  $\frac{1}{2}$   $\mu\text{W}$ , dependiendo del rango de la escala. Si bien la potencia no es grande, muchos circuitos electrónicos no soportan que se obtenga esa potencia de ellos. Consideremos la tensión que cae a través de un medidor que tiene una resistencia interna de 200  $\Omega$ . Al pasar 50  $\mu\text{A}$  de corriente tendríamos una caída de 10 mV. El voltímetro más sensible, sin amplificadores, que podría obtenerse con esta corriente a plena escala sería de 10 mV, por lo tanto para mediciones de alta sensibilidad es necesario utilizar amplificadores.

### 3.5.2 Medición de corriente continua con amplificador

Al utilizar un amplificador se disminuye la cantidad de potencia drenada del circuito bajo ensayo porque aumenta la impedancia de entrada del instrumento de medida. Esto puede implementarse construyendo un amplificador discreto con dispositivos FET's (Transistores de efecto de campo) o bien utilizando AO's (Amplificadores operacionales). Los dos tipos de amplificadores tienen básicamente dos principales funciones:

---

<sup>2</sup> El movimiento de bobina móvil e imán permanente (PMMC) se conoce como movimiento D'Arsonval, en honor a su inventor.

- Aumentar la impedancia de entrada del instrumento ( $Z_{in}$ )
- Aumentar la sensibilidad del instrumento.

Los FET's tienen alta impedancia de entrada, por esa razón suelen ser los elementos de entrada en los AO de instrumentación. Por ejemplo, si la impedancia de entrada se incrementa unas 50.000 veces con respecto a los medidores D'Arsonval podríamos tener  $Z_{in} = 10 \text{ M}\Omega$ , en lugar de  $200 \Omega$ . Si, con el solo objeto de comparar mantuviéramos la sensibilidad en  $10 \text{ mV}$  la potencia necesaria para deflectar ahora sería de  $10 \text{ pW}$ , en lugar de  $\frac{1}{2} \mu\text{W}$ , esto significa que tenemos mucho margen como para poder aumentar la sensibilidad sin causar drenaje de corriente del circuito bajo análisis.

Los amplificadores sirven entonces para aumentar la sensibilidad, pero es necesario destacar que si bien no consumen corriente del circuito analizado, tienen el inconveniente de que los transistores que utilizan deben estar polarizados. Este punto de polarización suele variar con la temperatura. Los medidores que no son de gran precisión cuentan con un ajuste de puesta a cero desde el panel frontal. Un amplificador de ganancia 100 en corriente continua (CC) es fácil de construir y mantener estable. Puede construirse e implementarse un amplificador con un AO básico.

Para medir pequeñas tensiones o corrientes del orden de  $\mu\text{V}$  o  $\text{nA}$  se requieren ganancias en CC mucho mayores que 10 para utilizar el movimiento de un medidor D'Arsonval normalizado. Amplificar  $\text{nA}$  para excitar un medidor de  $\text{mA}$  requiere una ganancia de al menos  $10^6$ . Para implementar un amplificador de estas características es necesario utilizar amplificadores operacionales especiales, ya que los AO de bajo costo serían muy inestables e imprecisos pues los cambios de temperatura afectarían mucho el punto de polarización. Puede diseñarse un circuito que cuente con ajustes y compensaciones, pero indefectiblemente las variaciones de temperatura y el paso del tiempo provocarían un desplazamiento del punto de calibración y el amplificador se tornaría impreciso con lo que sería necesario repetir periódicamente los ajustes y calibración. Los amplificadores operacionales que se utilizan en estos casos reciben el nombre de amplificadores de instrumentación. Están diseñados y optimizados especialmente para estas aplicaciones.

### 3.5.3 Características generales de los multímetros digitales (DMMs)<sup>3</sup>

Los DMMs están diseñados para medir varias magnitudes, la elección de un instrumento adecuado depende de la aplicación específica que se necesite. La mayoría de los multímetros miden básicamente tensión, corriente y resistencia. Algunos cuentan con puentes para medir inductancia y capacidad, también pueden medir frecuencia, ganancia en transistores, resistencias dinámicas en juntas o temperatura. A los fines de nuestro estudio vamos a enfocar el análisis sobre los voltímetros digitales. Para medir resistencia un multímetro genera una corriente fija y muy estable y finalmente mide la caída de tensión en el elemento medido. El voltímetro digital presenta el resultado de la medición con números discretos, en lugar de la deflexión de un indicador en una escala continua como en los dispositivos analógicos. La presentación numérica es una ventaja en muchas aplicaciones ya que reduce errores de lectura e interpolación, elimina el error de paralaje, incrementa la velocidad de lectura y frecuentemente proporciona una salida en forma digital que puede ser utilizada para el posterior registro y procesamiento de la señal.

Ilustraremos algunas de las características típicas de operación y comportamiento de los DMM, que no corresponden a un instrumento en particular sino que reflejan cuáles son las especificaciones técnicas más importantes para elegir o comparar un multímetro digital:

- a) Rango de entrada variable con selección automática e indicación de sobrecarga.
- b) Exactitud: cada fabricante da a conocer el alcance de su instrumento.
- c) Estabilidad: se suelen especificar distintos períodos que van desde términos cortos como períodos de 24-h, pasando por un mes o llegando hasta uno o dos años.
- d) Resolución, también depende de cada instrumento.
- e) Características de entrada, es la resistencia de entrada ( $>10\text{ M}\Omega$ ) y la capacitancia de entrada ( $\approx 40\text{ pF}$ ).

---

<sup>3</sup> Sigla en inglés de Digital Multimeters



- f) Calibración: Cuentan con un patrón interno de calibración derivada de una fuente estabilizada de referencia.
- g) Señales de salida: Salida digital establecer una comunicación con el instrumento. La más utilizada es la norma IEEE-488, pero pueden contar con opciones como puertos serie tipo RS-232.
- h) Pueden contar con opcionales como transductores para medir otras variables físicas o circuitos adicionales para expandir las posibilidades y versatilidad del instrumento.

### 3.5.3.1 Principio de funcionamiento

El proceso de digitalización de señal que debe realizar un voltímetro puede verse en cuatro etapas principales. Éstas son: muestreo, retención, cuantización y codificación. Las dos primeras etapas suelen integrar el mismo circuito que es conocido como *sampler & hold (S/H)*. Este circuito es el que está en la entrada y cumple la función de muestrear y retener la señal para proseguir con el posterior procesamiento y conversión. La frecuencia de muestreo debe determinarse de modo tal de no perder información de la señal de entrada, para ello se aplica el teorema del muestreo que establece que la frecuencia mínima de muestreo debe ser mayor o igual a dos veces la máxima frecuencia presente en la señal de entrada ( $f_{\text{muestreo}} > 2f_{\text{máx señal de entrada}}$ ).

Las dos etapas que restan son las de cuantización y codificación. Estas dos etapas también se las suele incluir en un solo circuito y es el que se conoce como conversor analógico digital (*A/D*). La cuantización es el proceso mediante el cual se subdivide en un número predeterminado de valores la señal analógica de entrada, por lo que la señal procesada de ese modo se denomina señal cuantizada. Luego la señal cuantizada debe ser codificada. Generalmente el formato empleado es el binario. Para que el número sea interpretado por el operador es necesario transcodificarlo a formato numérico decimal. Este proceso se realiza en el display.

Existen varias técnicas para realizar la conversión analógica-digital. Difieren entre sí en alguna de las características que suelen tomarse como parámetros típicos, estos son:

- Resolución: es el valor del paso de cuantización, está relacionado con el número de bits; a mayor resolución, mayor cantidad de bits.
- Velocidad de conversión: es el tiempo que tarda en realizarse el proceso completo de conversión, el rango de tiempo puede variar entre centenas de nanosegundos para conversores muy rápidos hasta el orden del segundo en caso de los más lentos.
- Rechazo a las señales espurias: es la inmunidad que presenta ante señales no deseadas que están superpuestas con la señal a medir.

Debido a que tanto la técnica de conversión  $A/D$  utilizada, así como el conversor propiamente dicho desempeñan un rol fundamental que caracteriza a los instrumentos digitales, los voltímetros digitales pueden clasificarse; según el tipo de conversor, en las siguientes categorías:

- DVM tipo rampa.
- DVM integrador.
- DVM de balance continuo.
- DVM de aproximaciones sucesivas.

### **3.5.3.2 DVM tipo rampa**

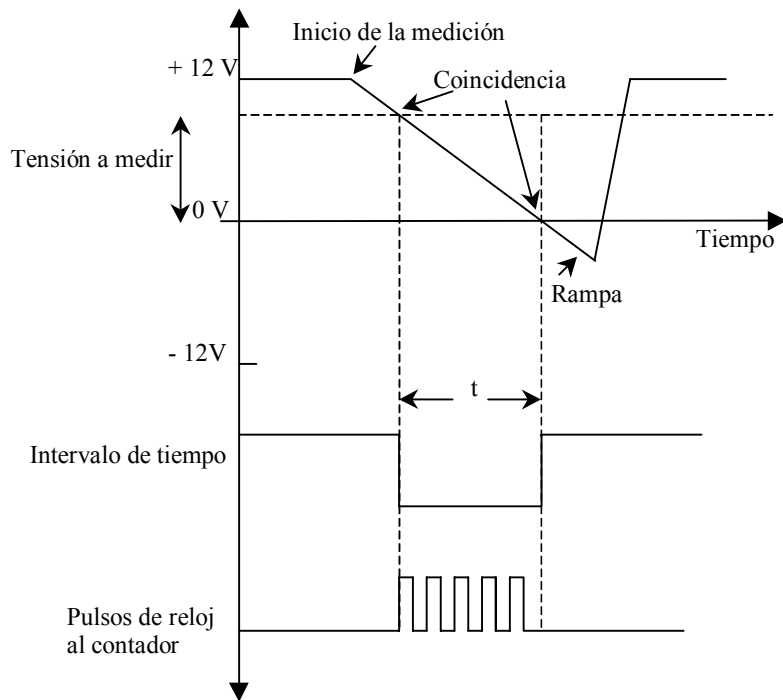
Básicamente el DVM tipo rampa funciona midiendo el tiempo que tarda en elevarse (o descender) una rampa de tensión desde 0 V hasta el nivel de la tensión de entrada. Este intervalo se mide con un contador y el resultado del conteo se exhibe como una serie de dígitos en un display numérico.

En la Figura 7 se ilustra la conversión de tensión a intervalo de tiempo. El inicio del ciclo de medición genera una rampa de tensión, en este caso de pendiente negativa. La rampa es comparada continuamente con la tensión desconocida, la cual está aplicada a la entrada. En el instante en que la tensión de la rampa es igual a la tensión de entrada, un circuito comparador genera un pulso el cual abre una compuerta. La tensión de rampa continúa disminuyendo conforme transcurre el tiempo hasta que llega a 0V o

potencial de tierra, allí un segundo comparador genera otro pulso que cierra la compuerta.

El tiempo es medido con pulsos de reloj generados por un oscilador. En el intervalo en que la compuerta está abierta un contador registra la cantidad de pulsos de reloj que pasan a través de ella. Esa cantidad es directamente proporcional a la tensión comparada o medida. Finalmente se efectúa la conversión y el display muestra un número decimal que representa la magnitud medida.

La frecuencia del oscilador es la que determina la relación de muestreo, llamada *rate*. Generalmente se puede acceder a esta relación desde el panel frontal, el objetivo es variar desde unos pocos ciclos por segundo hasta 1000 o más. El circuito de relación de muestreo proporciona un pulso de inicialización para que el generador de rampa inicie la siguiente tensión de rampa.



- Fig. 7 Conversión de tensión a tiempo mediante compuerta con pulsos de reloj.-

### 3.5.3.3 DVM integrador

Para mantener la calidad de la rampa se requiere un capacitor estable de precisión y una resistencia en el integrador. Otro factor que hay que tener en cuenta son los niveles de CC de tensión y las corrientes de polarización del circuito utilizado. Para reducir la dependencia de la exactitud de conversión se utiliza una técnica que se conoce como conversión de doble rampa.

El circuito integrador tiene un switch en la entrada y funciona integrando una tensión exacta de referencia durante un período fijo de tiempo comparándola alternativamente con la tensión de entrada que se pretende averiguar, pero invirtiendo la pendiente de rampa al cambiar el switch. Para obtener el valor de tensión buscada se mide el tiempo requerido por la segunda rampa o rampa invertida para regresar a la tensión inicial.

No es importante cuál de las dos integraciones ocurre en primer lugar. Para entenderlo con facilidad se considera el caso donde se utiliza primero la tensión desconocida y luego la de referencia.

La salida del integrador se representa por la ecuación:

$$V_{sal} = -\frac{V_x t}{RC} \tag{3-20}$$

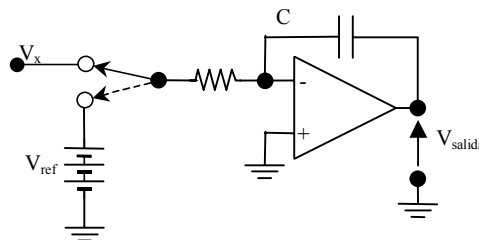
donde,

$V_x$  = tensión de entrada con respecto a tierra.

$V_{sal}$  = tensión de salida del integrador.

$R, C$  = componentes de la constante de tiempo del integrador.

$t$  = tiempo transcurrido a partir del inicio de la integración



- Fig. 8 Diagrama esquemático de un DVM de integración.-

En la ecuación (3-20) se considera que el capacitor del integrador comienza sin carga por lo que la salida inicial del integrador es de 0 V.

Si se continúa la integración un período fijo  $T_1$ , la tensión de salida sería:

$$V_1 = -\frac{V_x T_1}{RC} \quad (3-21)$$

La salida del integrador tiene polaridad opuesta a la de la entrada porque se utiliza el AO en configuración inversora. Esto significa que una tensión positiva en la entrada produce una tensión negativa a la salida y viceversa.

Si se alterna la tensión de referencia  $V_{ref}$  con la tensión de entrada  $V_x$ , el integrador iniciaría una rampa hacia cero a razón de  $V_{ref}/RC$  considerando que la tensión de referencia fue de polaridad opuesta a la de la tensión de entrada desconocido. Es por esa razón que el integrador no inicia en cero sino a una tensión de salida  $V_1$  y la tensión de salida puede representarse como:

$$V_{out} = V_1 + \frac{V_{ref}}{RC} t \quad (3-22)$$

Si fijamos la tensión de salida del integrador en cero y resolvemos para  $V_x$  tenemos:

$$V_{out} = \frac{T_x}{T_1} V_{ref} \quad (3-23)$$

donde  $T_x$  es el tiempo requerido por la rampa de bajada desde el nivel de tensión  $V_1$  a cero volts.

Esta relación entre la tensión de referencia y la tensión de entrada es sólo una relación entre tiempos, no incluye a R o C del integrador. Dicha relación entre tiempos es una razón, por lo cual es de esperar como condición un reloj estable, más que uno exacto. El objetivo es que la frecuencia no cambie apreciablemente de la rampa de subida a la de bajada.

No es necesario implementar muestreo y retención de datos porque el integrador responde al promedio de entrada, los cambios en la tensión de entrada no generan errores significativos. Por más que la salida no sea una rampa lineal, la integración representa el valor final obtenido por una tensión igual al promedio de tensión de

entrada desconocido. Por lo tanto, la conversión analógico-digital de doble integración producirá un valor promedio igual al de la entrada desconocido.

El modelo de conversión de  $A/D$  de doble integración es un método muy popular para aplicación en voltímetros digitales. Es lento si se lo compara con otros modelos de técnicas de conversión analógica-digital, pero es adecuado para voltímetros digitales utilizados en mediciones de laboratorio. Se ha refinado esta técnica para aplicaciones más rápidas utilizando integración en gran escala (*Very Large Scale Integration, VLSI*) en la construcción de los DVM.

#### **3.5.3.4 DVM de balance continuo**

Una mejora significativa al convertidor de doble integración es la corrección automática del cero. Como sucede con los sistemas analógicos, la polarización del amplificador o bien las tensiones y corrientes con niveles de corriente continua de compensación pueden causar errores. Además en el convertidor  $A/D$  de doble integración aunque no haya tensión en la entrada, la corriente de fuga del capacitor puede producir errores en la integración con el consecuente error en la lectura del DVM. Para contrarrestar estos efectos puede implementarse el siguiente método. La entrada del convertidor se conecta a tierra y la salida del integrador a un capacitor, el capacitor de cero automático, el mismo debe conectarse mediante un interruptor electrónico. La realimentación del circuito lleva a que la tensión en la salida del integrador sea cero. Esto hace colocar una tensión de nivel de corriente continua equivalente de compensación en el capacitor de cero automático, de forma tal que no hay integración. Cuando se realiza la conversión, dicha tensión con nivel de corriente continua está presente para contrarrestar los efectos de las tensiones con niveles de CC en el circuito de entrada. Esta función de cero automático se lleva a cabo antes de cada conversión, para compensar los cambios en las tensiones y corrientes con niveles de CC.

#### **3.5.3.5 DVM de aproximaciones sucesivas**

Un método de conversión analógica-digital muy efectivo y económico es el de aproximaciones sucesivas que no es más que la implementación electrónica de una técnica conocida como regresión binaria.

Para determinar el valor del número es necesario hacer estimaciones. Cada estimación se ha de evaluar para saber si 1) fue igual o menor o 2) mayor que el número a determinar. También se conocen los valores máximo y mínimo del nro. posible.

Considérese, por ejemplo, que el número por determinar está entre 0 y 511. La mejor opción inicial es comenzar por el medio, o sea 256. Evaluamos si este número es mayor o menor que el número buscado, que podría ser 499. Determinamos que es menor por lo que la cantidad a hallar ahora se encuentra en el intervalo que está entre 256 y 511, volvemos a buscar la mitad y esta resulta ser 384. Se evalúa la cifra obtenida y nuevamente se determina que es menor que el número buscado pero el nuevo intervalo de búsqueda ahora se reduce a 384 y 511. Siempre se toma la mitad como la mejor opción siendo en este caso 448. Cómo el número desconocido sigue siendo mayor que 448 se busca en el nuevo intervalo que es 448 y 511. Si partimos por la mitad el número encontrado ahora es 480. Nuevamente el número encontrado es menor que el buscado pero el intervalo de búsqueda ahora está entre 480 y 511. La mitad del intervalo es 496, como es menor que 499 se busca el punto medio del intervalo 496 – 511. El punto medio aquí es 504. Por primera vez el punto medio es mayor que el número buscado por lo que el nuevo intervalo es de 496 a 504 con un punto medio de 500. Debido a que 500 es aún mayor que el número buscado, el nuevo intervalo tiene por extremos 496 y 500. El punto medio es 498, como es menor que el número buscado el último intervalo es de 498 a 500 y el punto medio da el valor del número buscado que es 499.

La tabla muestra las aproximaciones y resultados:

<u>Estimación</u>	<u>Resultado</u>
256	≤ que
$256 + 128 = 384$	≤ que
$384 + 64 = 448$	≤ que
$448 + 32 = 480$	≤ que
$480 + 16 = 496$	≤ que
$496 + 8 = 504$	> que
$496 + 4 = 500$	> que
$496 + 2 = 498$	≤ que

498 + 1 = 499      Correcto

Hay algunas observaciones interesantes que se deben plantear a partir de esta tabla. En primer lugar se realizaron 8 estimaciones consecutivas cuando se conocía la respuesta. Después de la octava estimación se sabía que el valor real estaba entre 498 y 500, lo que permite una respuesta de 8 bits de exactitud,  $\pm 1$  bit.

¿Es factible determinar cualquier número entre 0 y 512 en ocho aproximaciones o menos con este método? Para elaborar la respuesta consideremos lo siguiente. En la primera aproximación el error no es mayor que 256, en la segunda el error es de 128, en la tercera 64 y así sucesivamente. Siguiendo con este método en nueve aproximaciones no tendríamos un error mayor que 1, el cual es el error mínimo posible. Los números del 0 al 511 se pueden representar con 9 bits binarios. Está claro que el análisis se puede extender y aplicar a cualquier cantidad de bits binarios y el número de estimaciones requeridas es igual a la cantidad de bits requeridos por la conversión Analógica – Digital.

La implementación electrónica de la técnica de aproximación sucesiva es relativamente directa. Con un convertidor  $D/A$  se obtienen las estimaciones. La decisión “mayor o igual que” o “menor que” se realiza con un comparador. El convertidor  $D/A$  proporciona la estimación para que sea comparada con la señal de entrada. Se utiliza un registro de corrimiento especial, llamado registro de aproximaciones sucesivas ( $SAR$ ), para controlar al convertidor  $D/A$  y consecuentemente las estimaciones. Al inicio de la conversión, todas las salidas del  $SAR$  están en cero lógico. Si la estimación es mayor que la entrada, la salida del comparador se pone en estado alto, la primera salida del  $SAR$  cambia de estado y la segunda pasa a un “uno” lógico. Si la salida del comparador está en estado “bajo”, lo cual indica que la estimación es menor que la señal de entrada, la primera salida permanece en el estado lógico “uno” y la segunda adopta el estado lógico “uno”. Esto continúa para todos los estados hasta que se completa la conversión.

Esta secuencia de operaciones se ejecuta electrónicamente con el mismo procedimiento de estimación que se mencionó anteriormente. Una estimación se hace con cada flanco de subida de la señal de reloj de  $SAR$ . Para una conversión de  $N$ -bits después de  $N$  pulsos de reloj, se conoce el valor real de la entrada. El bit menos



significativo es el estado del comparador. En algunos sistemas se utiliza un reloj adicional para almacenar el último bit del *SAR*, por lo que se requieren  $N + 1$  pulsos de reloj para la conversión.

### 3.5.3.6 Error de cuantización

Una de las características de cada instrumento es que un parámetro eléctrico, como tensión, corriente, potencia o cualquier otro, puede tomar cualquier valor dentro del rango posible para ese parámetro en cada instrumento. Cuando esta magnitud se convierte en un equivalente digital, existe un número finito de valores que la cantidad puede tomar. Por ejemplo si un número digital está formado por cuatro bits, existen solo 16 combinaciones (o sea  $2^4$ ) posibles, quiere decir que solo habrá 16 niveles diferentes para representar la magnitud analógica medida.

Por ejemplo, consideremos un rango de tensión de 0-15 V, que debe ser digitalizado con un número de 4 bits. Existe un número binario para cada volt de ese rango, pero ¿qué se puede hacer si el valor analógico medido está entre los niveles cuantizados?. Por ejemplo, supongamos que el valor medido es 2.25 V. La digitalización puede producir un valor para 2 V (representado en forma binaria por 0010) o 3 V (representado por 0011), pero no existe un número digital para representar el valor medido por lo cual no hay otra alternativa que redondear el resultado a 2.0 V, aquí se acepta el valor digitalizado 0010, pero hay un error. Siguiendo con este ejemplo, la diferencia entre el valor real y el valor digitalizado es de 0.25. Si en lugar de cuantizar con 4 bits, utilizamos 6 bits podemos representar el valor medido con el número 0010.01, este es el valor exacto sin error, por lo tanto al aumentar el número de bits, estamos aumentando la capacidad de resolución del instrumento, dicho de otra manera al aumentar la cantidad de bits, estamos aumentando los niveles de cuantización, o sea disminuyendo el error. ¿Pero que hacer si ahora el valor medido fluctúa a 2.27 V?. Nuestro instrumento (ahora de 6 bits) no puede discriminar más que 2.25. Ya que el próximo nivel de cuantización corresponde a 2.5 V, el instrumento mostrara en su display el número 2.25 V, pero sabemos que tenemos un error y este es de 0.02 V.

Debe quedar claro entonces que al digitalizar estamos cuantizando, esto es definiendo niveles discretos, por lo tanto siempre que la magnitud a medir se encuentre entre dos niveles de cuantización, tendremos un error en la medida. Este error se

minimiza aumentando el número de bits del conversor, pero aunque se aumente el nro. de bits siempre existe la posibilidad de error si la magnitud a medir se encuentra entre dos de los niveles exactos que resultan de la digitalización. El error máximo es igual a  $\pm\frac{1}{2}$  del bit menos significativo. Esto se conoce como error de cuantización.

Los medidores analógicos que utilizan una escala de medición como dispositivo indicador, hacen uso de circuitos para seleccionar el rango, de manera que se pueda utilizar el medidor en un gran rango de valores de entrada. Por ejemplo, si la entrada máxima de un medidor es de 1 kV y nosotros medimos una magnitud de 1 V, sería casi imposible ver los efectos de una entrada tan pequeña. Por esa razón se utiliza un atenuador conmutado en la entrada del medidor para seleccionar el rango adecuado para la lectura. Por ejemplo, las escalas para un medidor que abarque el rango de 0 a 1 kV podrían ser 4, esto es: 0-1 V, 0-10 V, 0-100 V y 0-1000 V. De esta manera las deflexiones se leerían con facilidad, por otro lado el error del instrumento disminuye cuando se trabaja cerca del valor máximo de la escala.

En el caso de un medidor digital de 4 dígitos tiene escala máxima de 999.9 V, una lectura de 1 V aparecería en el display como 001.0. Esto representa dos dígitos significativos para la lectura de 1 V. El medidor, sin embargo es un medidor de 4 dígitos, pero el 99% de la capacidad del medidor no se utiliza cuando se efectúan medidas de 1 V. Esto se basa en que un medidor de 4 dígitos puede determinar 1 parte en 10000, mientras que los dos dígitos significativos reflejados por la exhibición 001.0 V representan una parte en 100 o tan solo el 1% de una parte en 10000 (esto es 0.1 V en 1000 V  $\cong$  999,9 V). Un atenuador conmutable en un instrumento digital podría tener el mismo efecto que en un analógico. Si se utilizara un atenuador para las lecturas del medidor a escalas completas de 999.9, 99.9, 9.999, 0.9999, la lectura de 1 V sería 1.000 V, esta lectura tiene cuatro dígitos significativos y utiliza toda la resolución del medidor.

Los medidores digitales suelen tener una opción que se denomina autorango por lo que el atenuador conmuta al valor más adecuado para el aprovechamiento máximo de la escala y por lo tanto de la resolución.

### **3.6 Mediciones de baja señal**

Las mediciones de tensión de corriente continua, corriente o resistencia se realizan frecuentemente con multímetros digitales o DMMs. Generalmente, éstos son adecuados para medir tensiones superiores a 1 V, corrientes mayores que 1 A o resistencias menores que 100 M $\Omega$ . Sin embargo, estos instrumentos no se aproximan al límite teórico de sensibilidad [8].

El límite ideal teórico de sensibilidad no puede ser menor que el determinado por el ruido térmico generado en las resistencias comprendidas en el circuito. Como se mostrará más adelante, el ruido de tensión es proporcional a la raíz cuadrada de la resistencia, el ancho de banda y la temperatura absoluta. El ruido de Johnson es generado por el movimiento aleatorio de cargas en una resistencia, es proporcional al ancho de banda y a la resistencia y se discutirá en mayor detalle más adelante. El ruido de Johnson pico a pico es comúnmente aceptado como el límite de resolución teórica.

### **3.7 Consideraciones para realizar medidas de baja señal**

#### **3.7.1 Exactitud y precisión**

Ilustraremos el significado de exactitud y precisión con el siguiente ejemplo: sean dos voltímetros iguales, de la misma marca, modelo y clase. Por lo tanto ambos instrumentos se pueden leer con la misma precisión, pero si uno de ellos está defectuoso y tiene una resistencia interna que varía considerablemente en el tiempo dará, sin duda, un error elevado en la lectura, por lo que la exactitud de los dos medidores es diferente.

Muchos factores pueden afectar la exactitud de una medida, pero un factor importante es la exactitud del instrumento en sí mismo, la cual puede ser especificada como un porcentaje del fondo de escala, un porcentaje de lectura o una combinación de ambas.

En el caso de instrumentos digitales, la exactitud está usualmente especificada como más o menos un porcentaje de la lectura más el número de cuentas del dígito menos significativo, por ejemplo: “ $\pm (0.5\% + 1 \text{ cuenta})$ ”. El porcentaje de exactitud es un porcentaje de lecturas. El efecto en la exactitud del número de cuentas depende de la resolución del display. Mencionamos esto porque cuando se establece la exactitud, se hace referencia al conversor *A/D* no al display. Este último en un buen instrumento debe

haber sido elegido acorde con el nro. de bits binarios que el conversor pueda discriminar.

La precisión se compone de dos características: conformidad y el número de cifras significativas con las cuales se pueda realizar una medición. Si medimos una resistencia cuyo valor verdadero es de  $1\ 383\ 689\ \Omega$  con un óhmetro que repetidamente indica  $1.4\ M\Omega$  es obvio que por un problema de limitación en la escala o resolución no podremos averiguar con ese instrumento el valor real. La precisión es una condición necesaria para la exactitud, pero no es suficiente. En este caso particular, si fuera imperativo conocer el valor de verdadero de la resistencia medida habría que procurar un instrumento con mayor capacidad de resolución.

La exactitud y la precisión de un instrumento son parámetros o especificaciones básicas en el momento de elegir el instrumento adecuado para una medida determinada. Deben ser datos especificados y suministrados claramente por el fabricante, ya que él es el responsable del diseño y construcción del mismo. Se logra mayor exactitud y precisión en un instrumento si se construye utilizando componentes de buena calidad y se cuenta con la capacidad de implementar técnicas que logren estabilidad en la temperatura, inmunidad al ruido, estabilidad en las corrientes y tensiones de polarización del equipo, etc.

### **3.7.2 Resolución**

La resolución de un instrumento digital está determinada por el número de cuentas que puede mostrar, la cual depende del número de dígitos. Con  $4\ \frac{1}{2}$  dígitos significa que hay 4 dígitos de la escala completa (esto es de 0 a 9) más  $\frac{1}{2}$  dígito ubicado en el primer lugar, (el cual toma valores entre 0 y 1). Entonces un instrumento de 4 dígitos y  $\frac{1}{2}$  puede mostrar de 0 a 19999, un total de 20.000 cuentas. La resolución del display es la relación entre la cuenta más pequeña y la mayor. Esto es,  $1/20000$  o bien  $0.005\ \%$  para un display de 4 dígitos y  $\frac{1}{2}$ . En realidad, como marcamos en el párrafo anterior, quien limita la resolución es el conversor analógico digital (*A/D*). Por ejemplo, la especificación de “ $\pm (0.05\% + 1\ \text{cuenta})$ ” en un display de 4 dígitos y  $\frac{1}{2}$  leyendo 10 volts corresponde a un error total de  $\pm (5\text{mV} + 1\text{mV})$  fuera de 10V o  $\pm (0.05\%$  de

lectura + 0.01% de lectura), totalizando 0.06% . Generalmente a mayor resolución, mayor exactitud.

### 3.7.3 Cifras significativas

El número de cifras significativas con las que se expresa un resultado da una indicación de cuán exactas son las mediciones. Estas cifras proporcionan información real relativa a la magnitud y la capacidad de resolución de las mediciones de una cantidad. El aumento de la cantidad de cifras significativas incrementa la resolución de una medida. Si especificamos por ejemplo el valor de una resistencia en  $40 \Omega$  y la medimos el resultado estará más cerca de  $40 \Omega$  que de  $39 \Omega$  o  $41 \Omega$ . En este caso estamos utilizando dos cifras significativas. Si el valor se describe como 40.012, hay cinco cifras significativas. La última medición expresa mayor resolución.

### 3.7.4 Consideraciones de temperatura

La temperatura ambiente puede afectar la exactitud de la medida de un instrumento. Entonces es necesario determinar un rango de operación del instrumento acorde con la exactitud con que se quiera medir, por ejemplo de  $18^\circ$  a  $28^\circ$  C. Fuera de ese rango debe especificarse un coeficiente, como por ejemplo  $(0.005\% + 1 \text{ cuenta})/^\circ\text{C}$ .

En cuanto a la muestra, estudiaremos más adelante que la uniformidad y estabilidad en la temperatura es muy importante porque se pueden generar *fems* termoeléctricas.

### 3.8 Efecto de carga y offsets

Si para medir una resistencia  $R_S$  se utiliza una corriente de referencia  $I_R$ , conectada en paralelo con un voltímetro con resistencia de entrada  $R_I$ , como se muestra en la Figura 9,  $R_I$  queda en paralelo con la resistencia que se desea averiguar  $R_S$ , entonces la resistencia indicada  $R_M$  está dada por:

$$R_M = \frac{V_M}{I_R} = I_R \cdot \frac{R_I // R_S}{I_R} = \frac{R_I R_S}{R_I + R_S}$$

Por ejemplo si  $R_I = 17\Omega$  y  $R_S = 1 \text{ G}\Omega \Rightarrow R_M = \frac{10^{12} \cdot 10^9}{10^{12} + 10^9}$

Error = -0.1%

En este caso, el mayor error en la medida está causado porque  $R_S$  y  $R_I$  son comparables, por lo tanto  $R_M \cong R_S$ , difieren los valores medidos de los verdaderos.

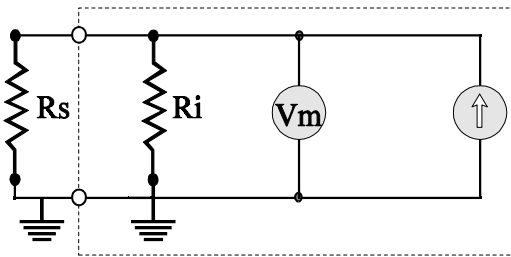
Pero si la impedancia de entrada del voltímetro es, por ejemplo, de  $10 \text{ M}\Omega$  y la resistencia a medir es de muy bajo valor, como el caso que nos ocupa, que es del orden de  $10^{-3} \Omega$ , entonces podemos decir que la impedancia de entrada del instrumento es mucho mayor que la resistencia a medir y por lo tanto se puede despreciar el error que provocaría la carga del instrumento [9].

Los cálculos serían:

$$R_M = \frac{V_M}{I_R} = I_R \cdot \frac{R_I // R_S}{I_R} = \frac{R_I R_S}{R_I + R_S}$$

Si  $R_I = 10 \text{ M}\Omega$ ,  $R_S = 10^{-3} \Omega \Rightarrow R_M = \frac{10^7 \cdot 10^{-3}}{10^7 + 10^{-3}} = \frac{10^4}{10^7 + 10^{-3}} = \frac{1}{10^3 + 10^{-7}} = 0.0001 \Omega$

$\therefore R_S = R_M$



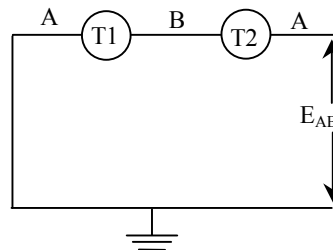
- Fig. 9 Esquema de efectos de la resistencia de carga. -

Vemos entonces que cuando se trata de medir bajas resistencias el problema no se concentra en la carga que el instrumento pueda causar al circuito. Como podemos apreciar en la Figura 9, la corriente que necesitamos inyectar para generar la caída en  $R_S$  circula por los mismos terminales que el instrumento utiliza para tomar la medida de tensión. Las resistencias de contacto de los electrodos de prueba y la resistencia de los

cables tienen valores comparables con la  $R_S$  incógnita. Si fuera posible separar los circuitos de suministro de corriente y de toma de tensión, estaríamos en condiciones de despreciar justificadamente dichas resistencias espurias e indeseadas. Por ser las resistencias del circuito de medida comparables con la incógnita, es necesario entonces utilizar técnicas que consideren este inconveniente. Por esta razón se impone el método conocido como *técnica de Kelvin o método de las cuatro puntas*, tratado anteriormente en el punto 3.4.4.

### 3.9 Potenciales termoeléctricos

Cuando hay uniones de distintos materiales que están a distinta temperatura se desarrollan *fems* termoeléctricas. Este fenómeno se conoce también como efecto Seebeck. Es una fuente importante de error cuando se está midiendo debajo de los  $\mu V$  [10].



- Fig. 10 Ecuaciones de las fems termoeléctricas.-

En la Figura 10 el material A representa el mejor cable y el material B representa el dispositivo en observación. T1 y T2 representan las temperaturas de las uniones.

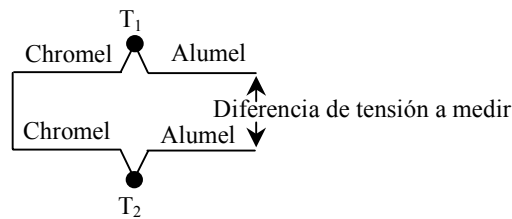
Al medir la tensión  $E_{AB}$  se estaría midiendo:

$$E_{AB} = Q_{AB}(T_1 - T_2)$$

Donde  $Q_{AB}$  es el coeficiente de tensión termoeléctrica del material A con respecto al B, T1 es la temperatura de B a A y T2 es la de A a B.

Para dar una idea de los valores de  $Q_{AB}$  observados para distintas uniones son: Cu-Cu  $\leq 0.2 \mu V/^\circ C$ , Cu-Ag  $\leq 0.3 \mu V/^\circ C$ , Cu-Au  $\leq 0.3 \mu V/^\circ C$ , Cu-Cu Oxidado  $1000 \mu V/^\circ C$ , Cu-Pb/Sn Soldados  $1-3 \mu V/^\circ C$ .

Una forma experimental de verlo es unir por un extremo dos termocuplas del mismo tipo, como en la Figura 11, por ejemplo, tipo K que está formada por *Chromel* – *Alumel*<sup>4</sup>, exponer cada unión a distinta temperatura y medir la tensión resultante.



- Fig. 11 Ejemplo de *fem*'s con termocuplas tipo K, *Chromel-Alumel*.-

Estas tensiones no existirían si todo el circuito fuera del mismo material y estuviera a la misma temperatura. Como esto es muy difícil de lograr, una de las técnicas que se utilizan para anular las *fems* térmicas indeseadas es realizar dos medidas, una con la fuente de corriente en un sentido y la otra en el sentido opuesto, y promediar.

Sin embargo es de destacar que las mejores conexiones en un circuito se hacen crimpeando<sup>5</sup> cables del mismo material, por ejemplo cobre. Para evitar o minimizar *fems* en un circuito debería evitarse unir materiales de distinta naturaleza y si fueran imprescindibles deberían hacerse en frío (contacto por presión).

### 3.10 Medida de resistencia en superconductores

Para realizar medidas en cerámicos superconductores es necesario trabajar con baja densidad de corriente para conservar el régimen superconductor del material. Además, para realizar una medida aceptable es fundamental que la corriente se

<sup>4</sup> Chromel ®, aleación de cromo y níquel que se utiliza como terminal positivo en las termocuplas de tipo K y E. Alumel ™, aleación de aluminio y níquel utilizada como terminal negativo en las termocuplas de tipo K.

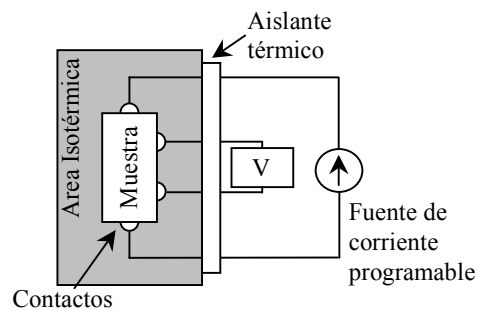
<sup>5</sup> Es una técnica para colocar terminales en cables o empalmar cables entre sí. Los terminales se unen a los cables por presión de algún elemento que los envuelva y contenga, generalmente metálico, que sufre una deformación plástica permanente, de este modo se asegura que no intervenga ningún otro material en la unión formada.



mantenga constante mientras se varía la temperatura. Cuando se produce la transición superconductor el sistema presenta resistividad casi nula. En consecuencia: bajas corrientes y baja resistividad producen tensiones extremadamente bajas. Es por ello que hay que minimizar las fuentes de error. El ruido proveniente de campos eléctricos o magnéticos reduce la sensibilidad del instrumento y torna imposible la repetitividad de la medida. Una medida típica abarca el rango de unos pocos ohms hasta idealmente 0 ohms. Estos bajos valores de resistencia requieren el uso del método de las 4 puntas para eliminar la resistencia de los terminales. Las tensiones termoeléctricas inducidas (*fems*) pueden ser motivo de error en la medida [11].

Debido a que las *fems* son de CC, éstas pueden evitarse valiéndose de un sistema que utilice señal de CA (usualmente por medio de un lock-in, tratado en el Cap 5). En este caso habría que trabajar con baja frecuencia ya que de otro modo las capacitancias e inductancias distribuidas en el circuito podrían comenzar a cobrar importancia introduciendo errores importantes en la medida. Estas capacitancias e inductancias son despreciables si se trabaja con CC.

Una alternativa entre los dos métodos es utilizar una técnica cuasi-CC. En la Figura 12 puede verse un esquema simplificado.



- Fig. 12 Esquema de conexión de 4 puntas para invertir la corriente. -

Se mide la tensión con la fuente de corriente en polaridad positiva, se le asigna convencionalmente el nombre  $V_1$ , se invierte el sentido de la corriente y luego se mide  $V_2$ . Los efectos producidos por gradientes térmicos se pueden cancelar en el siguiente cálculo:

$$R = \frac{(V_1 - V_2)}{2I}$$

Esta ecuación se cumple si el sistema está en equilibrio térmico. Sin embargo en un sistema real los gradientes de temperatura cambian constantemente y en algunos casos no es posible esperar hasta que el sistema alcance el equilibrio térmico antes de tomar la medida. En este caso las *fems* termoeléctricas no se cancelan, pero se pueden corregir calculando el error que introducen. El término de error es función de la velocidad de cambio en la diferencia de temperatura que varía con el tiempo entre las dos termocuplas. Existe un modelo matemático basado en física estadística que incluye las *fems* térmicas y el cambio de esta tensión está dado por la suma de una tensión térmica y su diferenciación en el tiempo:

$$\Delta R = \frac{-k}{2I} \times \frac{\partial(\Delta T)}{\partial t} \times \Delta t$$

donde:

$\Delta R$  = es el error en la resistencia

$k$  = es el coeficiente de tensión termoeléctrica

$I$  = es la corriente inyectada

$\Delta t$  = es el intervalo de tiempo entre la primera y a la segunda lectura.

