

UNIVERSIDAD DE LA HABANA  
FACULTAD DE FISICA  
IMRE

TRABAJO DE DIPLOMA

**Sistema de Control para la Medición Dinámica  
de Dependencias de la Corriente Crítica  
en Superconductores**

Autor :

**Claro A. Noda Díaz**

Tutores :

**Lic. Luis E. Flores Fernández**

**Dr. Ernesto Altshuler Alvarez**

CIUDAD DE LA HABANA

1996

## INDICE

<b>1.- INTRODUCCION</b>	<b>1</b>
<b>2.- ACERCA DE LAS MEDICIONES.</b>	<b>5</b>
2.1.- Medición de $I_c(H)$ e $I_c(T)$ .	5
2.2- Medición dinámica.	8
2.3- Método de pulsos.	10
<b>3.- DESCRIPCION DEL SISTEMA DE CONTROL.</b>	<b>13</b>
3.1- Instalación experimental.	13
3.2- La fuente de pulsos	15
3.3- Primera etapa de amplificación de voltaje.	18
3.4- Amplificador rectificado sincrónico <i>Lock-In</i> .	20
3.5- El controlador.	24
<b>4.- OPTIMIZACION DE LOS PARAMETROS DEL CONTROLADOR.</b>	<b>28</b>
4.1- Funciones Transferenciales.	28
4.2- Modelación del sistema controlado.	29
4.3- Ajuste del controlador.	33
<b>5.- RESULTADOS DE LA APLICACION DEL METODO EN LA MEDICION DE SUPERCONDUCTORES.,</b>	<b>36</b>
5.1- Medición de dependencias $I_c(T)$ e $I_c(H)$ .	36
5.2- Estimación de los errores.	39
<b>6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b>	<b>44</b>
<b>ANEXO 1 - DESCRIPCION DEL PROGRAMA DE</b>	<b>46</b>

<b>CONTROL</b>	
<b>ANEXO 2 - ETAPA PRIMARIA DE AMPLIFICACION DE VOLTAJE</b>	<b>48</b>
<b>ANEXO 3 -ESQUEMA ELECTRICO DEL CONTROLADOR</b>	<b>49</b>
<b>REFERENCIAS</b>	<b>50</b>
<b>AGRADECIMIENTOS</b>	<b>52</b>

## CAPITULO 1- INTRODUCCION

En 1911 el investigador holandés H. Kammerlingh-Onnes observó que, por debajo de una temperatura de aproximadamente 4,2 K el mercurio mostraba una resistividad eléctrica prácticamente nula. Esta temperatura se conoce como *temperatura crítica*,  $T_c$ , y representa uno de los parámetros experimentales fundamentales que definen a un material superconductor. El segundo experimento que demuestra la existencia de un estado superconductor auténtico es el llamado *efecto Meissner*, que consiste en que, si el material es enfriado por debajo de su temperatura crítica *en presencia de campo magnético*, se *expulsa* el flujo magnético, de modo que, en una primera aproximación, se obtiene una inducción magnética *cero* dentro del superconductor. Es importante señalar que esta propiedad es diferente del diamagnetismo perfecto que ocasionaría la resistividad nula pura.

La respuesta del material al aumentar el campo magnético a partir del estado Meissner, diferencia a los superconductores en *tipo I* y *tipo II*. En el caso de los primeros, al llegarse al llamado *campo crítico termodinámico*, se produce una transición de fase directa hacia el estado normal. En el caso de los segundos, existe un *primer campo crítico* inmediatamente por encima del cual el flujo aplicado penetra en forma de *cuantos* de valor  $2,07 \times 10^{-15}$  Wb (definiendo el llamado *estado mezclado*), y un *segundo campo crítico* para el cual estos cuantos están tan juntos entre sí que, de sobrepasarlo, se produce la transición al estado normal. Un último parámetro básico para caracterizar el estado superconductor es la *corriente crítica*,  $I_c$ , que no es más que la máxima corriente que puede atravesar un superconductor sin que este disipe energía. Este parámetro puede ser obtenido a partir de mediciones *magnéticas* [1], ó de mediciones de *transporte* [2], caso que será analizado en detalle más adelante.

Desde el primer momento de su descubrimiento, se pensó que los materiales superconductores podían ser utilizados para conformar líneas de transmisión eléctrica y otras aplicaciones de transporte eléctrico. Desafortunadamente, estas aplicaciones eran muy difíciles para los materiales superconductores descubiertos antes del año 1986, pues sus temperaturas críticas apenas lograban rebasar, en los mejores casos, los 10 K [3,4].