$\Delta R$  es el error en la resistencia como función del ritmo de cambio de temperatura en el tiempo. La forma de limitar este término es disminuyendo el tiempo entre lecturas de tensión (pequeño  $\Delta t$ ). Si el sistema refrigerador está adecuadamente diseñado,  $d(\Delta T)/dt$  puede ser una pequeña fracción en el ciclo de enfriamiento de la muestra.

### 3.10.1 Resistencia vs. resistividad

La magnitud medida en la muestra es la resistencia ( $R$ ). La resistencia es función del material así como de las dimensiones y forma de la muestra. Si se trata de materiales isotrópicos la ecuación que se utiliza es la siguiente:

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A} [\Omega]$$

donde  $l$  es la longitud de la muestra,  $A$  es el área transversal de la misma y  $\rho$  [ $\Omega \cdot m$ ] es la resistividad volumétrica que solo es función del material.

Los métodos de prueba y cálculos para medidas de resistividad generalmente son fáciles de implementar. Estos métodos son regularmente utilizados en la industria de los

semiconductores. Los métodos de prueba y las correcciones geométricas ya han sido ampliamente desarrollados para diversos tipos de muestras con distintos tipos de tamaños y formas. Estos métodos específicos y factores de corrección están descritos en detalle en el Annual Book de ASTM standards, volumen 10.05, número de standard F43, F76 y F484.

### **3.11 Efectos del *ripple* de fuente al medir la corriente crítica en superconductores**

#### **Introducción**

Una de las medidas que se le realizan a los materiales superconductores es la de densidad de corriente crítica ( $J_c$ ). Es la medida de la máxima corriente que puede atravesar la sección perpendicular de una muestra sin que pierda la propiedad superconductor. Si se excediera esta corriente el material dejaría de ser superconductor.

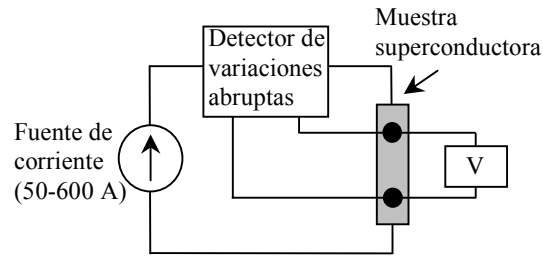
Estas pruebas deben realizarse con densidades de corriente muy altas, que requieren fuentes que provean cientos de amperes. Es posible que la fuente que suministre tan alto nivel de corriente continua tenga un factor de *ripple* CA junto con la corriente deseada. Este *ripple* puede causar errores en la medida de la caída de tensión a través de la muestra e indicar una densidad de corriente crítica menor.

#### **3.11.1 Descripción del instrumento para medir $J_c$**

El instrumento típico para medir  $J_c$  se muestra en la Figura 13. El circuito es el mismo que se utiliza para medir resistencia con CC. La fuente suministra la corriente que pasa a través de la muestra, el registro de la medida de la caída de tensión se realiza con un SDV<sup>6</sup> o un DMM en modalidad voltímetro. En un material en régimen superconductor esta tensión debe ser cero. El detector de variaciones abruptas es un mecanismo de seguridad que suele utilizarse en los sistemas donde circulan grandes corrientes. Cuando la muestra se torna normal puede disipar una gran cantidad de potencia y quemarse o explotar, por lo tanto el detector tiene la función de interrumpir o apagar la fuente de corriente cuando registra una caída de tensión en la muestra.

---

<sup>6</sup> sigla del inglés: *Sensitive Digital Voltmeter*. Es un nanovoltímetro, es un voltímetro digital diseñado para medir en el rango de los  $10^{-9}$  volts. El DMM fue visto en la sección 3.5.3 de este capítulo.



- Fig. 13 Instrumento para medir  $J_c$ . -

Para realizar la experiencia se procede a incrementar la corriente suministrada a la muestra a la vez que se observa la medida de tensión, cuando se alcanza el valor de  $J_c$ , en este punto el material se vuelve normal, su resistencia deja de ser cero y el SDV o DMM mide una caída de tensión. El comienzo de esta condición se detecta porque se produce una muy pequeña caída de tensión. Dada la sensibilidad de la medida, es fácil que el resultado esté afectado por errores. Uno de estos errores es el *ripple* AC que puede provenir de una fuente de corriente que no esté convenientemente filtrada.

### 3.11.2 Errores de la inductancia de la muestra

La muestra y las líneas de conexión forman pequeñas inductancias aunque la muestra sea superconductora porque no solo es importante la temperatura a la que se produce la transición superconductora sino también la dependencia detallada de cómo es  $\rho(t)$  alrededor de esa transición. Si se trabaja con CC estas inductancias se pueden despreciar, pero al menor indicio de que exista una componente de *ripple* es necesario considerar que estas inductancias agregarán tensiones indeseadas en el registro que realizaría el SDV o DMM.

Si el SDV responde a esta señal de CA, puede que muestre un valor erróneo en la tensión CC. Por lo tanto es necesario contar con un instrumento que sea capaz de rechazar y eliminar el ruido CA. Existen modelos comerciales de nanovoltímetros donde se logra un rechazo de 90 dB, lo cual reduce el *ripple* en un factor de 32.000.

### 3.11.3 Efecto en $J_c$

El efecto directo del *ripple* de CA puede contribuir a aumentar el error en la medida. Esta corriente de *ripple* CA puede provocar que la corriente de prueba exceda  $J_c$  para una porción de señal.

Esta señal causará una medida errónea ya que el nanovoltímetro es sensible a la componente CC. Esta es una operación adecuada y el efecto puede ser calculado, pero es indeseable en el experimento. La mejor manera de controlarlo es reducir el *ripple* del sistema. Una alternativa sería la de utilizar una fuente de corriente que esté alimentada con baterías, en lugar de utilizar el servicio de red de CA. Otra forma de minimizar el *ripple* es sincronizar con el mismo medidas de corta duración. Para realizar esto debería utilizarse el recurso del disparo externo del instrumento.

Existe otra alternativa para eliminar el *ripple* y a la vez prescindir del “detector de variaciones abruptas”. Se trata de utilizar corriente pulsada, en lugar de CC. Un gran pulso de corriente, pero de muy corta duración sincronizado con el disparo externo del instrumento SDV limita la energía del sistema, por lo tanto no se podría dañar la muestra, aún cuando esta se torne no-superconductora o normal durante el pulso.

#### **3.11.4 Lazos de tierra**

Es necesario evitar los lazos de tierra cuando se pretende medir sin errores utilizando CA. Si el diseño y la distribución de cables no son minuciosos, es posible que circulen corrientes parásitas por los circuitos de tierra cuando estos forman un lazo. Hay varias técnicas que pueden aplicarse para reducir o anular estos efectos, una de ellas es separar una distancia prudencial los cables de alimentación o energía de los cables de datos, esto se hace para evitar la posible inducción de ruido por campo electromagnético que podría generarse en los conductores de mayor corriente. Es importante también usar una jabalina o puesta a tierra para la línea de alimentación y otra tierra para las líneas o cables de datos de los instrumentos, independizando los dos circuitos. Hay que tener en cuenta que no se cierre un lazo a través de tierra entre dos instrumentos de un equipo. Para evitar esto suele utilizarse lo que se conoce como tierra en un solo punto consistente en fijar a tierra la malla de sólo uno de los extremos del cable de la señal de medida.

Por último, es muy importante el rechazo a las señales de modo común que tenga el instrumento, factor que suele indicarse en dB. Hay nanovoltímetros que tienen una relación de rechazo de 160 dB lo cual puede reducir este efecto por un factor de  $10^8$ .

### 3.12 Medidas de gran sensibilidad a temperatura criogénica

Si se necesita medir la temperatura con precisión a temperaturas cercanas al ambiente se obtienen buenos resultados utilizando como sensor una resistencia de platino termométrica (PRT). Pero a temperatura criogénica, particularmente debajo de los 20 K la sensibilidad de las PRTs disminuye notablemente, es decir, la resistencia varía muy poco con la temperatura. En la región que está debajo de los 20 K es conveniente utilizar sensores de resistencia de germanio (GRTs) y de resistencia de carbón (CRTs). Estos tienen mayor sensibilidad en términos de variación de ohms por grado de temperatura y son repetitivos. Se utilizan hasta en el rango del helio líquido (4.2 K).

Los valores de las resistencias de GRTs y CRTs varían desde  $50 \Omega$  hasta un poco más de  $100 \text{ k}\Omega$  a temperaturas menores que 10 K. Para trabajar con este rango de frecuencia es importante tener instrumentos de muy bajo nivel de ruido.

Para averiguar el valor de la resistencia pueden hacerse medidas en CA y en CC, en CA hay que tener en cuenta las posibles capacidades parásitas distribuidas y en CC el problema de las *fems* térmicas. Estos inconvenientes pueden ser sorteados si se utiliza una fuente de corriente continua invirtiendo su polaridad a baja frecuencia para poder medir la tensión con un instrumento de alta sensibilidad.

Otro factor a tener en cuenta es el límite para evitar el autocalentamiento en la resistencia termométrica, ya que si eso no se cuidara no estaríamos midiendo el verdadero valor de la temperatura de la muestra. Entonces es importante mantener en un mínimo la potencia de disipación, esto es: en el orden de  $0.01 \text{ nW}$ . Esto requiere de una fuente de baja corriente estable y confiable, así como de un voltímetro sensible que cuente con una baja figura de ruido sobre la resistencia termométrica en el rango de temperaturas de interés. Existen modelos comerciales de nanovoltímetros diseñados para proveer  $1 \text{ nV}$  de resolución.

### 3.12.1 Descripción del método de medida

De los dos tipos de resistencia termométricas que se discuten aquí, la GRT es más precisa. Las GRTs tienen entre el 20% y el 40% de resistencia que suele tener una sonda o las puntas en serie con la corriente, o sea, la resistencia a medir y la resistencia de contacto son comparables y en consecuencia se impone el método de medida con 4 puntas para poder trabajar con precisión. En cambio, las CRTs tienen mayor resistencia por lo que es posible medir con el método de las dos puntas.

Un método consiste en aplicar una onda cuadrada de corriente que produce una onda cuadrada de tensión en resistencia termométrica, esta última se mide con un voltímetro sensible. La resistencia se calcula como:

$$R = \frac{(V_1 - V_2)}{(I_1 - I_2)}$$

Donde  $V_1$  es la tensión positiva de la corriente  $I_1$ , y  $V_2$  es la tensión negativa de la punta de corriente  $I_2$ , todas las cantidades son tratadas algebraicamente.

La Tabla 1 indica la disipación de potencia en resistencias termométricas para varios niveles de corriente y resistencias. Puede verse que se requerirán tensiones de al menos 100  $\mu\text{V}$  si se mide aplicando corrientes de prueba de pocos nanoamperes pretendiendo una precisión en las mediciones mejor que el 0.01%.

A 1 nW o menos de disipación termométrica, se requiere una resolución de 10 a 100 nV.

Al utilizar una onda cuadrada es necesario determinar el período de la corriente de prueba tal que cumpla el compromiso de que sea lo suficientemente largo como para que las medidas se realicen cuando la corriente esté estabilizada y lo suficientemente corto como para que las constantes térmicas no varíen. Si las constantes térmicas son más cortas que el período de la corriente de prueba, podría ser que las *fems* térmicas cambiasen durante el período causando consecuentemente errores en la lectura.

Este requerimiento o compromiso se suele satisfacer eligiendo un período de 1 segundo. Generalmente a esta frecuencia no se detectan variaciones de *fems*. En situaciones particulares donde hay constantes térmicas que varíen más rápidamente, el

período de muestreo puede reducirse hasta decenas de milisegundo sin tener que afrontar grandes dificultades en la instrumentación.

Es importante montar el sensor termométrico cerca de la muestra de manera que haya una mínima resistencia térmica en la interfase muestra-sensor. De esta manera nos aseguramos que la temperatura registrada sea la de la muestra. También es importante que los cables que se utilicen para llevar señal al instrumento sean lo más delgados posible para evitar la pérdidas de calor, la cual causaría gradientes de temperatura en la muestra.

Disipación de potencia	Resistencia termométrica	Corriente de prueba	Tensión medida	Sensibilidad para 0.01% de resolución
10 nW	1 kΩ	3.2 μA	3.2 mV	316 nV
10 nW	10 kΩ	1.0 μA	10.0 mV	1 μV
10 nW	100 kΩ	316 nA	31.6 mV	3 μV
10 nW	1 MΩ	100 nA	100.0 mV	10 μV
1 nW	1 kΩ	1.0 μA	1.0 mV	100 nV
1 nW	10 kΩ	316 nA	3.2 mV	316 nV
1 nW	100 kΩ	100 nA	10.0 mV	1 μV
1 nW	1 MΩ	32 nA	31.6 mV	3 μV
0.1 nW	1 kΩ	316 nA	316 μV	32 nV
0.1 nW	10 kΩ	100 nA	1.0 mV	100 nV
0.1 nW	100 kΩ	32 nA	3.2 mV	316 nV
0.1 nW	1 MΩ	10 nA	10.0 mV	1 μV
0.01 nW	1 kΩ	100 nA	100 μV	10 nV
0.01 nW	10 kΩ	32 nA	316 μV	32 nV
0.01 nW	100 kΩ	10 nA	1.0 mV	100 nV
0.01 nW	1 MΩ	3 nA	3.2 mV	316 nV

-Tabla 1 Medida de tensión y corriente de prueba requerida vs. disipación de potencia y resistencia termométrica. -



### **3.13 Conclusión**

Es fundamental conocer la terminología convencional para poder interpretar correctamente la lectura de un instrumento determinado y poder definir y caracterizar los posibles errores resultantes. Hay que ser cuidadoso en la elección de un instrumento o combinación de ellos para realizar una medida, es muy importante saber encontrar el método más preciso y exacto. Del estudio de diferentes métodos se concluye que para medir materiales superconductores utilizando corriente continua el más apropiado es el de las cuatro puntas con inversión de corriente.



## TÉCNICAS AVANZADAS PARA HACER MEDICIONES DE BAJA SEÑAL CON CORRIENTE CONTINUA

### 4.1 Resumen

Se estudian las fuentes de error que interfieren en una medida de baja señal. Se trata la elección de instrumentación adecuada. Se ven distintas técnicas para medir en el rango de los nanovolts. Se estudian posibles perturbaciones de ambiente.

### 4.2 Introducción

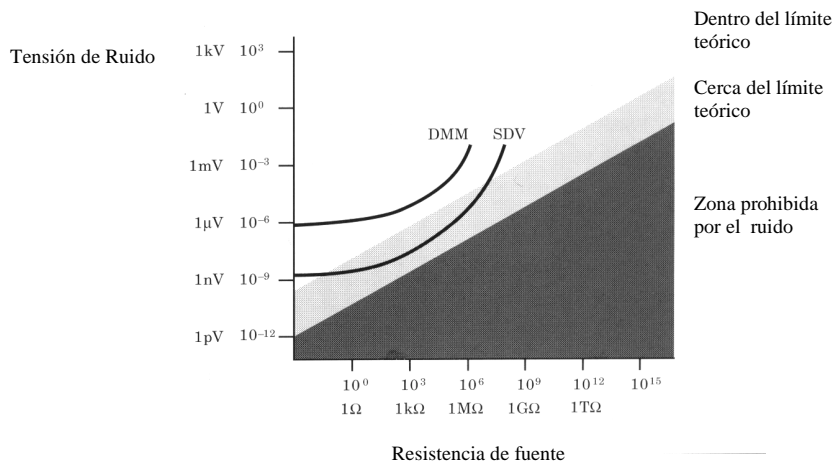
Las tensiones de corriente continua se miden frecuentemente con multímetros digitales, los cuales han sido concebidos para medir adecuadamente tensiones mayores a 1 mV. Sin embargo, en algunos casos es necesario medir tensiones en rangos menores, como el de los  $\mu\text{V}$  o menos. Esto ocurre en aplicaciones como criogenia, superconductividad, propiedades térmicas de los materiales, verificación de componentes y estudios de las uniones Josephson. Puede decirse entonces, que para utilizar la instrumentación adecuada deben ser consideradas antes que nada las fuentes de error que interfieren en una medida de baja señal. Los errores más significativos pueden estar generados por fuentes de ruido<sup>1</sup> como ruido Johnson, fuentes electromotrices térmicas (*fems*), campos magnéticos, interferencia de radio frecuencia (*IRF*) y lazos de tierra. Es crucial el estudio de estas fuentes de ruido y de los métodos a utilizar para minimizarlos con el fin de que la medida de baja tensión sea confiable.

---

<sup>1</sup> Ver Apéndice A

### 4.3 Instrumentación adecuada

El límite teórico de sensibilidad en cualquier medida eléctrica está determinado por el ruido ideal generado por las resistencias del circuito. En la Figura 1 se representa el error generado por el ruido en función de la resistencia media conocido también como “el universo de las medidas de tensión”. El gráfico muestra tres zonas, una de ellas (gris oscuro) se llama prohibida; allí es donde el ruido hace que tengamos que descartar las técnicas que utilizan corriente continua para medir. Otra zona (gris claro) es la cercana a los límites teóricos, allí es conveniente la utilización de un *Sensitive Digital Voltmeter (SDV)*, o nanovoltímetro, y por último una zona donde la influencia del ruido se puede minimizar con un buen instrumento digital, conocido como DMM (vistos en el párrafo 3.5). Sin embargo el *SDV* es apto para medir mucho más cerca del límite teórico. Analicemos un caso práctico: en particular el Keithley 182 SDV es un nanovoltímetro capaz de medir con 15 nVpp de ruido debido a técnicas especiales de diseño. Está fabricado con circuitos de bajo ruido combinados con técnicas de reducción de ancho de banda. Actualmente se fabrica el modelo 2182 que llega a medir con 6 nVpp de ruido, pero el DMM 2001 en combinación con el nanopreamplificador 1801 llega a medir con 0.6 nVpp.



- Fig. 1 Multímetro Digital típico (DMM), y Voltímetro digital sensible SDV límites de medidas para varias resistencias de fuentes. -

Un nanovoltímetro está especialmente diseñado para medir en el rango de los nanovolts. Se caracteriza por tener muy bajo nivel de ruido y por ofrecer gran estabilidad en la medida. En un nanovoltímetro típico se pueden obtener niveles de ruido aceptables si se utiliza un período extendido de integración de 30 s o más y luego se filtra la respuesta. Cuando se utiliza de esta manera, el Keithley 2182 tiene un mejor desempeño que los DMMs. Este modelo ha sido diseñado para medir resistencias de muy bajo valor con bajo nivel de ruido y en unos pocos segundos utilizando el método de invertir la corriente. Con este diseño se logra un nanovoltímetro con muy bajo nivel de ruido pero minimizando el tiempo de integración, esto es: capaz de realizar medidas rápidas, más rápidas que las variaciones de las constantes térmicas de la muestra.

## **4.4 Tres técnicas para medir en el rango de los nanovolts**

### **4.4.1 Utilizando nanovoltímetros de corriente continua**

Con los nanovoltímetros y los DMMs se puede obtener un bajo nivel de ruido si se utiliza un largo tiempo de integración y se filtra la salida como para minimizar el ancho de banda en la zona cercana a la corriente continua. Esta técnica, desafortunadamente tiene el inconveniente de que las variaciones de las *fems* generadas en la muestra y en las distintas conexiones, no se pueden eliminar por más que se extienda el tiempo de integración.

Utilizando instrumentos como el Keithley, con una especificación de ruido de 6 Vpp (cuyo Modelo 2182 es el Nanovoltímetro Digital que menos ruido tiene, con la excepción del DMM Modelo 2001 en combinación con el Preamplificador Nanovoltímetro 1801 que llega a un orden menos 0.6 Vpp) se puede lograr la exactitud requerida.

### **4.4.2 Lock-in<sup>2</sup> o técnicas de CA**

La limitación de tener que utilizar largos tiempos de integración y necesidad de la aplicación de filtros a las lecturas ha inducido a que mucha gente se haya inclinado por el uso de la técnica para medir con corriente alterna. En este caso ya no se utiliza un DMM sino un Lock-in con el que se aplica una excitación de corriente CA a la muestra

---

<sup>2</sup> Desarrollado en detalle en el Capítulo 5.

y se detecta la tensión generada a una fase óptima y en forma sincronizada con la frecuencia. La ventaja de esta técnica es su gran eficiencia para eliminar *fems*. Sin embargo es necesario tener en cuenta que al trabajar con alta frecuencia es posible que empiecen a ser importantes los corrimientos de fase que se podrían experimentar por el hecho de que se vuelvan significativas las capacidades o las inductancias parásitas que están distribuidas en todo el circuito, así como también las constantes de tiempo de las mismas. A baja frecuencia se minimiza este efecto, pero se incrementa el ruido del amplificador. Esta técnica se analizará en detalles en el próximo capítulo.

#### **4.4.3 Método de la corriente inversa**

En esta técnica<sup>3</sup> para cada medida se invierte la corriente aplicada a la muestra. Para implementar este método se excita la muestra con la corriente continua en un sentido, se mide y registra la tensión; se invierte el sentido de la corriente para volver a excitar la muestra y medir la tensión con la otra polaridad y por último se hace la diferencia entre las tensiones halladas. Con esta diferencia se elimina el efecto de las *fems*, ya que estas últimas tienen una polaridad determinada para cada tipo de unión de metales y para cada temperatura. Esta conmutación de corriente se hace a una frecuencia de unos pocos hertz, pero lo suficientemente rápida como para que las *fems* térmicas no cambien. La determinación de la frecuencia de conmutación depende de las constantes de tiempo de los materiales en cuestión, puede variar desde unos cientos de milisegundos, a unos pocos segundos.

#### **4.5 Ruido de Johnson**

El ruido de Johnson siempre es el límite de la resolución en una medida eléctrica. Debe su nombre en honor a quién fue su descubridor cuando trabajaba en los laboratorios Bell en el año 1928. Los experimentos de Johnson junto con los esfuerzos del matemático H. Nyquist mostraron que un resistor metálico puede ser una fuente espontánea de fluctuación de tensión. Estas fluctuaciones de tensión son debidas a la agitación térmica que puede ser asociada con la resistencia del circuito. El ruido térmico es la tensión asociada con el movimiento de electrones dado su energía térmica a cualquier temperatura que esté sobre el cero absoluto. Como todas las fuentes de tensión

---

<sup>3</sup> Estudiada en la sección 3.10 del Capítulo 3.

tienen resistencia interna, todas las fuentes generan ruido Johnson.

La Figura 2 muestra la tensión de ruido térmico como función de la resistencia y del ancho de banda a una temperatura de 290 K. Esta tensión está relacionada a la temperatura, ancho de banda del ruido y a la resistencia generadora. Nyquist demostró que la tensión de ruido desarrollada por una resistencia metálica puede ser calculada de la siguiente ecuación.

$$V = \sqrt{4kTBR}$$

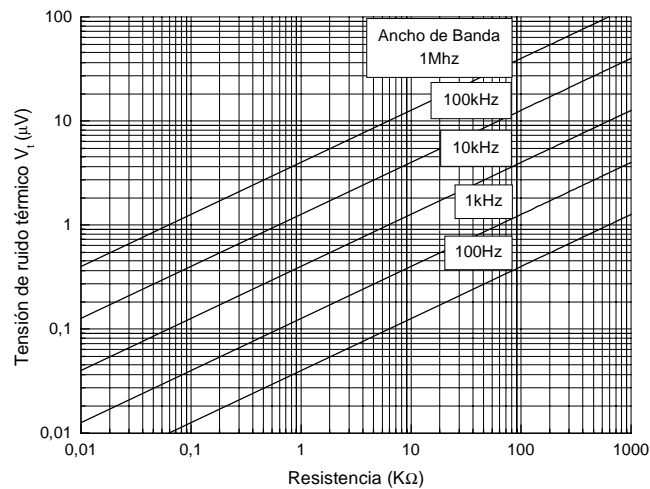
Donde V (rms) es la tensión de ruido desarrollada en la fuente.

k =  $1.38 \times 10^{-23}$  joule/K es la constante de Boltzman

T es la temperatura absoluta de la fuente en Kelvin.

B es el ancho de banda del ruido en hertz.

R es la resistencia de la fuente en ohms.



- Fig. 2 Tensión de ruido térmico en función de la resistencia y el ancho de banda. -

Por ejemplo, a temperatura ambiente (293 K) con una resistencia de 10 kΩ, y con un ancho de banda de 5 kHz tendremos un ruido de al menos 1 µV rms.

El ruido Johnson limita el valor de la medida, observando la ecuación podemos ver que la tensión de ruido puede ser reducida minimizando la resistencia, el ancho de banda o la temperatura de la fuente.

Como muestra la Figura 2 si se reduce la resistencia de la fuente de ruido decrecerá en consecuencia la tensión de ruido. Esto no presenta una solución práctica ya que la “resistencia de ruido”, la que es generadora de ruido en nuestro circuito, está fijada por otras condiciones. Cuando se hace una medida de tensión, el voltímetro se conecta en paralelo con la tensión de la fuente de ruido. Como la impedancia de entrada del voltímetro es usualmente mucho mayor que la resistencia de la fuente, el valor de la resistencia a medir es usualmente el que determina el ruido Johnson.

Entonces una forma más práctica y posible de reducir el ruido Johnson es bajando la temperatura de la fuente. Enfriando la muestra desde temperatura ambiente alrededor de 293 K a la del nitrógeno líquido, 77 K, disminuye aproximadamente a la mitad el factor de ruido.

Otra manera de minimizar el ruido, quizás la más utilizada, es el método de reducir el ancho de banda de la medida. El ancho de banda puede ser reducido promediando el número de medidas ya sea con una computadora o con un instrumento que cuente con filtros digitales. Por ejemplo el nanoamperímetro 182 SDV de Keithley utiliza un filtro digital de 3 polos para promediar las medidas y un filtro analógico con una frecuencia de corte de 8 Hz. Se puede utilizar también un filtro pasabajos antes del elemento de lectura para reducir aún más el ancho de banda.

Decrementar el ancho de banda de una medida es equivalente a incrementar la respuesta en tiempo del instrumento. Sin embargo, si se incrementa la respuesta en tiempo, entonces las *fems* asociadas en el circuito empiezan a ser considerables y aumentan con el gradiente de temperatura.

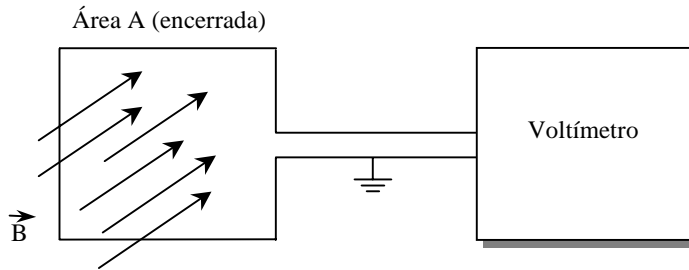
No es posible realizar medidas precisas si las constantes térmicas del circuito son del mismo orden que la respuesta temporal del instrumento. Si esto ocurre es imposible distinguir entre la señal y las fluctuaciones térmicas.

## 4.6 Campos magnéticos

Las fluctuaciones magnéticas también inducen tensiones espurias. Los cambios en los campos magnéticos son generados por corrientes locales CA o por el movimiento

de un conductor dentro de un campo magnético. Estas tensiones inducidas pueden causar errores significativos cuando se realizan medidas de baja señal.

La ley de Faraday muestra que una tensión desarrollada por un campo magnético es proporcional al área encerrada por el circuito, como se muestra en la Figura 3. También pueden alterar una medida campos magnéticos débiles como el de la tierra.



$$E_B = \int_A \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{A}$$

- Fig. 3 Tensiones débiles generadas por campos magnéticos. -

$E_B$  es la tensión que desarrolla un campo pasante a través del área de un circuito cerrado. El símbolo  $\int_A$  representa la integral sobre el área  $A$  encerrada por el circuito,  $\vec{B}$  es la intensidad de campo magnético y  $\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$  es la variación de  $\vec{B}$  con respecto al tiempo.

Entonces el efecto de los campos CA puede ser minimizado reduciendo el área que encierra el circuito. El circuito de medida debe estar diseñado de tal forma que las puntas o electrodos, sigan siempre el mismo camino. Idealmente, los cables deberían estar en una misma vaina (juntos o atados). Una buena elección es utilizar una malla de tierra que sirva como pantalla, siendo los conductores pares trenzados de cobre porque tienen área pequeña y porque las señales inducidas se cancelan.

Puede ser necesario apantallar magnéticamente las puntas para reducir el ruido conocido como *pick-up*. Los mejores materiales son los que tienen alta permeabilidad dentro del escudo (o pantalla) y baja permeabilidad del lado exterior, para prevenir saturación magnética en el interior del escudo. Un material muy utilizado para apantallamientos magnéticos es el *mu-metal*.



Probablemente una de las soluciones más simples sea la de apartar la muestra del instrumental de medida buscando que la misma quede fuera del alcance de los posibles inductores de campos espurios como lo son los cables de alimentación de AC, los transformadores y los grandes inductores.

#### **4.7 Interferencia de radio frecuencia**

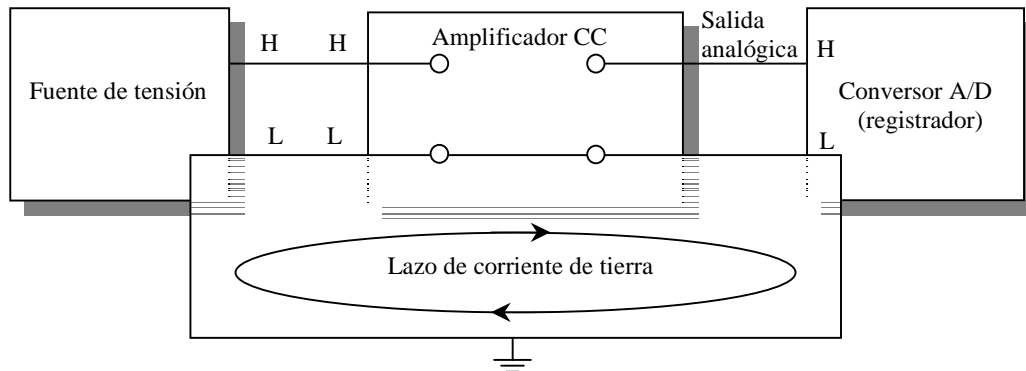
Otra contribución al ruido es la *IRF* (interferencia de radio frecuencia). Puede ser causada por fuentes fijas o estables de ruido como lo son las emisoras de radio o TV o por la cercanía de algún otro circuito electrónico, como por ejemplo una PC.

La manera más obvia de minimizar *IRF* es manteniendo una buena distancia entre el dispositivo de medida y la fuente de *IRF*. Apantallando el voltímetro y los electrodos de las puntas que llevan señal se reduce normalmente la *IRF* a un nivel aceptable.

El multímetro que utilizaremos para medir resistividad, el Keithley 2001 fue diseñado para minimizar los efectos de *IRF*. Además de su gabinete metálico, *chokes* y filtros digitales ayudan a reducir los efectos de interferencia indeseados. La baja conducción y emisión de *IRF* hacen posible utilizar este instrumento incluso con dispositivos tan sensibles como las uniones Josephson donde las señales de alta frecuencia pueden interferir con la operación adecuada del instrumento.

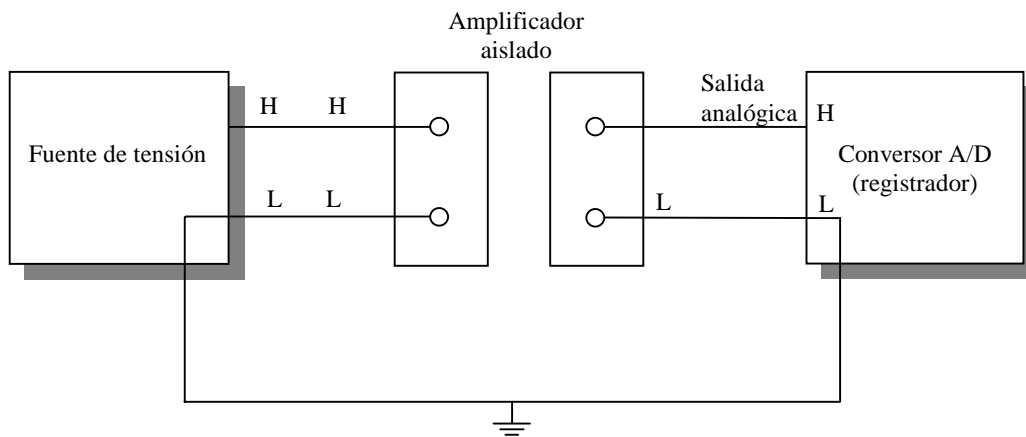
#### **4.8 Lazos de tierra**

Cuando se conectan varios instrumentos juntos, es necesario tomar precauciones especiales para evitar los ruidos y tensiones de error producidas por los lazos de tierra. Dichos lazos se forman cuando se conectan varios instrumentos juntos a una sola señal de retorno, como por ejemplo un solo cable a tierra. Una pequeña diferencia de potencial puede existir entre distintos puntos causando así un flujo de corriente como se muestra en la Figura 4. Este flujo de corriente circula desde las puntas del instrumento *LO* (del inglés low), pasando por los electrodos o puntas de señal y luego retorna a través de la línea de tierra. La corriente causa una pequeña, pero indeseable caída de tensión a través de la entrada *LO* de las puntas del instrumento. Esta tensión espuria estará en serie con la fuente de tensión; esto afectará invariablemente la exactitud de la medida.



- Fig. 4 Lazos de tierra generados por tener un solo retorno. -

Como se muestra en la Figura 5, el nanovoltímetro tiene el terminal de entrada *LO* aislado del de salida, un instrumento diseñado sin esa consideración causaría problemas con los lazos de tierra.



- Fig. 5 Amplificador aislado. -

Una forma de solucionar los lazos es tomar la tierra de un solo punto. Para ello todos los cables de alimentación de los instrumentos deben funcionar en modo flotante, esto es, aislados de tierra.

## 4.9 Conclusión

Cuando se realizan medidas de baja señal en CC deben utilizarse técnicas especiales. Después de determinar los límites de sensibilidad impuestos por la tensión desconocida a medir, le sigue en orden de importancia seleccionar el equipo adecuado para la medida y diseñar el circuito que no afecte ese límite de sensibilidad. Algunos fenómenos físicos como el ruido Johnson, potenciales termoeléctricos y campos magnéticos tienen efectos significativos en señales de bajo nivel. Estos mismos efectos podrían despreciarse en medidas con señales de mejor relación señal-ruido. Debe ser utilizado un solo punto de tierra y conexiones de baja resistencia de contacto. Es crucial minimizar los efectos de fuentes de ruido cuando se realizan medidas debajo de los  $\mu$ Volts.



## TÉCNICAS DE MEDICIÓN EN CORRIENTE ALTERNA AMPLIFICADORES *LOCK-IN*

### 5.1 Resumen

Las medidas de resistencia pueden ser realizadas tanto en corriente continua (CC) como en alterna (CA). La elección de uno u otro método depende de la consideración de diferentes factores, siendo la relación señal-ruido el de más peso. En este capítulo se estudia cuál es el principio de funcionamiento de un amplificador *lock-in*, se analiza cómo trabaja, se comparan instrumentos analógicos con digitales y se determina cuándo es conveniente utilizarlo.

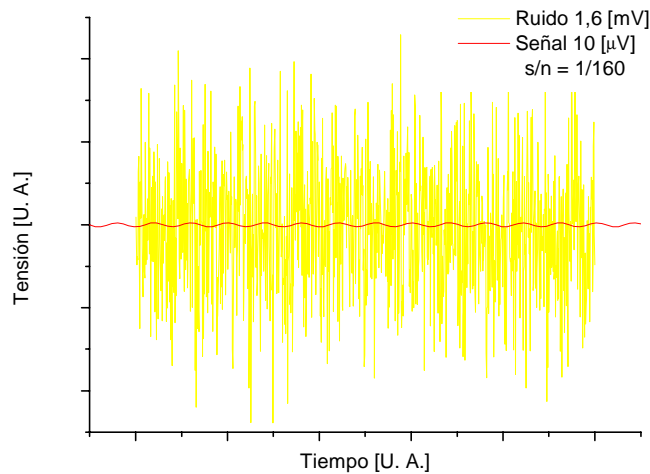
### 5.2 Introducción

Para medir y detectar señales de corriente alterna muy pequeñas (pocos nanovolts) pueden realizarse mediciones exactas aún cuando en apariencia las señales a medir estén “ocultas” por el ruido. Esto es posible gracias a los amplificadores *lock-in* que utilizan una señal de referencia y una técnica conocida como detección sensible a la fase. Las señales de ruido y las de otras frecuencias que no sean la de referencia se rechazan y no afectan la medida, permitiendo así que el instrumento tenga una enorme sensibilidad.

### 5.3 ¿Cuándo es necesario utilizar un amplificador *Lock-in*?

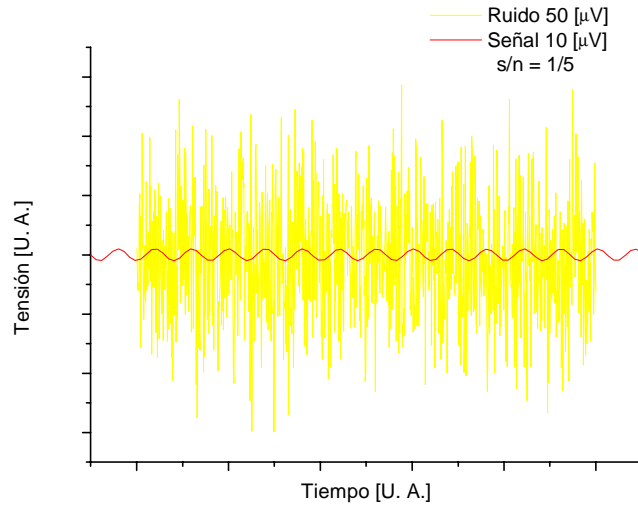
Veamos el siguiente ejemplo: supongamos que tenemos una señal sinusoidal de 10 nV con una frecuencia de 10 kHz. Es claro que se requerirá alguna amplificación

para sacar la señal del ruido. Un buen amplificador de bajo ruido podría tener una relación de  $\frac{5nV}{\sqrt{Hz}}$  de nivel de ruido a la entrada. Si el ancho de banda del amplificador es de, por ejemplo, 100 kHz y la ganancia es de 1000, entonces podemos esperar una salida de 10  $\mu V$  de señal ( $10\text{ nV} \times 1000$ ) y una amplitud de ruido 1.6 mV  $\left(\frac{5nV}{\sqrt{Hz}} \times \sqrt{100kHz \times 1000}\right)$ . No habrá mucha suerte, a menos que la señal de interés sea de una frecuencia claramente definida. Ver Figura 1.



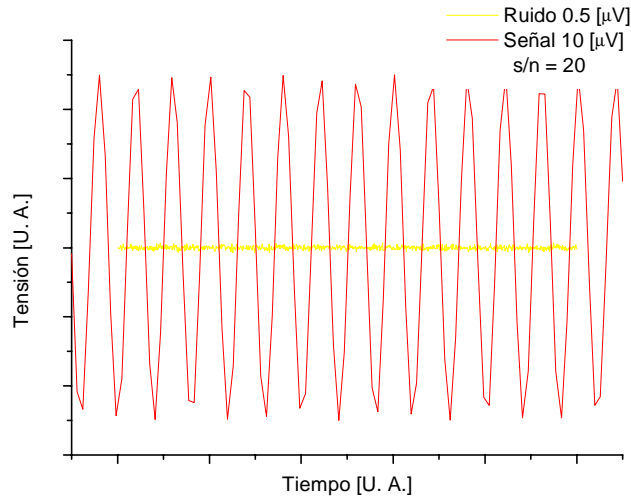
- Fig. 1 La sigla U. A. significa que se utilizaron unidades arbitrarias para poder representar gráficamente una aproximación de la relación señal-ruido de 1/160. Por razones obvias no es posible utilizar la misma escala para la señal que para el ruido. Al menos se pretende mostrar que la señal está totalmente enmascarada por el ruido. -

Si al amplificador le adjuntamos un filtro pasabanda que tenga un  $Q = 100$  (es un buen filtro) centrado a 10 kHz, detectaría cualquier señal de 100 Hz de ancho de banda (  $10\text{ kHz}/Q$  ). El ruido ahora con el filtro pasabanda será de 50  $\mu V$   $\left(\frac{5nV}{\sqrt{Hz}} \times \sqrt{100Hz \times 1000}\right)$ . La señal sigue siendo de 10  $\mu V$ . La Figura 2 muestra que a pesar de la presencia del filtro aún la salida de ruido es mucho mayor que la señal y también se puede apreciar que el hecho de aumentar la ganancia no nos ayuda a resolver el problema del ruido.