En 1986, los investigadores suizos Bednorz y Müller descubren el primer componente de una familia de superconductores que más tarde se conocerían como *superconductores de alta temperatura crítica* (SAT), que poseía una temperatura crítica de unos 40 K [3]. Poco

después, en 1987, un grupo de investigadores liderados por P. Chu lograron un nuevo SAT con temperatura crítica de 92 K, superior a la de ebullición del nitrógeno líquido. Este hecho produjo una verdadera revolución en la física del estado sólido que dura, prácticamente, hasta hoy día.

Aunque estos valores de temperatura crítica promovieron, en un inicio, el sentimiento generalizado de que pronto se resolvería el problema de las aplicaciones de la superconductividad, pronto se comprobó que faltaba camino por recorrer en ese sentido: la nueva dificultad eran los bajos valores de la *densidad de corriente crítica* de las muestras los que establecían un nuevo límite. En los últimos años, sin embargo, se ha notado algún avance al respecto, que se ha logrado mediante la fabricación de cintas de un compuesto formado por un SAT de la llamada *familia BSSCO*, más plata metálica [5,6,7]. Las cintas más avanzadas de hoy día poseen una densidad de corriente crítica de  $10^4$  A/cm<sup>2</sup> en longitudes de hasta 1 km. Las muestras que utilizaremos para las mediciones en esta tesis son cerámicas pertenecientes, precisamente, a la familia BSCCO.

Evidentemente, la medición de la corriente crítica de transporte (o de la densidad de corriente crítica), juega un papel protagónico no sólo en lo que respecta a las posibles aplicaciones de transmisión eléctrica, sino a la caracterización de dichos materiales desde el punto de vista fundamental. En este sentido, debe señalarse que las mediciones magnéticas nunca sustituyen a las de transporte pues, en primer lugar, las primeras son determinaciones *indirectas* de la corriente crítica que se basan en los presupuestos del llamado *modelo de estado crítico* [8,9] y, en segundo lugar, las influencias de los llamados *autocampos* sobre la medición son diferentes esencialmente en ambos métodos.

Las mediciones de transporte de la corriente crítica ( $I_c$ ) se realizan, en la abrumadora mayoría de los casos, por el llamado *método de las cuatro puntas*. Aunque explicaremos más adelante este método en detalle, puede describirse, gruesamente, como la aplicación de cuatro contactos sobre la barra superconductora, de tal suerte que se pueda aplicar la corriente a través de los contactos situados en los extremos de la muestra, mientras se detecta una diferencia de potencial entre otros dos localizados entre los primeros. El modo más elemental para la determinación de la corriente crítica consiste en ir incrementando la corriente aplicada lentamente hasta detectar la aparición de una diferencia de potencial dada [10]. Este sistema tiene el importante inconveniente de que puede producir el calentamiento excesivo de los contactos de corriente. Las consecuencias de este fenómeno pueden ir,

desde destruirlos, hasta provocar diferencias de potencial de origen térmico entre los contactos de voltaje que adulteren la medición. Un sistema de medición alternativo que elimina en gran medida este defecto es la aplicación de la corriente en forma de pulso de relativamente corta duración [11,12,13].

En el presente trabajo se ha implementado una técnica de pulsos novedosa que supera, tanto los problemas de disipación, como la medición de una diferencia de voltaje muy pequeña (1  $\mu\text{V}$ ). Además, para facilitar la determinación de la dependencia de este parámetro con el campo (H) y la temperatura (T), se usa un controlador proporcional integral (PI) que ajusta dinámicamente la  $I_c$  y aumenta las velocidades de medición. Para esto, nos propusimos los siguientes objetivos:

1.- Estudiar los efectos de la disipación en la muestra, buscando precisión en la determinación de  $I_c$ .

2.- Modelar el comportamiento del sistema de medición con el objetivo de lograr un controlador que ajuste dinámicamente la  $I_c$  para la determinación de la dependencia de esta con el campo y la temperatura.

3.- Lograr la automatización del sistema.

Para cumplir estos objetivos, el trabajo ha sido organizado de la siguiente forma.