- Fig. 2 La relación señal-ruido mejoró ahora a 1/5. Si bien la amplitud de la señal creció bastante y comienza a verse definida, todavía la señal está “perdida” en el ruido. -

Ahora tratemos de amplificar la señal con un detector sensible a la fase (PSD). La característica más importante es que un PSD puede detectar la señal de 10 kHz con un ancho de banda muy restringido, por ejemplo 0.01 Hz. En este caso, el ruido en la banda de detección será de  $0.5 \mu\text{V} \left( \frac{5nV}{\sqrt{\text{Hz}}} \times \sqrt{0.01\text{Hz}} \times 1000 \right)$  mientras que la señal a la salida seguirá siendo de 10  $\mu\text{V}$ . Ahora la relación señal ruido es 20 y es posible medir la señal con una precisión aceptable. Ver Figura 3.



- Fig. 3 Ahora es posible medir la señal aceptablemente ya que la relación señal-ruido es 20. -

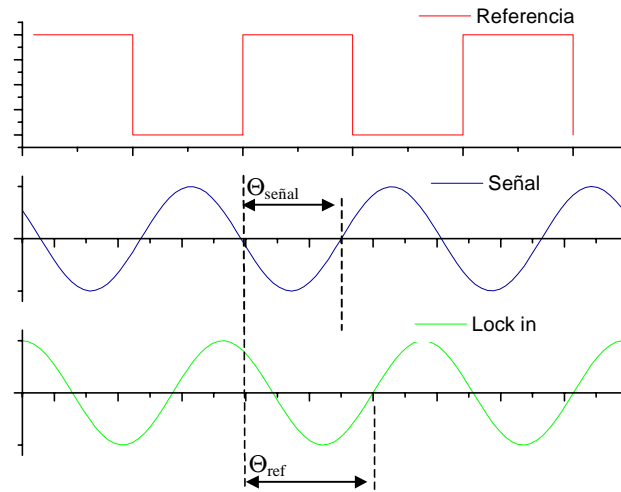
## 5.4 Principio de funcionamiento

### 5.4.1 Detección sensible a la fase (PSD)

Para medir con amplificador *lock-in* es necesario contar con una frecuencia de referencia. En un experimento típico se utiliza un oscilador o generador de funciones para excitar el sistema bajo observación con una frecuencia de referencia fija, luego el *lock-in* detecta la respuesta a esa frecuencia de referencia. Generalmente se usa una señal con forma de onda cuadrada para la frecuencia de referencia  $\omega_r$  ( $2\pi f_r$ ). Esta debe conformar la salida sincronizada de un generador de funciones. Si para excitar el experimento se utilizara una función seno del generador de funciones, la respuesta debería tener la misma forma que la onda seno del generador y también debería estar sincronizada con la frecuencia de la señal de referencia  $\omega_r$ . La señal es:  $V_{\text{señ}} \cdot \text{sen}(\omega_r t + \theta_{\text{señ}})$ , donde  $V_{\text{señ}}$  es la amplitud de la onda,  $\omega_r$  es la frecuencia de la señal y  $\theta_{\text{señ}}$  es la fase.

Los amplificadores *lock-in* generan su propia señal de referencia interna, usualmente por lazo de enganche de fase<sup>1</sup> (PLL) con su generador de referencia externo. La señal de referencia interna es  $V_L \cdot \text{sen}(\omega_L t + \theta_{\text{ref}})$ .

<sup>1</sup> También conocido como *phase-locked-loop*, la sigla en inglés es PLL.



- Fig. 4 Relaciones entre una onda de referencia, la señal a medir y la referencia interna generada por el Lock-in. -

El *lock-in* amplifica la señal y luego la multiplica por su referencia interna usando un detector sensible a la fase o multiplicador. La salida del PSD es simplemente el producto de dos ondas seno:

$$V_{\text{psd}} = V_{\text{señ}} \cdot V_L \text{sen}(\omega_r t + \theta_{\text{señ}}) \cdot \text{sen}(\omega_L t + \theta_{\text{ref}}).$$

La salida el PSD está compuesta por dos señales de CA, una con la diferencia de frecuencias ( $\omega_r - \omega_L$ ) y otra con la suma ( $\omega_r + \omega_L$ ).

Si se envía la salida del PSD a través de un filtro pasa bajos las señales de CA serán eliminadas. En un caso general no quedaría ninguna señal. Sin embargo si  $\omega_r$  y  $\omega_L$  son iguales, el componente de la diferencia de frecuencia será una señal de CC. En este caso la salida filtrada del PSD será

$$V_{\text{psd}} = \frac{1}{2} V_{\text{señ}} \cdot V_L \cos(\theta_{\text{señ}} - \theta_{\text{ref}}).$$

Esta es una señal muy buena, es una señal CC proporcional a la señal amplitud. Es importante considerar la naturaleza física del proceso de la multiplicación y



las características del filtrado en los distintos tipos de *lock-in*. En los *lock-in* tradicionales la señal y la referencia son analógicas, por lo tanto son multiplicadas en un multiplicador analógico y luego son filtradas con una o más etapas de filtros RC. En cambio en los *lock-in* digitales la señal y la referencia se representan por secuencias de números. La multiplicación y el filtrado se realizan matemáticamente por procesamiento digital de señal (DSP) en un chip dedicado.

### 5.4.2 Detección de banda angosta

Para comprender el concepto de banda angosta tomemos nuevamente el ejemplo genérico de un amplificador *lock-in*. Entonces supongamos que en lugar de comenzar con una onda seno lo hacemos con una onda seno pura más ruido. El PSD y el filtro pasabajos sólo detectan señales cuyas frecuencias están muy cerca de la frecuencia de referencia del *lock-in*. Por lo tanto señales de ruido apartadas de la de referencia son atenuadas por el filtro pasabajos en la salida del PSD. El ruido a frecuencias cercanas a la de referencia se verá en la salida del PSD como CA de muy baja frecuencia. Su atenuación depende de las características de filtro pasa bajos, el ancho de banda y el *roll off*. Un ancho de banda muy angosto eliminará el ruido cercano a la frecuencia de referencia. Por el contrario un ancho de banda mayor permitirá que estas señales pasen.

El ancho de banda del filtro pasa bajos determina el rango de banda de detección. Solamente la señal que esté a la frecuencia de referencia resultará en una verdadera CC de salida y no será afectada por el filtro. Esta es la señal que se quiere medir.

### 5.4.3 Señal de referencia

Necesitamos que la frecuencia de la señal sea la misma que la frecuencia de referencia, esto es  $\omega_r = \omega_L$ . No sólo la frecuencia debe ser igual, tampoco la fase entre las señales puede variar con el tiempo, si así fuera el  $\cos(\theta_{\text{señ}} - \theta_{\text{ref}})$  cambiaría y  $V_{\text{psd}}$  no sería una señal CC. En otras palabras, la referencia del *lock-in* necesita estar fijada en fase con la señal de referencia.

Para generar la señal de referencia los amplificadores *lock-in* utilizan un lazo de enganche de fase (PLL). Una señal de referencia externa (en este ejemplo la onda cuadrada) es provista por el *lock-in*. El PLL en el *lock-in* fija la referencia interna del

oscilador a su referencia externa, como resultado se obtiene una onda seno de referencia a  $\omega_r$  con un corrimiento de fase fijo de  $\theta_{ref}$ . Dado que el PLL sigue la referencia externa, cambios en la frecuencia de la referencia externa no afectan la medida.

#### 5.4.4 Fuentes de referencia interna

En el caso que nos ocupa la señal de referencia está provista de la fuente de excitación (generador de funciones). A esto se le llama fuente de referencia externa. En muchas situaciones, en cambio, puede utilizarse el oscilador interno del *lock-in*. El oscilador interno es un generador de funciones (con salida sinusoidal variable y sincronismo TTL) el cual siempre queda enganchado a la fase del oscilador de referencia.

#### 5.4.5 Magnitud y fase

Dado que la salida del PSD es proporcional a  $V_{señ} \cdot \cos \theta$ , siendo  $\theta$  la diferencia de fase entre la señal y la referencia del oscilador del *lock-in* ( $\theta_{señ} - \theta_{ref}$ ). Podemos ajustar  $\theta_{ref}$  hasta hacer  $\theta = 0$ , en este caso se mediría  $V_{señ}$ .

Inversamente, si  $\theta$  es  $90^\circ$ , no habrá salida. Un *lock-in* equipado con un sólo PSD es llamado *single-phase lock-in* y su salida es  $V_{señ} \cos \theta$ .

Esta dependencia de fase puede ser eliminada adicionando un segundo PSD. Si el segundo PSD multiplica la señal con el oscilador de referencia corrido  $90^\circ$ , esto es  $V_L \cdot \sin(\omega_L t + \theta_{ref} + 90^\circ)$ , entonces la salida filtrada del pasa bajos será:

$$V_{psd2} = \frac{1}{2} V_{señ} V_L \sin(\theta_{señ} - \theta_{ref})$$

$$V_{psd2} \approx V_{señ} \sin \theta$$

Ahora tenemos dos salidas, una proporcional al  $\cos \theta$  y la otra proporcional al  $\sin \theta$ . Si llamamos a la primera X y a la segunda Y, entonces:

$$X = V_{señ} \cos \theta \quad Y = V_{señ} \sin \theta$$

Estas dos cantidades representan la señal como un vector relativo al oscilador de

referencia del *lock-in*. X es llamado la componente ‘en fase’ e Y la componente en cuadratura o contrafase. Esto es porque cuando  $\theta = 0$ , X mide la señal mientras Y es cero.

Teniendo en cuenta la magnitud ( R ) del vector señal se elimina la dependencia de fase.

$$R = (X^2 + Y^2)^{1/2} = V_{\text{señ}}$$

R mide la amplitud de la señal y no depende de la fase entre la señal y la referencia del *lock-in*.

Un *lock-in* de fase dual tiene dos PSD, con osciladores de referencia de  $90^\circ$  aparte, y puede medir X, Y y R directamente. En suma, la fase  $\theta$  entre la señal y la referencia del *lock-in* puede ser medida según:

$$\theta = \tan^{-1}(Y/X)$$

## 5.5 Comparación entre PSD digitales y analógicos

En 5.4.1 se mencionó que si el *lock-in* es digital tendrá una determinada implementación de PSD diferente a la que tendría si fuera analógico.

Un *lock-in* digital multiplica la señal con la onda seno de referencia digitalmente. Para digitalizar la señal analógica amplificada es necesario procesarla con un conversor analógico-digital (A/D), el cual, podría ser, por ejemplo de 16 bit de resolución y muestrear a una frecuencia de 256 kHz. En este caso el conversor A/D es usualmente precedido por un filtro *anti-aliasing* de 102 kHz para prevenir entradas de alta frecuencia desde 102 kHz.

Esta cadena de entrada de datos es multiplicada, un punto por vez, con la onda seno descripta previamente como referencia. Cada  $4 \mu\text{s}$ , la señal de entrada es muestreada y el resultado es multiplicado por ambas ondas seno de referencia (apartadas  $90^\circ$ ).

Los detectores sensibles a la fase digitales actúan normalmente como multiplicadores lineales, esto es, multiplican la señal con la onda seno como referencia.

Los PSD analógicos suelen tener problemas con el rechazo a las armónicas,

*offsets* de salida, límite dinámico y error de ganancia.

Los PSD digitales multiplican la señal digitalizada con una onda seno de referencia generada previamente a partir de la señal de entrada. En este caso el contenido en armónicos es muy bajo porque la onda seno pura de referencia está calculada típicamente con 20 bits de exactitud. De hecho, las armónicas están a un nivel de -120 dB. Esto significa que la señal es multiplicada por una onda seno de referencia, en lugar de la referencia y varias armónicas, entonces sólo es detectada la señal a esta única frecuencia de referencia. Un PSD digital es insensible a señales armónicas más allá de la referencia. En contraste multiplicando en un *lock-in* con una onda cuadrada se detectarían todas las armónicas impares más allá de la referencia (una onda cuadrada contiene muchas armónicas impares).

El *offset* de salida es un problema porque la señal que nos interesa es en CC, entonces un *offset* contribuye al error y al corrimiento del cero. Los problemas de *offset* en los PSD analógicos son eliminados usando multiplicadores digitales. En una multiplicación digital no existen errores de *offset* o corrimientos de niveles de CC en la salida.

La respuesta dinámica de un PSD analógico está limitada alrededor de los 60 dB. El PSD analógico mide la señal con error cuando hay una señal grande de ruido presente, 1000 veces o 60 dB mayor que la señal a fondo de escala. El error es causado por la no linealidad en la multiplicación (el error en la salida depende de la amplitud en la entrada). Este error puede ser tan grande como de 10 % a fondo de escala y depende de la amplitud del ruido, la frecuencia y la forma de onda. Como el ruido generalmente varía un poco para estos parámetros, el error del PSD tiene una salida incierta.

En un *lock-in* digital, la respuesta dinámica está limitada por la calidad de la conversión *A/D*. Una vez que la señal de entrada está digitalizada no pueden introducirse más errores. Un buen conversor *A/D* debería ser extremadamente lineal, esto quiere decir que la presencia de grandes señales de ruido no disminuyen su capacidad de poder convertir y corregir pequeñas señales.

Un PSD analógico lineal multiplica la señal por una onda seno de referencia analógica. Cualquier variación en la amplitud de la onda de referencia se vería reflejada inmediatamente en la variación de la ganancia total. Un generador sinusoidal analógico

es susceptible de sufrir desplazamientos de amplitud, especialmente en función de la temperatura. La referencia digital seno tiene una amplitud precisa y no cambia.

El comportamiento y el rendimiento total de un amplificador *lock-in* está determinado en mayor medida por sus detectores sensibles a la fase.

## 5.6 ¿Qué hace un *lock-in* midiendo?

El teorema de Fourier básicamente dice que una señal puede ser representada como la suma de muchas ondas seno de diferentes amplitudes, frecuencias y fases. Esto es generalmente considerando la representación de la señal en el “dominio frecuencia”. Los osciloscopios normales muestran la señal en el “dominio tiempo”. Esta representación temporal no tiene mucha información acerca de las frecuencias que componen la señal, excepto en el caso de ondas seno limpias.

Un *lock-in* multiplica la señal por una onda seno pura a la frecuencia de referencia. Todos los componentes de la señal de entrada están multiplicados por la referencia simultáneamente.

Matemáticamente hablando, la onda seno de diferentes frecuencias es ortogonal, esto es, el promedio del producto de dos ondas seno es cero a menos que las frecuencias sean exactamente las mismas. El producto de esta multiplicación da una señal de salida de CC proporcional al componente de la señal cuya frecuencia es exactamente la misma que la frecuencia de referencia por estar enganchada con esta última. El filtro pasabajos que sigue al multiplicador provee el promedio que separa los productos de la referencia de los componentes de todas las demás frecuencias.

Un amplificador *lock-in* mide la componente simple de la señal de Fourier (seno) a la frecuencia de referencia, porque multiplica la señal con una onda seno pura. Por ejemplo: supongamos que la señal de entrada es una onda cuadrada de frecuencia  $f$ . La onda cuadrada está compuesta por múltiples ondas seno de  $f$  con amplitudes y fases relativas.

A  $2 V_{pp}$  una onda cuadrada puede ser expresada como:

$$S(t) = 1.273 \text{ sen}(\omega t) + 0.4244 \text{ sen}(3\omega t) + 0.2546 \text{ sen}(\omega t) + \dots$$

donde  $\omega = 2\pi f$ . El *lock-in*, enganchado a  $f$  tendrá como salida el primer componente. La

señal medida será de  $1.273\text{sen}(\omega t)$ , no los  $2V_{pp}$  que serían medidos con un osciloscopio. En el caso general, la entrada consiste de la señal que nos interesa mezclada con ruido, que no nos interesa. El ruido es representado como señales que varían en todas las frecuencias. Un *lock-in* ideal sólo respondería al ruido a la frecuencia de referencia. El ruido a otras frecuencias es anulado por el filtro pasabajos seguido por el multiplicador.

Este “ancho de banda estrecho” es la primer ventaja que provee un amplificador *lock-in*. En la salida sólo resultan entradas con frecuencias a la frecuencia de referencia.

## 5.7 Reserva dinámica

El término de “Reserva Dinámica” es frecuente en discusiones donde se habla de amplificadores *lock-in*. Asumimos que la entrada de un *lock-in* consiste en una señal a fondo de escala a la frecuencia de referencia más una componente de ruido a alguna otra frecuencia. La definición tradicional de reserva dinámica es la relación de la mayor señal de ruido tolerable a fondo de escala expresado en dB.

Por ejemplo, si el fondo de escala es en  $1\ \mu\text{V}$ , entonces la reserva dinámica de 60 dB significa que en la entrada se puede tolerar 1 mV sin sobrecarga. El problema con esta definición es la palabra “tolerar”. Claramente el ruido en el límite de la reserva dinámica no debe causar sobrecarga ni en el instrumento, ni en la señal de entrada amplificada, ni en el PSD, ni en el filtro pasabajos o en el amplificador de CC. Esto se logra ajustando la distribución de ganancia. Para mejorar una alta reserva dinámica la señal de entrada de ganancia debe establecerse en un valor bajo, entonces el ruido no produciría sobrecarga. Esto significa que la señal en el PSD sería muy pequeña. El pasabajos filtra la mayoría de las componentes de ruido de la salida del PSD, lo cual permite que la componente remanente de CC sea amplificada como para alcanzar 10 V de fondo de escala. No hay problema en que el amplificador de entrada esté con baja ganancia. Sin embargo, como discutimos previamente, los *lock-in* analógicos tienen problemas con la reserva a raíz de la linealidad del PSD, con el *offset* de CC del PSD y del amplificador de CC. En *lock-in* analógicos, señales de ruido grandes pueden perturbar la medida en alguna forma.

El problema más común es un error de CC causado por la señal de ruido. Esto puede aparecer como un *offset* y como error de ganancia. Ya que ambos efectos son

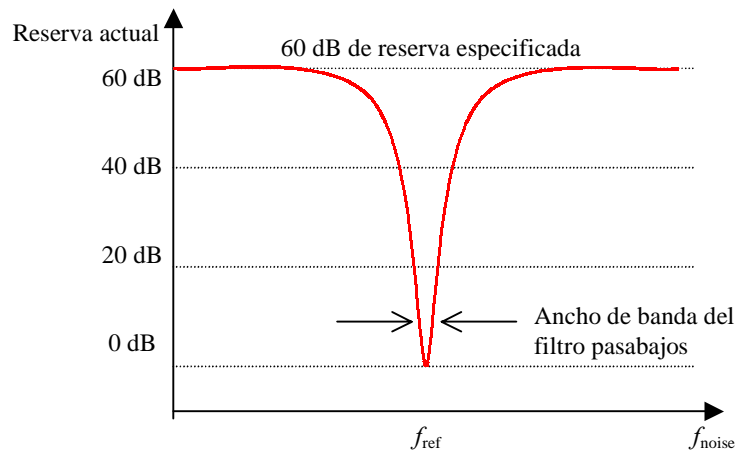
dependientes de la amplitud de ruido y de la frecuencia, no puede haber un *offset* a cero en todos los casos ya que limitaría la exactitud en la medida.

La mayoría de los *lock-in* definen ruido tolerable como niveles de ruido que no afectan la salida más que en un pequeño porcentaje de fondo de escala.

Esto es más riguroso que el simple problema de no sobrecargar.

Otro efecto indeseado de la alta reserva dinámica es el de generar ruido y provocar deriva en la salida. Esto se produce porque la salida de CC del amplificador está sometida a muy alta ganancia, entonces una baja frecuencia de ruido y *offset* provocan una perturbación en la entrada en el PSD o en el amplificador de CC que aparecerá magnificada en la salida. El ruido es más tolerable que los errores de deriva ya que incrementando la constante de tiempo se puede atenuar. La deriva de CC en un *lock-in* analógico es usualmente del orden de las 1000 ppm/°C usando 60 dB de reserva dinámica. Esto significa que el punto cero se mueve un 1 % de fondo de escala sobre una variación de temperatura de 10 °C. Éste es considerado generalmente el límite tolerable.

Finalmente, la reserva dinámica depende de la frecuencia de ruido. Claramente el ruido que esté a la frecuencia de referencia llegará a la salida sin atenuación. Entonces la reserva dinámica a  $f_{ref}$  es 0 dB. A medida que la frecuencia de ruido se aleje de la de referencia, la reserva dinámica se incrementará ya que el filtro pasabajos después del PSD atenúa las componentes de ruido. La salida del PSD está a  $f_{noise}-f_{ref}$ . La razón por la cual la reserva se incrementa depende de la característica del filtro pasabajos: constante de tiempo y *roll off*. La reserva aumenta a medida que aumenta el *roll off* del filtro. Esto es porque filtros de 24 dB/oct son mejores que de 12 dB/oct. Cuando la frecuencia de ruido está lejos, la reserva es limitada por la distribución de ganancia y el nivel de sobrecarga de cada elemento de ganancia. Este nivel de reserva es el de reserva dinámica referida a las especificaciones.



- Fig. 5 En el gráfico de arriba se representa la reserva actual vs. la frecuencia de ruido. -

En algunos instrumentos, la señal de entrada se atenúa a frecuencias que están lejanas y fuera del rango de operación del *lock-in* ( $f_{\text{noise}} \gg 100 \text{ kHz}$ ). En estos casos, la reserva puede ser mayor para estas frecuencias que para las del rango de operación. Pero si fuese posible eliminar ruido a frecuencias alejadas de la de referencia no se necesitaría un *lock-in*. El *lock-in* se utiliza cuando las frecuencias de ruido están cerca de la señal. Entonces es más importante la reserva dinámica cuando el ruido está dentro del rango de operación.

### 5.7.1 Reserva dinámica en *lock-in* digitales

Los *lock-in* que cuentan con PSD no sufren errores de CC causados por grandes señales de ruido. La reserva dinámica puede ser incrementada por encima de 100 dB sin aumentar el error de medición. Señales de ruido grandes no causan errores de salida del PSD. Una ganancia de CC grande no resulta en una deriva incrementada en la salida.

De hecho, la única desventaja en utilizar ultra alta reserva dinámica ( $>60 \text{ dB}$ ) es el incremento del ruido en la salida debido al ruido del conversor *A/D*. Este incremento en el ruido en la salida sólo está presente cuando la reserva dinámica se incrementa por encima de 60 dB y sobre la reserva mínima. ( Si la reserva mínima es de 80 dB, entonces el hecho de incrementar a 90 dB puede incrementar el ruido. Como discutiremos próximamente, la reserva mínima no tiene ruido incrementado en la salida, no importa cuan grande sea).



Para establecer una escala, la salida de ruido a 100 dB de reserva dinámica será sólo medible cuando la señal de entrada esté referida a tierra. Hagamos un simple experimento. Si la referencia del *lock-in* es a 1 kHz y se aplica una gran señal a 9.5 kHz y dicha señal se incrementa de forma tal que se sobrepasa el límite de reserva dinámica (más de 100 dB a fondo de escala) se reflejará ruido de 1 kHz en la salida. El espectro de cualquier generador de onda seno tiene un piso de ruido, esto significa que siempre hay algún nivel de ruido para todas las frecuencias. Entonces a pesar de que la señal aplicada es de 9.5 kHz, habrá ruido en todas las otras frecuencias, incluyendo la de referencia del *lock-in* de 1 kHz. Este ruido será detectado por el *lock-in* y aparecerá en la salida. Este ruido en la salida será típicamente más grande que el propio ruido del *lock-in*. De hecho, todas las señales tienen un piso de ruido el cual podría dominar el ruido en la salida del *lock-in*. Por supuesto, las señales de ruido son generalmente mucho más ruidosas que generadores de onda seno pura y tendrán un mayor piso de banda de ruido.

Si el ruido no alcanza la reserva límite, el propio ruido del *lock-in* podría volverse detectable a niveles de reservas ultra altos. En este caso, habría que disminuir la reserva dinámica con lo que se decrementaría la ganancia en CC produciendo a su vez, una disminución en la salida de ruido también. En general, no hay que preestablecer la reserva dinámica a un valor mayor que el necesario. Del mismo modo no tiene sentido utilizar ultra alta reserva cuando virtualmente no estamos presencia de ruido.

La dependencia de la frecuencia de la reserva dinámica es inherente a la técnica de detección que utilice el *lock-in*. Si estuviera provisto de varias etapas de filtro pasa bajos, entonces puede incrementarse la reserva dinámica cerca de la frecuencia de referencia. En la práctica se especifica la reserva para señales de ruido en el rango de operación del *lock-in*, i.e. frecuencias menores que 100 kHz. La reserva a altas frecuencias es más alta pero generalmente no es útil.

### **5.7.2 Mínima reserva dinámica**

Un *lock-in* digital siempre tiene una mínima cantidad de reserva dinámica. Esta reserva mínima cambia con la sensibilidad (ganancia) del instrumento. A alta ganancia (por ej.: sensibilidad de fondo de escala de 50  $\mu\text{V}$  y menos), la mínima reserva dinámica se incrementa desde 37 dB al mismo tiempo que aumenta la razón de sensibilidad. Por

ejemplo, la mínima reserva a  $5 \mu\text{V}$  de sensibilidad es de 57 dB. En muchos *lock-in* analógicos, la reserva puede ser menor. ¿Por qué no puede trabajar con una reserva menor a esta sensibilidad?

La respuesta podría contestarse con otra pregunta: ¿Para que se necesita menor reserva?. En *lock-in* analógicos, menor reserva significa menor error y deriva en la salida. En un *lock-in* digital mayor reserva no incrementa la deriva ni el error en la salida. Mayor reserva puede producir el efecto de incrementar el ruido a la salida.

Sin embargo, si la ganancia de la señal analógica antes del conversor *A/D* es suficientemente alta, entonces el ruido de  $5\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  de la señal de entrada será amplificado a un nivel mayor que la entrada de ruido del conversor *A/D*. A este punto, el ruido detectado reflejará el actual ruido de la señal de entrada y no el ruido del conversor *A/D*. Incrementando la ganancia analógica (disminuyendo la reserva) no se reducirá el ruido en la salida. Entonces, no hay ninguna razón para disminuir la reserva. A una sensibilidad de  $5 \mu\text{V}$ , la ganancia analógica es suficientemente alta como para que el ruido del conversor *A/D* no sea un problema. Sensibilidades debajo de  $5 \mu\text{V}$  no requieren mayor ganancia ya que la relación señal ruido no será mejorada. Un *lock-in* digital no incrementa la ganancia debajo de  $5 \mu\text{V}$  de sensibilidad, en cambio, la reserva mínima se incrementa. Por supuesto, la ganancia de entrada puede ser disminuida y la reserva aumentada, en tal caso el ruido del conversor *A/D* puede ser detectado en ausencia de señal en la entrada.

Un *lock-in* puede medir señales tan pequeñas como de unos pocos nV. Se requiere una señal amplificada de bajo nivel de ruido para que el conversor *A/D* pueda digitalizarla sin degradar la relación señal-ruido.

### 5.7.3 Reserva dinámica en *lock-in* analógicos

Debido a las limitaciones de sus PSD los amplificadores *lock-in* analógicos deben usar diferentes técnicas para mejorar su reserva dinámica. Una de las técnicas más comunes es el uso de prefiltros analógicos pasabanda sintonizables. Los filtros son diseñados para seguir a la frecuencia de referencia. Si una señal interferente es atenuada por un filtro antes de que alcance la entrada del *lock-in*, la reserva dinámica del *lock-in* se incrementará. Hay modelos en los que se puede aumentar la reserva dinámica en 20

dB utilizando en la entrada un filtro pasabanda. Por supuesto que estos filtros agregan su propio ruido, y contribuyen con error de fase, por lo que solamente deben ser utilizados cuando sean necesarios.

La ganancia total (CA y CC) es determinada por la sensibilidad. La distribución de la ganancia (CA versus CC) es establecida por la reserva dinámica.

## 5.8 Ruido de entrada

Si para un modelo determinado la entrada de ruido de la señal amplificada es de alrededor de  $5nV_{rms}/\sqrt{Hz}$  y para otros modelos de  $7nV_{rms}/\sqrt{Hz}$ . ¿Qué significa la figura de ruido? Hagamos un experimento. Si un amplificador tiene  $5nV_{rms}/\sqrt{Hz}$  de entrada de ruido y una ganancia de 1000, entonces la salida será de  $5\mu V_{rms}/\sqrt{Hz}$  de ruido. Supongamos que la salida amplificada es filtrada por un simple RC pasa bajos (de 6 dB/oct de *roll off*) con constante de tiempo de 100 ms.

Para analizar cómo será el ruido en la salida del filtro debemos considerar que el ruido en la entrada del amplificador así como también el ruido Johnson de las resistencias son de naturaleza Gaussiana. Esto significa que la cantidad de ruido es proporcional a la raíz cuadrada del ancho de banda en el cual dicho ruido es medido. Un filtro RC de una etapa tiene un ancho de banda equivalente de ruido (ENBW) de  $1/4\tau^{-1}$  donde  $\tau$  es la constante de tiempo (R.C). Esto significa que el ruido Gaussiano en la entrada del filtro es filtrado con un efectivo ancho de banda igual al ENBW. En este ejemplo, el filtro ve  $5\mu V_{rms}/\sqrt{Hz}$  de ruido en su entrada. Tiene un ENBW de  $1/(4 \times 100ms)$  de 2.5 Hz. La tensión de ruido en la salida del filtro será de  $5\mu V_{rms}/\sqrt{Hz} \times \sqrt{2.5Hz} = 7.9\mu V_{rms}$ . Para el ruido Gaussiano, el ruido pico a pico es alrededor de 5 veces el ruido rms. Por lo tanto, la salida tendrá 40  $\mu V_{pp}$  de ruido.

El ruido de entrada para un *lock-in* puede ser analizado de la misma manera. Para sensibilidades menores de 5  $\mu V$  a fondo de escala, la entrada de ruido determinará la salida de ruido (a mínima reserva).

La cantidad de ruido en la salida es determinada por el ENBW del filtro pasa bajos. El ENBW depende de la constante de tiempo y del roll off del filtro. Por ejemplo, supongamos que el *lock-in* se configura para 5  $\mu V$  de fondo de escala con 100 ms de constante de tiempo y 6 dB/oct de *roll off* de filtro. El *lock-in* medirá la entrada de ruido

con un ENBW de 2.5 Hz. Esto podría verse reflejado en la entrada como  $7.9 \text{ nV}_{\text{rms}}$ . En la salida, esto representa cerca del 0.16 % a fondo de escala ( $7.9 \text{ nV}/5\mu\text{V}$ ).

El ruido pico a pico será de alrededor del 0.8 % a fondo de escala.

Todo esto asumiendo que la señal de entrada es manejada desde una fuente de baja impedancia. Las resistencias tienen ruido de Johnson igual a  $0.13 \times \sqrt{R} \cdot \text{nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$ . Hasta una resistencia de  $50 \Omega$  tiene al menos  $1 \text{ nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$  de ruido. Para determinar el ruido total de las múltiples fuentes hay que tomar la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las figuras individuales de ruido. Por ejemplo, si se utiliza una impedancia de fuente de  $2 \text{ k}\Omega$ , el ruido de Johnson será de  $5.8 \text{ nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$ . El ruido total de entrada será  $[5^2 + 5.8^2]^{1/2}$  o bien  $7.7 \text{ nV}_{\text{rms}}/\sqrt{\text{Hz}}$ .

### 5.8.1 Fuentes de ruido

¿Cuál es el origen del ruido que estamos discutiendo?

Hay dos tipos de ruido: intrínseco y externo. Ruidos intrínsecos como el Johnson y el Shot son inherentes a todos los procesos físicos. A pesar de que no se hará un análisis profundo de las fuentes de ruido intrínseco, es conveniente conocer su naturaleza para poder minimizar los efectos que pudieran causar. Las fuentes de ruido externas son aquellas que se hallan en el entorno, como líneas de potencia y estaciones de radio, etc. El efecto de estas fuentes de ruido puede ser minimizado con una muy cuidadosa atención a la puesta a tierra de los circuitos, apantallamientos y otros aspectos experimentales del diseño. Para profundizar el tema puede consultarse el **Apéndice A**.

## 5.9 Conclusión

Para medir una señal débil que se encuentra enmascarada por ruido (intrínseco o extrínseco), es necesario elegir un método capaz de resolver la señal en forma utilizable.

Para obtener la señal de un sistema muy ruidoso el método de CC es inadecuado.

El amplificador *lock-in*, con señal de referencia y comparación con la señal ruidosa permite mejorar la resolución de la medida en varios órdenes de magnitud sin presentar ventajas dignas mencionar.



## **DISEÑO DE UN SISTEMA DE ADQUISICIÓN AUTOMÁTICA DE MEDIDAS DE RESISTIVIDAD EN FUNCIÓN DE LA TEMPERATURA**

### **6.1 Resumen**

En este capítulo se aplican los conceptos expuestos hasta ahora en el diseño de un instrumento de medida. Una vez estudiados, en capítulos precedentes, los métodos de medición y las diferentes alternativas de instrumentación, se presenta un sistema automático de adquisición capaz de realizar medidas de resistividad en función de la temperatura y registrar datos para graficar la curva  $\rho(T)$ . Se incluyen fotografías, esquemas y gráficos del prototipo construido. Se detalla el criterio de diseño, esto es, cómo se proyectó y desarrolló el equipo. Se analiza la preparación de muestras, y por último se presentan resultados experimentales. Los mismos permiten verificar las prestaciones obtenidas.

### **6.2 Introducción**

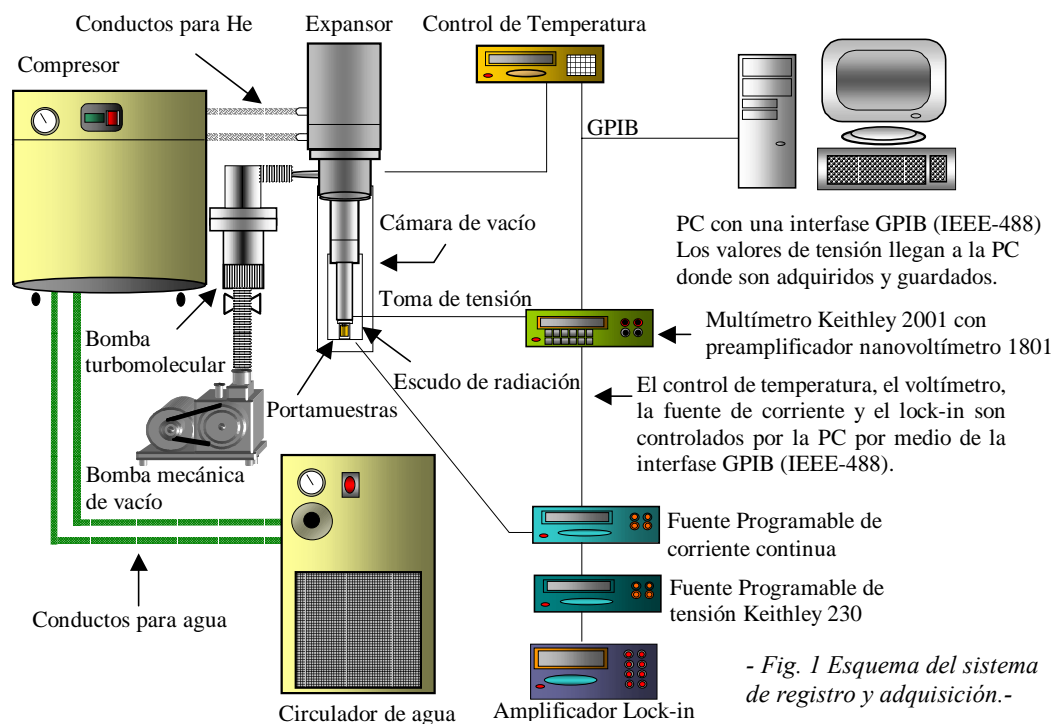
Para medir y registrar la transición superconductor en materiales cerámicos es necesario bajar  $T$  por debajo de la  $T_C$  y controlar tanto  $T$  como el registro de  $\rho$ . A tal efecto se ha diseñado y desarrollado un sistema de adquisición utilizando e interconectando equipos de distinta finalidad. El sistema propuesto está formado por un equipo generador de baja temperatura o criogénico, uno de refrigeración (sistema auxiliar del criógeno), un sistema de vacío (indispensable para lograr un buen aislamiento térmico), instrumental de medición y una computadora personal que tiene la doble función de registrar y controlar el proceso. Se ha puesto énfasis en la exactitud y

repetitividad de la medida. Veremos en detalle cuáles fueron las restricciones del problema, qué factores preponderaron en la elección de las partes y cómo se montó el sistema. Además se destacarán cuáles fueron las prestaciones alcanzadas y qué tipo de experiencias pueden realizarse en el prototipo construido. También se abordarán detalles como el preparado de las muestras a medir y el montaje de contactos.

### 6.3 Estructura general del equipo de medición propuesto

El siguiente es un esquema del sistema de registro y adquisición, básicamente compuesto por:

- Sistema criogénico.
- Sistema de refrigeración por circulación de agua.
- Equipo de vacío.
- Instrumental para control de las condiciones de adquisición.
- Instrumental para la medición de superconductividad.



- Fig. 1 Esquema del sistema de registro y adquisición.-

### 6.3.1 Configuraciones de medición empleadas

El resistómetro fue básicamente diseñado para realizar medidas de resistividad en materiales superconductores. A pesar de ello y como se verá detalladamente en la sección 6.11, puede ampliarse el rango de medida extendiendo la capacidad del sistema para realizar también medidas de resistividad en materiales semiconductores. Dicha extensión en el rango de medida se logra introduciendo modificaciones en la configuración del método de medida. La determinación de utilizar una u otra configuración se establece en base al rango de medida indicado para la muestra que se desea estudiar. El procedimiento consiste en realizar una estimación y proyectarla para luego establecer las condiciones de configuración más conveniente del banco de medida.

En el sistema actual hay 4 configuraciones posibles para medir:

- Muy baja resistividad
- Baja resistividad
- Media resistividad
- Alta resistividad

Las dos primeras alternativas están indicadas cuando los materiales a medir son superconductores (YBaCuO, por ejemplo), y se espera encontrar “bajos” o “muy bajos” (depende del sistema bajo estudio) valores de resistividad en la transición superconductora a la temperatura crítica  $T_C$ . En estas configuraciones se utiliza una Fuente Programable de Corriente para suministrar corriente constante alternativa y bidireccionalmente y el DMM se conecta y programa como voltímetro. Si es necesario aumentar la resolución, se agrega el preamplificador nanovoltimétrico. Para realizar la medida se utiliza la técnica de 4 puntas con inversión de corriente (ver sección 3.4.4, 4.4.1 y 4.4.3).

La tercera configuración es adecuada para valores intermedios de resistividad, donde la muestra a medir tiene, al menos, un orden mayor que la resistencia de contacto. Puede ser utilizada también para proyecciones rápidas, con el objeto de elegir escalas y configuraciones apropiadas para automatizar la medida. En esta alternativa se conecta y programa el DMM como óhmetro.

La cuarta configuración se utiliza cuando los sistemas a medir son semiconductores (CuO, por ejemplo). Debe utilizarse la Fuente de Tensión Programable



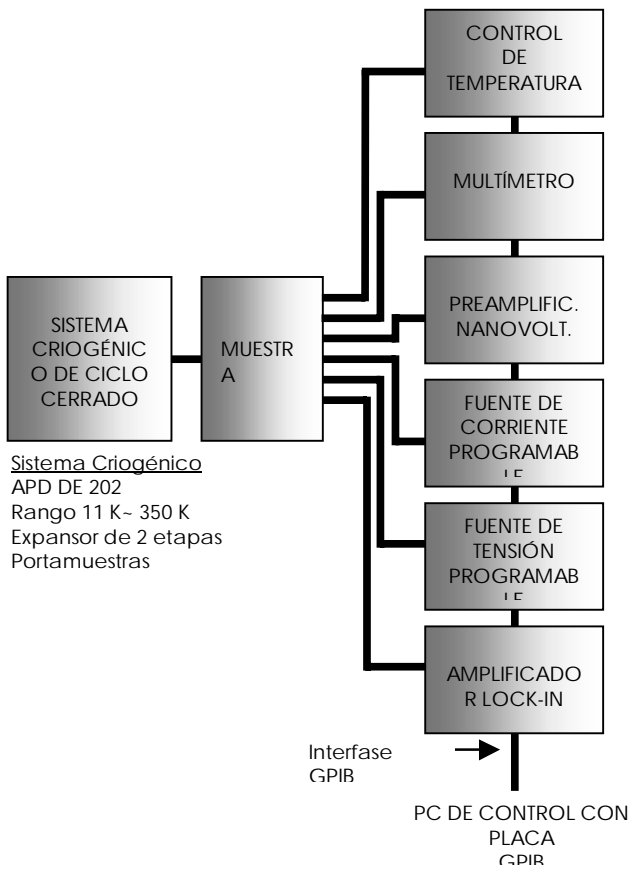
para proveer una tensión constante durante la medida y el DMM se configura como microamperímetro.

Es importante mencionar que la rampa de temperatura del controlador puede programarse para que el sistema registre y adquiera calentando o enfriando la muestra. La decisión de qué pendiente (positiva o negativa) tendrá la rampa se toma en base al material bajo estudio. Por ejemplo, podría experimentarse un aumento de ruido provocado por la corriente que circula por el elemento que funciona como calentador del criógeno, trayendo como consecuencia histéresis térmica.

### **6.3.2 Automatización de la medida y operación del equipo**

Todos los instrumentos y controles del equipo de medición se encuentran interconectados en un bus de instrumentación. El instrumental utilizado consiste en una fuente de corriente continua programable, un multímetro Keithley™ 2001, un preamplificador Keithley™ 1801 que convierte al instrumento en un nanovoltímetro, una fuente programable de tensión Keithley™ 230 y una placa GPIB National Instruments™, instalada en una PC. La fuente de corriente que se utiliza para suministrar la corriente a la muestra cuenta con una interfase GPIB y fue diseñada en nuestro laboratorio contemplando un rango que le permite entregar entre un mínimo de 1  $\mu\text{A}$  y un máximo de 100 mA. Se garantiza un error nominal menor al 1% en todo su rango. Como se comentará en el párrafo 6.4.1, se ha verificado experimentalmente que el error de la fuente es menor que 0.5%.

En el siguiente diagrama de bloques se representa el sistema de control y medida y se especifican las partes que lo componen.



Sistema Criogénico  
APD DE 202  
Rango 11 K- 350 K  
Expansor de 2 etapas  
Portamuestras

#### Control de temperatura:

Scientific Instrument 9650 Interfase GPIB  
Dos sensores de Silicio (en el expansor y en el portamuestras)  
Rango: 1.5~450K  
Exactitud: +/- 0.5 K  
Resolución: 0.01 K  
Control de Programa: 100 puntos  
Resistencia calefactora 60 W

#### Multímetro:

KEITHLEY 2001, 7 y ½ dígitos con Interfase GPIB  
Rango: 200 mV~2 V  
Resolución: 10 nV

#### Preamplificador Nanovoltímetro:

KEITHLEY 1801  
Rango: 20  $\mu$ V  
Resolución: 1pV

#### Fte. de Corriente Continua Programable:

Interfase GPIB  
Rangos de 10  $\mu$ A ~ 100 mA  
Inversión de polaridad  
Exactitud Nominal 1%  
Exactitud Medida 0.5%  
Tensión Máxima de salida: 10 V  
1000 pasos de programa

#### Fuente de tensión programable

KEITHLEY 230  
Rango de tensión: 100 V  
Exactitud 0.05% +50 mV  
Máxima corriente 100 mA

#### Amplificador Lock-in:

PerkinElmer Model 7225  
DSP Lock-in , con interfase GPIB  
Sensibilidad: 2 nV a 1 V  
Reserva dinámica: 100 dB

#### PC de Control:

PC con  $\mu$ procesador *Pentium!* equipada con una placa GPIB  
National Instruments

El multímetro se utiliza como voltímetro o como nanovoltímetro, y puede llegar a registrar un valor máximo de hasta 7 ½ dígitos, dependiendo de la escala.

El protocolo para realizar una medida estándar de resistencia está manejado por un programa que se ejecuta desde la PC (ver **Apéndice C**). Básicamente el procedimiento para medición de superconductividad consiste en programar la fuente para inyectar corriente, medir en la muestra la tensión producida, invertir el sentido de la corriente, medir nuevamente la tensión, realizar la media de las tensiones obtenidas con el objeto de anular las *fems*, mostrarlas en pantalla y guardar o registrar los datos en el disco duro de la PC. La placa GPIB, es una NI-288 y tiene como función

proporcionar la comunicación de los instrumentos con la PC para que estos puedan ser comandados remota y automáticamente.

## 6.4 Descripción del método

El procedimiento de medida se implementa utilizando instrumentos con interfases IEEE-488, también conocidas como GPIB<sup>1</sup> y una PC provista de una placa GPIB, donde corre un programa diseñado especialmente para controlar y registrar simultáneamente el proceso (ver **Apéndice C**). El controlador le envía instrucciones a los instrumentos para realizar la medida de resistencia. A su vez, lee la temperatura del crióstato, calcula la resistencia a partir del valor muestreado, la registra y la almacena. Este proceso puede correr independientemente de que el crióstato haya sido programado para barrer temperaturas en forma descendente (desde ambiente hasta 12K) o viceversa.

El error del sistema está limitado solamente por la instrumentación. El multímetro digital de Keithley, Mod. 2001 [1] con el preamplificador nanovoltimétrico, Mod. 1801 [2] (con el que cuenta nuestro resistómetro) y la fuente de corriente programable definen además la resolución, la precisión y la sensibilidad de la medida de resistencia.

### 6.4.1 Precisión y resolución del sistema

La fuente de corriente continua programable [3] fue diseñada con 5 escalas de 1000 pasos cada una, abarcando desde 1-10  $\mu\text{A}$  ~ 10-100 mA. Las exigencias de diseño fueron establecidas con una tolerancia nominal en la precisión menor al 1%. El error medido de la misma, es menor al 0.5 % en todas las escalas.

La exactitud del DMM Keithley 2001 es de:  $\pm (50 \text{ ppm de lectura} + 6 \text{ ppm de rango})$ . Este valor se produce en el caso de mediciones de tensión de CC en el rango de 200 mV (el menor), para un conjunto de medidas a tomarse dentro de los 2 años de haber sido realizada la última calibración. En esa misma escala la resolución del instrumento es de 10 nV. Por lo tanto la exactitud del voltímetro en el peor caso sería:

$E_V = \pm (0.005\% + 1.2 \mu\text{V})$ , donde el primer término es la precisión y el segundo la incerteza de la escala.

---

<sup>1</sup> Siglas del inglés: *General Purpose Interface Bus*, también se conoce como la norma IEEE-488. Para más detalles ver **Apéndice B**.

En la medida de resistencia el error está dado por la siguiente ecuación:

$$\Delta R = [\Delta V/I + V\Delta I/I^2], \text{ como } R=V/I \Rightarrow$$
$$\Delta R / R = |\Delta V/V| + |\Delta I/I|$$

Para hallar la precisión del sistema debemos considerar la escala de la fuente de corriente programable (para este ejemplo la escala de corriente de 1 ~ 10 mA,  $\Delta V=Ev$  y  $\Delta I=0.5\%$ ). En este caso resulta:

$$\Delta R = \pm (0.505 \% + 120 \mu\Omega),$$

donde el primer término es el error de precisión, debido principalmente a la fuente de corriente y el segundo,  $1.2 [\mu V]/10 [\text{mA}]$  se debe al rango utilizado en los distintos instrumentos.

La resolución del sistema está determinada por la resolución combinada de la fuente y del voltímetro. Dadas las características de la configuración utilizada, la resolución del sistema se debe principalmente a la resolución del voltímetro. En el caso de utilizar la fuente de corriente en una escala de 10 ~ 100 mA tenemos una resolución de  $0.1 \mu\Omega = 10 \text{ nV} / 100 \text{ mA}$ . (en el párrafo 6.11 se detallan las características del sistema).

### 6.4.2 Consideraciones adicionales en el montaje.

Un importante punto a tener en cuenta es el ruido del sistema y del control. En este caso todos los cables de conexión deben ser de baja impedancia. Si se cumpliera esa condición podría evitarse la necesidad de apantallarlos, aunque para lograr niveles mínimos de ruido siempre es conveniente utilizar conexiones apantalladas.

El ruido producido por campos magnéticos también es muy importante. Cualquier lazo que se forme en los cables de medida puede amplificar y recoger pequeños cambios que se produzcan en campos magnéticos cercanos que inducirían corrientes en las puntas e incluirían tensiones de ruido en la medida. Trenzando los cables de medida y manteniéndolos lo más cortos posible se reduce significativamente el problema del ruido.

Las técnicas para reducir el ruido podrían complementarse introduciendo filtros en el *software* de control. El ruido de lectura puede reducirse si se programa un filtro que promedie las muestras. El costo de utilizar un filtro extra es que la respuesta del sistema se vuelve más lenta y por lo tanto es necesario considerar la posibilidad de su

utilización según las necesidades de cada caso. Para el problema que estamos analizando el filtro de *software* podría aplicarse para las medidas de resistencia, pero nunca para las medidas de tensión, ya que en este último caso estamos pendientes de cuidar que las *fems* no cambien, por lo tanto aquí se tiene en cuenta la velocidad del sistema. Si no observamos ese detalle estaríamos introduciendo, junto con el filtro un error mayor debido a las variaciones de las *fems* en la medida.

## 6.5 Sistema criogénico

Se utiliza un criógeno porque es necesario estudiar los distintos materiales en función de la temperatura, para lo que se debe poder variar y controlar la temperatura de la muestra bajo observación. Para ello contamos con un equipo del tipo ciclo cerrado de helio compuesto de un compresor y un expansor. Por su configuración este equipo permite trabajar a temperaturas desde los 11 a los 300 K. Este rango es apropiado porque las transiciones de cerámicos superconductores de alta temperatura crítica ocurren dentro del mismo.

La elección del equipo se hizo considerando además que:

1. Un crióstato<sup>2</sup> de helio requeriría contar con helio líquido (no disponible en la ciudad de La Plata).
2. Un crióstato de nitrógeno líquido no bajaría de 55 K, lo que implica una restricción en el tipo de investigaciones que se pueden realizar.
3. Un criógeno de ciclo cerrado es relativamente barato, eficiente y fácil de operar para el propósito de variar la temperatura entre 11 y 300 K.
4. Se puede contar con una computadora personal (PC) para controlarlo.
5. No requiere mantenimiento durante largos períodos (10.000 horas de uso)

El sistema criogénico, utilizando componentes standard de APD™, consiste en un compresor de helio, líneas de gas o interconexión y el expansor.

---

<sup>2</sup> Es un recipiente diseñado para contener elementos líquidos, consta de paredes aisladas del ambiente con alto vacío. La temperatura mínima del crióstato depende del elemento líquido que esté en su interior. El nitrógeno se licua a 55 K o a 77 K dependiendo de la presión, el helio a 4.2 K.



- Fig. 2 En la figura puede verse el sistema completo. Abajo a la izquierda está el compresor APD. En el centro se puede apreciar la bomba de vacío y la cabeza del expansor. A la derecha se ve el rack que contiene el instrumental electrónico y la Computadora Personal (PC). Al fondo se destaca el cilindro de He y su izquierda (en el piso) la bomba mecánica de 2 etapas. –

### 6.5.1 Principio de operación del sistema criogénico

El equipo compresor modelo HC-2D<sup>3</sup>, refrigerado por agua, está formado fundamentalmente por el compresor propiamente dicho, filtros y separadores de aceite, material absorbente y un intercambiador de calor, tiene además sensores, válvulas, un medidor de presión y un contador de horas. Básicamente cumple la función de enfriar,

---

<sup>3</sup> Helium Compressor Model HC-2D - Technical Manual – APD Cryogenics Inc - 1833 Vultee Street, Allentown, PA 18103, January 1992.

comprimir y limpiar el helio que viene por la línea de retorno del expansor para suministrarlo, a alta presión, por la línea de suministro.

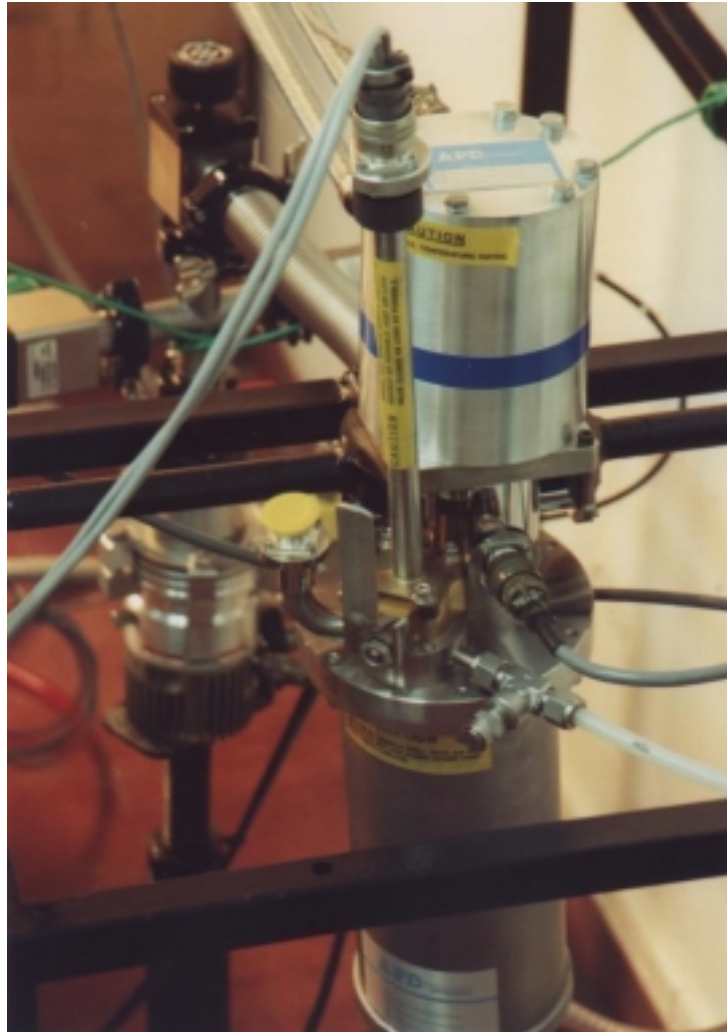
El helio a baja presión, que proviene del expansor llega al equipo compresor a través de la línea de retorno, pasando previamente por el recipiente de suministro. Es inevitable que el calor y el aceite lubricante del compresor contaminen el helio por lo que, al enfriarlo, se lo hace circular por un intercambiador de calor que cuenta con tres circuitos. Luego el gas pasa por un separador de aceite y un absorbente de aceite y humedad. De allí el gas tratado se suministra a alta presión hacia el expansor.

El aceite suspendido en el helio gaseoso se separa en tres etapas. El aceite recuperado en el separador se envía nuevamente al compresor a través de tubos capilares. La presión diferencial en el sistema es la que favorece esta circulación. La pequeña cantidad de aceite que recoge el absorbente permanece allí y cada 20.000 horas es necesario eliminarla reemplazando el absorbente.

El expansor es de dos etapas y opera según el ciclo de refrigeración Gifford-McMahon, trabaja en conjunto con el compresor del cual utiliza helio para producir frío.



- Fig. 3 En esta fotografía, tomada desde un ángulo superior puede verse a la izquierda la PC que contiene la tarjeta GPIB y el rack con el equipo electrónico de medida y control. A la derecha se aprecia el cabezal expansor del criógeno. Detrás del mismo, en último plano se ve una parte de la bomba turbomolecular. -



- Fig. 4 Aquí puede apreciarse el expansor. El cable gris que cruza en diagonal y sale de la imagen a la izquierda es el que conecta la muestra con el sistema de adquisición. En segundo plano se ve la bomba turbo molecular. -

## 6.6 Sistema de refrigeración por circulación de agua

El compresor debe ser refrigerado ya que genera una gran cantidad de calor como resultado del trabajo de comprimir helio, para ello se utiliza un circuito de ciclo cerrado de agua. Para que el compresor funcione debidamente deben cumplirse varias condiciones: la temperatura ambiente debe estar entre los 10 y 38 °C, la temperatura del agua entrante deber estar entre 4 y 27 °C, la del agua saliente de ser < 41 °C, el caudal de presión de agua debe estar entre 2 y 6.9 bar, el flujo de agua desmineralizada refrigerante debe ser > 2.26 l/m, con una capacidad de 1.76 kWh, de modo que se pueda extraer el calor generado.



El compresor cuenta con un sistema de seguridad: un sensor comprueba que circule el agua refrigerante y si la circulación de ésta se interrumpe, o la presión de la misma disminuye, una electroválvula apaga automáticamente el equipo.

## 6.7 Equipo de vacío

El equipo de alto vacío es imprescindible para lograr un buen aislamiento entre el medio ambiente y el espacio donde se aloja la muestra, así como también la eliminación de vapor de agua que de otra manera podría afectar la muestra. Está compuesto por dos tipos de bombas con sus conductos conectores, llaves de cierre para aislar cámaras, transductores e indicadores para verificar los valores de presión y una válvula de seguridad.

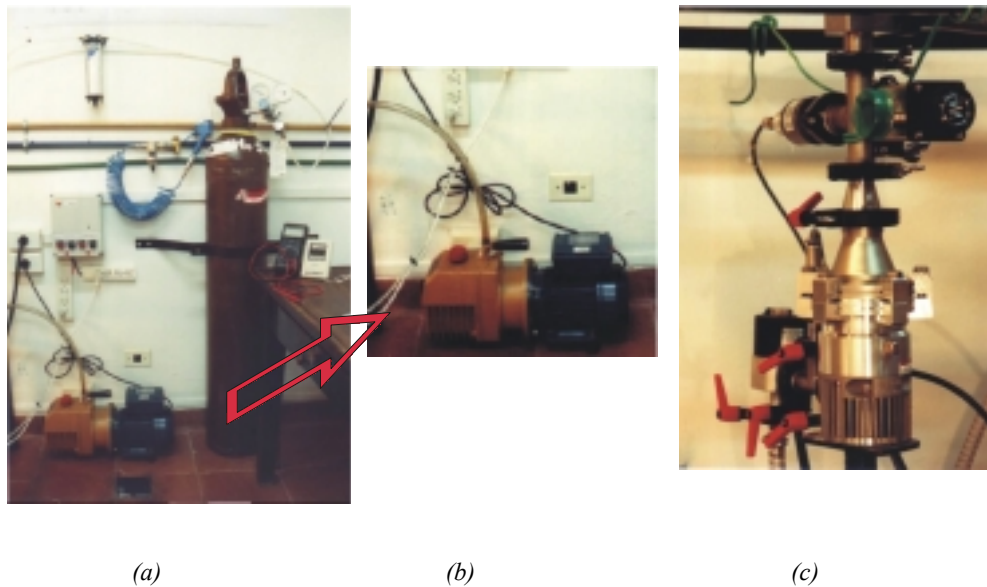
El sistema de vacío trabaja con dos bombas, una del tipo turbomolecular o principal y otra preliminar que es mecánica de dos etapas. La función de esta última consiste en lograr un vacío aproximado de  $10^{-2}$  Torr. Se le llama prevacío porque es necesario para que la bomba turbomolecular funcione en régimen. Esta bomba gira a 70.000 rpm y con ella logra un vacío que varía entre  $10^{-7}$  y  $10^{-8}$  Torr.

### 6.7.1 Atmósfera controlada

La medida de resistividad se realiza en atmósfera de He. En la Figura 5 (a) puede verse el sistema para controlar dicha atmósfera. Está compuesto por un cilindro de He de alta pureza (99.999% de He) conectado, por medio de un tubo, al espacio donde se aloja el portamuestras, pasando a través de un filtro de retención de H<sub>2</sub>O diseñado y fabricado por nosotros. El filtro consiste en un tubo presurizado de acrílico que contiene zeolita tipo A, silica gel, y lana de vidrio. La zeolita es un alúmninosilicato que por su gran superficie específica cuenta con gran capacidad para retener H<sub>2</sub>O. El silica gel, en menor proporción que la zeolita, también cumple la función de deshumidificador, pero en este caso se lo utiliza principalmente como indicador de humedad ya que al saturarse de H<sub>2</sub>O cambia su color. Cuando está “seco” es de color azul y si está hidratado su color es rosado. La zeolita tiene mayor capacidad hidroabsorbente que el silica gel, pero no puede saberse por su aspecto exterior cuando está saturada, es por ello que se utilizan los dos materiales. El silica gel se satura antes que la zeolita, cuando el silica gel cambia de color hay que proceder al reemplazo del

contenido del filtro por una partida de material “seco” a pesar de que la zeolita tiene todavía capacidad para seguir absorbiendo  $H_2O$ . El silica gel y la zeolita húmedos pueden reactivarse mediante un tratamiento térmico. La lana de vidrio, mencionada anteriormente, cumple la función de retener el material hidroabsorbente del filtro evitando que pueda pasar al espacio del portamuestras.

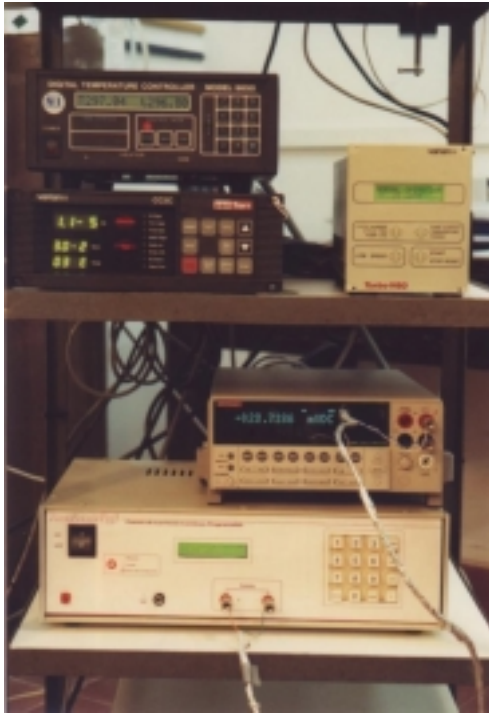
Para suministrar He en el espacio de la muestra previamente es necesario hacer vacío, el He queda presurizado 5 psi. La presencia de una atmósfera de He favorece la conductividad térmica logrando uniformidad de temperatura en la muestra así como en el diodo sensor de temperatura del controlador. En nuestro caso se utiliza He por su bajo punto de liquefacción (4.2K) pero si fuera necesario otro tipo de estudio específico podría reemplazarse el He otro gas (Ar,  $N_2$ , etc.) de baja reactividad, teniendo en cuenta su temperatura de liquefacción.



- Fig. 5 En la foto (a) se ve la bomba mecánica de dos etapas y el sistema de helio (cilindro y filtro) para la controlar atmósfera de la muestra. La imagen (b) es un detalle de la (a). En la fotografía (c) puede apreciarse la bomba turbomolecular de alto vacío. -

## 6.8 Computadora Personal

La computadora es una PC standard. Actualmente se está corriendo un programa en QBASIC™ por lo que los requerimientos de sistema son mínimos: un microprocesador 80286 y un sistema operativo DOS™. En nuestro instrumento tiene un microprocesador *Intel™ Pentium!* 100 MHz y 16 MB de memoria RAM.



- Fig. 6 Detalle del rack que contiene el equipo. En el primer estante de arriba hacia abajo se ve el control de temperatura del criógeno, el sistema medidor de vacío y a su lado el controlador de velocidad de la bomba turbomolecular. En el segundo estante se ve el multímetro sobre la fuente controlada de corriente. -

## 6.9 Sistema de seguridad

En este desarrollo se implementó un sistema de seguridad para proteger el equipo contra los eventuales cortes en el suministro de energía eléctrica de la red pública. La toma de tensión de nuestro equipo se realiza a partir dos circuitos separados. Los mismos están equipados con sendos contactores, uno de ellos para los motores (bomba mecánica, bomba turbomolecular, electroválvulas y compresor) y otro para la electrónica o instrumental. De modo que, ante un eventual corte de energía, se activa una electroválvula que bloquea la entrada de vacío al sistema evitando la posibilidad de que el aceite lubricante de la bomba mecánica, debido a la presión negativa, ingrese al sistema en vacío. Por otro lado, los contactores evitan que los equipos vuelvan a

conectarse automáticamente sin la presencia o intervención de un operador cuando se restituye el suministro. Por lo general, estos transitorios son responsables de fallas irreparables en los instrumentos, por lo que es importante evitarlos.

## 6.10 Preparación de las muestras

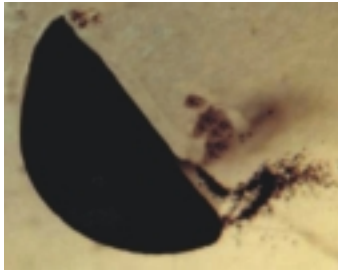
La preparación de las muestras a estudiar involucra adecuar sus dimensiones para que puedan ser alojadas en el portamuestras y colocar los terminales para realizar la medida. Para cumplir la primera de estas dos condiciones se busca que las dimensiones de la muestra sean aproximadamente las siguientes: espesor entre 1 y 2 mm (lo más delgada posible sin que se fracture); largo  $\cong$  8 mm y ancho  $\cong$  3 o 4 mm. El sentido de mantener estas proporciones es que al colocar los contactos para que circule corriente entre los extremos opuestos a lo largo de la misma sea posible suponer que dicho flujo de corriente sea uniforme en toda la muestra. Si esto se cumple, se puede calcular la resistividad ( $\rho$ ) a partir de la medida de resistencia.

Instalar los terminales requiere tener en cuenta algunos factores. Uno de ellos consiste en minimizar o evitar en lo posible uniones entre distintos materiales. Dicho de otro modo, se trata de evitar interfases de materiales diferentes. En el Cap. 4, se estudió que el problema que existe al realizar uniones de dos materiales distintos es que se generan *fems* termoeléctricas. Por esta razón, si es necesario unir dos terminales de cobre es preferible realizar una unión mecánica, por presión, que una soldadura con estaño, para evitar la interfase estaño-cobre.

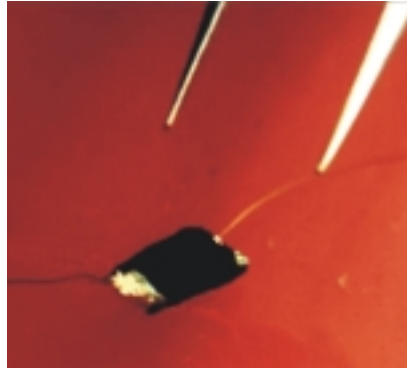
Otro factor es la naturaleza y fragilidad de la muestra. Si la muestra tiene una dureza y consistencia suficiente puede recurrirse a un sistema de presión mecánica para implementar los contactos. Si, por el contrario, la muestra a medir es frágil, la técnica más utilizada es la unión de contacto con pintura de plata. Para minimizar las interfases se utiliza pintura de plata para adherir los terminales que a su vez están constituidos también de plata. En nuestro caso, por limitaciones económicas y condiciones de resistencia mecánica adherimos a la muestra terminales de cobre con pintura de plata.

Es muy importante tener en cuenta el diámetro de los terminales, se busca que sea pequeño (en nuestro caso  $\varnothing = 0.08$  mm) para que su capacidad calorífica sea mínima; de esta manera la masa del terminal no influye en el control de la temperatura de la muestra.

Si el material a medir es superconductor se le conectan cuatro terminales para poder utilizar el método de las cuatro puntas (tratado en el Cap. 4). En cambio, si el material es semiconductor, es suficiente utilizar sólo dos terminales.



(a)  $\frac{1}{2}$  pastilla de CuO como sale del pastillero



(b) Muestra preparada con 2 contactos. Se trabajó sobre la geometría para poder aplicar cálculos de resistividad



(c) Muestra preparada para medir con el método de las cuatro puntas. Los contactos, como en (b) se establecen con pintura de plata. Se colocó en el campo visual de la fotografía un hisopo de uso comercial para tener referencia de las dimensiones.

- Fig. 7 Preparación de muestras y contactos. -



(d) Aquí puede verse un detalle del portamuestras con una muestra lista para ser medida.

## 6.11 Prestaciones obtenidas

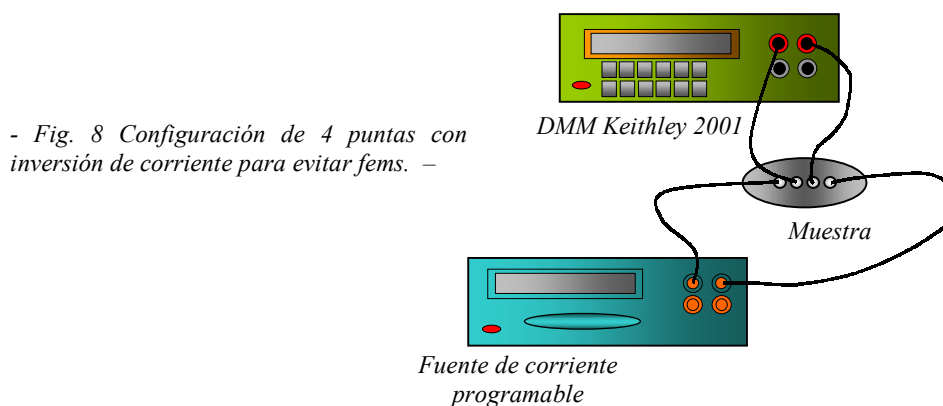
### 6.11.1 Introducción

Este apartado detalla las prestaciones obtenidas en el sistema de medición para las distintas configuraciones utilizadas. Las mismas caracterizan el comportamiento del equipo bajo las condiciones de trabajo de laboratorio. Cabe aclarar que los esquemas que se han utilizado para representar las conexiones son sintéticos para lograr claridad en el dibujo. Por ejemplo, las puestas a tierra y los cables apantallados no están representados.

### 6.11.2 Medida de bajas resistencias

#### 6.11.2.1 Utilizando el Multímetro Digital Keithley 2001 como voltímetro

En la Tabla 1<sup>4</sup> se especifica el error del sistema de registro y adquisición para la configuración que se representa en la Figura 8, esto es, la medida con cuatro puntas utilizando el *DMM Keithley 2001* como voltímetro y la fuente de corriente programable como fuente de corriente constante con inversión de corriente para evitar *fems*.



---

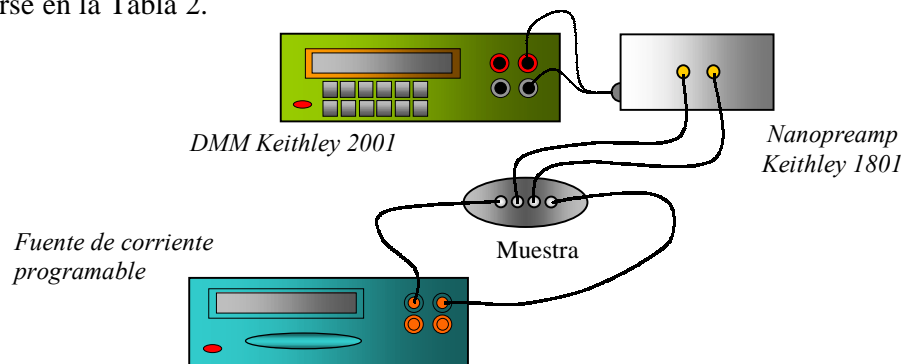
<sup>4</sup> Las Tabla 1 y 2 se calculan con un valor de corriente de  $I=100$  mA. Excepto en el rango de  $200\text{m}\Omega$  de la Tabla 2 el cual fue calculado con  $I=10$  mA.

Baja Resistencia (Fuente de corriente, DMM Keithley 2001 como voltímetro)			
Rango	Fondo de Escala	Resolución	Error lect. +rango
2 $\Omega$	2.1000000	0.1 $\mu\Omega$	0.505% + 12 $\mu\Omega$
20 $\Omega$	21.0000000	1 $\mu\Omega$	0.503% + 40 $\mu\Omega$
200 $\Omega$	210.000000	10 $\mu\Omega$	0.503% + 800 $\mu\Omega$
2000 $\Omega$	2.1000000	100 $\mu\Omega$	0.505% + 6 m $\Omega$

- Tabla 1 Baja Resistencia (Fuente de corriente, DMM Keithley 2001 como voltímetro). -

### 6.11.2.2 Utilizando el Preamp Nanovoltimétrico Keithley 1801 con el Multímetro Digital Keithley 2001 y la fuente de corriente programable

Si es necesario puede ampliarse el rango del voltímetro convirtiéndolo en un nanovoltímetro, para ello se utiliza el preamplificador *Keithley 1801*. La configuración se muestra en el esquema de la Figura 9 y la especificación técnica del sistema puede verse en la Tabla 2.



- Fig. 9 Configuración de 4 puntas con inversión de corriente para evitar fems con nanopreamplificador.-

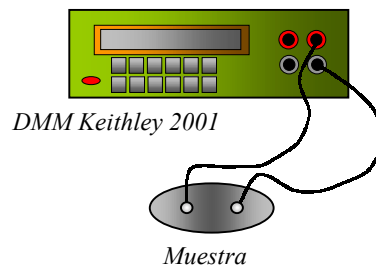
Baja Resistencia (Fuente de corriente, DMM Keithley 2001 como voltímetro) + Nano preamp 1801			
Rango	Fondo de Escala	Resolución	Error lect. +rango
0.2 m $\Omega$	210.00000	10 p $\Omega$	0.547% + 12 n $\Omega$
2 m $\Omega$	2.1000000	100 p $\Omega$	0.527% + 40 n $\Omega$
20 m $\Omega$	21.0000000	1 n $\Omega$	0.527% + 120 n $\Omega$
200 m $\Omega$	210.00000	10 n $\Omega$	0.527% + 1200 n $\Omega$

- Tabla 2 Baja Resistencia con Nano preamp Keithley 1801-

### 6.11.3 Medida de altas resistencias

#### 6.11.3.1 Utilizando el Multímetro Digital Keithley 2001 como óhmetro

Este equipo fue diseñado para medir superconductores pero debido su versatilidad es posible utilizarlo en otro tipo de sistemas con menor valor de conductividad. Con estos valores de resistencia no es necesario considerar el problema de las *fems*, que pueden despreciarse. Esta configuración es aceptable para cierto tipo de estudios comparativos, donde importan los valores relativos. Se utiliza el método de dos puntas. El esquema de conexión es el de la Figura 10 y la tabla correspondiente es la Tabla 3.



- Fig. 10 Configuración de 2 puntas para altas resistencias.-

Alta Resistividad (2 puntas Keithley)			
Rango	Fondo de Escal	Resolución	Error % lect. + rango
20 $\Omega$	21.000000	1 $\mu\Omega$	0.011% + 140 $\mu\Omega$
200 $\Omega$	210.00000	10 $\mu\Omega$	0.009% + 1.4 m $\Omega$
2 k $\Omega$	2100.0000	100 $\mu\Omega$	0.008% + 9 m $\Omega$
20 k $\Omega$	21000.000	1 m $\Omega$	0.008% + 90 m $\Omega$
200 k $\Omega$	210000.00	10 m $\Omega$	0.013% + 1 $\Omega$
2 M $\Omega$	2100000.0	100 m $\Omega$	0.023% + 10 $\Omega$
20 M $\Omega$	21000000	1 $\Omega$	0.11% + 100 $\Omega$
200 M $\Omega$	210.00000	10 $\Omega$	3% + 20 k $\Omega$
1 G $\Omega$	1050.0000	100 $\Omega$	6% + 200 k $\Omega$

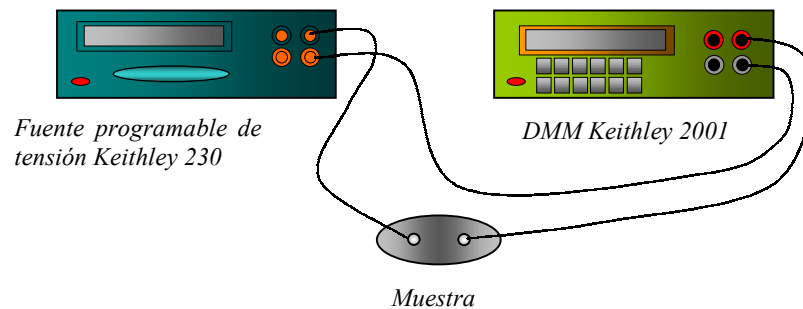
- Tabla 3 Alta Resistividad (2 puntas Keithley)-



### 6.11.3.2 Utilizando la fuente programable de tensión Keithley 230 y el Multímetro Digital Keithley 2001 como amperímetro

Es posible utilizar esta configuración para estudiar el comportamiento de sistemas como el CuO, que es un semiconductor, cuya resistencia a temperatura ambiente es alta (cientos de kΩ) y aumenta conforme disminuye la temperatura.

El rango de medida de la configuración anterior está limitado a 1 GΩ. Es posible ampliarlo si se utiliza una fuente de tensión y se mide la corriente con el multímetro. El esquema se muestra en la Figura 11.



- Figura 11 Configuración con fuente programable de tensión para altas resistencias.-

Para esta configuración se utiliza el **DMM** como amperímetro. Se mide CC con una resolución de 10 pA (según especificaciones del instrumento). Pero el error del instrumento para la escala utilizada (200 μA) es de 0.135% de lectura + 5 nA. La fuente de tensión utilizada tiene un rango de 1 V a 100 V.

Para establecer los límites de confiabilidad de una medida debemos tener en cuenta el valor del error de la corriente (5 nA) y no la resolución del instrumento (10pA).

Si se usa una tensión aplicada de 10 V el mayor valor confiable de R sería:

$$R=10 [ V ]/5 [ nA ] = 2 [ G\Omega ]$$

Con una tensión aplicada de 50 V:

$$R=50 [ V ]/5 [ nA ] = 10 [ G\Omega ]$$

## 6.12 Resultados experimentales

En esta sección, se presentarán los resultados de 3 experiencias realizadas en el laboratorio.

### 6.12.1 Comportamiento de un material superconductor

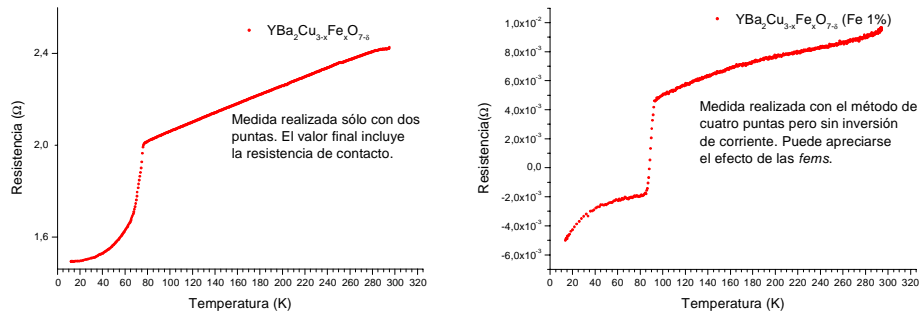
El cerámico superconductor estudiado tiene una temperatura crítica mayor que 90 K. Se trata de un compuesto  $\text{YBa}_2\text{Cu}_{3-x}\text{Fe}_x\text{O}_{7-\delta}$ . Se midió YBaCuO puro y otro dopado con 1% de hierro comparando además tres métodos de medida<sup>5</sup>: con dos puntas, con cuatro puntas sin inversión de corriente y con cuatro puntas con inversión de corriente.

En la región normal de la muestra sin dopar (Figura 12 (a)) se puede ver cómo disminuye linealmente la resistencia cuando disminuye la temperatura hasta la región donde se produce la transición superconductora. En la muestra dopada (Figura 12 (b)), el comportamiento en la región normal difiere de la anterior por la presencia de los átomos de Fe que alteran el carácter metálico del régimen de transporte. En la región superconductora se observa claramente el efecto que tiene el método de medida. La medida realizada con dos puntas Figura 12 (a) es insuficiente. Puede observarse que cuando se enfría la muestra por debajo de  $T_C$  y la resistencia del YBaCuO debería ser nula el mínimo valor medido no es cero puesto que se encuentra limitado y enmascarado por la resistencia de contacto. Para poder medir valores más bajos de resistencia hay que utilizar el método de las cuatro puntas con inversión de corriente. En la Figura 12 (b) puede verse que si no se realiza inversión de corriente, las *fems*<sup>6</sup> distorsionan la medida llegando a dar, en este caso, valores de resistencia negativos. Por esta razón, para poder medir en la región superconductora es necesario proceder utilizando cuatro puntas con inversión de corriente para obtener la respuesta intrínseca del material sin artificios instrumentales, ver Figura 13.

---

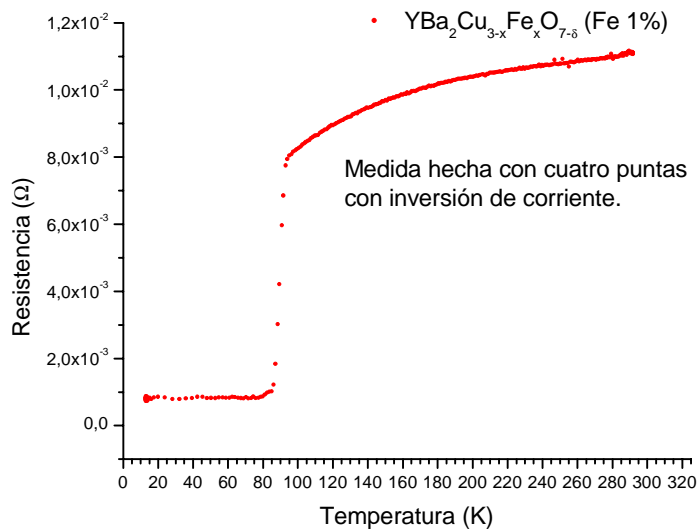
<sup>5</sup> El análisis de por qué se utilizan cuatro puntas se trata en 3.4.4 Método de Kelvin o de las cuatro puntas.

<sup>6</sup> Visto en 3.9 Potenciales termoeléctricos, 3.10 Medida de resistencia en superconductores y en 4.4.3 Método de la corriente inversa.



- Fig. 12 Dos medidas de la resistencia de un superconductor en función de la temperatura. -

Entonces en la Figura 13 puede apreciarse que para medir superconductores el método de las cuatro puntas con inversión de corriente garantiza excelentes resultados.



- Fig. 13 Comportamiento del material  $YBa_2Cu_{3-x}Fe_xO_{7-d}$  dopado con el 1% de hierro. -

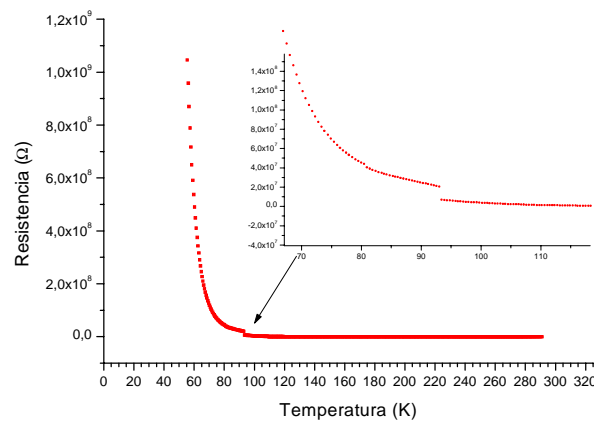
La caracterización realizada permitió determinar la capacidad del arreglo instrumental desarrollado para lograr medidas confiables, con errores menores que el 1 %, de valores de resistividad comprendidos entre  $0.01 \times 10^{-3} \Omega$  y  $1 \times 10^9 \Omega$ .