El segundo capítulo expone las cuestiones relacionadas con las mediciones de  $I_c$  y se presenta el método de pulsos a utilizar. El tercero está dedicado a la descripción del sistema de control. Un cuarto capítulo, comprende el análisis del método de ajuste del controlador utilizado. Finalmente, el quinto y el sexto, constituyen el análisis de los resultados y las conclusiones respectivamente. Además, se hace un rápido sumario de las deficiencias del sistema y se dan algunas ideas de cómo podría trabajarse con vista a resolverlas.

## CAPITULO 2.- ACERCA DE LAS MEDICIONES.

### 2.1- Mediciones de $I_c(H)$ e $I_c(T)$ .

Como se planteó en el Capítulo I, existen diferentes tipos de mediciones para caracterizar a los superconductores, siendo las de transporte las que brindan una visión más útil tecnológicamente de parámetros tales como la densidad de corriente crítica. Las mediciones de transporte generalmente se realizan utilizando el método de las cuatro puntas. Este consiste en hacer cuatro contactos óhmicos, regularmente empleando pasta conductora de plata, sobre un dado rectangular del material a estudiar (Fig. 2.1) y pasar a través de dos de ellos (los más externos) una corriente conocida, midiéndose entonces la caída de potencial que aparece entre los otros dos contactos. Este método permite minimizar el efecto de la resistencia de los contactos (con valores típicos entre  $0.5$  y  $4\Omega$ ), en primer lugar debido a que los contactos de corriente quedan excluidos de la malla de medición de voltaje y en segundo lugar porque la corriente por los contactos de medición de voltaje es casi nula, debido a la alta impedancia de entrada del amplificador operacional (Fig. 2.1), permitiendo despreciar la caída de potencial en ellos. Es requisito en esta medición el uso de un amplificador de instrumentación (con entrada diferencial), con alto rechazo a las señales de modo común, debido a que la corriente ( $I$ ) que circula por  $R_5$  (Fig. 2.1) crea un voltaje de modo común ( $V_c = I \cdot R_5$ ), el cual debe ser reducido lo más posible para poder garantizar que se lea sólo el voltaje entre los contactos de la muestra.

El método de las cuatro puntas se puede usar tanto con una excitación de corriente directa como de corriente alterna. El hecho de utilizar una u otra depende de los requerimientos específicos de la medición y de los instrumentos de medición de que se disponga.

En particular basaremos la explicación en un tipo específico de medición de transporte, las curvas I-V. Esta medición es una de las que más frecuentemente se utiliza en la caracterización de cualquier superconductor por permitir obtener la corriente crítica; y además, porque sirve de base para la obtención de otras curvas de transporte.

Para la obtención de la curva I-V bajo determinadas condiciones de temperatura y campo magnético, se le suministra al superconductor una corriente y se mide la caída de potencial en el mismo, tomándose como criterio que para una caída de voltaje de  $1 \mu V$  se

está en presencia de la corriente crítica ( $I_c$ ). Para ser rigurosos es preciso aclarar que, al trabajar con las leyes que rigen el comportamiento de los superconductores, se usa un criterio de campo eléctrico. En lo adelante nos referiremos al criterio de voltaje por ser esta la magnitud que se mide directamente. En la figura 2.2 se muestran curvas I-V típicas y su dependencia con la temperatura y el campo magnético. Como se observa,  $I_c$  disminuye con el aumento de la temperatura (T) y el campo magnético (H).