### 6.12.2 Comportamiento típico de un material semiconductor

El resistómetro fue diseñado para medir y registrar automáticamente la dependencia de la resistividad con la temperatura  $\rho(T)$  en un rango de 11 y 350 K. El rango de medida de resistividad está comprendido entre 0.01m $\Omega$  y 1 G $\Omega$ .

Adaptando las posibilidades de trabajo de este prototipo se comprobó la versatilidad del equipo ya que con modificaciones menores podía realizarse con un error menor al 1% la experiencia de medir resistividad en el óxido cúprico (CuO)<sup>7</sup>. El principal inconveniente es que el CuO es semiconductor por lo que la media de la resistencia inicial a temperatura ambiente es mayor a 500  $\Omega$ . Para una muestra de CuO puede verse cómo aumenta la resistencia cuando baja la temperatura siguiendo una ley exponencial.

Debido a que es muy grande el rango de valores, el multímetro debe adaptar la corriente que entrega para no quedar fuera de escala, por esta razón en la Figura 14 se aprecian dos discontinuidades en la curva. Conociendo el origen de estos saltos, se pueden corregir fácilmente en la presentación final de los datos para su análisis numérico.



- Fig. 14 Resistencia de un semiconductor en función de la temperatura. La discontinuidad se debe al cambio de escala del multímetro. -

<sup>7</sup> El óxido cúprico, vulgarmente conocido como tenorita es un material semiconductor tipo p. Posee una banda prohibida (diferencia de energía entre el punto más bajo de la banda de conducción y el más elevado de la banda de valencia) que varía entre 1.4 eV y 2 eV. Este compuesto es de particular interés porque su estructura cristalina es similar a los planos CuO del YBaCuO y también por su comportamiento magnético anómalo.

### **6.12.3 Transporte eléctrico en nanopartículas de CuO**

#### **6.12.3.1 Introducción**

El CuO es un semiconductor cuya microestructura presenta variaciones que aparentemente dependen de la forma de preparación de la muestra y que algunos autores han interpretado como provenientes de microtensiones y/o tamaño de partícula, no descartándose posibles vacancias catiónicas. Esto conduce a un comportamiento en el régimen de transporte que, a pesar del tiempo transcurrido en su investigación, aún hoy es objeto de numerosos estudios ya que las evidencias experimentales son contradictorias [4]. La resistividad del CuO depende tan fuertemente de su microestructura, que por ej. en monocristales de distinta procedencia se han detectado variaciones de hasta tres órdenes de magnitud en la resistividad eléctrica.

Es poco lo que se sabe de las propiedades de transporte a bajas temperaturas pero estudios en monocristales mostraron anomalías asociadas a cambios en la anisotropía magnética que se han estudiado recientemente en este laboratorio.

En estudios previos [5], se observó que nanopartículas de CuO producidas por molienda mecánica presentan cambios en la respuesta magnética, aparentemente relacionados con el tiempo de molienda.

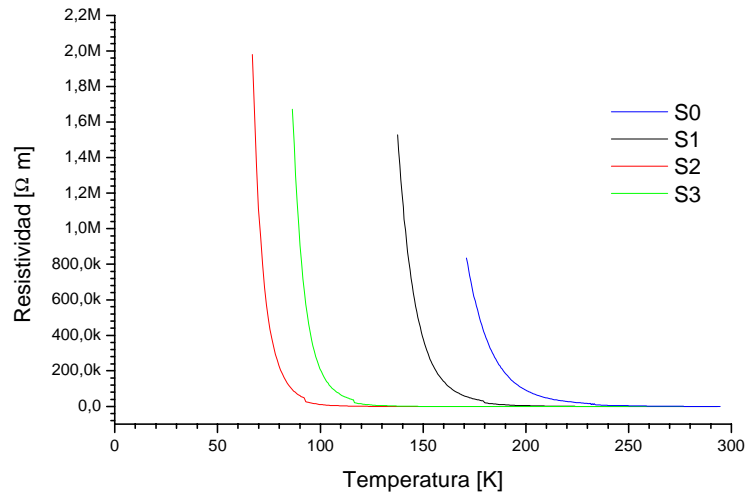
Para investigar la relación entre la estructura magnética y las propiedades de transporte hemos caracterizado y estudiado la resistividad eléctrica entre 30 y 300K de nanopartículas de CuO de distintos tamaños fabricadas por molienda mecánica controlada.

#### **6.12.3.2 Preparación**

Utilizando como material de partida óxido cúprico pro-análisis Cerac, se procedió a molerlo mecánicamente en un molino vibratorio vertical cilíndrico con una bola de acero. La relación masa de CuO/masa de la bola fue de 3:14 con una cantidad de masa de 436 mg de CuO. Se fabricaron cuatro muestras: S0 es la muestra original; S1, S2 y S3 son muestras con tiempos de molienda de 1 hora, 6 horas y 12 horas, respectivamente.

### 6.12.3.3 Caracterización

Se utilizó un difractómetro de polvo convencional Philips 1710 de rayos-X a temperatura ambiente. Se usó la línea  $K\alpha$  del Cu en pasos de  $0.02^\circ$  con 40 segundos por paso. Se procedió a medir la resistividad como función de T entre 30 y 300K en el instrumento desarrollado en esta tesis y a medir el poder termoeléctrico a temperatura ambiente.



- Fig. 15 Comparación de la resistividad de CuO logrado con distintos tiempos de molienda. -

Las curvas de resistividad en función de la temperatura, Figura 15, muestran una disminución de la resistividad con el tiempo de molienda.

Las medidas de poder termoeléctrico no mostradas indican que todas las muestras tienen comportamiento semiconductor con portadores tipo p.

Luego de determinar el tamaño y las microdeformaciones promedio de las muestras haciendo el análisis del perfil de línea por el método de Rietveld utilizando el modelo de Desai y Young, actualmente se está trabajando en obtener un modelo que explique su gran influencia sobre las propiedades eléctricas observadas.

### 6.13 Conclusión

La versatilidad con que fue concebido el sistema de adquisición, con capacidad tanto para medir con detalle las muy bajas resistividades de los cerámicos superconductores como resistencias de varios órdenes de magnitud mayores de otros materiales, permitió realizar medidas confiables en el caso de un material semiconductor como el óxido cúprico (CuO).

Si bien actualmente el instrumento permite abarcar un amplio campo de medidas dada la versatilidad del sistema es posible implementar, de ser necesario, accesorios externos en forma modular con el fin de ampliar aún más el rango de las mediciones.



## **DIFICULTADES ENCONTRADAS, CONCLUSIONES y LINEAS ABIERTAS.**

### **Resumen**

Este capítulo tiene dos propósitos. Por una parte, reseñar las dificultades encontradas en el desarrollo del sistema de medida y en la operación del instrumento construido. Las principales contingencias estuvieron relacionadas con la preparación de las muestras superconductoras, de los contactos eléctricos a la muestra y a los instrumentos, y problemas asociados a pérdidas de helio en el sistema de refrigeración. Todos estos inconvenientes fueron adecuadamente subsanados, y el equipo se encuentra actualmente operando satisfactoriamente.

Asimismo, en esta sección se detallan las conclusiones del trabajo realizado, y se proponen ampliaciones a realizar en el equipo para extender sus capacidades de medida, a fin de realizar experiencias en diferentes áreas de la física y la química.

### **7.1. Dificultades Encontradas.**

#### **7.1.1 Preparación de muestras.**

##### **7.1.1.1 Fragilidad**

En muchos casos, la resistencia mecánica de la muestra puede ser motivo de serios inconvenientes. En efecto, a menudo las muestras estudiadas han sido preparadas fabricando pastillas mediante compresión de polvo. Éste es previamente molido en condiciones que habitualmente dependen del tipo estudio a realizar (Cap. 6). Por este motivo la consistencia de la muestra final puede dar lugar a problemas al colocar los



contactos eléctricos. En general, se busca que la pastilla tenga ciertas propiedades de solidez, para que pueda ser manipulada sin el riesgo de quebraduras.

Al comprimir polvo es importante hacer las siguientes consideraciones:

- Puede suceder que si la pastilla no se ha conformado someténdola a una presión suficiente quede con polvo suelto en su superficie. Un acabado de este tipo hace que los contactos eléctricos sean de dudosa efectividad. Ya no se puede pensar en una inyección de corriente que suministre un campo uniforme. En tales condiciones debe ser descartado el concepto de continuidad y uniformidad de flujo de corriente en la muestra. Por lo tanto es necesario comprobar que la pastilla que se utilizará como muestra presente una superficie uniforme, consolidada y bien adherida. Este problema del polvo superficial no existe si las pastillas fueron sometidas a tratamientos térmicos como el sinterizado, pero no todas las muestras pueden pasar por tratamientos térmicos.

- Otro problema es el aire que podría haber quedado dentro de la muestra. Cuando la pastilla ha sido prensada quedando aire atrapado en su interior tenemos dos problemas: la fragilidad (las muestras se separan por capas al maniobrarlas) y la falta de uniformidad. Este inconveniente es de fácil solución si el pastillero (el recipiente donde se confina el polvo que será sometido a presión) cuenta con una válvula para conectar una bomba de vacío. De este modo la pastilla se hace al vacío.

Al presente hemos diseñado dos pastilleros teniendo en cuenta estos detalles.

### 7.1.1.2 Contactos

- **Contacto Eléctrico:**

En el apartado 6.10 se ha hecho una descripción de los factores que hay que tener en cuenta al instalar terminales en un material cerámico. Previamente se estudió en el Cap. 4 el problema de que las uniones de distintos materiales forman interfases que generan *fems*. Es importante destacar que los problemas de contactos son diferentes si el material que se quiere estudiar es un superconductor (baja  $\rho$ ) o es un semiconductor (alta  $\rho$ ).

Sea de una u otra manera el contacto eléctrico entre un cerámico y un metal es un desafío. Caton y Selim [1] reportaron haber medido resistencias de contactos  $< 50\mu\Omega$  depositando oro fundido en superconductores de alta  $T_C$  ( $YBa_2Cu_3O_8$ ). Otro trabajo [2] lograba menos que  $\rho=10^{-7} \Omega\text{cm}^2$  sinterizando plata en el cerámico ( $YBa_2Cu_3O_8$ ).

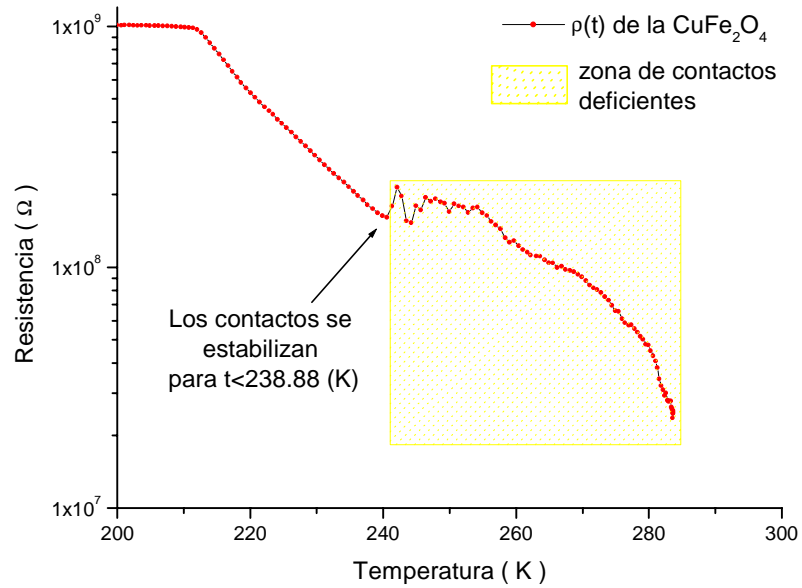
Caton y Selim fundían películas delgadas de oro para establecer un contacto fuerte entre el cerámico y el oro ya que este último se difunde en los poros de la muestra. Esta técnica mayormente se utiliza cuando es necesario aplicar grandes corrientes (decenas e incluso hasta llegar a la centena de amperes) al  $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_8$  bajo estudio. Otros autores [3] han utilizado una técnica que consiste en hacer una máscara en el cerámico que deje expuestos sólo los 4 puntos donde se establecerán los contactos para luego vaporizar *films* de metales nobles a presión (técnica conocida como *sputtering*), de esta manera el metal se introduce estableciendo un muy buen contacto.

En nuestro caso estamos estudiando transiciones resistivas por lo que las corrientes que se suministran a la muestra son mucho menores (del orden de los mA), es por ello que se está utilizando una técnica similar a la que presentó J. van der Maas [4].

Luego de realizar varias experiencias, el mejor resultado que se ha logrado es adherir los terminales ( $\varnothing = 0.08$  mm) a la muestra con pintura de plata.

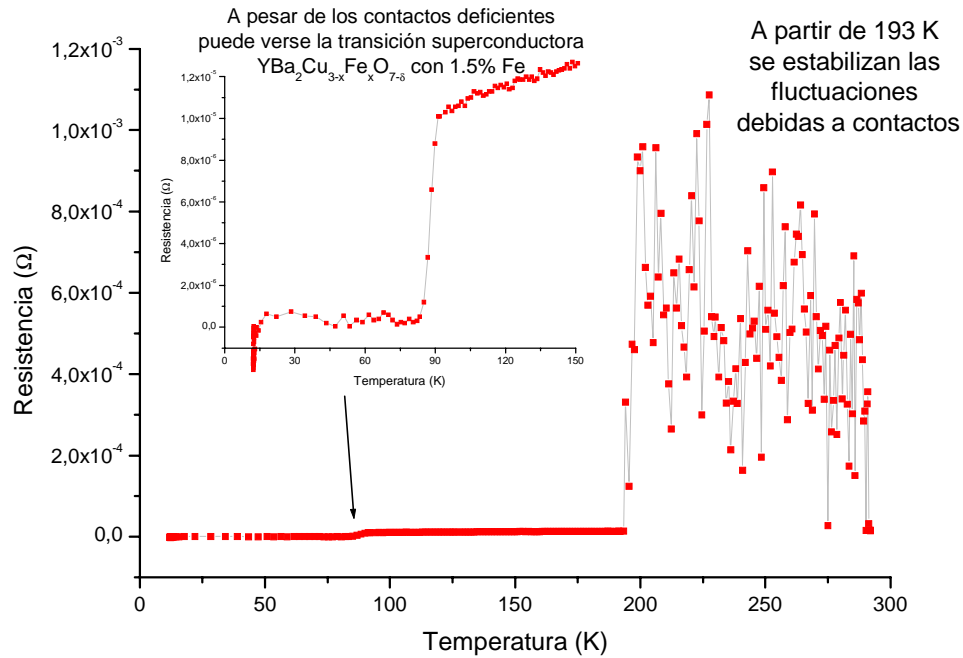
- **Contacto Mecánico:**

Los terminales se montan en la muestra a temperatura ambiente, pero la unión debe mantenerse a pesar de la baja temperatura. En la Figura 1 puede verse que entre la temperatura ambiente y 239 K los contactos son deficientes pero luego se estabilizan. Las razones de este tipo de comportamientos exceden las metas de la presente tesis pero cabe la mención de que se realizaron pruebas con distintas pinturas y métodos de montaje de contactos hasta lograr su eliminación.



- Fig. 1 Curva de  $\rho(t)$  para Ferritas de Cobre ( $\text{CuFe}_2\text{O}_4$ ) donde puede verse una zona de contactos deficientes. -

En la Figura 2 puede verse un efecto similar en el caso de analizar un superconductor. Aquí se está midiendo un  $\text{YBa}_2\text{Cu}_{3-x}\text{Fe}_x\text{O}_{7.8}$  dopado con impurezas de hierro (1.5% Fe). Puede verse claramente la deficiencia de los contactos para temperaturas mayores a 193K. En el gráfico se destacó una zona ampliada donde se hace notar que a pesar de la deficiencia de los contactos puede apreciarse la transición superconductor por debajo de  $T_C \cong 92\text{K}$ .



- Fig. 2  $YBa_2Cu_{1-x}Fe_xO_{7-\delta}$  dopado con impurezas de hierro (1.5% Fe) donde puede verse que la zona de contactos deficientes es para  $T > 193 K$  -

## 7.1.2 Precisión de la medida en los diferentes modos de operación.

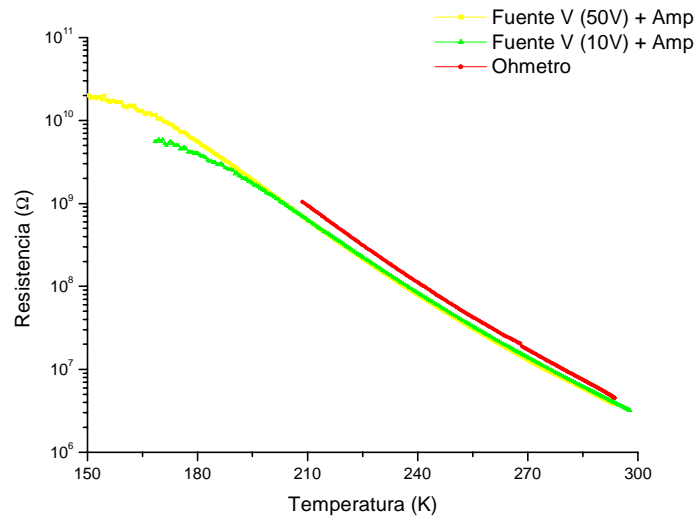
### 7.1.2.1 Precisión en medida de semiconductores

En la Figura 3 se pueden observar varios aspectos que analizaremos sucintamente a continuación:

- En primer lugar podemos ver que la curva roja, correspondiente a la configuración del DMM como óhmetro se interrumpe mucho antes que las otras dos, esto se debe a que los valores de resistencia caen fuera del rango de medida lo que obliga al DMM a llegar a su límite (1GΩ).
- La limitación anterior se ve superada al utilizar la configuración que comprende la fuente de tensión más el DMM como amperímetro. La mejora resulta ser de más de un orden de magnitud.

Las curvas verde y amarilla son el resultado de la búsqueda de una tensión adecuada. Las dos curvas corresponden a una única muestra. Puede apreciarse que la curva donde la tensión aplicada es de 10V se

aparta de la linealidad antes que la curva donde la tensión aplicada es de 50V. De esto podemos decir que el cambio de pendiente de la curva no correspondería al comportamiento de la muestra en cuestión, sino que se debería al límite que se puede medir con esta configuración. Este límite podría deberse a la influencia de la sensibilidad del equipo más la presencia de corrientes espurias, el estudio de su origen va más allá del propósito de esta tesis. Para estudiar materiales semiconductores, si bien puede aumentarse aún más la tensión, se puede garantizar  $R(T)$  sólo en aquellas regiones en que dos medidas con diferentes tensiones se superpongan.

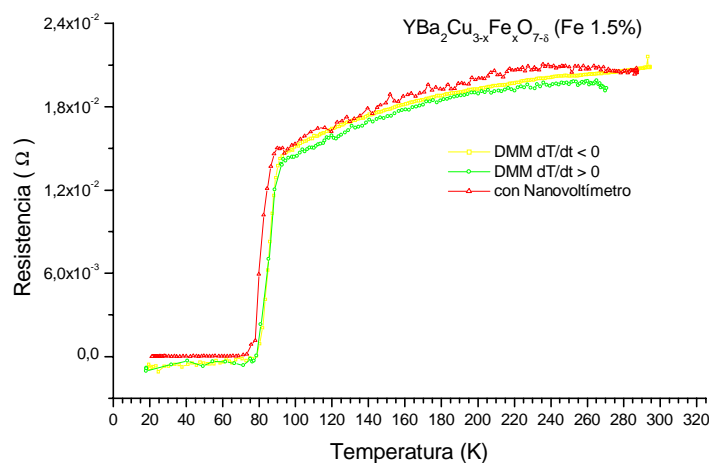


- Fig. 3 Gráfico comparativo de Ferritas de cobre ( $CuFe_2O_4$ ). -

### 7.1.2.2 Precisión en medida de superconductores

En la Figura 4 se presentan tres curvas hechas sobre la misma pastilla superconductora. Todas las medidas fueron efectuadas con el método de cuatro puntas con inversión de corriente, utilizando una corriente de 10 mA. En un caso se hizo enfriando, en otro calentando y en un tercero enfriando pero con la incorporación del nanopreamplificador. De este gráfico se observa lo siguiente:

- Un mayor nivel de ruido en la curva de calentamiento respecto a la de enfriamiento debido al funcionamiento del calentador que acciona el control de temperatura.



- Fig. 4 Gráfico comparativo de  $YBa_2Cu_{3-x}Fe_xO_{7-\delta}$  dopado con impurezas de hierro (1.5% Fe) medido con cuatro puntas con inversión de corriente. -

- Un notorio incremento en la resolución de la curva roja debido a la presencia del nanovoltímetro. Es importante notar que se trata de un mayor detalle en la medida de tensión y no un aumento de ruido. Este incremento se refleja además en la significativa mejora en la sensibilidad del equipo.
- Dado que la configuración de cuatro puntas con inversión de corriente debería eliminar *fems*, los valores negativos para resistencia por debajo de  $T_C$  (curvas sin nanopreamplificador) no deberían existir. Se encontró que en estos casos la permanencia de la corriente en uno y otro sentido no era igual. La corrección de esta diferencia de tiempos se ve en la curva con el preamplificador, donde no hay más valores negativos.

### **7.1.3 Inconvenientes en la instalación.**

#### **7.1.3.1 Fuga de He del sistema:**

• Debido a que el sistema de helio es de ciclo cerrado, la presión en el compresor debe estar comprendida entre dos valores límite, ya que la misma depende de dos factores:

- 1) Que el equipo esté en régimen de trabajo o que esté apagado.
- 2) La temperatura ambiente.

Con el equipo apagado y una temperatura ambiente de 22 °C el manómetro del compresor debe indicar aproximadamente  $P \cong 260$  psi. Con el equipo encendido en régimen a la misma temperatura ambiente la presión se eleva a unos  $P \cong 330$  psi.

En nuestro caso se observó que el manómetro registraba una indicación menor a la esperada y conforme pasaba el tiempo, éste disminuía su marca. Era evidente que estábamos frente a una pérdida de He.

El instrumento más adecuado para detectar pérdidas de He es un espectrómetro de masas, pero hay una restricción: la pérdida debe ser suficientemente grande para que la sensibilidad del espectrómetro sea capaz de captarla. En nuestro caso la pérdida era muy pequeña así que se optó por buscar la fuga del gas utilizando el método clásico de la solución jabonosa. En este caso se utilizó una solución especial (similar a un detergente) para detectar pequeñas pérdidas. El método consistió en evaluar las zonas de posibles fugas y aplicar la solución esperando (a veces varios minutos) a que se formaran burbujas, las cuales se detectan por observación ocular directa, se utilizó una lupa e iluminación especial para amplificar y facilitar la visión. A pesar de la sencillez del método se pueden detectar pérdidas muy pequeñas.

Finalmente y luego de varias sesiones de trabajo se halló la pérdida en la unión de la base del expansor. Consultando el manual del equipo se llegó a la conclusión de que posiblemente estuviera fallando un sello de viton (o-ring). Se efectuó la importación del repuesto enviado por el fabricante y se procedió a desarmar el expansor para reemplazar el sello. Los detalles de la operación están registrados en el libro de actas que cumple la función de memoria del Sistema Adquisición.

Fue necesario vaciar o ventear el expansor, abrirlo con mucho cuidado para evitar que se contamine, (para esto se utilizó una carpa con atmósfera de nitrógeno) hacer el reemplazo del sello y volver a cerrar. Para no superar los valores nominales de

diseño al ajustar los tornillos se utilizó un torquímetro de precisión y se siguió el esquema de ajuste y procedimiento que indica el manual. Es necesario destacar que el ajuste se hace sobre un sello de viton, por lo tanto la presión o fuerza y deformación que el sello puede soportar están claramente especificadas para que el mismo trabaje correctamente (el sello debe contener Helio a la presión de trabajo  $\cong$  330 psi). Luego fue necesario limpiar el sistema, el procedimiento es hacer varias recargas y venteos con He para que este arrastre y expulse los posibles contaminantes que puedan haberse infiltrado, a este proceso también se lo conoce como de “secado” porque “barre” el agua que está presente en el aire y que podría haber entrado al expansor por haber sido abierto. Para completar la operación, finalmente se debe recargar el sistema con He de alta pureza (99.999% de He). Al encender el equipo nuevamente se logró llegar a los 11 K en menos de 2 horas (siguiendo la curva de temperatura que especifica el manual) con lo cual comprobamos que el *service* fue satisfactorio.

- Más adelante, en otra oportunidad volvimos a registrar una nueva disminución en la presión interna del circuito. Esta vez teníamos mayor experiencia, así que la primer medida que se tomó fue abrir el circuito de He, esto es desvincular el compresor del expansor, estos están ligados por la mangueras presurizadas que llevan el He a presión, así que el procedimiento fue abrir el circuito apartando las mangueras para poder individualizar mejor el posible lugar de la pérdida. El compresor tiene manómetro indicador y el expansor no. Se dejó pasar un tiempo prudencial y pudo comprobarse que en ese período no cambió la posición del sensor de presión del compresor, por lo tanto la pérdida se encontraba nuevamente en el expansor. Se procedió a buscar la pérdida con la solución de agua jabonosa. Se registraron todas las uniones posibles de ensamble del expansor y finalmente se halló la pérdida en la base de la rosca donde entra la línea *Supply* que viene del compresor. Se ajustó la rosca con un torquímetro de precisión procediendo según indicaciones del manual y la unión quedó sellada.



## 7.2 Conclusiones y líneas abiertas

Este trabajo planteó el estudio de las técnicas de medición de la conductividad, y el desarrollo de un resistómetro para ser utilizado en el estudio de propiedades de transporte en materiales superconductores. Sin embargo, durante su realización se encontró que el mismo diseño permitía ampliar la capacidad del instrumento para abarcar un gran rango de resistividades sin modificaciones sustanciales. Dada la inexistencia, en el área de influencia de la ciudad, de un instrumento de tales características o capacidades, en este momento se ha constituido un laboratorio de resistividad alrededor del instrumento desarrollado, que llenará las necesidades de caracterización de propiedades de transporte en numerosas aplicaciones básicas y tecnológicas. El equipo construido permite estudiar propiedades de transporte de sistemas nanoestructurados, aleaciones metálicas, sólidos amorfos, óxidos superconductores, perovskitas (sistemas ferroeléctricos) y sistemas cerámicos. Estos sistemas son objeto de estudio por muchos grupos de investigación de la zona en las áreas de física, fisicoquímica, geología, metalurgia, catálisis y química.

El actual instrumento permite estudiar la dependencia térmica desde 12 a 300 K, pero sería un paso factible y conveniente adaptarlo a medidas superiores al ambiente, hasta alrededor de 1300K.

Por otro lado, han surgido inquietudes de los investigadores que lo han utilizado en la posibilidad de medir propiedades tales como poder termoeléctrico, efecto Hall y magnetoresistividad de sus muestras. Sería interesante incorporar al laboratorio estas líneas en un futuro, de modo de ampliar las capacidades y hacer uso intensivo del instrumento desarrollado.

Específicamente, como continuación de los desarrollos comenzados en este trabajo, se podrían implementar dos sondas para realizar medidas de efecto Hall y de poder termoeléctrico.

Con la incorporación del amplificador Lock-in ya adquirido, se podrán implementar las medidas en CA. Las técnicas de CA aumentarán la región de capacidad del equipo y así se podrá contemplar la adquisición de datos en condiciones imposibles en la actualidad.

## NOMENCLATURA, CONSTANTES Y SIGLAS

<b>A</b>	Unidad de corriente [ampère]
<b>BCS</b>	Bardeen, Cooper y Schrieffer (Teoría de )
<b>B<sub>C</sub></b>	Inducción magnética Crítica (Valor para el que se verifica la transición del estado superconductor al normal)
<b>Be</b>	Inducción magnética en Equilibrio
<b>B (T)</b>	Campo magnético en función de T.
<b>J</b>	Unidad de energía y de trabajo [N.m = Ws]
<b>K</b>	Unidad de temperatura en la escala Kelvin o absoluta
<b>L</b>	Inductancia [Henry]
<b>R</b>	Resistencia [Ohms]
<b>s</b>	Unidad de tiempo [segundo]
<b>T</b>	Temperatura
<b>T</b>	Unidad de campo magnético [Tesla]
<b>T<sub>C</sub></b>	temperatura crítica (Temp. de transición en mat. superconductores)
<b>V</b>	Unidad de Tensión [volts]
<b>Å</b>	Unidad de longitud: Angstroms [ $10^{-10}$ m]
<b>Δ</b>	Intervalo entre el estado normal superconductor y el de pares de Cooper
<b>ξ<sub>0</sub></b>	Longitud de coherencia
<b>ε<sub>F</sub></b>	Energía de Fermi
<b>Ω</b>	unidad de resistencia [Ohms]
<b>ρ</b>	Resistividad [Ω.m]
<b>ρ(T)</b>	Resistividad en función de la temperatura
<b>τ = L/R.</b>	Constante de tiempo [s]
<b>k</b>	Constante de Boltzmann $1.318 \times 10^{-23}$ [J. K <sup>-1</sup> ]
<b>v</b>	Frecuencia [Hz]
<b>h</b>	Constante de Plank $6.626 \times 10^{-34}$ [J.s.]
<b>ħ</b>	$h/2\pi$ $1.055 \times 10^{-34}$ [J.s.]

## APÉNDICE A

### RUIDO EN MEDICIONES DE BAJA SEÑAL

#### A.1 Introducción

Todas las señales en ingeniería están normalmente contaminadas por algún tipo de ruido. En particular, dados los pequeños niveles de señal asociados a la aplicación que nos ocupa, el problema de separar el ruido se torna especialmente importante. Las mediciones de baja señal siempre involucran algún tipo de amplificación, y en consecuencia el ruido también se amplifica. Si no se toman precauciones especiales las señales débiles podrían perderse o enmascarse en el ruido; es decir, si la relación señal ruido fuera muy baja, el error sería tan grande que resultaría imposible realizar una medida confiable. Es por esta razón que es necesario conocer la naturaleza de las fuentes generadoras de ruido y encontrar la forma de aislarlas o minimizarlas.

Haremos un análisis de los problemas que suelen presentarse para conocer las posibles causas de interferencias que distorsionan el valor de una medida. En lo que sigue definiremos ruido y señal, plantearemos la importancia de elegir un transductor adecuado y estudiaremos los principales tipos de ruidos que nos interesa conocer para realizar esta medida. Aún cuando se reiteran conceptos introducidos en capítulos anteriores, aquí se ven esas ideas con mayor grado de profundidad.

#### A.2 Definiciones Generales

Ruido es cualquier variación temporal de alguno de los parámetros físicos observados, causada por la combinación de posibles procesos que puedan alterar el valor del parámetro, produciendo información no útil al observador acerca del evento a observar. En otras palabras, se llama ruido a cualquier señal que interfiera en la extracción de la señal a observar, distorsionando o modificando su naturaleza.

Señal es cualquier variación en el tiempo de alguno de los parámetros físicos que es causada por los procesos que pueden influenciar el valor del parámetro a observar; esa variación lleva la información que es útil para el observador.

Cuando a partir del cambio de algún parámetro de interés se desea generar una señal con el propósito de procesarla eléctricamente (amplificarla, filtrarla, registrarla, etc.) es necesario utilizar un transductor. Este dispositivo es capaz de captar de manera proporcional la perturbación física y de transformarla en una señal eléctrica, ‘traduciendo’ el fenómeno bajo observación a impulsos eléctricos. Estos dispositivos tienen resistencia, inductancia y capacitancia. Son sensores expuestos a variaciones de luz, temperatura, humedad, campos electromagnéticos, radiación, etc.. Los transductores tienen impedancia interna y todos aportan ruido a la medición.

Por lo tanto ruido es generalmente cualquier perturbación espuria o indeseable que tiende a enmascarar la señal que se pretende medir. Podemos distinguir varias clases de ruido: la de los ruidos “artificiales”, la de los “disturbios erráticos” que quedan fuera de nuestro control y ocurren irregularmente, y la del tipo debido a las “fluctuaciones espontáneas”. Los ruidos de origen artificial pueden ser debidos a la captación electromagnética de señales interferentes; pueden deberse a radiación originada en fuentes eléctricas (artefactos eléctricos, ignición, etc.); pueden ser captados a través de fuentes de alimentación, podrían ser señales espurias originadas por un modulador balanceado, perturbaciones mecánicas transformadas en disturbios eléctricos, (microfonismo), etc. Hay gran cantidad de ejemplos de tales disturbios espurios, pero todos ellos tienen en común la característica de poder ser eliminados o por lo menos reducidos al mínimo reubicando el sistema de comunicación, utilizando blindajes o circuitos de filtro, mejorando el diseño mecánico o eléctrico, etc.

En cuanto a los disturbios erráticos, a diferencia de los ruidos artificiales no tienen su origen en la actividad del hombre, ya que pueden deberse a tormentas atmosféricas eléctricas o a otras causas naturales. Los mismos pueden ser controlados mediante puestas a tierra y sistemas de protección específicos para cada caso. Los disturbios erráticos pueden ser considerados también espontáneos, en cuanto a su origen, pero como no se hallan continuamente presentes, se les asigna una categoría aparte.

Aunque estos dos tipos de ruidos son muy importantes desde el punto de vista de la captación de una señal, los métodos de control de los mismos han sido ya ampliamente abordados por los estudios de ingeniería clásica, además de que la solución de los problemas en estos casos requiere la consideración de los factores externos involucrados en cada situación particular.

Por esta razón nos concentraremos especialmente en el estudio del tercer tipo, el de los ruidos debidos a las fluctuaciones espontáneas de tensión, o de corriente.

Las mismas ocurren de una manera general en el mundo físico y se deben, en última instancia, a la naturaleza discontinua o granular de la materia. Hay básicamente tres tipos de fluctuaciones espontáneas que afectan una medida, y que estudiaremos a continuación:

**Ruido Térmico o Johnson:** Es el ruido resultante del movimiento aleatorio de electrones debido a su agitación térmica.

**Shot:** Está causado por la variación aleatoria en la velocidad de los portadores discretos de carga en un camino conductor.

**Ruido de Contacto o Flicker:** Es inversamente proporcional a la frecuencia ( $1/f$ ). Está asociado a sistemas que tienen portadores de carga limitados (huecos o electrones).

### A.3 Ruido Térmico o Johnson

Los electrones libres en cualquier conductor poseen distintos valores de energía debido a la temperatura del conductor y están en continuo movimiento. Este movimiento es aleatorio y es causado por la agitación térmica. Esta agitación provoca pequeñas diferencias de tensión desarrolladas a lo largo del conductor. Son ligeras fluctuaciones de energía en torno a los valores más probables de la distribución, pero son suficientes para producir dicho potencial de ruido dentro del conductor.

El primero en estudiar experimentalmente el ruido térmico fue J. B. Johnson [1]-[2] en los Bell Laboratories, en 1928. En honor a ese trabajo es que también se conoce al

ruido térmico como ruido de Johnson. Al mismo tiempo, H. Nyquist, en base a termodinámica estadística clásica, demostró que la media cuadrática del ruido térmico de voltaje generado en una impedancia puede expresarse como:

$$\bar{v}_n^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f) df \quad (1)$$

donde:

$\bar{v}_n^2$  = valor medio cuadrático (rms) del ruido térmico comprendido en la banda de frec. de  $(f_1-f_2)$ , [v<sup>2</sup>]

$k$  = constante de Boltzman (  $1,38 \cdot 10^{-23}$  (Joule/Kelvin) )

$T$  = temperatura absoluta de R [K]

$R(f)$  = componente resistiva de la impedancia a frec. "f" [ $\Omega$ ]

$f$  = frecuencia [Hz]

Si la componente resistiva de la impedancia es independiente de la frecuencia, la ecuación anterior se reduce a:

$$\bar{v}_n^2 = 4kT \Delta f R \quad (2)$$

Donde el ancho de banda  $\Delta f$  está dado en Hertz.

Las dos ecuaciones anteriores indican que el voltaje medio cuadrático es infinito en el rango de frecuencia que va desde  $f = 0$  hasta  $f = \infty$ . Sin embargo, esto no es correcto. A frecuencias extremadamente altas la mecánica estadística clásica deja de ser válida y las ecuaciones deben ser revisadas en base a la teoría cuántica. Sin embargo, estas ecuaciones sí son válidas para frecuencias menores que 6 THz [3].

Por tratarse de un valor elevado, no tiene sentido práctico analizar la existencia de frecuencias de corte. Para nuestro propósito puede suponerse que el espectro es plano e ilimitado, aunque por razones prácticas nos interesa trabajar con valores de frecuencias que están en el orden de los MHz. En analogía con la óptica donde el color 'blanco' está constituido por la suma de todos los colores, se denomina ruido blanco cuando la distribución en frecuencia del mismo abarca todo el espectro.

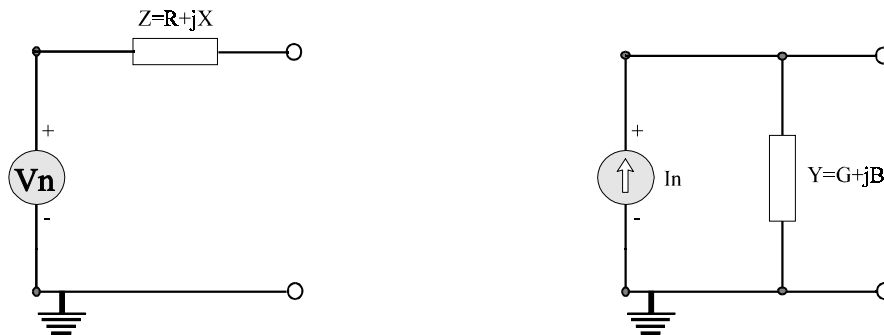
Nyquist [2] hizo la deducción original de la ecuación (2) basado en la termodinámica y suponiendo la temperatura en equilibrio, sin considerar la interacción

aleatoria entre los iones metálicos y los electrones de conducción. Aunque esta observación parece a primera vista injustificada, se trata en realidad de algo muy afortunado, pues usando los mismos razonamientos termodinámicos, puede demostrarse que cualquier dispositivo pasivo y lineal, sea eléctrico, electromecánico, etc. tiene asociado con él un ruido térmico de una u otra forma. En algunos casos esto puede ser debido a la agitación térmica de las moléculas del aire, en otros, a efectos eléctricos aleatorios en la ionosfera y la atmósfera, etc. Esto es así porque el término  $\frac{1}{2}kT$  se presenta con carácter general en la termodinámica como la energía asociada con cada grado de libertad (cuando la temperatura aumenta, las moléculas de un sistema gaseoso se agitan más rápidamente, en el caso de las estructuras cristalinas es la vibración de los iones la que aumenta). Esa fue la base de la que partió Nyquist para deducir la ecuación.

Debido a este razonamiento, los resistores en la analogía eléctrica de cualquier dispositivo físico lineal y pasivo pueden ser considerados como fuentes de tensión de ruido, de acuerdo con la ecuación (2).

En la siguiente figura puede verse el circuito que representa una impedancia como fuente de ruido. La tensión de ruido térmico depende solamente del componente resistivo de la impedancia y es independiente del componente reactivo.

La ecuación (2) muestra que  $\bar{v}_n^2$  por hertz es independiente de la banda de frec. particular en la cual se mide el ruido.



Aplicando el teorema de Norton, se puede hacer la representación equivalente de un generador de tensión de ruido térmico y puede reemplazarse por su circuito equivalente de corriente. La siguiente ecuación representa la magnitud del valor medio cuadrático de ruido.

$$\bar{I}_n^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} G(f) df \quad (3)$$

Si la conductancia  $G$  de la impedancia  $Y$  es independiente de la frecuencia, entonces.

$$\bar{I}_n^2 = 4kT\Delta fG \quad (4)$$

La condición de máxima potencia de ruido transferida es cuando la impedancia de carga es el conjugado de la impedancia de fuente.

Con respecto a la potencia, la máxima que puede ser transferida desde un resistor en esas condiciones es:

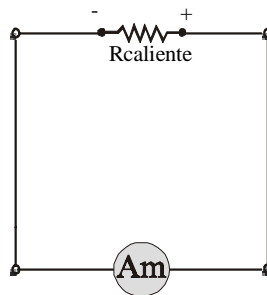
$$P_n = kT\Delta f \quad (5)$$

Esta potencia es el ruido de potencia disponible.

Para una temperatura dada, cualquier resistor tiene la misma potencia de ruido.

El siguiente ejemplo puede servir como ilustración:

Si tenemos dos resistores iguales, uno a temperatura ambiente y otro cerca del cero absoluto y están conectados en paralelo con cables de resistencia cero, la energía será transferida desde el resistor caliente al frío. Un amperímetro de resistencia cero, conectado entre los terminales del resistor caliente leerá una corriente de:



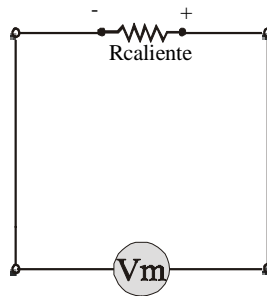


$$I_{Ncc} = \sqrt{\frac{4kT\Delta f}{R}} \quad (6)$$

en esta ecuación y en las que siguen *ca* y *cc* significan respectivamente *circuito abierto* y *cortocircuito*.