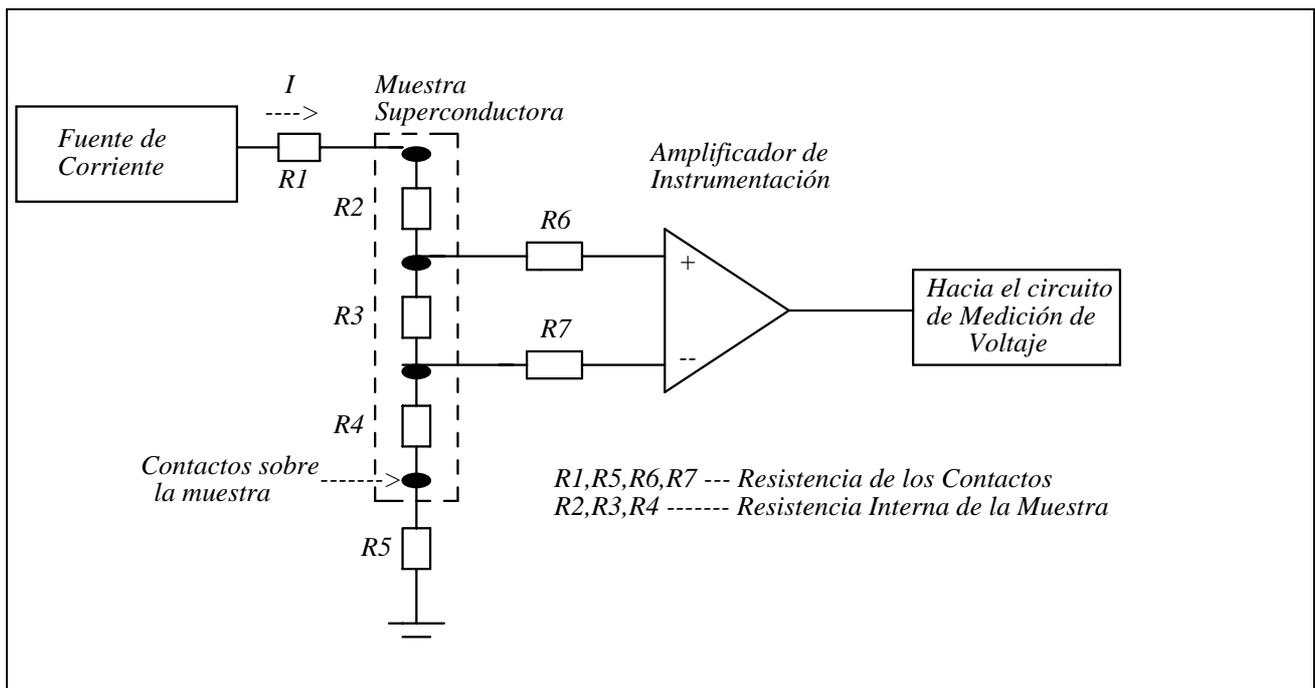


Figura 2.1 - Diagrama del metodo de las cuatro puntas

Teniendo en cuenta los niveles de voltaje tan pequeños que es necesario medir (del orden de los  $\mu\text{V}$ ), se complica considerablemente la obtención de las curvas I-V, ya que se requiere del empleo de equipos de alta precisión que generalmente son bastante costosos. Si se realizan mediciones en corriente directa (CD) es aún más complicado el problema, ya que el "offset" generado por los amplificadores y las "termofems" afectarían considerablemente la medición, y se requiere del empleo de microvoltímetros o nanovoltímetros comerciales que tienen precios muy elevados. Sin embargo, las mediciones de CD son importantes en la caracterización de fenómenos de relajación en los superconductores, esto es, determinar cómo se comportan en el tiempo algunas características como la corriente crítica, la magnetización, etc. Las mediciones en

corriente alterna (CA) son más fáciles de realizar, ya que el “offset” de los componentes y las “termofems” dejan de ser un problema y el ruido externo que influye sobre la medición puede ser reducido considerablemente empleando un amplificador rectificador sincrónico conocido como *Lock In* (ver epígrafe 3.4 ).