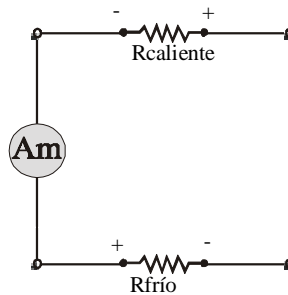
La corriente  $I_{Ncc}$  es la corriente de corto circuito dada por el movimiento de electrones en el resistor caliente causada por su energía térmica.

Si abrimos el circuito, hallamos el valor de la tensión.



$$E_{Nca} = I_{Ncc} \cdot R = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (7)$$

Conectando en serie el resistor frío con el caliente, la corriente de ruido que fluye entre los dos es:



$$I_N = \frac{E_{Nca}}{2R} = \sqrt{\frac{kT\Delta f}{R}} \quad (8)$$

El promedio de ruido transferido al resistor frío es:

$$W_N = I_N^2 R = kT\Delta f \quad (9)$$

la máxima potencia de ruido que puede ser transferida desde el resistor caliente al frío.

La potencia por ancho de banda puede ser escrita como:

$$\frac{\Delta W_N}{\Delta f} = kT \quad (10)$$

y si  $\Delta f$  se aproxima a cero entonces:

$$\frac{\partial W_N}{\partial f} = kT = w_N(f) \quad (11)$$

Esta función es la Densidad Espectral de Potencia. En este caso, es claramente independiente de la frecuencia. Estamos justificando aquí la razón de por qué el ruido térmico es *blanco* por analogía con la luz.

La distribución de frecuencia de la potencia de ruido térmico es uniforme. Para un ancho de banda especificado, cualquiera en el espectro, la potencia de ruido disponible es constante e independiente del valor de la resistencia. El valor rms para ruido térmico está bien definido, mientras que el valor instantáneo puede ser definido solamente en términos de probabilidad. La amplitud instantánea del ruido térmico tiene una distribución Gaussiana.

#### A.4 Ruido Shot

La corriente continua de un transistor o de un FET no es constante en todo instante. La corriente de emisor a colector, por ejemplo, está constituida por un flujo de electrones individuales o huecos y lo que es constante es el flujo medio. La fluctuación en el número de portadores es lo que se denomina efecto *shot* o *schottky*, en honor a W. Schottky [4], quien descubrió y mostró en 1918 la validez de la ecuación (12). Está

caracterizado por su distribución espectral uniforme con un amplio rango de frecuencias, similar al ruido térmico de las resistencias.

Se representa por las mismas ecuaciones:

$$\bar{v}_n^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f)df \quad (1)$$

$$\bar{v}_n^2 = 4kT\Delta fR \quad (2)$$

Haciendo un análisis similar al ruido térmico, la corriente de ruido de un elemento será:

$$I_N = \sqrt{2qI_0\Delta f} \quad (12)$$

donde  $q$  = es la carga del electrón.

$I_0$  = Promedio de corriente DC y  $\Delta f$  es el ancho de banda.

$$W_N = I_N^2 R = 2qI_0R\Delta f \quad (13)$$

$$\frac{\Delta W_N}{\Delta f} = 2qI_0R \quad (14)$$

$$\frac{\partial W_N}{\partial f} = W_N (f) = 2qI_0R \quad (15)$$

### A.4.1 Ruido de Transporte

Los materiales semiconductores utilizados en transistores y diodos dan origen a distintos tipos de ruido debido a la naturaleza de los portadores discretos de carga. Los términos ruido shot y flicker son de la época de la tecnología de las válvulas o tubos de vacío.

Actualmente se intenta utilizar una terminología que distinga las diferentes causas de ruido en los dispositivos activos, los nombres son ruido de transporte, ruido de transición, ruido de modulación y ruido popcorn. Por lo tanto analizaremos con un enfoque actualizado estos tipos de ruido.

Cuando se transporta carga eléctrica, el carácter atómico de la electricidad se pone en evidencia porque la transferencia de los portadores de carga individual se manifiesta como pulsos definidos de corriente los cuales se distribuyen aleatoriamente en el tiempo. Esto es lo que causa la emisión catódica termoiónica (emisión de cátodo caliente) o el flujo de corriente a través de la unión de un semiconductor para mostrar pequeñas fluctuaciones, también es llamado *ruido shot*.

En tubos de vacío este fenómeno se conoce como *ánodo shot*, y *ruido shot* inducido de grilla, y más aún como ruido de partición si el cátodo emisor de corriente se divide en corrientes que fluyan hacia diferentes electrodos. En dispositivos semiconductores, la difusión de portadores a través de la unión se traduce en pulsos de corriente con una distribución aleatoria la cual tiene un efecto similar.

#### A.4.2 Ruido de Contacto

Este ruido se genera debido al contacto imperfecto entre dos materiales, lo que causa que el flujo de corriente no sea constante. Siempre que se unan dos conductores aparece este tipo de ruidos, como por ejemplo en interruptores y contactos de relays. Ocurre también en transistores y diodos debido a las imperfecciones del contacto o bien debido a las impurezas de la masa y superficie del cristal. En las resistencias de composición y dispositivos de naturaleza similar a los micrófonos de carbón los cuales están compuestos de pequeñas partículas moldeadas en una pieza.

Este tipo de ruido se conoce también por otros nombres, como ser *ruido de exceso* cuando se encuentra en resistencias. Cuando se observa en tubos o válvulas de vacío es referido como *ruido flicker*. Como tiene una única frecuencia característica se le llama también ruido  $1/f$  o *ruido de baja frecuencia*. El ruido de contacto es directamente proporcional al valor de la corriente continua. La densidad de potencia varía con la inversa de la frecuencia  $1/f$  y la distribución es Gaussiana. La expresión de la corriente de ruido  $I_f$  por raíz cuadrada de ancho de banda  $B$  puede ser enunciada aproximadamente por la siguiente ecuación [5].

$$\frac{I_f}{\sqrt{B}} \approx \frac{KI_{dc}}{\sqrt{f}}, \quad (16)$$

$I_{dc}$  = Es el valor promedio de la corriente [A] .

$f$  = frecuencia [Hz].

$K$  = Constante que depende del tipo de material y de su geometría.

$B$  = Ancho de banda [Hz], centrado en la frecuencia  $f$ .

Debe notarse que la magnitud del ruido de contacto puede hacerse muy grande a bajas frecuencias debido a su característica  $1/f$ . La mayoría de las teorías avanzadas que toman en cuenta la resistencia de contacto predicen que para algunos valores de baja frecuencia la amplitud del ruido se mantendría constante. Sin embargo se han realizado medidas de resistencia de contacto con frecuencias tan bajas como de unos pocos ciclos por día y aún siguió mostrando sus características  $1/f$ . Debido a su frecuencia característica, este tipo de ruido es usualmente la fuente más importante de ruido en circuitos de baja frecuencia.

### **A.4.3 Ruido de Transición**

En un semiconductor, ocurren fluctuaciones de carga, estas son atribuidas a fluctuaciones espontáneas en la generación, recombinación y captura de portadores y por último, al ruido térmico de portadores en la banda de conducción. La influencia de estos efectos en el ruido de transistores y diodos en altas frecuencias puede ser analizada de una manera similar al ruido térmico en resistencias. A bajas frecuencias, las fluctuaciones de carga contribuyen al ruido *flicker* con una dependencia de la frecuencia que está relacionada con el promedio de vida de los portadores en el material semiconductor.

### **A.4.4 Ruido de Modulación**

Las fluctuaciones en el flujo de corriente se deben a que la distribución de la densidad de los portadores de carga no es uniforme en todo un dispositivo semiconductor. Este fenómeno se produce en la superficie del cristal semiconductor y en la parte activa de la base, cercano a la juntura de emisor, relativamente lentas fluctuaciones crecen con el ruido  $1/f$ . Esto se da por el hecho de que cerca de la unión de

emisor la impedancia de la base depende de la corriente. Esta impedancia es real a frecuencias donde el ruido *flicker* domina. La resistencia de base puede ser considerada como si se dividiera en una parte modulada y otra no modulada. En la superficie, desaparecen los portadores que contribuyen a la conducción de corriente y las fluctuaciones en este proceso resultan en una corriente de ruido cuya dependencia es idéntica con aquella del *ruido shot* pero el espectro de frecuencia en esta es diferente.

A pesar de haber eliminado las fuentes externas que pudieran acoplar ruido a un circuito, hay un límite teórico de ruido que va a permanecer debido a las fuentes intrínsecas de ruido. Es posible medir y definir bien los valores rms de estas fuentes de ruido, pero los valores instantáneos solo puede predecirse en términos de probabilidad.

#### A.4.5 Ruido Popcorn

Podría traducirse como ruido de *rosetas de maíz*, se lo conoce también como *burst noise*, fue descubierto en la época de los primeros trabajos con diodos semiconductores. Debe su nombre al hecho de que si se amplificara este ruido y se colocara un parlante, el sonido que escucharíamos sería como el del estallido que producen las rosetas de maíz al cocinarse, con *ruido térmico* de fondo dando la idea de sonido de fritura, es por eso que se llama *popcorn noise* [6].

Este tipo de ruido, a diferencia de los anteriores se debe a defectos de fabricación, usualmente impurezas metálicas y la única manera de eliminarlo es mejorando las condiciones de fabricación. Este ruido es causado principalmente por impurezas en la unión de los dispositivos semiconductores. Si observamos en un osciloscopio la salida de un amplificador cuyos defectos de fabricación sean tales que se genere este tipo de ruido veremos lo siguiente: una línea base de ruido térmico, (ruido blanco) y sobre ella saltos discretos de una figura no periódica, varía entre unos cientos de pulsos por segundo a menos de un pulso por minuto. Generalmente el ancho varía entre los microsegundos y los segundos, pero para una muestra en particular, esto es un componente defectuoso, la amplitud del ruido es fija y es función de las características de la unión defectuosa. Un valor típico es una amplitud de 2 a 100 veces el ruido térmico.

La densidad de potencia del *burst noise* tiene una característica espectral de  $1/f^n$ , donde  $n$  es típicamente 2. Debido a que éste ruido es un fenómeno que está relacionado con la corriente, la tensión de ruido será mayor cuanto mayor sea la impedancia del circuito, por ejemplo la entrada de un FET.

### A.5 Suma de fuentes de tensión de ruido

Supongamos que tenemos más de una fuente de ruido y queremos ver el efecto que causa la resultante de esas fuentes. En este punto es necesario poder discernir si las fuentes de ruido están correlacionadas o no ya que el tratamiento de la señal se realiza en forma diferente.

Si dos o más fuentes de tensión o corriente de ruido producen independientemente una perturbación, se dice que no están correlacionadas, o que son no-correlacionadas. En el caso de fuentes no-correlacionadas se halla la resultante de las potencias de ruido independientes sumando las distintas potencias de ruido individuales. Por ejemplo: si  $V_1$  y  $V_2$  son dos fuentes de ruido independientes, la  $V_{total}$  es la suma de los cuadrados de las tensiones individuales.

$$V_{total}^2 = V_1^2 + V_2^2 \quad (17)$$

Entonces el ruido total es:

$$V_{total} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2} \quad (18)$$

Si las fuentes de ruido están correlacionadas puede hallarse el efecto resultante valiéndose de la siguiente ecuación:

$$V_{total} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + 2\gamma \cdot V_1 V_2} \quad (18)$$

Donde  $\gamma$  es el coeficiente de correlación que pueda variar entre +1 y -1. Si  $\gamma$  es igual a cero el voltaje es no-correlacionado, cuando  $|\gamma| = 1$  el voltaje es totalmente

correlacionado. Para valores de  $\gamma$  entre 0 y +1 ó 0 y -1 el voltaje es parcialmente correlacionado.





## APÉNDICE B

# INTERFASE DE PROPÓSITO GENERAL PARA INSTRUMENTACIÓN, GPIB<sup>1</sup>

### B.1 Introducción

La interfase GPIB ha sido normalizada en América como IEEE-488. Este standard internacional surgió ante la necesidad de unificar el interconexión y la comunicación de varios instrumentos provenientes de distintos fabricantes. A medida que las mediciones van tomando complejidad, ya sea por la necesidad del registro de los datos obtenidos así como para el control y la observación de otros parámetros, se impone la condición de intercomunicar instrumentos utilizando un lenguaje en común, así como de implementar un sistema automático de adquisición, sin supervisión humana.

Como consecuencia de la normalización, la técnica de mediciones automatizadas se ha ido incrementando rápidamente en los últimos años. Hasta hace poco tiempo atrás el hecho de combinar diferentes instrumentos de medida en un sistema solía traer aparejados diversos problemas prácticos, ya que cada fabricante tenía sus propias convenciones para el tratamiento remoto de señales de control y datos, así como sus propios conectores.

En una aplicación dada puede ser necesario implementar un sistema versátil, que pueda ser utilizado en diferentes proyectos. Los instrumentos para ese “amplio uso” deben ser flexibles y fáciles de interconectar y desconectar. Si se decidiera el uso del instrumento más apropiado para cada tipo de medida no sería extraña la necesidad de recurrir a diferentes fabricantes.

---

<sup>1</sup> General-Purpose Interface *Bus*

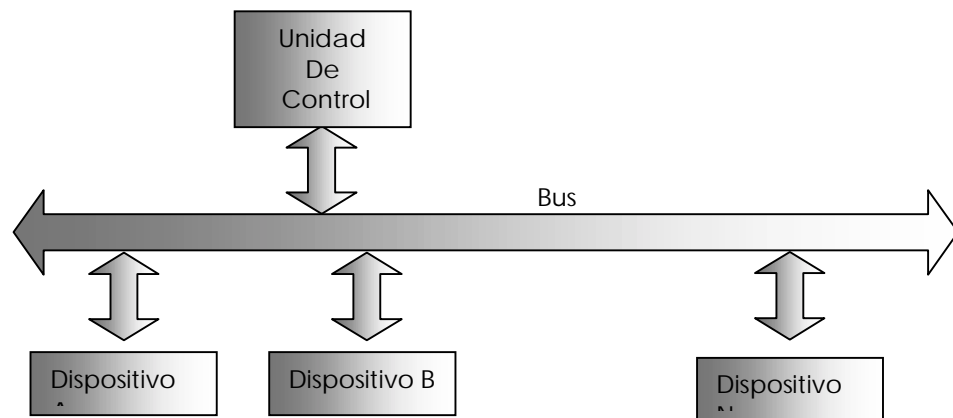
También existen denominaciones equivalentes: HP-IB = Interfase de *Hewlett Packard*; IEEE-488 = Standard Americano; IEC 625 = Standard Europeo

La automatización de un sistema de tales características sería harto complicada ya que habría serios problemas de interfase y resolverlos consumiría mucho tiempo y dinero. Estos problemas aumentan si además se pretende conectar y comunicar computadoras e instrumentos.

La única manera de franquear estas dificultades es la introducción de una interfase normalizada internacionalmente. Para hacer efectiva esta solución todos los fabricantes de instrumentos de medida, registro y control deben adaptarlos a dicha interfase normalizada.

El IEC (*International Electrotechnical Commission*) define la interfase normalizada para instrumentos de medida. La base o punto de partida fue la interfase ASCII que *Hewlett-Packard* diseñó para sus propios instrumentos. La misma se elaboró con el agregado de algunos detalles y precisando su definición.

El resultado de este acuerdo internacional fue la publicación 625-1 del IEC “*Standard Interface Systems for programmable measuring equipment*”. Este documento describe una interfase de conexión de varios instrumentos, programables o no con el fin de integrar un sistema de medida. Los requerimientos mecánicos, eléctricos y funcionales en los instrumentos habilitados para su interconexión en esta interfase están definidos en dicho documento como convenciones de código y formato normalizado.



- Fig. 1 Principio de funcionamiento de la interfase GPIB -

La organización de la interfase IEC está basada en un sistema de estructura en línea<sup>2</sup> en contraste con el sistema de estrella, donde cada instrumento está individualmente conectado a la unidad central por sus propias líneas de control. Los instrumentos conectados formando estructura en línea están todos conectados a una línea común, el *bus*.

La transferencia de datos en el *bus* de IEC o GPIB es en serie para los bytes<sup>3</sup> y en paralelo para los bits<sup>4</sup>.

Una ventaja de la interfase GPIB (generalmente llamada *bus GPIB*) es que no hay problemas con cables y la extensión del sistema es muy simple. Todos los instrumentos que cuentan con *bus* GPIB pueden utilizarse juntos en un mismo sistema sin importar en que forma fueron hechos, ni por quién. El usuario puede seleccionar el instrumento que considere más apropiado para cada propósito sin que sea necesario tener en cuenta las facilidades de interfase.

Otras características de la interfase GPIB son:

Pueden ser acoplados sin problemas instrumentos con diferente relación de transferencia de datos. Pueden transferirse datos directamente de un instrumento a otro sin hacer uso de la unidad de control. Es posible la transferencia asincrónica de datos hasta 1 Mbyte por segundo.

El *bus* IEC 625 es conocido también como IEEE 488, HP-IB y GPIB.

## B.2 Estructura de la interfase

La conexión entre diferentes dispositivos es realizada por un cable (*bus*) que cuenta con 16 líneas paralelas para transferencia de datos, sincronización y mensajes de control. La interfase admite hasta 15 instrumentos conectados a la vez.

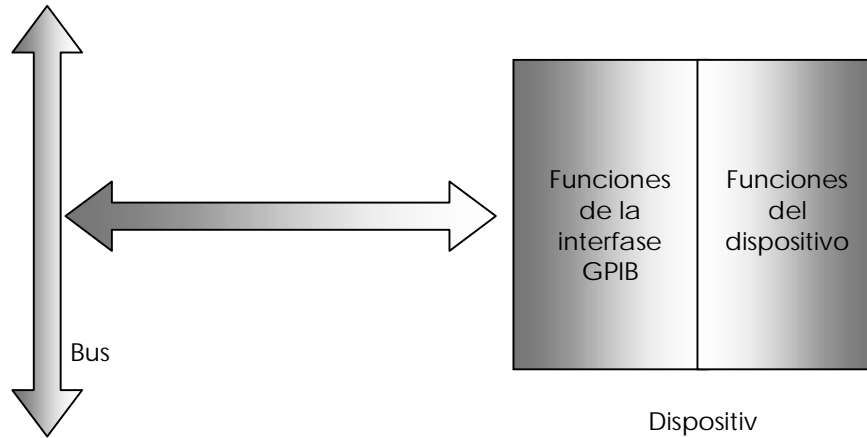
El largo del cable entre dos dispositivos no debe exceder los 2 metros para asegurar una buena transferencia de datos (alta velocidad). El largo total máximo del cable debe ser menor a 20 metros. Si es necesario superar dicha longitud, se deberá contar con dispositivos especiales de extensión.

---

<sup>2</sup> *Busline system*

<sup>3</sup> Contracción del inglés de *Binary digit*: es un octeto de dígitos binarios

<sup>4</sup> *Bit*: dígito binario, toma los valores 0 ó 1.



- Fig. 2 Disposición de funciones en un dispositivo conectado al Bus GPIB -

El cable cuenta con conectores denominados *piggyback*, cada cable tiene en sus extremos un terminal que cuenta con una unión macho y otra hembra, además de tornillos de fijación, de modo que es posible conectar varios cables apilados a un mismo instrumento y fijarlos.

### B.2.1 Instrumentos compatibles con la interfase GPIB

Cada instrumento con interfase GPIB debe estar adaptado a los requerimientos normalizados de este sistema. Además de este sistema, cada instrumento tendrá sus propias funciones (funciones del dispositivo), las cuales serán desarrolladas independientemente de los requerimientos de la interfase de conexión.

La estructura de la interfase GPIB dependerá del instrumento en cuestión. Por ejemplo, la interfase de un voltímetro digital diferirá de la de una impresora.

El DVM (*Digital VoltMeter*) debe enviar los datos medidos en el *bus* y debe recibir las instrucciones de comandos del programa que controla el sistema. La impresora solo debe recibir datos e imprimirlos.

Teniendo en cuenta estos conceptos podríamos subdividir los instrumentos conectados a la interfase GPIB en las siguientes clases: *Listener* (el que escucha), *Talker* (el que habla), *Controller* (el que controla).

*Listener*: Un dispositivo *Listener* es aquel que puede recibir datos de otros instrumentos. Por ejemplo: impresoras, unidades de displays, fuentes de energía programables y fuentes de señal.

*Talker*: Un dispositivo *Talker* puede enviar datos a otros instrumentos. Por ejemplo: Voltímetros y contadores, lectores de cinta magnética, etc.

*Controllers*: Un dispositivo *Controller* puede controlar el tráfico de la información de las líneas comunes (*bus lines*). El controlador determina que dispositivo debe mandar señal y cuál debe recibir. Además, puede enviar comandos especiales y señales de control. Es el encargado de ejecutar los comandos que están definidos en el programa principal del sistema.

La comunicación entre instrumentos está organizada por reglas claramente definidas. Por ejemplo, solo un dispositivo a la vez puede “hablar” (transmitir datos al *bus*), mientras que varios pueden “escuchar” (recibir mensajes simultáneamente).

El flujo de información se transmite adaptando su velocidad a la del instrumento que más lento procesa los datos.

La estructura de la interfase de un dispositivo determina cuando un instrumento puede funcionar como *talker*, *listener* o *controller* del sistema.

Además de las funciones ya mencionadas existen otras funciones, las de *handshake* o coordinación que desempeñan un rol importante en la transferencia y control de datos.

Un *talker* debe contener una función que se llama *source handshake* además de la función *talk*, mientras el resto de los instrumentos GPIB compatibles debe tener una función *acceptor handshake*. A continuación se listan, a modo de ejemplo, las funciones de algunos instrumentos.

<b>Instrumento:</b>	<b>Función:</b>	<b>Explicación:</b>
Lectora de cinta	<i>Talker</i>	Puede hablar
Grabador de posición XY	<i>Listener</i>	Puede escuchar
Teclado	<i>Controller</i>	Puede controlar + hablar
Computadora	<i>Controller</i>	Puede controlar (sistema) + hablar + escuchar
Voltímetro digital	<i>Talker</i> <i>Listener</i>	Puede hablar Puede escuchar La función <i>talk</i> habilita al DVM a enviar datos medidos La función <i>listen</i> a recibir instrucciones del programa principal
Grabadora de cinta digital	<i>Talker+Listener</i> <i>Listener</i>	Puede hablar + escuchar Puede escuchar. La combinación de las funciones <i>talk</i> y <i>listen</i> es para transferencia de datos bidireccional. Una función <i>listen</i> adicional habilita a la grabadora a recibir instrucciones de programa principal.

- Tabla 1, Funciones de algunos instrumentos -

### B.2.2 Funciones de interfase

- **System control function:** Habilita a un instrumento a enviar a la interfase los mensajes de *Clear (IFC)* y *Remote Enable (REN)*.

- **Control Function:** Habilita a un instrumento a enviar múltiples mensajes de interfase. Con esta función es posible responder a un requerimiento de servicio (*service request*) o ejecutar un *parallel pool*. Esta función además habilita al dispositivo en cuestión a recibir el control del *bus* y pasarlo, si fuera necesario, a otro dispositivo.

- **Talk Function:** Habilita a un instrumento a enviar datos a otro instrumento a través del *bus*. Con esta función también se envían *Status Bytes*.

- **Listen Function:** Habilita a un instrumento a recibir datos de otro instrumento a través del *bus*.

- **Source Handshake Function:** Se utiliza para sincronizar la transmisión de datos cuando la función *talk* envía datos (datos medidos) o la función *control* envía mensajes a la interfase.

- **Acceptor Handshake Function:** Se utiliza para recibir información, por ej.: datos del display o mensajes de la interfase provenientes del *bus* de datos.
- **Device Clear Function:** Puede ser utilizada para inicializar el dispositivo o instrumento por el controlador.
- **Device Trigger Function:** Puede ser utilizada para sincronizar la lectura de uno o más instrumentos habilitándolos a comenzar simultáneamente, con la ayuda de los comandos del *bus*.
- **Remote/Local Function:** Puede ser utilizada para elegir entre modo control remoto o local (esto es operación manual por panel de control) de uno o varios instrumentos.
- **Service Request Function:** Puede ser utilizada por un instrumento para informar al controlador del sistema que algo ha sucedido y requiere que el controlador del sistema tome determinada acción asincrónica con respecto a otras operaciones del *bus*.
- **Parallel Poll Function:** Puede ser utilizada por el instrumento para transmitir el estado de los datos por vía de las 8 líneas de transmisión, después que el controlador ha requerido información.

Un *bus* GPIB generalmente consiste de un sistema controlador junto con un número de *listeners* y *talkers* o combinaciones de estos. Como se había expresado anteriormente un *talker* puede estar activo por vez, mientras que varios *listeners* pueden estar activos juntos. En un sistema con varios controladores, al menos uno debe contener el *System Control Function*. Solo un controlador puede estar activo por vez.

Es posible pasar el control de un controlador a otro.

En sistemas que contengan al menos un controlador, los *talkers* y *listeners* sólo pueden estar activos después de que hayan sido direccionados por el controlador activo.

Es posible un sistema sin controlador, un sistema puede estar formado por un *talker* y uno o dos *listener*.

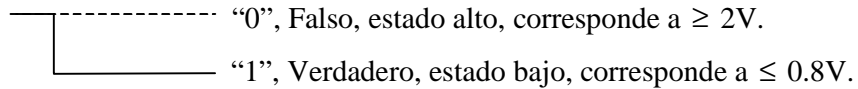
### **B.2.3 Líneas del Bus**

Las 16 líneas del *bus* pueden ser subdivididas en tres grupos, cada uno con diferentes funciones:

- 8 líneas son combinadas en el data *bus*, DIO 1-8.

- 3 líneas son utilizadas para el control de transferencia de datos; DAV, NRFD, NDAC (*Handshake lines*).
- 5 líneas para mensajes de manejo general de la interfase; ATN, IFC, SRQ, REN, EOI. El significado de estas abreviaciones se verá más adelante.

Las señales en la interfase del *bus* son en lógica negativa con potencial positivo.



### B.2.3.1 *Bus* de datos

Las 8 líneas de datos de entrada salida (DIO-8) son utilizadas para enviar bytes de datos, direcciones, instrucciones de programación, bytes de estado y comandos especiales del *bus*. Un byte de datos consiste en 8 bits de datos en paralelo. Como se había mencionado anteriormente la transferencia en el *bus* GPIB es en serie para los bytes y en paralelo para los bits, además de que sea asincrónica y bidireccional. Un mensaje completo puede consistir de uno o varios bytes en serie. La máxima velocidad de transporte es de 1 Mbyte.

El *bus* GPIB tiene dos formas de transferir datos: el *data mode* y el *command mode*.

La selección entre estos dos modos de transferencia se realiza mediante la línea de control ATN = *Attention*.

En *data mode* (ATN = 0), se envía por el *bus* GPIB datos o instrucciones de programa desde un dispositivo funcionando en modo *talk* a uno o más dispositivos direccionados con la función *listen*.

- Las instrucciones de programa dependen de cada dispositivo y son seleccionadas de acuerdo al equipo y funcionamiento del general del sistema. El código lo envía el dispositivo controlador actuando como *talker* o como un simple dispositivo seleccionado.



- Los bytes de datos son códigos de estado, datos medidos o mostrados. El contenido de cada byte está enviado a un dispositivo en especial. Se envían desde la dirección de un *talker* a uno o más *listeners*.

En el *command mode* (ATN = 1) el *bus* de datos es utilizado para direccionar un dispositivo como *talker* o *listener*, o bien para enviar comandos especiales para programar uno o más dispositivos. Todos estos mensajes son enviados por el dispositivo controlador.

Generalmente el código utilizado para la transferencia de datos y mensajes es el ASCII. Este código cubre todas los signos requeridos en la práctica.

### **B.2.3.2 Control de transferencia de datos**

La transferencia de mensajes es organizada por el control de transferencia de datos (*data-byte transfer control*, o función *handshake*).

Cada byte enviado en las 8 líneas del *bus* de datos en *data mode* o en *command mode* es controlado con la activación de las 3 líneas de *handshake* DAV, NRFD y NDAC.

Líneas de *handshake* para transferencias de datos son:

- DAV: *Data valid*. Señal proveniente del dispositivo fuente, DAV = 1 indica que el mensaje en el *bus* de datos es correcto y está disponible para ser aceptado.

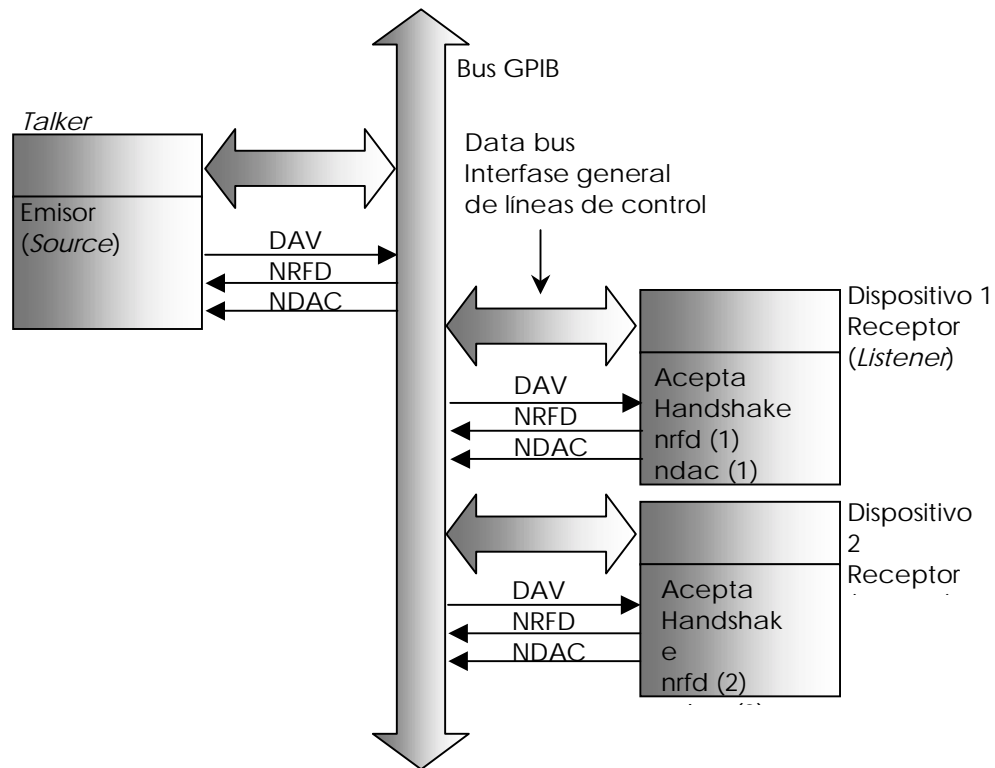
- NRFD: *Not Ready For Data*. Señal enviada por el dispositivo receptor NRFD = 0 indica que el instrumento está listo para recibir un mensaje.

- NDAC: *Not Data Accepted*. Señal enviada por el dispositivo receptor NDAC = 0 indica que todos los dispositivos que estaban en línea confirmaron haber recibido el dato.

NRFD y NDAC son líneas cableadas en configuración OR. El mensaje en el *bus* puede ser “0” (falso) si todos las salidas de los instrumentos dan “0”. Esto es NRFD = 0 implica datos válidos listo para recibir datos y NDAC = 0 implica datos aceptados.

### B.2.3.3 Procedimiento de *Handshake*

En el siguiente esquema da algunos detalles de las líneas de control involucradas en el *Handshake*. Supongamos que tenemos direccionados 3 dispositivos en un *bus* GPIB, uno como emisor de instrucciones de programa, datos o controles (*talker*) y dos como receptores (*listeners*). Si se envían datos de los emisores a los receptores (*data mode*) la comunicación se efectuará de la forma y sentido que se muestra en la figura.



- Fig.3 Control de transferencia de datos -

### B.2.3.4 Control general de la interfase

Cada una de las 5 líneas del manejo general de la interfase tiene una función específica en la comunicación entre el controlador y los instrumentos. Algunas de estas funciones ya han sido mencionadas. En los siguientes párrafos se describen brevemente todas:

- ATN: *Attention*, pedido de atención

El controlador puede indicar por medio de la línea ATN cuando el *bus* GPIB está en data mode (ATN = “falso”) o en modo comando (ATN = “verdadero”).

En el modo datos (*data mode*), las líneas DIO son utilizadas para enviar datos de un emisor (*source*) a uno o más receptores (*acceptors*).

En el modo comando (*command mode*), se envían al *bus* de datos mensajes como direcciones y comandos especiales de control.

- IFC: *Interface Clear*, borrar la interfase

Solamente un dispositivo que contenga funciones de control de sistema puede enviar este mensaje.

Esta línea (IFC = “verdadero”) se utiliza para configurar a todos los instrumentos del *bus* a un estado predefinido.

Todos los emisores (*talkers*) y receptores (*listeners*) quedan en *stand by*. Si hay más de un controlador en el sistema, el control del *bus* GPIB será dado al dispositivo que envió el mensaje IFC. Se provee de esta manera un punto de partida uniforme para cualquier operación.

- REN: *Remote Enable*, habilitación de control remoto.

Esta línea puede ser activada (REN = “verdadero”) solo por un dispositivo que posea funciones de control. Habilita al instrumento a permutar el control entre local (del panel frontal) o remoto.

El instrumento en cuestión debe estar preparado y contar con esta posibilidad en su interfase GPIB. Para activar un instrumento dado en el modo control remoto el controlador activa la línea REN y direcciona el instrumento en cuestión. El instrumento permanecerá en control remoto tanto tiempo como REN esté activa a menos que se ejecute el comando *return to local*, volver a local.

- SRQ: *Service Request*, requerimiento de atención para entrar en servicio.

Un instrumento con esta línea activada en la interfase puede indicar que necesita la atención del controlador, SRQ = “verdadero”.

El controlador puede entonces interrumpir la secuencia de eventos que se esté ejecutando en ese momento y atender al dispositivo que envió el SRQ.

La línea SRQ se utiliza para *serial polling*.

- EOI: *End Or Identify*, final o identificación.

La línea EOI tiene dos funciones en combinación con ATN. En el modo datos (ATN = “falso”), un emisor puede utilizar EOI para indicar el final de una transferencia múltiple de datos (EOI = “verdadero”). En el modo comando (ATN = “verdadero”) el controlador utiliza EOI = “verdadero” para ejecutar en paralelo un conjunto de datos.

### **B.3 Control del tráfico de mensajes en la interfase GPIB**

Todos los items de información transferidos en el *bus* se denominan mensajes remotos. Un mensaje remoto puede ser un mensaje de la interfase o de un dispositivo. Los mensajes a su vez se subdividen entre los de información multilíneas o unilínea.

Los mensajes multilíneas son de información codificada enviadas al *bus* con la ayuda de 3 líneas de handshake. Los mensajes unilínea son los que se transmiten vía una de las 5 líneas generales de control de la interfase. Por ejemplo IFC y SRQ. Los mensajes de interfase son generalmente enviados por el sistema de control para administrar el tráfico. Por ejemplo: comandos del *bus* (multilínea) y REN (unilínea). Datos medidos, estado de datos, instrucciones de programa son ejemplos de mensajes multilínea dependientes de los dispositivos.

El conjunto total de los mensajes de interfase utilizados para controlar el tráfico en el *bus* GPIB puede subdividirse en cuatro grupos:

- Instrumentos Seleccionables: Estos mensajes multilínea se utilizan para seleccionar los instrumentos conectados al *bus* como emisores o receptores.
- Comandos Universales: Incluyen mensajes multilínea y los tres mensajes unilínea, IFC, ATN y REN. Estos comandos se utilizan para que los instrumentos realicen determinadas tareas.
- Comandos Seleccionables: Estos comandos son como los universales multilínea, excepto que solo responden a ellos los instrumentos seleccionados.
- Comandos Secundarios: Estos mensajes multilínea son siempre utilizados en serie con la dirección del instrumento seleccionado.

### B.3.1 Instrumentos seleccionables o direccionables

Si un sistema de medición automático trabaja apropiadamente, significa que debe estar previsto para indicar claramente y sin ambigüedades que dispositivo está actuando como fuente emisora de datos (*talker*) y cuál como receptor de datos (*listener*) en un determinado momento.

Para este propósito, cada dispositivo tiene una dirección asignada, la cuál no es más que un nombre codificado exclusivamente para ese dispositivo. Los instrumentos son direccionados por el controlador activo con la ayuda del código de direcciones que envía al DIO líneas en el modo comando.

Una dirección *talk* selecciona un instrumento como fuente de datos y deshabilita los *talkers* previos.

Una dirección *listen* selecciona a un instrumento como receptor de datos, pero no afecta a los otros, permanecen en el estado en que se encontraban previamente.

Una dirección consiste de 7 bits, esto es un byte. El bit más significativo (MSB) ( $b_8$ ) del código de 8 bits (*byte*) en la línea de datos no tiene importancia para estas direcciones. Esto se indica con una “x”, el bit menos significativo (LSB) ( $b_1$ ) es en la línea de datos DIO-1

En la Tabla 2 puede verse el grupo de caracteres **ASCII** para *talk* y *listen* y con que código binario se relacionan.

Direcciones que reciben datos (Listen)							Direcciones que envían datos (Talk)										
$b_8$	$b_7$	$b_6$	$b_5$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	ASCII	$b_8$	$b_7$	$b_6$	$b_5$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	ASCII
x	0	1	0	0	0	0	0	SP	x	1	0	0	0	0	0	0	@
x	0	1	0	0	0	0	1		x	1	0	0	0	0	0	1	A
x	0	1	0	0	0	1	0	”	x	1	0	0	0	0	1	0	B
x	0	1	0	0	0	1	1	≠	x	1	0	0	0	0	1	1	C
x	0	1	0	0	1	0	0	S	x	1	0	0	0	1	0	0	D
x	0	1	0	0	1	0	1	%	x	1	0	0	0	1	0	1	E
x	0	1	0	0	1	1	0	&	x	1	0	0	0	1	1	0	F
x	0	1	0	0	1	1	1	,	x	1	0	0	0	1	1	1	G
x	0	1	0	1	0	0	0	(	x	1	0	0	1	0	0	0	H
x	0	1	0	1	0	0	1	)	x	1	0	0	1	0	0	1	I
x	0	1	0	1	0	1	0	*	x	1	0	0	1	0	1	0	J

x 0 1 0 1 0 1 1	+	x 1 0 0 1 0 1 1	K
x 0 1 0 1 1 0 0	,	x 1 0 0 1 1 0 0	L
x 0 1 0 1 1 0 1	-	x 1 0 0 1 1 0 1	M
x 0 1 0 1 1 1 0	.	x 1 0 0 1 1 1 0	N
x 0 1 0 1 1 1 1	/	x 1 0 0 1 1 1 1	O
x 0 1 1 0 0 0 0	0	x 1 0 1 0 0 0 0	P
x 0 1 1 0 0 0 1	1	x 1 0 1 0 0 0 1	Q
x 0 1 1 0 0 1 0	2	x 1 0 1 0 0 1 0	R
x 0 1 1 0 0 1 1	3	x 1 0 1 0 0 1 1	S
x 0 1 1 0 1 0 0	4	x 1 0 1 0 1 0 0	T
x 0 1 1 0 1 0 1	5	x 1 0 1 0 1 0 1	U
x 0 1 1 0 1 1 0	6	x 1 0 1 0 1 1 0	V
x 0 1 1 0 1 1 1	7	x 1 0 1 0 1 1 1	W
x 0 1 1 1 0 0 0	8	x 1 0 1 1 0 0 0	X
x 0 1 1 1 0 0 1	9	x 1 0 1 1 0 0 1	Y
x 0 1 1 1 0 1 0	:	x 1 0 1 1 0 1 0	Z
x 0 1 1 1 0 1 1	;	x 1 0 1 1 0 1 1	[
x 0 1 1 1 1 0 0	<	x 1 0 1 1 1 0 0	\
x 0 1 1 1 1 0 1	=	x 1 0 1 1 1 0 1	]
x 0 1 1 1 1 1 0	>	x 1 0 1 1 1 1 0	∩

- Tabla 2, los bits  $b_1$  al  $b_5$  corresponden a códigos binarios de caracteres ASCII -

En la Tabla 3 se destaca que los bits  $b_6$  y  $b_7$  determinan cuando la dirección en cuestión es una dirección que recibirá datos (*listen*) o que los enviará (*talk*).

$b_8$	$b_7$	$b_6$	$b_5$	$b_4$	$b_3$	$b_2$	$b_1$
x	1	0	•	•	•	•	•
x	0	1	•	•	•	•	•

- Tabla 3, la primera fila es una dirección talk y la segunda fila es listen -

La Tabla 4 muestra los 5 bits remanentes del código que determinan el dispositivo involucrado. La primera fila es la dirección “4” *listen*, la segunda fila es la dirección *talk* “E”.

x	0	1	1	0	1	0	0
x	1	0	0	0	1	0	1

- Tabla 4, primera fila listen "4", segunda talk "E" -

Las direcciones de cada dispositivo no están fijadas de manera definitiva. Los instrumentos suelen venir de fábrica con una dirección predeterminada, pero esta puede alterarse por *software* utilizando funciones del panel de control o por *hardware* modificando la posición del *dip-switch*. Si un controlador quiere direccionar un determinado instrumento, coloca el código binario para dicho dispositivo en el *bus* de datos y a su vez hace un ATN = "true".

Todos los dispositivos en el *bus* GPIB comparan el código de dirección presentada con su propia dirección. Para esta función cada dispositivo debe tener una función de aceptación en el *Handshake* que esté activa en el durante el modo comando.

La dirección del dispositivo y la dirección en el *bus* son comparadas por la función decodificadora de mensajes. Solo el dispositivo que tiene igual dirección a la que hay en el *bus* asume la función de *talker* o *listener*.

Cuando se trabaja con varios instrumentos conectados a una interfase GPIB es básico asegurarse de que cada instrumento tenga una única dirección, a pesar de que dos instrumentos *listener* podrían tener la misma dirección si siempre fueran a recibir los mismos datos. Un instrumento que tenga las dos funciones: *talk* y *listen*, tendrá dos direcciones, una para cada función. En este caso, los 5 bits (b<sub>5</sub>, b<sub>4</sub>, b<sub>3</sub>, b<sub>2</sub>, b<sub>1</sub>) suelen tener el mismo valor en las direcciones de *talk* y *listen*, y solo uno de ellos se utiliza para cambiar la dirección de una vez.

Por ejemplo:

Nanovoltímetro *Talk address* "Nanovolt" x10 10110

*Listen address* "6" x01 10110

Solo puede ser direccionado un dispositivo por vez como *talker*. En cambio, varios pueden ser direccionados como *listener* simultáneamente, ya que los *listener* pueden operar en paralelo.

Para evitar la posibilidad de que dos *talkers* estén en paralelo al mismo tiempo, cada vez que se direcciona un *talker*, todos los demás *talkers* son automáticamente configurados como *untalk*.

*Talkers* y *listeners* pueden ser deseleccionados o configurados como inactivos con el comando IFC de control de tráfico de la interfase. Este mensaje debe ser enviado por el dispositivo controlador del sistema.

Para deseleccionar a los dispositivos *listener* solamente, se puede utilizar el comando UNL (*Unlisten*). El código para este comando es puesto en el *bus* de datos por el controlador en el modo comando.

De un modo similar, se puede deseleccionar a un *talker* con el comando UNT (*Untalk*) o también, con menos elegancia se podría seleccionar una dirección inutilizada. De todos modos este comando UNT no se utiliza a menudo por lo mencionado recientemente: cada vez que un dispositivo entra en modo *talk* por haber sido direccionado, los demás *talkers* quedan automáticamente configurados como *untalk*.

### **B.3.2 Múltiple direcciones para *Talk* y *Listen***

Algunos instrumentos tienen más de una función *talk* y *listen*. Por ejemplo una grabación digital de cinta podría tener una función combinada de *talk* y *listen*, para transmitir y recibir datos y una función *listen* extra para recibir instrucciones del programa controlador.

Hay tres posibles soluciones para manejar este caso:

- 1) Utilizar una segunda dirección primaria.
- 2) Utilizar dos direcciones *listen* extendidas.
- 3) Utilizar secuencia de escape.

#### **B.3.2.1 Segunda dirección primaria**

Si se utiliza una segunda dirección primaria, el sistema con la grabadora podría quedar configurado de la siguiente manera: direcciones de *talk* y *listen* (por ejemplo: “R” y “2”) para la transmisión y recepción de datos y otra dirección *listen* (por ejemplo “3”) para recibir las instrucciones del programa. En este caso el controlador ve a esta grabadora como dos dispositivos independientes.

#### **B.3.2.2 Direcciones extendidas**

El *bus* GPIB prevé la posibilidad de trabajar con direcciones extendidas sumando un segundo carácter a la dirección principal.

Los bits sexto y el séptimo de este segundo carácter ( $b_6$  y  $b_7$ ) son iguales a “1”.



Ejemplo de dirección extendida: “Ad”

Donde “A” = x 1000001 (dirección primaria)

“d” = x 1100100 (dirección secundaria)

Las direcciones extendidas pueden ser utilizadas para seleccionar partes de un instrumento dado, o bien identificar un grupo de instrumentos idénticos.

Siguiendo con el ejemplo del grabador de cinta se podría configurar una parte del dispositivo como para grabar y reproducir mientras que otra sección podría programarse para recibir las instrucciones que comanden las funciones como la búsqueda, el avance rápido de cinta o el rebobinado.

Como ejemplo de la selección de un grupo de instrumentos idénticos podemos ver la ilustración de la Figura 4 donde los instrumentos en cuestión son voltímetros.

Cada voltímetro tiene su propia dirección *talk* extendida. Las otras funciones de la interfase GPIB son utilizadas por todos los voltímetros (pero no simultáneamente). Solamente puede ser direccionado un voltímetro por vez como *talker*. Similarmente, un grupo de instrumentos puede ser combinado con dirección extendida *listen*. Además es posible utilizar combinaciones de direcciones extendidas para con *talk* y *listen*. Ambas funciones pueden utilizarse como direcciones secundarias.

Este método aporta las siguientes ventajas:

- El grupo de instrumentos es visto por el controlador como un único dispositivo. Esto hace posible conectar una gran cantidad de instrumentos en el *bus*.
- Los requerimientos de *hardware* disminuyen, ya que una gran parte de la interfase GPIB es común a varios instrumentos de un grupo.

Sin embargo, como contraparte, hay un número de desventajas a considerar si se emplea esta configuración. La estructura del sistema se torna un poco más complicada.

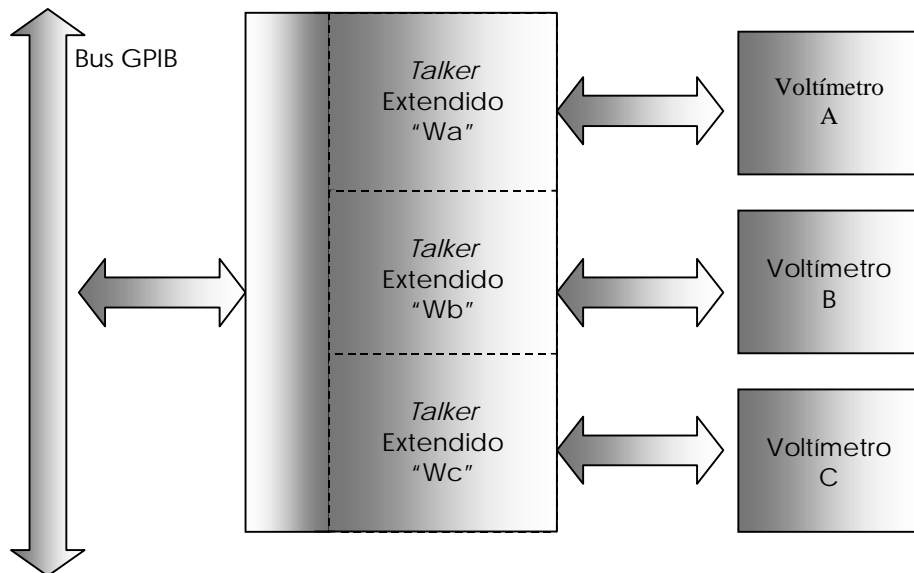
Se necesitan dos códigos distintos de dirección para distinguir y seleccionar las direcciones primarias y secundarias. Si el controlador utilizado en el sistema (esto es la tarjeta GPIB) no tiene posibilidad de generar los códigos para direcciones secundarias, entonces no pueden utilizarse direcciones extendidas. Sin embargo el problema podría resolverse de otra manera.

En el caso del grupo de instrumentos idénticos podría incorporarse un selector a la configuración del sistema. Este selector funcionaría indicando que instrumento del grupo es el elegido para comunicarse con el *bus*. El selector tiene sus propia dirección *listen*. De esta manera una interfase con su propia dirección *talk* y/o *listen* se incluye en el sistema para transferir los *bytes* de datos entre el instrumento seleccionado y el *bus*. La Figura 5 muestra como podría reconfigurarse la implementación de la Figura 4.

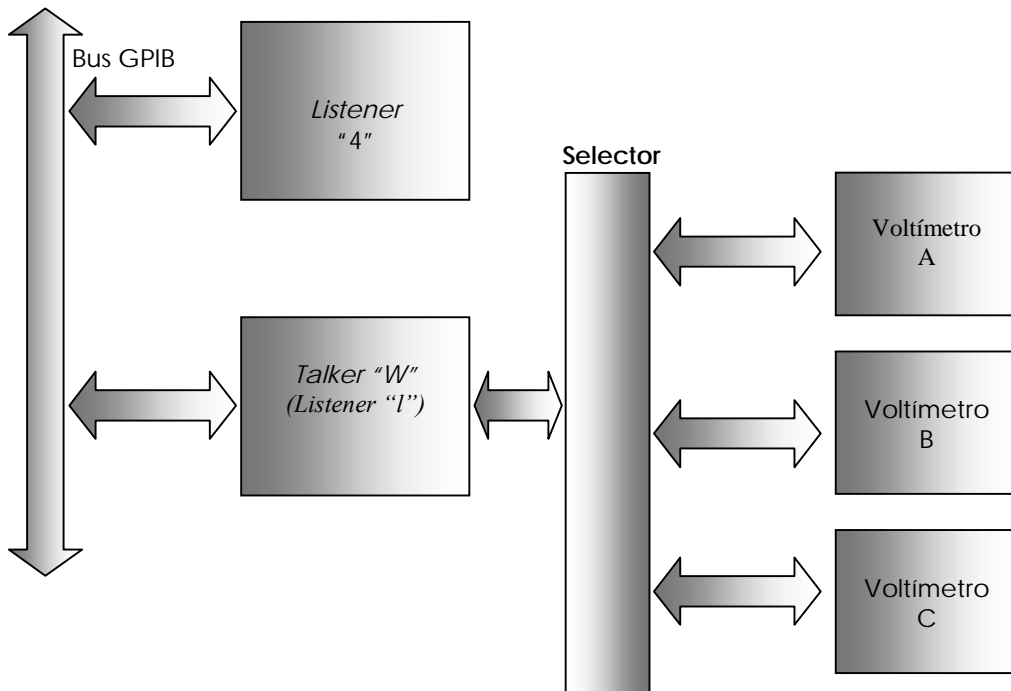
Ahora el controlador GPIB está “viendo” solo dos dispositivos conectados al *bus*.

Para transferir un *byte* de datos desde el voltímetro B a un receptor (*listener*) arbitrario en el *bus*, habría que completar la siguiente secuencia:

- Configurar el controlador de direcciones como *talker* y el selector como *listener* “4”.
- Transmitir un código al selector para seleccionar el dispositivo B
- Configurar el selector como *unlistener*.
- Direccionar el “Grupo de medida” como *talker* “W” y un receptor arbitrario como *listener*.
- De este modo ahora pueden transmitirse los *bytes* de datos del Voltímetro B a receptor en cuestión (*listener*).



- Fig. 4 Grupo de instrumentos idénticos compartiendo la interfase GPIB por direcciones extendidas -



- Fig.5 Configuración alternativa para un grupo de instrumentos idénticos utilizando solo dos interfaces GPIB, una para transferir datos y la otra para programar y controlar.-

### B.3.2.3 Secuencia de escape

La tercera solución es utilizar la “secuencia de escape”. En este caso la interfase GPIB no necesita ser extendida de ninguna manera. Siguiendo con el ejemplo del grabador de digital de cinta todo lo que se necesita es una interfase combinada de *talk/listen*.

La distinción de mensajes entre los diferentes tipos de dispositivos ahora se realiza haciendo uso del carácter ASCII ***ESC*** (=Escape).

Los mensajes que reciben los dispositivos pueden ser instrucciones de programa para tomar una determinada configuración o bien pueden ser instrucciones para enviar datos. Un dispositivo determinado se puede configurar para recibir y enviar datos, si fuera necesario enviarle una instrucción de programa, se le envía al dispositivo un protocolo encabezado con el carácter ASCII ***ESC***, seguido de un carácter 0 (ISO 3/0). Así se configura el dispositivo en “modo” programa quedando de esta manera listo para recibir una o más secuencias de caracteres (*string*) que no son otra cosa más que códigos de instrucciones de programa.

### B.3.3 Comandos del *Bus*

El sistema del *bus* de la GPIB tiene comandos especiales para programar determinados dispositivos utilizando control activo. Estos códigos de instrucciones están definidos y tienen el mismo significado en todos los sistemas que posean *bus* GPIB.

Para “colocar” los comandos en el *bus*, el controlador envía un código determinado a las líneas DIO mientras están en el modo “comando”. Un dispositivo solo puede reaccionar a un comando dado si la decodificación del mensaje contiene las facilidades del código en cuestión. En la hoja de datos donde se brinda la especificación técnica de la tarjeta GPIB suele encontrarse un detalle de cual es la capacidad de decodificación de dicha tarjeta, allí puede verse que comandos puede decodificar.

Los comandos del *bus* pueden dividirse en tres grupos:

- Comandos no direccionados (*unaddress commands*)
- Comandos universales
- Comandos direccionados

#### B.3.3.1 Comandos no direccionados

Estos comandos pueden ser utilizados para enviar un *untalk* o *unlisten* a un dispositivo.

- UNL *Unlisten*: Todos los dispositivos que están activos en línea son reseteados y configurados para quedar en estado no-direccionado. Este comando puede utilizarse antes de reasignar nuevos dispositivos *listener*.
- UNT *Untalk*: El dispositivo que en este momento es *talker* debe dejar de serlo, de esta manera ningún *talker* queda en el *bus*. Un *talker* puede además ser configurado para transmitir el comando *talk* a otro dispositivo (no utilizado aún) en el *bus*.

#### B.3.3.2 Comandos universales

Este grupo de comandos afecta a todos los dispositivos, estén direccionados o no, siempre que tengan la posibilidad de decodificar los comandos en cuestión.

- DCL *Device Clear*: Todos los dispositivos que tengan la capacidad de leer este comando quedan en un estado de configuración inicial predeterminada.

La mayoría de los instrumentos cuentan con la capacidad de poder ser programados para que al encenderse posean una configuración preferencial determinada. Esa configuración podría verse alterada, en el transcurso de una medida; ya sea de manera remota (*bus GPIB*), o bien localmente desde el panel de control. El comando *Clear* coloca al instrumento en su configuración inicial predeterminada.

- LLO *Local Lockout*: Cuando este comando está en el *bus* junto con la activación de la línea REN, deshabilita el Remote/Local switch en el panel de control frontal del instrumento.
- SPE *Serial Poll Enable*: Este comando habilita al modo *serial poll* en el *bus GPIB*. De esta manera queda habilitado el *bus* para recibir datos y agruparlos por orden de llegada. Esta secuencia debería darse siempre que un dispositivo envíe una señal requiriendo ser atendido, esto es activando la línea SRQ.
- SPE *Serial Poll Disable*: Este comando deshabilita al modo *serial poll* en el *bus GPIB*, de esta manera puede ser utilizado para indicar el final de la secuencia *serial poll*.
- PPU *Parallel Poll Unconfigure*: Este comando configura a todos los dispositivos *bus GPIB* en el modo *parallel poll*. De este modo el controlador puede “ver” 8 dispositivos a la vez para determinar, por ejemplo, algunos estados como si se encuentra listo para enviar datos, si está ocupado en otra tarea, etc.

### **B.3.3.3 Comandos direccionados**

Solo los dispositivos que han sido direccionados pueden responder a estos comandos. Algunos comandos direccionados son para dispositivos que han sido direccionados como *talkers* y otros como *listener*.

- SDC *Selective Device Clear*: Los dispositivos que han sido direccionados como *listener* pueden volver a su estado predeterminado con este comando.

- *GTL Go To Local*: Este comando deja configurado al instrumento para accionarlo con control local, esto es por el panel frontal de control.
- *GET Group Execute Trigger*: El controlador puede utilizar este comando para inicializar acciones simultaneas programadas previamente. Para que esto sea posible los instrumentos en cuestión deberían haber sido programados previamente y deberían encontrarse direccionados y en modo *listener*. O sea esperando el comando.
- *TCT Take Control*: Este comando se da cuando el controlador activo transfiere el control a otro dispositivo controlador. El nuevo controlador debería haber sido direccionado previamente como un *talker*.
- *PPC Parellel Poll Configure*: Este comando permite que varias líneas sean asignadas a dispositivos en el *bus* GPIB con el propósito de responder a un *parallel poll*. Debe estar acompañado por un *PPE (Parallel Poll Enable)*, comando secundario conteniendo la clave para la línea DIO asignada en el caso de un mensaje *PPR (Parallel Poll Response)*. El comando *PPC* será recibido solo por los dispositivos que hayan sido programados previamente como *listeners*.

No todos los instrumentos del *bus* GPIB necesitan aplicar este tipo de comandos. Por ejemplo, una impresora que trabaja en modo *listener* no tiene necesidad de decodificar comandos como *TCT*, *PPC* y *PPU*.

## APÉNDICE C

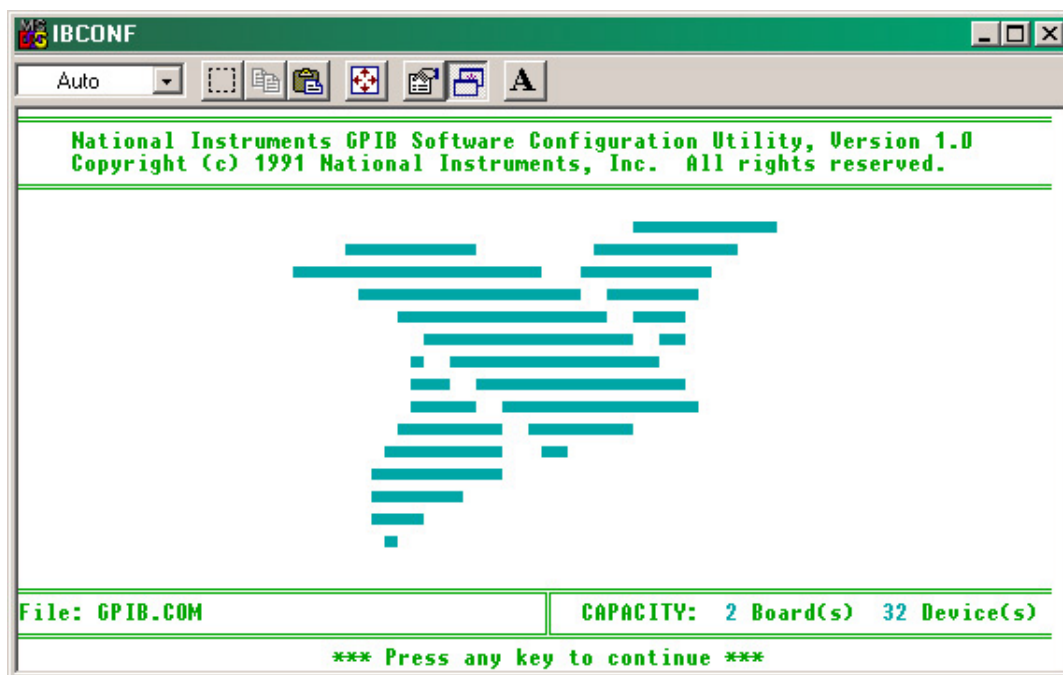
### CONTROL DEL BANCO DE MEDIDAS

#### C.1 Introducción

Un sistema automático de adquisición de datos requiere de una unidad de control y de la ejecución de un programa. En este apéndice se mostrará cual es la configuración de dicha unidad, en este caso la tarjeta de control *GPIB National Instruments*. Además se podrán ver; a modo de ejemplo, algunos de los programas que controlan las medidas. La razón de que se exhiba más de un programa es que hay más de una configuración posible de los instrumentos, esto depende del tipo de muestra a medir.

#### C.2 Software de la tarjeta de control GPIB

La Figura 1 es una captura de cómo se presenta el programa de configuración de la tarjeta de control.

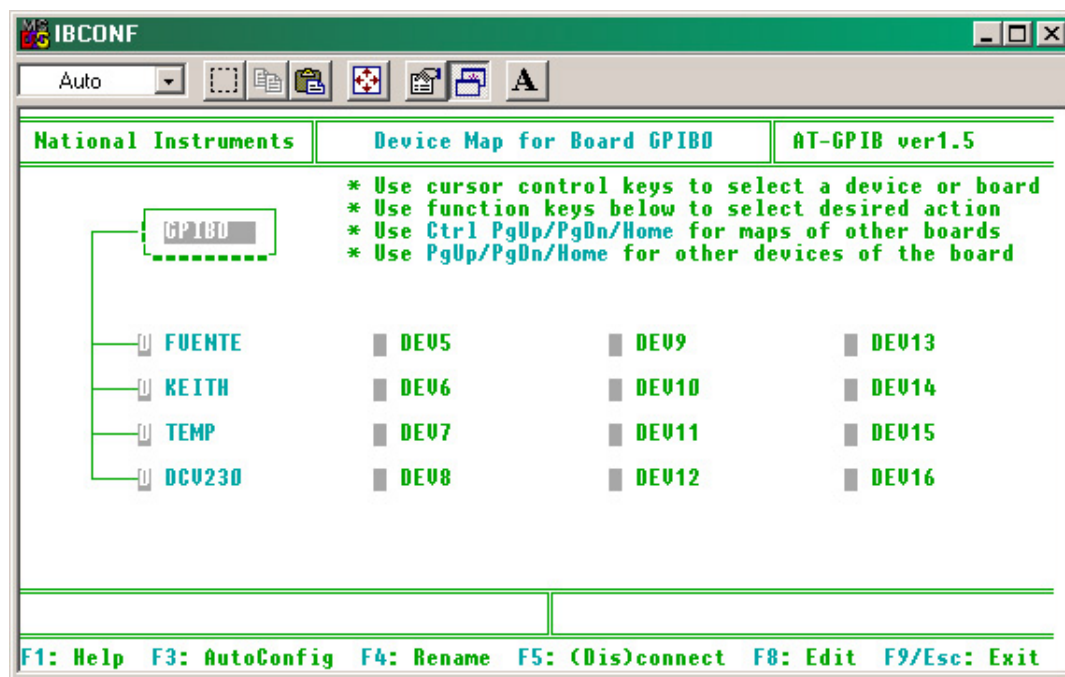


- Fig. 1 Primera pantalla del software de configuración de GPIB.-

## C.2.1 Instrumentos conectados a la tarjeta GPIB

En la Figura 2 pueden distinguirse cuatro instrumentos conectados al *bus* GPIB:

- **Fuente:** Fuente de corriente Tecnofyl
- **Keith:** Multímetro Digital Keithley 2001
- **Temp:** Controlador de temperatura Scientific Instruments 9650
- **DCV:** Fuente de Programable de tensión Keithley 230.



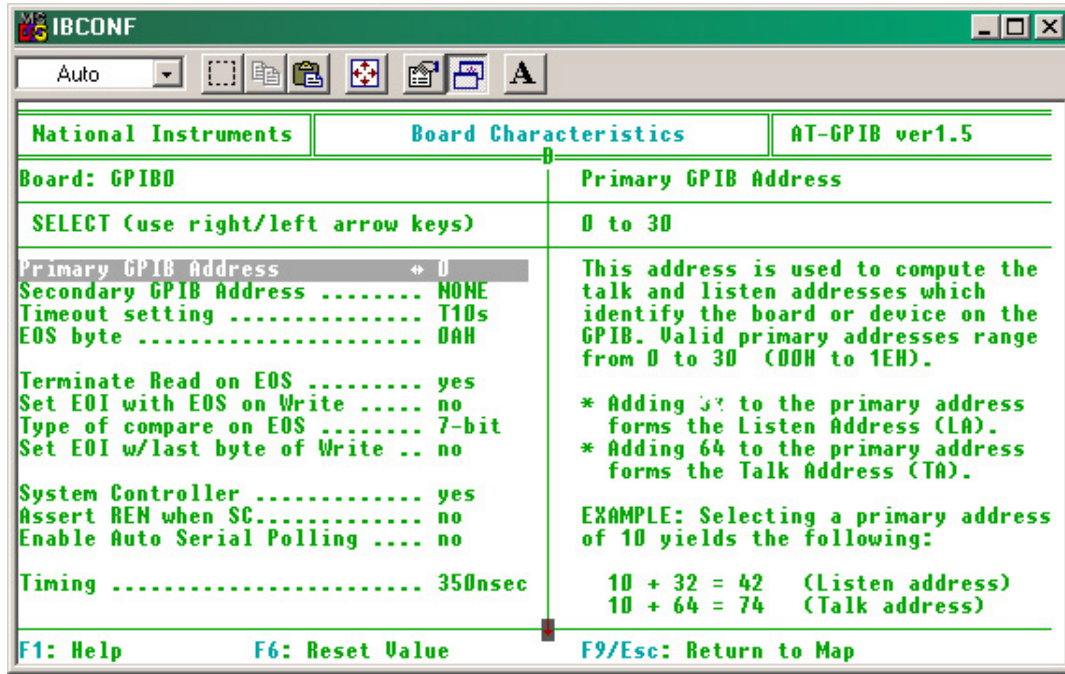
- Fig. 2 Instrumentos conectados al bus GPIB. -

## C.2.2 Configuración de la tarjeta GPIB

La Figura 3 muestra la configuración de la tarjeta de control GPIB. En esta imagen la tarjeta no presenta una dirección definida, puede verse que en *Primary GPIB Address* hay un "0", esto se debe a que se trata de una imagen capturada con el fin de mostrar los demás parámetros. Para realizar la captura debió trasladarse el programa de configuración (ibconf.exe) a una PC equipada con programas gráficos, por esta razón al correr dicho programa en la PC gráfica y al no detectar la tarjeta este muestra un "0"



como dirección primaria (*Primari GPIB Address 0*). En realidad en la PC de control la tarjeta tiene una dirección asignada. Los demás parámetros se mantienen.



- Fig. 3 Configuración del bus GPIB. -

### C.2.3 Configuración de la fuente de corriente

En la Figura 4 se vé la configuración de la fuente de corriente. Tiene asignada la dirección “2”, no se utiliza dirección secundaria.

El tiempo de 10s es una aproximación de la cantidad máxima de tiempo que puede llevar completar una operación de entrada salida (*I/O*).

Vemos que el byte EOS (*End of string*) tiene el valor “0AH”, algunos dispositivos son programados para tener un terminador que indique la finalización de una operación de entrada / salida (*Input/Output*), también se lo conoce con el nombre de *End Of File*; este Byte, puede ser un carácter ‘;’ o bien puede tener cualquiera de los valores de 00H a FFH.

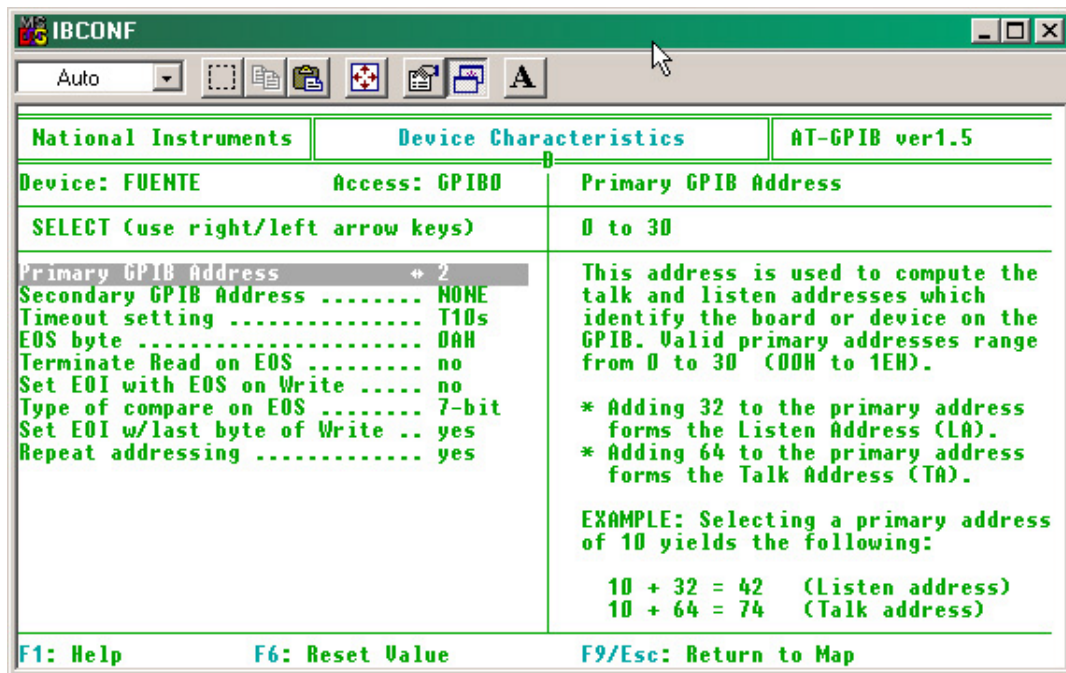
*Terminate Read on EOS*: un sí como respuesta haría que la interfase de por terminada una transferencia de lectura de datos sin necesidad de recibir el *byte* de terminación *EOS*.

*Set EOI with EOS on write:* un sí como respuesta en este campo causaría que la interfase de por terminado el envío de un mensaje sin enviar el *byte* de terminación *EOS*.

*Type of compare on EOS:* Aquí se define cuantos *bits* se utilizan para hacer la comparación del *byte EOS*. Si se utilizan 7 *bits* para comparación (se ignora la del *bit* más significativo) o se hace una comparación de 8 *bits*, se compara el *byte* entero. Este campo solo tiene sentido si se utilizó al menos un “Sí” (*yes*) en los dos campos de arriba.

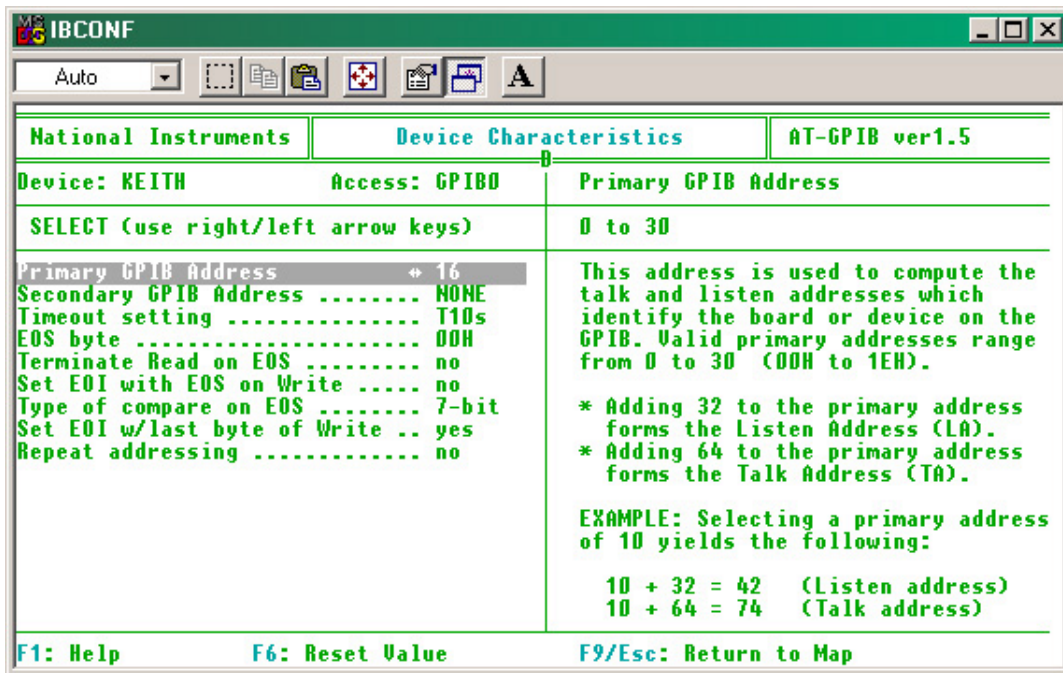
*Set EOI w/last byte write:* La tarjeta GPIB puede señalar el fin de una transferencia de datos enviando un mensaje “unilínea” *END*. Un “Sí” (*yes*) como respuesta hará que la interfase envíe un *EOI* con el último *byte* de cada dato escrito en el *bus*.

*Repeat addressing:* Normalmente los dispositivos son direccionados cada vez que se accede a ellos para leer o escribir un dato. Si se selecciona un “No” en este campo entonces no se redireccionan dispositivos en las operaciones de escritura lectura en el caso de que estas operaciones ya hayan sido hechas con ese dispositivo.



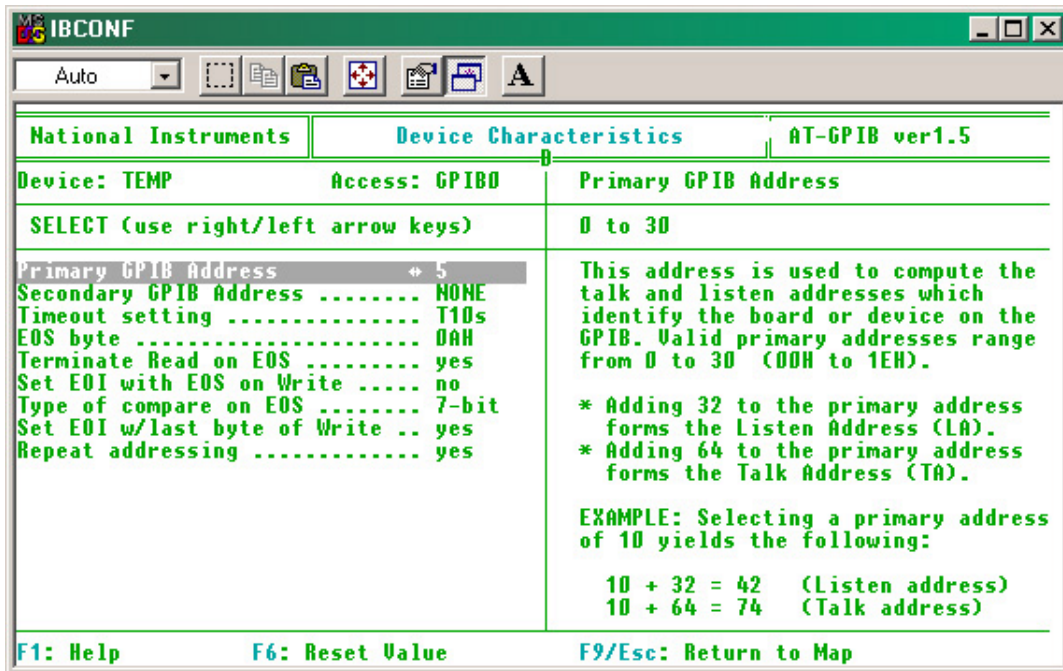
- Fig. 4 Configuración de laFuente de corriente programable. -

### C.2.4 Configuración del Keithley 2001



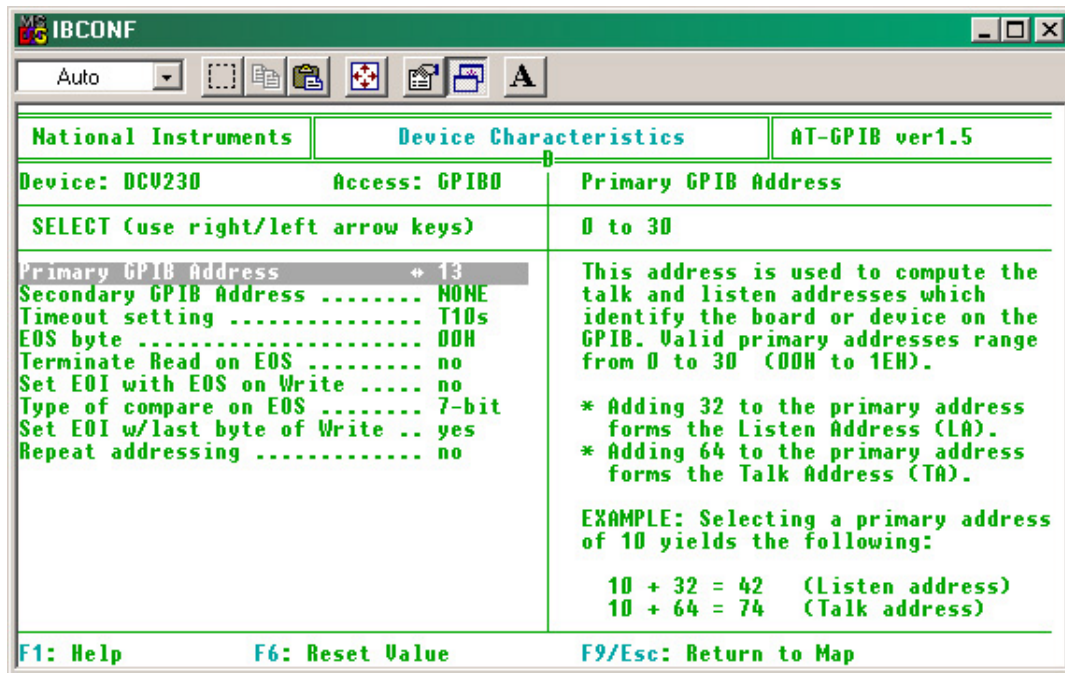
- Fig. 5 Configuración del DMM Keithley 2001. -

### C.2.5 Configuración del controlador de temperatura



- Fig. 6 Configuración del controlador de temperatura. -

## C.2.6 Configuración de la fuente de tensión



- Fig. 7 Configuración de la fuente de tensión programable. -

## C.3 Programas de adquisición y control

### C.3.1 Con el DMM como Nanovoltímetro

Todos los programas tienen comentarios explicativos. Este es uno de los programas que se utiliza para llevar a cabo el registro de los datos que luego permitirán graficar  $\rho(T)$  para materiales superconductores.

```
*****
* Prototipo para manejar la Fuente programable de corriente. *
* Se programa la fuente de corriente y el controlador de temperatura y el *
* multímetro y se hacen las medidas. Todo comunicado con GPIB, la fuente *
* de corriente se llama Fuente y está en la dirección 2, el controlador se *
* llama Temp y está en la dirección 5, el multímetro se llama Keith y está *
* en la dirección 16. *
* *
* Mide Nano-DCV a una frecuencia de muestreo 10 segundos con una corriente *
* de 10 mA. date:21/09/2000 (modif.4/7/2003) *
*****
REM $INCLUDE: 'prog\qbdecl.bas'
CLS

'Halla el multímetro (en dir. 16)
NAS = "KEITH"
CALL IBFIND(NAS, brd0%)
PRINT brd0%
```

```

'Halla la fuente (en dir. 2)
  NB$ = "FUENTE"
  CALL IBFIND(NB$, brd1%)
  PRINT brd1%

'Halla el controlador de temperatura (en dir. 5)
  NB$ = "TEMP"
  CALL IBFIND(NB$, brd2%)
  PRINT brd2%

'Comando de RESET del Keithley
  CMD$ = "*RST"
  CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
  IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR

'Comando para habilitar el preamplificador del nanovoltmetro
  CMD$ = ":INP:PRE:STAT ON"
  CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
  IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

' Creación del archivo datos.dat para almacenar las muestras.
' Aquí en Append se abre el archivo escr-lect. de modo de poder continuar
' agregando datos al final. El nro. de archivo es el #1

  INPUT "Ingrese el nombre del archivo: "; arch$

  CLS
  PRINT
  PRINT
  PRINT
  PRINT " Un momento por favor, adquisición en progreso....."
  PRINT " Frecuencia de muestreo: 10 segundos "
  PRINT

Tiempoanterior = TIMER

FOR I = 1 TO 1500

'Programación de la Fuente para fijar 10 mA positivo
  SLEEP 1
  CMD$ = "p1000d4\n"
  good$ = SPACES(1)
  DO
    CALL Ibwrt(brd1%, CMD$)
    SLEEP 1
    CALL IBRD(brd1%, good$)
    SLEEP 1
    PRINT ASC(good$);
  LOOP WHILE good$ <> CHR$(17)

'Rutina para que espere 10 segundos

  DO: LOOP WHILE TIMER < Tiempoanterior + 10
  Tiempoanterior = Tiempoanterior + 10

'Pedido de lectura

```

```

CMD$ = ":MEAS:VOLT?"
CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

```

'Lectura del valor positivo

```

vpos$ = SPACE$(32)
CALL IBRD(brd0%, vpos$)
PRINT vpos$
vpos$ = LEFT$(vpos$, INSTR(vpos$, CHR$(10)) - 1)
vpos = VAL(vpos$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

```

'Programación de la Fuente para fijar 10 mA negativo

```

SLEEP 1
CMD$ = "n1000d4\n"
good$ = SPACE$(1)
DO
  CALL Ibwrt(brd1%, CMD$)
  SLEEP 1
  CALL IBRD(brd1%, good$)
  SLEEP 1
  PRINT ASC(good$);
LOOP WHILE good$ <> CHR$(17)

```

'Rutina para que espere 10 segundos

```

DO: LOOP WHILE TIMER < Tiempoanterior + 10
Tiempoanterior = Tiempoanterior + 10

```

'Lectura del valor negativo

```

CMD$ = ":MEAS:VOLT?"
CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

```

```

vneg$ = SPACE$(32)
CALL IBRD(brd0%, vneg$)
PRINT vneg$
vneg$ = LEFT$(vneg$, INSTR(vneg$, CHR$(10)) - 1)
vneg = VAL(vneg$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

```

'Programación de la Fuente para fijar 0 mA

```

SLEEP 1
CMD$ = "p0000d4\n"
good$ = SPACE$(1)
DO
  CALL Ibwrt(brd1%, CMD$)
  SLEEP 1
  CALL IBRD(brd1%, good$)
  SLEEP 1
  PRINT ASC(good$);
LOOP WHILE good$ <> CHR$(17)

```

'Procedimiento de eliminación de FEM's

```

tension = (vpos - vneg) / 2
PRINT TIMER, vpos, vneg, tension

```

```
' Pedido de la lectura de temperatura

    CMD$ = "t\r"
    CALL Ibwrt(brd2%, CMD$)
    IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

' Lectura del valor de la temperatura
    temperatura$ = SPACE$(8)
    CALL IBRD(brd2%, temperatura$)
    PRINT temperatura$
    IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

    OPEN "C:\Qb45\DATA\" + arch$ + ".dat" FOR APPEND AS #1
    PRINT #1, tension, temperatura$
    CLOSE #1
NEXT I

'Regreso de la Fuente a modo local.

    CMD$ = "GTL"
    CALL Ibwrt(brd1%, CMD$)

    END
```

### C.3.2 Con el DMM como voltímetro

Este programa no tiene la secuencia de asignaciones que habilitan el preamplificador del nanovoltímetro. Se lo utiliza cuando es las muestras a medir tienen resistencias mayores que el orden de los mΩ.

```
*****
* Prototipo para manejar la Fuente programable de corriente.
* Se programa la fuente de corriente y el controlador de temperatura y el
* multímetro y se hacen las medidas. Todo comunicado con GPIB, la fuente
* de corriente se llama Fuente y est en la dirección 2, el controlador se
* llama Temp y est en la dirección 5, el multímetro se llama Keith y está
* en la dirección 16.
*
* Mide DCV a una frecuencia de muestreo 10 segundos con una corriente
* de 10 mA. date:21/09/2000 (modif.10/6/2003)
*****
    REM $INCLUDE: 'prog\qbdecl.bas'
    CLS

'Halla el multímetro (en dir. 16)
    NA$ = "KEITH"
    CALL IBFIND(NA$, brd0%)
    PRINT brd0%

'Halla la fuente (en dir. 2)
    NB$ = "FUENTE"
    CALL IBFIND(NB$, brd1%)
    PRINT brd1%

'Halla el controlador de temperatura (en dir. 5)
```

```

NB$ = "TEMP"
CALL IBFIND(NB$, brd2%)
PRINT brd2%

'Comando de RESET del Keithley
CMD$ = "*RST"
CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR

' Creación del archivo datos.dat para almacenar las muestras.
' Aquí en Append se abre el archivo escr-lect. de modo de poder continuar
' agregando datos al final. El nro. de archivo es el #1

INPUT "Ingrese el nombre del archivo: "; arch$

CLS
PRINT
PRINT
PRINT
PRINT " Un momento por favor, adquisición en progreso....."
PRINT " Frecuencia de muestreo: 10 segundos "
PRINT

Tiempoanterior = TIMER

FOR I = 1 TO 600

'Rutina para que espere 10 segundos

DO: LOOP WHILE TIMER < Tiempoanterior + 10
Tiempoanterior = Tiempoanterior + 10

'Programación de la Fuente para fijar 10 mA positivo
SLEEP 1
CMD$ = "p1000d4\n"
good$ = SPACES$(1)
DO
CALL Ibwrt(brd1%, CMD$)
SLEEP 1
CALL IBRD(brd1%, good$)
SLEEP 1
PRINT ASC(good$);
LOOP WHILE good$ <> CHR$(17)

'Pedido de lectura
CMD$ = ":MEAS:VOLT?"
CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

'Lectura del valor positivo
vpos$ = SPACES$(32)
CALL IBRD(brd0%, vpos$)
PRINT vpos$
vpos$ = LEFT$(vpos$, INSTR(vpos$, CHR$(10)) - 1)
vpos = VAL(vpos$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

```



'Programación de la Fuente para fijar 10 mA negativo

```
SLEEP 1
CMD$ = "n1000d4\n"
good$ = SPACE$(1)
DO
  CALL Ibwrt(brd1%, CMD$)
  SLEEP 1
  CALL IBRD(brd1%, good$)
  SLEEP 1
  PRINT ASC(good$);
LOOP WHILE good$ <> CHR$(17)
```

'Rutina para que espere 10 segundos

```
DO: LOOP WHILE TIMER < Tiempoanterior + 10
Tiempoanterior = Tiempoanterior + 10
```

'Lectura del valor negativo

```
CMD$ = ":MEAS:VOLT?"
CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

vneg$ = SPACE$(32)
CALL IBRD(brd0%, vneg$)
PRINT vneg$
vneg$ = LEFT$(vneg$, INSTR(vneg$, CHR$(10)) - 1)
vneg = VAL(vneg$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%
```

'Procedimiento de eliminación de FEM's

```
tension = (vpos - vneg) / 2
PRINT TIMER, vpos, vneg, tension
```

' Pedido de la lectura de temperatura

```
CMD$ = "t\r"
CALL Ibwrt(brd2%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%
```

' Lectura del valor de la temperatura

```
temperatura$ = SPACE$(8)
CALL IBRD(brd2%, temperatura$)
PRINT temperatura$
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%
```

```
OPEN "C:\Qb45\DATA\" + arch$ + ".dat" FOR APPEND AS #1
PRINT #1, tension, temperatura$
CLOSE #1
```

NEXT I

'Regreso de la Fuente a modo local.

```
CMD$ = "GTL"
CALL Ibwrt(brd1%, CMD$)
```

END

### C.3.3 Con el DMM como amperímetro

Este programa se utiliza para la configuración que registra la variación de partiendo de grandes valores ( $>M\Omega$ ) de  $\rho(T)$ .

```

*****
* Prototipo para trabajar con altas resistencias (semiconductores y
* aisladores).
* La fuente de tensión se programa para 50 V y el multímetro se configura
* para que mida corriente.
* Todo comunicado con GPIB, el multímetro se llama Keith
* y está en la dirección 16.
* Julio del 2003.
* Aquí el Keithley mide la corriente, para ver si es constante.
* Frecuencia c/10 segundos, se mide DCI.
*****
      REM $INCLUDE: 'prog\qbdecl.bas'
      CLS

'Halla el multímetro (en dir. 16)
      NA$ = "KEITH"
      CALL IBFIND(NA$, brd0%)
      PRINT brd0%

'Halla el controlador de temperatura (en dir. 5)
      NB$ = "TEMP"
      CALL IBFIND(NB$, brd2%)
      PRINT brd2%

'Halla la fuente de tensión (en dir. 13)
      NB$ = "DCV230"
      CALL IBFIND(NB$, brd3%)
      PRINT brd3%

'Comando de RESET del Keithley
      CMD$ = "*RST"
      CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
      IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR

' Creación del archivo datos.dat para almacenar las muestras.
' Aquí en Append se abre el archivo escr-lect. de modo de poder continuar
' agregando datos al final. El nro. de archivo es el #1

      INPUT "Ingrese el nombre del archivo: "; arch$

      CLS
      PRINT
      PRINT
      PRINT
      PRINT " Un momento por favor, adquisición en progreso....."
      PRINT " Frecuencia de muestreo: 10 segundos "
      PRINT

      Tiempoanterior = TIMER

```

```
FOR I = 1 TO 1000
```

```
'Programación de la Fuente de tensión para fijar 50 V positivo
```

```
SLEEP 1
REMOTE 713 @ CLEAR
CLEAR 713
CMD$ = "V50X"
CALL Ibwrt(brd3%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%
```

```
'Rutina para que espere 10 segundos
```

```
DO: LOOP WHILE TIMER < Tiempoanterior + 10
Tiempoanterior = Tiempoanterior + 10
```

```
'Pedido de lectura
```

```
CMD$ = ":MEAS:CURR:DC?"
CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%
```

```
'Lectura del valor de corriente
```

```
I$ = SPACE$(32)
CALL IBRD(brd0%, I$)
PRINT I$
I$ = LEFT$(I$, INSTR(I$, CHR$(10)) - 1)
I = VAL(I$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%
```

```
' Pedido de la lectura de temperatura
```

```
CMD$ = "t\r"
CALL Ibwrt(brd2%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%
```

```
' Lectura del valor de la temperatura
```

```
temperatura$ = SPACE$(8)
CALL IBRD(brd2%, temperatura$)
PRINT temperatura$
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%
```

```
'Procedimiento de impresión
```

```
corriente = I
PRINT TIMER, corriente

OPEN "C:\Qb45\DATA\" + arch$ + ".dat" FOR APPEND AS #1
PRINT #1, corriente, temperatura$
CLOSE #1
```

```
NEXT I
```

```
'Regreso de la Fuente a modo local.
```

```
CMD$ = "GTL"
CALL Ibwrt(brd1%, CMD$)
```

```
END
```

### C.3.4 Con el DMM como Óhmetro, escala fija.

```

*****
* Este programa permite recolectar los valores de resistencia (m, todo de *
* dos puntas del Keithly) y los valores de temperatura de cada muestra. *
* La escala se fijó en 1 [GOhm] 6 de Septiembre de 2001 *
*****

' Halla el multímetro (en la dir. 16)
  REM $INCLUDE: 'prog\qbdecl.bas'
  CLS
  NA$ = "KEITH"
  CALL IBFIND(NA$, brd0%)
  PRINT brd0%

' Halla el controlador de temperatura (en dir. 5)
  NB$ = "TEMP"
  CALL IBFIND(NB$, brd2%)
  PRINT brd2%

' Comando de RESET
  CMD$ = "*RST"
  CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
  IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR

' Creación del archivo datos.dat para almacenar las muestras.
' Aquí en Append se abre el archivo escr-lect. de modo de poder continuar
' agregando datos al final. El nro. de archivo es el #1

INPUT "Ingrese el nombre del archivo: "; arch$

CLS
PRINT
PRINT
PRINT
PRINT " Un momento por favor, adquisición en progreso....."
PRINT

Tiempoanterior = TIMER

FOR I = 1 TO 1000

' Configura para medir por el metodo de 2 puntas

  CMD$ = ":CONF:RES"
  CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
  IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

' Configura para medir en la escala de 1G

  CMD$ = ":RES:RANG 1.05e9"
  CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
  IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

' Pedido de lectura de resistencia de 2 puntas
  DO: LOOP WHILE TIMER < Tiempoanterior + 10

```

```
Tiempoanterior = Tiempoanterior + 10

CMD$ = ":READ?"
CALL Ibwrt(brd0%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

' Lectura del valor
resistencia$ = SPACE$(32)
CALL IBRD(brd0%, resistencia$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%
resistencia$ = LEFT$(resistencia$, INSTR(resistencia$, CHR$(10)) - 1)
PRINT TIMER, resistencia$

' Pedido de la lectura de temperatura

CMD$ = "t\r"
CALL Ibwrt(brd2%, CMD$)
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

' Lectura del valor de la temperatura
temperatura$ = SPACE$(8)
CALL IBRD(brd2%, temperatura$)
PRINT temperatura$
IF IBERR% <> 0 THEN PRINT IBERR%

OPEN "C:\Qb45\DATA\" + arch$ + ".dat" FOR APPEND AS #1
PRINT #1, resistencia$, temperatura$
CLOSE #1
NEXT I

END
```



## APÉNDICE D

### Notas sobre pruebas realizadas con muestras de CuO, resistencias de carbón y manganina

#### D.1 Introducción

En este apéndice se resume el conjunto de pruebas que se realizaron con el objeto de caracterizar el sistema. Se llevaron a cabo medidas de muestras con respuesta conocida sometiéndolas a distintas condiciones con el objeto de analizar y comprobar los límites del instrumento.

#### D.2.a

Res33M.dat

Res33Mb.dat

Se dispusieron en paralelo 3 resistencias de alambre de 100 M $\Omega$  con el objeto de analizar los límites de ruido del instrumento.

#### D.2.b

R33MAI.dat

R33MAli.dat

Son las mismas resistencias en una caja de cartón cubierta por una lámina de Al (papel de aluminio). Se cubrieron los cables también formando una pantalla. La temperatura se mantuvo estable en un cubo de tergopor. La terminación “ i ” significa invertida con respecto a la anterior.

#### D.2.c

R1MAI.dat

R1MAli.dat

Son resistencias de precisión de 1 M $\Omega$  en las mismas condiciones que la medida anterior, pantalla de papel de Aluminio. La terminación “ i ” significa invertida con respecto a la anterior.

### **D.2.d**

R390K.dat

R390Ki.dat

Son resistencias de carbón de 390 K $\Omega$  con cable mallado (tipo audio), pero no con pantalla de Al.

### **D.2.e**

R390Kb.dat

R390Kc.dat

Son intentos de repetición de la medida las condiciones fueron iguales a 390K y 390Ki.dat salvo que R390Kc.dat fue adquirido c/10 seg.

### **D.2.f**

R390Kd.dat , Es cada 15 seg.

R390Ksc.dat

Es con la resistencia sin cables, (sc : sin cables) esto es la resistencia directamente fijada a las fichas banana de entrada del multímetro para evitar las interfaces de los cocodrilos y la interferencia de los cables.

### **D.2.g**

R390Kscb.dat

Idem anterior.

R390Ksc/d/e.dat

Idem anterior. Buscando la repetición...

R390Kscf.dat

Idem anterior. Buscando la repetición en febrero del 2000, pero con el agregado de un capuchón de plástico aislante (rollo de fotos + papel de Al).

### **D.2.h**

R387.dat

Se midió con dos puntas.

R3874wcs.dat

Se midió con la fuente de corriente programable, corriente: + 1 mA.

R387ftea.dat

R387fteb.dat

R387ftec.dat

R387fted.dat

R387ftee.dat

Se midió utilizando la Fte. programada de cte. para 1 mA invirtiendo la cte. en cada medida y tomando el valor de tensión (Fondo de escala 2 V) cada 10 seg. durante 30 minutos.

### **D.2.i**

387fteua.dat

387fteub.dat

387fteuc.dat

Se midió utilizando la Fte. programada de cte. para 100 mA (bajamos 10 veces la cte.) invirtiendo la cte. en cada medida y tomando el valor de tensión (Fondo de escala 200 mV) cada 10 seg. durante 30 minutos.

### **D.2.j**

387twisa.dat

387twisb.dat

387twisc.dat

Se midió trenzando los cables, utilizando la Fte. programada de cte. para 100 mA invirtiendo la cte. en cada medida y tomando el valor de tensión (Fondo de escala 200 mV) cada 10 seg. durante 30 minutos.



### **D.2.k**

25\_2a.dat

25\_2b.dat

25\_2c.dat

Se detectó ruido proveniente de una PC cercana. Se aisló la fuente de ruido y se hizo una serie de medidas.

Se midió trenzando los cables, utilizando la Fte. programada de cte. para 100 mA invirtiendo la cte. en cada medida y tomando el valor de tensión (Fondo de escala 200 mV) cada 10 seg. durante 30 minutos.

### **D.3.a**

CuOa.dat

CuOb.dat

CuOc.dat

Es la pastilla de CuO (*frasco de Silvana (England) FSA technical grade*) fijada al vidrio, las medidas fueron hechas con la bornera y la pintura de plata. Observar que son muy pocas muestras. Habría que repetir con 1800 muestras.

### **D.3.b**

CuOpagpt.dat

CuOpagptb.dat

CuO tratado mecánicamente, pastillado y finalmente tratado térmicamente. Las siglas se corresponden de la siguiente manera:

p: distingue de Chufo; a: es el proceso mecánico; g: grande; p: pastillado; t: tratado térmicamente.

Los contactos son cocodrilos con cinta mallada de Cu sobre la pastilla. Las dos medidas son iguales, “b” se buscó repetir la CuOpagpt.dat por lo tanto no se modificó nada.

### **D.3.c**

CuOpxpt.dat

CuOpxtpb.dat

CuOpxtpc.dat

CuOpxtpci.dat

CuOpxtpd.dat

CuOpxtpdi.dat

CuO (puro), pastillado y con tratamiento térmico. Las siglas se corresponden de la siguiente manera:

p: distingue de Chufo; x: es el proceso mecánico = ninguno; p: pastillado; t: tratado térmicamente.

Los contactos son cocodrilos con cinta mallada de Cu sobre la pastilla. Las medidas son iguales, en “b” y “c” se buscó repetir la CuOpxtp.dat por lo tanto no se modificó nada.

En “ci” se invirtió el sentido de circulación de la corriente.

En “d” se rotó la dirección de la corriente 90 grados respecto de “c”.

En “di” se invirtió.

El tiempo (salvo aclaración específica) fue tomado cada segundo, o sea que estas series de 1800 corresponden a un muestreo de ½ hora .

Estos ensayos se realizaron en los últimos días de diciembre de 1999 y en febrero del 2000.

#### **D.4 Pruebas con resistencias de manganina**

Se procedió a medir una resistencia de manganina de valor nominal 0,01  $\Omega$  a 20 ° C.

La corriente utilizada fue de 9.24 mA. Temperatura de la resistencia 23.6 ° C.

El archivo es 001\_a.dat (noche)

En 001\_b.dat (T=25.1 ° C, tarde) y 001\_c.dat (T=24.2° C, noche) se busca repetir el evento.

Resistencia variable con clavijas de 0.1-1  $\Omega$  marca Hartmann & Braun AC (Frankfurt)

05\_a.dat frecuencia de medida cada 10 seg. T=24.2 ° C (tarde)

05\_b.dat frecuencia de medida cada 60 seg. T=23.4 ° C (tarde)

05\_c.dat frecuencia de medida cada 120 seg. T=23.2 ° C (noche)

05\_d.dat frecuencia de medida cada 120 seg. T=22.9 ° C (tarde)

05\_e.dat frecuencia de muestreo cada 180 seg. T=23.2° C (tarde)

Ahora utilizando la misma resistencia se mide la corriente para determinar cuán constante es.

05\_ctea.dat frecuencia de medida 60 seg. T=22.2° C (tarde)

Se calibra la fuente de corriente y se cambia el relay de salida. Ahora se mide la corriente de la fuente en vacío, sin carga.

Prueba1\_Fte.dat

Prueba2\_Fte.dat

Prueba3\_Fte.dat

Se compara con la medición de corriente en la resistencia de 0.5  $\Omega$

Cte\_res1

Cte\_re2

Se hace una segunda serie con la fuente calibrada.

Se mide tensión en la resistencia de 0.5  $\Omega$

05\_serie\_2a

05\_serie\_2b

Resistencia de Patrón de Manganina 0.01  $\Omega$

001\_2a.dat

001\_2b.dat

001\_2c.dat

Pruebas con resistencias de metal film de 20  $\Omega$ .

Se realizaron las dos primeras pruebas el 10/5/00, utilizando 11 mA de corriente.

Se realizaron dos medidas una c/2 minutos y la otra cada 10 segundos.

Terminales de corriente con bornera y de tensión con cocodrilo.

Temperatura 22 °C

Mf\_20fa.dat

Mf\_20sa.dat

Se soldaron los terminales de tensión.

Temperatura 22 °C

Mf\_20fb.dat

## D.5 Caracterización de la fuente de corriente con carga

Con el fin de caracterizar la fuente de corriente se realizaron experiencias utilizando un multímetro Keithley 2001 en la escala de 200 mV, cuyo fondo es 210.00000 mV con una resolución de 10 nV.

Se midieron resistencias de distintos valores invirtiendo el sentido de la corriente para evitar f.em's

### Primera medida

Resistencia marca IRC (International Resistance Co), tipo WW4J: Valor Nominal 4000  $\Omega$ ; 1%

T = 26 °C, H = 69 %

Con el Keithley:

$I_{\text{medida}} = 88,087 \mu\text{A}$  (inyectada por el Keithley)

$R_{\text{medida}} = + 4,02820 \text{ K}\Omega$

En el último dígito está el error, que se debe a la precisión del instrumento, la cual está detallada al final de estas notas. Por lo tanto adoptaremos una notación más compacta y un criterio para tratar el error. El criterio es el de tomar la media del rango del error y una notación más compacta sería la siguiente:

$R_{\text{medida}} = + 4,02820 \pm 0,00002 \text{ K}\Omega = + 4,02820(2) \text{ K}\Omega$

$R_{\text{medida}} = - 4,02819 \text{ K}\Omega = - 4,02819(2) \text{ K}\Omega$

$$\mathbf{R_{media} = + 4,028195(2) \text{ K}\Omega}$$

Con la Fuente de Corriente Tecnofyl:

$$I_{fte.} = 88,1 \mu\text{A} \text{ (inyectada por la Tecnofyl)}$$

$$V_{medida} = + 0,354997(2) \text{ V}, V_{medida} = - 0,35002(2) \text{ V}, \therefore$$

$$R = + 4,02947(2) \text{ K}\Omega$$

$$R = - 3,97298(2) \text{ K}\Omega$$

$$\mathbf{R_{media} = 4,001225(2) \text{ K}\Omega}$$

### **Segunda medida**

$$T = 26 \text{ }^\circ\text{C}, H = 69 \%$$

Resistencia marca Onda, Tipo B-1: Valor Nominal  $1\text{M}\Omega$ ; 0,1%

$$I_{fte} = 10 \mu\text{A}$$

$$V_{medida} = + 9,99884(2) \text{ V}, V_{medida} = - 9,99843(2) \text{ V}, \therefore$$

$$R = + 999,884(2) \text{ K}\Omega$$

$$R = - 999,843(2) \text{ K}\Omega$$

$$\mathbf{R_{media} = 999,8635(2) \text{ K}\Omega}$$

### **Tercera medida**

$$T = 26 \text{ }^\circ\text{C}, H = 65 \%$$

Dos resistencias marca Onda, Tipo B-1 en conexión paralelo: Valor Nominal  $1\text{M}\Omega$  c/u ;

0,1%

$$I_{fte} = 15 \mu\text{A}$$

$$V_{medida} = + 7,50956(2) \text{ V}, V_{medida} = - 7,50830(2) \text{ V}, \therefore$$

$$R = + 500,637(3) \text{ K}\Omega$$

$$R = - 500,553(2) \text{ K}\Omega$$

$$\mathbf{R_{media} = 500,595(3) \text{ K}\Omega}$$

### **Cuarta medida**

T = 26 °C, H = 65 %

Resistencia de carbón, Valor Nominal 0,47 Ω; 1%

Con el Keithley, método de cuatro puntas:

$I_{\text{medida}} = 9,2356 \text{ mA}$  (inyectada por el Keithley)

$R_{\text{medida}} = + 0,46786(2) \Omega$

$R_{\text{medida}} = - 0,46796(2) \Omega$

**$R_{\text{media}} = 0,46791(2) \Omega$**

Con la Fuente de Corriente Tecnofyl:

$I_{\text{fte.}} = 9,24 \text{ mA}$  (inyectada por la Tecnofyl)

$V_{\text{medida}} = + 4,3186 \text{ mV}$ ,  $V_{\text{medida}} = - 4,3140 \text{ mV}$ ,  $\therefore$

$R = + 0,46738 \Omega$

$R = - 0,46688 \Omega$

**$R_{\text{media}} = 0,46713 \Omega$**

## D.6 Caracterización de la fuente de corriente en cortocircuito

El sentido de corriente es  $> 0$  (positivo)

1<sup>ra.</sup> década: 1~10 μA DC. [Fondo de esc. Keithley: 200 μA dc]

Fondo de escala  $\Rightarrow I_{\text{fuente leído}}: 10,00 \mu\text{A}$

$I_{\text{kmedida}}: 10,000(0) \mu\text{A}$

Mitad de escala  $\Rightarrow I_{\text{fuente leído}}: 5,00 \mu\text{A}$

$I_{\text{kmedida}}: 4,999(5) \mu\text{A}$

Principio de escala  $\Rightarrow I_{\text{fuente leído}}: 1,01 \mu\text{A}$

$I_{\text{kmedida}}: 1,012(5) \mu\text{A}$

2<sup>da.</sup> década: 10 ~100 μA DC. [Fondo de esc. Keithley: 200 μA dc]

Fondo de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 100,0 \mu\text{A}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 100,23(5) \mu\text{A}$

Mitad de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 50,00 \mu\text{A}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 50,003(5) \mu\text{A}$

Principio de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 10,01 \mu\text{A}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 10,012(5) \mu\text{A}$

3<sup>ra.</sup> década:  $100 \mu\text{A} \sim 1 \text{ mA DC}$ . [Fondo de esc. Keithley:  $2 \text{ mA dc}$ ]

Fondo de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 1,000 \text{ mA}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 1,0002(5) \text{ mA}$

Mitad de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 500 \mu\text{A}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 0,50002(5) \text{ mA}$   
 [Fondo de esc. Keithley:  $200 \mu\text{A dc}$ ]

Principio de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 101 \mu\text{A}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 101,13(5) \mu\text{A}$

4<sup>ta.</sup> década:  $1 \text{ mA} \sim 10 \text{ mA DC}$ . [Fondo de esc. Keithley:  $20 \text{ mA dc}$ ]

Fondo de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 10,00 \text{ mA}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 10,017(5) \text{ mA}$

Mitad de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 5,00 \text{ mA}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 5,0006(5) \text{ mA}$   
 [Fondo de esc. Keithley:  $2 \text{ mA dc}$ ]

Principio de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 1,00 \text{ mA}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 1,0017(5) \text{ mA}$

5<sup>ta</sup>. década: 10 mA ~100 mA DC. [Fondo de esc. Keithley: 200 mA dc]

Fondo de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 100,00 \text{ mA}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 100,040(5) \text{ mA}$

Mitad de escala  $\Rightarrow I_{\text{fuente leído}}: 50,0 \text{ mA}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 50,032(5) \text{ mA}$

[Fondo de esc. Keithley: 20 mA dc]

Principio de escala  $\Rightarrow$   $I_{\text{fuente leído}}: 10,00 \text{ mA}$   
 $I_{\text{kmedida}}: 10,026(5) \text{ mA}$





## BIBLIOGRAFÍA Y REFERENCIAS

### Capítulo 1

- [1] **J. R. Hook, H. E. Hall**, *Solid State Physics*, Ch. 10 Superconductivity, John Wiley & Sons, 1990.
- [2] **M. T. Causa et al**, *Informe Técnico CNEA-CAB*, 87/029.
- [3] **R. Gastien**, *Estudio del gap superconductor en  $Bi_2Sr_2Ca_1(Cu_{1-x},Zn_x)_2O_{8+\delta}$  mediante mediciones espectroscópicas*, Tesis de Lic. en Cs. Físicas, Informe final de la asignatura de Trabajos de Seminario de Física, Fac. de Cs. Exactas y Naturales, Universidad de Buenos Aires, nov. 1993.
- [4] **G. F. Goya, G. Punte, R. C. Mercader**, *Anales AFA San Luis 1989*, Vol.1, p. 282.
- [5] **P. Etchegoin, C. Fainstein, N. E. Massa**, *Anales AFA San Luis 1989*, Vol.1, p. 288.
- [6] **G. F. Goya**, *Influencia de la ubicación del dopante sobre las propiedades físicas del  $YBa_2Cu_3xFe_xO_{6+y}$* , Trabajo de Diploma, Dpto. de Física, Fac. Cs. Exactas, UNLP, 1991.

### Capítulo 2

- [1] **H. K. Onnes**, *Leiden Commun.*, 120b, 122b, 124c (1911).
- [2] **V. Kresin**, *Phys. Reports* 288, 347 (1997).
- [3] **J. Bardeen, L. N. Cooper and J. B. Schrieffer**, *Phys. Rev.* 108, 1175 (1957).
- [4] **G. Bednorz & K. A. Müller**, *Z. Phys. B* 64, 189 (1986).
- [5] **F. Pardo, F. de la Cruz, P. L. Gammet, E. Bucher & D. J. Bishop**, *Nature*, Vol. 396 26, November 1998.

#### **Bibliografía complementaria consultada:**

**J. R. Hook, H. E. Hall**, *ibid* [1] Capítulo 1

**D. J. Bishop, P. L. Gammel y D. A. Huse**, *Resistencia de los Superconductores de alta temperatura*, pp 18 - 25 Investigación y Ciencia (Scientific American, ed. española) Nro. 199, Abril 1993.

**R. Cava**, *Superconductors beyond 1-2-3*, pp 42 - 49, Scientific American vol. 263, Nro. 2, August 1990.

**J. B. Boyce, F. Bridges, T. Claeson, R. S. Howland and T. H. Geballe**, *X-ray-absorption of  $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$  and  $GdBa_2Cu_3O_{7-\delta}$  superconductors*, Physical Review B Vol. 36, Nro. 10, October 1987.

**M. A. Beno, L. Soderholm, D. W. Capone II, D. G. Hinks, J. D. Jorgensen, J. D. Grace, I. K. Shuller, C. U. Segre, and K. Zhang**, *Applies Physics Letters* Nr. 51, 57 (1987).

**C. N. R. Rao**, *Chemistry of high temperature superconductors*, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. (1991).

**D. M. Ginsberg**, *Physical properties of high temperature superconductors III*, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. (1991).

**Ch. Kittel**, *Introduction to Solid State Physics*, John Wiley & Sons (1996).

### Capítulo 3

[1] **B. N. Taylor & Ch. E. Kuyatt**, *Guidelines for Evaluating and Expressing the Uncertainty of NIST Measurement Results*, Technology Administration, National Institute of Standards and Technology (NIST) Technical Note 1297, 1994 Edition.

[2] **F. T. Worrell**, *The Taylor Manual of Advanced Undergraduate Laboratory Experiments In Physics* - Addison Wesley Publishing Company, Inc., 1961.

[3] **F. E. Terman, J. M. Pettit**, *Electronic Measurements* - Mc Graw-Hill Book Company, 1952.

[4] **W. D. Cooper, A. D. Helfrick**, *Instrumentación Electrónica Moderna y Técnicas de Medición* – Prentice Hall, 2000.

[5] **M. B. Stout**, *Basic Electrical Measurements*, Prentice-Hall, 1950.

[6] **F. K. Harris**, *Electrical Measurements*, Wiley, 1952.

[7] **H. E. Soisson**, *Electronic Measuring Instruments* - Mc Graw-Hill Book Company, 1961.

[8] *Low Level Measurements, For Effective Low Current, Low Voltage, and High Impedance Measurements*, Keithley Editions, 1984.

[9] **R. Villá Millaruelo**, *Transductores y Medidores Electrónicos - Medida de Magnitudes Eléctricas*. 1992, Barcelona.

[10] *Low Voltage Measurements, Applications Overview*, Keithley Editions.

[11] *Operator's Manual Model 2001 Multimeter*, Keithley Instruments, Inc. 28775 Aurora Road Cleveland, Ohio 44139.

**Bibliografía complementaria consultada:**

**P. William**, *Accurate, Automated Measurement of Superconductor Material Resistance* – Research and Development, June 1988, Cahners Publishing Company, Des Plaines, IL.

**L. J. Van Der Paw**, *A Method of Measuring Specific Resistivity and Hall Effects of Disk of Arbitrary Shape*, Phillips Rec. Reports, 1958:13 1.

**A. J. Bowens**, *Digital Instrumentation*, Mc-Graw-Hill, 1986.

**Taub-Schilling**, *Digital Integrated Electronic*, Mc-Graw-Hill, 1977.

*Annual Book of ASTM Standards*, Copyright 1985, American Society For Testing and Materials, Philadelphia, PA.

ISO, *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*, International Organization for Standardization, 1995.

*Low Level Measurements*, Copyright 1984, Keithley Instruments, Inc. Cleveland, Ohio.

## Capítulo 4

**Bibliografía complementaria consultada:**

**R. Erdman**, *Understanding Low Voltage Measurements* - Application Note No. 200, Keithley Instruments, Cleveland, Ohio 1983.

**P. Horowitz & W. Hill**, *The Art of Electronics* - Cambridge, Cambridge University Press, 1989.

*Low Level Measurements* - Keithley Instruments, Cleveland, Ohio 1984.

**H. W. Ott** *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems* – © Copyright John Wiley & Sons, New York 1976.

*Switching Handbook* - Keithley Instruments, Cleveland, Ohio 1989.

**W. R. Runyan & T. J. Shaffner**, *Semiconductor Measurement & Instrumentation*, Mc Graw-Hill, 1998.

## Capítulo 5

### **Bibliografía complementaria consultada:**

*Model 7225 DSP Lock-in Amplifier Instruction Manual*, PerkinElmer Corporation, 2001.

*Model 5209 Lock-In Amplifier, Instruction Manual*, EG&G Instruments Corporation.

**E. H. Fisher**, *The evolution of the modern lock-in amplifier*, Ithaco, IAN 35 Ithaca, New York (EEUU).

**P. Horowitz & W. Hill**, *ibid* Capítulo 4

*Applications Notes*, Stanford Research Systems.

**M. L. Meade**, *Lock-In Amplifiers: Principles and Applications*, Inspec/IEE, July 1983.

## Capítulo 6

[1] *Model 2001 Multimeter Operator's Manual*, *ibid* [11] Capítulo 3.

[2] *Model 1801 Nanovolt Preamp Instruction Manual*, Keithley Instruments Inc., Cleveland, Ohio, USA. 1999. Document Number:1801-901-01 Rev. C.

[3] **L. Cadierno, F. Ramos**, *Fuente de corriente programable*. Cátedra de Trabajo Final, ref. CAT 410, 12/11/99. Dpto. de Electrotecnia, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de La Plata.

[4] **B. T. Collins, W. Desisto, R. Kershaw, K. Dwight and A. Wold**, *J. Less-Com Met* 156, 341 (1989).

**Y. K. Jeong & G. M. Choi**, *J. Phys. Chem. Solids*, 57, 81 (1996).

**Belayi, J. Donnann and M. Nogués**, *J. Phys Condens. Matter*, 10, 1599 (1998)

[5] **R. A. Borzi, A. Bianchi, L. Montenegro, S. Stewart, R. C. Mercader, G. Punte y F. García**. *ICM2000*, Recife, (Agosto de 2000).

**R. A. Borzi, S. J. Stewart, R. C. Mercader, G. Punte y F. García**, *J. Magn. Magn. Mat*, 226, 1513 (2001).

### **Bibliografía complementaria consultada:**

*Model 2001 Multimeter Calibration Manual*, Keithley Instruments Inc., Cleveland, Ohio, USA. 1992.

*Model 230 Programmable Voltage Source Instruction Manual*, Keithley Instruments Inc., Cleveland, Ohio, USA. 2001. Document Number:230-901-01 Rev. H.

*Model 230 Programmable Voltage Source Programming Manual*, Keithley Instruments Inc., Cleveland, Ohio, USA. 2000. Document Number:220-900-01 Rev. C.

*General Technical Manual for Laboratory Systems*, APD Cryogenics Inc, 1833 Vultee Street, Alletown, PA 18103, August 1996.

*System Technical Manual*, APD Cryogenics Inc, 1833 Vultee Street, Alletown, PA 18103, August 1996.

*Compressor Technical Manual HC-2D*, APD Cryogenics Inc, 1833 Vultee Street, Alletown, PA 18103, August 1996.

*Expander Technical Manual DE-202*, APD Cryogenics Inc, 1833 Vultee Street, Alletown, PA 18103, August 1996.

*Gas Lines Technical Manual*, APD Cryogenics Inc, 1833 Vultee Street, Alletown, PA 18103, August 1996.

*Accessories Technical Manual*, APD Cryogenics Inc, 1833 Vultee Street, Alletown, PA 18103, August 1996.

*Instruction Manual for 9650 Microprocessors-Based Digital Temperature Indicators/Controllers*, APD Cryogenics Inc, 1833 Vultee Street, Alletown, PA 18103, August 1996.

*Superconductor Characterization Cryostat Technical Manual*, APD Cryogenics Inc, 1833 Vultee Street, Alletown, PA 18103, August 1996.

*Technical Manual for Turbo-V60 pumps*. Varian Vacuum Products Lexington 121 Hartwell Avenue – Lexington, MA 02173 USA (1993).

*Technical Manual for Turbo-V60 controllers*. Varian Vacuum Products Lexington 121 Hartwell Avenue – Lexington, MA 02173 USA (1993).

*Technical Manual for senTorr Gauge Controller*. Manual Nro. 6999-08-165, Varian Vacuum Technologies 121 Hartwell Avenue – Lexington, MA 02173 USA (February 1999).

*Technical Manual Direct-Acting Electromagnetic Block Valve*. Manual Nro. 6999-12-165, Varian Vacuum Technologies 121 Hartwell Avenue – Lexington, MA 02173 USA (November 1997).

*Technical Manual Small Aluminium Block Valves*. Manual Nro. 6999-12-040, Varian Vacuum Technologies 121 Hartwell Avenue – Lexington, MA 02173 USA (May 1997).

*Cold Cathode Tube Maintenance*, A 18771, Varian Vacuum Technologies 121 Hartwell Avenue – Lexington, MA 02173 USA (May 1997).

## Capítulo 7

- [1] **R. Birkhahn, N. Browning, A. Youngdahl, M. Lanagan and R. Poeppel**, *Applied Superconductivity* 2, 67 (1994).
- [2] **R. Caton and R. Selim**, *Appl. Phys. Lett.* 52, 1014 (1988).
- [3] **J. W. Ekin, A. J. Panson, and B. A. Blankenship**, *Appl. Phys. Lett.* 52, 331 (1988)
- [4] **J. van der Maas , V. A. Garparov and D. Pavuna**, *Nature* 328, 603 (1987)

### **Bibliografía complementaria consultada:**

- J. L. Wu et al.**, *IEEE Trans. Magn.*, p. 1861 (1991)
- Model 2001 Multimeter Operator's Manual*, *ibid* [11] *Capítulo 3*.
- Model 1801 Nanovolt Preamp Instruction Manual*, *ibid* *Capítulo 6*.
- L. Cadierno, F. Ramos**, *Fuente de corriente programable*, *ibid* *Capítulo 6*.
- Model 2001 Multimeter Calibration Manual*, *ibid* *Capítulo 6*.
- Model 230 Programmable Voltage Source Programming Manual*, *Capítulo 6*.
- General Technical Manual for Laboratory Systems*, *ibid* *Capítulo 6*.
- System Technical Manual*, APD Cryogenics Inc., , *ibid* *Capítulo 6*.
- Compressor Technical Manual HC-2D*, *ibid* *Capítulo 6*.
- Expander Technical Manual DE-202*, *ibid* *Capítulo 6*.
- Gas Lines Technical Manual*, APD Cryogenics Inc., *ibid* *Capítulo 6*.
- Accessories Technical Manual*, APD Cryogenics Inc., *ibid* *Capítulo 6*.

## Apéndice A

- [1] **J. B. Johnson**, *Physical Review* 32, 97 (1928).
- [2] **H. Nyquist**, *Physical Review* 32, 110 (1928).
- [3] **S. Goldman**, *Frequency Analysis. Modulation and Noise* p. 394 Mc Graw-Hill Book Company, New York, 1948.
- [4] **W. Schottky** *Über spontane Stromschwankungen in verschiedenen Elektrizitätsleitern*, *Annalen der Physik*, 57:541-567, 1918.

[5] **A. Van der Ziel**, *Noise: Sources, Characterization, Measurement*, New York Prentice-Hall, 1954.

[6] **H. W. Ott**, *Ibid Capítulo 4*.

**Bibliografía complementaria consultada:**

**W. Schottky**, *Small-shot effect and flicker effect*, Physical Review, 28:74-103, 1926.

**L. D. Smullin and H. A. Haus**, *Noise in Electron Devices*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1959.

**R. E. Burgess**, *Fluctuation Phenomena in Solids*, Academic Press, Inc. New York, 1965.

**M. Schwartz**, *Information Transmission, Modulation, and Noise*, , Mc Graw-Hill Book Company, NY 1973.

**R. W. Landee, L. J. Giacoletto**, *Electronics Designers Handbook*, , McGraw-Hill, New York, 1977.

**J. Millman, Ch. C. Halkias**, *Integrated Electronics*, Mc Graw-Hill Book Company, NY 1980.

**E. H. Fisher**, *ibid Capítulo 5*.

## Apéndice B

**Bibliografía complementaria consultada:**

*NI-488.2 Software Reference Manual*, National Instrument, Part. Number 320282-01, National Instruments Corporation, 1991

*AT-GPIB and NI-488.2 National Instrument*, Part. Number 320284-01, National Instruments Corporation, 1991

*Application Notes National Instrument*, National Instruments Corporation, 1991

*IEEE 488 Application Notes*, ICS Electronics. Division of System West Inc. 2003

**J. A. M. Grimberg**, *Digital instrument Course IEC Bus Interface* Twente University of Technology, Departament of Electrical Engineering, The Netherlands

*HP4193A Vector Impedance Meter Operation and Service Manual*, Hewlett Packard, Part. Numb. 04193-90000, 1994.

## Apéndice C

### **Bibliografía complementaria consultada:**

*Model 2001 Multimeter Operator's Manual, ibid [11] Capítulo 3.*

*Model 1801 Nanovolt Preamp Instruction Manual, ibid Capítulo 6.*

**L. Cadierno, F. Ramos, Fuente de corriente programable, ibid Capítulo 6.**

*Model 2001 Multimeter Calibration Manual, ibid Capítulo 6.*

*Model 230 Programmable Voltage Source Programming Manual, Capítulo 6.*

*General Technical Manual for Laboratory Systems, ibid Capítulo 6.*

## Apéndice D

### **Bibliografía complementaria consultada:**

*Model 2001 Multimeter Operator's Manual, ibid [11] Capítulo 3.*

*Model 1801 Nanovolt Preamp Instruction Manual, ibid Capítulo 6.*

**L. Cadierno, F. Ramos, Fuente de corriente programable, ibid Capítulo 6.**

*Model 230 Programmable Voltage Source Programming Manual, Capítulo 6.*

**J. A. M. Grimberg, Digital instrument Course IEC Bus Interface, ibid Apéndice B.**

*NI-488.2 Software Reference Manual, ibid Apéndice B.*

*IEEE 488 Application Notes, ICS Electronics, ibid Apéndice B.*