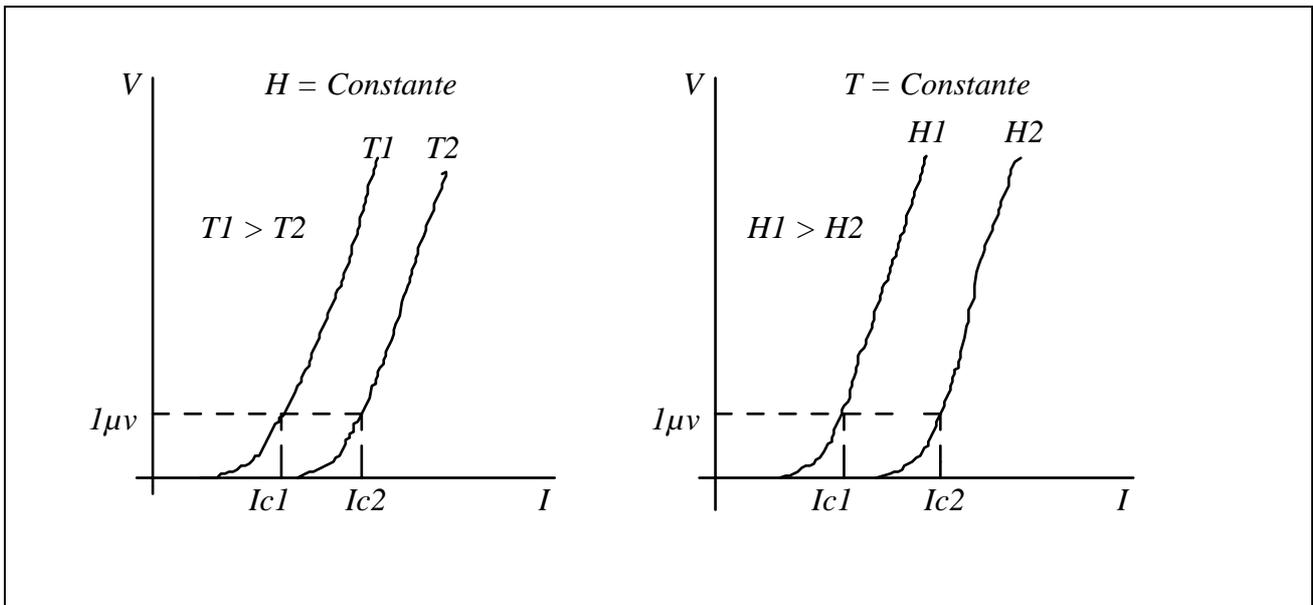


Figura 2.2 - Curvas I-V típicas en un superconductor

La medición de las dependencias de  $I_c$  vs  $H$  e  $I_c$  vs  $T$ , usando técnicas de transporte estándares, tanto en CD o CA, es laboriosa y usualmente lenta. En cada valor de campo o temperatura donde se va a obtener un punto, la corriente debe ser variada hasta arribar al criterio de voltaje, usualmente 1  $\mu V$ , u obtener la curva I-V completa. O sea, que el experimentador debe cambiar, manual o automáticamente, al menos dos parámetros: la corriente de polarización y el campo magnético aplicado o la temperatura.

Por último debemos hacer explícito que con frecuencia se hará referencia indistintamente a  $I_c$  y a  $J_c$ , ya que en las mediciones contra campo, lo que brinda información son las curvas normalizadas con respecto a  $I_c(H=0)$  y  $J_c(H=0)$  respectivamente; las cuales coinciden porque se cancela el factor de área. Una situación diferente se tiene para las mediciones con temperatura porque las curvas usualmente no son normalizadas, de modo que existe dependencia con la geometría de la muestra.

## 2.2- Medición Dinámica.

De acuerdo con lo visto en el epígrafe anterior, podemos decir que las mediciones de  $I_C$  vs H e  $I_C$  vs T consistirían, en el caso óptimo, en hacer transitar al sistema por una sucesión de estados caracterizados fundamentalmente por tres magnitudes:  $I_C$ , H y T. De ellas, las dos últimas son independientes, considerando  $I_C$  definida de acuerdo con el criterio de voltaje comentado anteriormente. En lo adelante entenderemos por medición dinámica aquella que se realice haciendo transitar al sistema continuamente por dicha sucesión de estados.

El sistema que se describe en este trabajo, permite la medición de estas dependencias simplemente mediante la variación de un parámetro, el campo magnético o la temperatura en el rango de interés, ya que, a través de un controlador apropiado, se logra que la corriente siempre se ajuste al valor adecuado para garantizar el voltaje correspondiente al criterio previamente seleccionado. Esto permite la obtención de la corriente crítica directamente, con lo cual facilita grandemente la obtención de las dependencias de  $I_C$  vs H e  $I_C$  vs T.

En la figura 2.3 se ilustra genéricamente el proceso de la medición para  $I_C$  vs H. Los cuadros identificados con las magnitudes  $I_{Cj}$ ,  $H_j$  representan los estados por los que transita el sistema, mientras las flechas representan las transiciones caracterizadas por ciertos parámetros  $P, I$ , que regulan la función del controlador.

Las facilidades que brinda la automatización en este caso se revierten en una marcada calidad de los resultados que se obtienen. Por ejemplo, el número n de estados por los que transita la muestra comúnmente varía entre 100 y 1000, promediando ponderadamente hasta 10 mediciones de  $I_C$  en cada uno. Ello representa el procesamiento de un total de 1,000 (10,000) mediciones en una sola curva. Además, como el intervalo de tiempo que transcurre entre dos mediciones consecutivas es prácticamente fijo, controlado por la computadora, se minimizan las diferencias que podrían aparecer debido a efectos de relajación entre una curva y otra, medidas a mano. Cualquier comparación con los métodos ordinarios que se podrían utilizar manualmente es muy desventajosa para estos últimos. Además, la posibilidad de implementar filtrado de los datos por software reduce los errores aleatorios y minimiza el efecto del ruido.

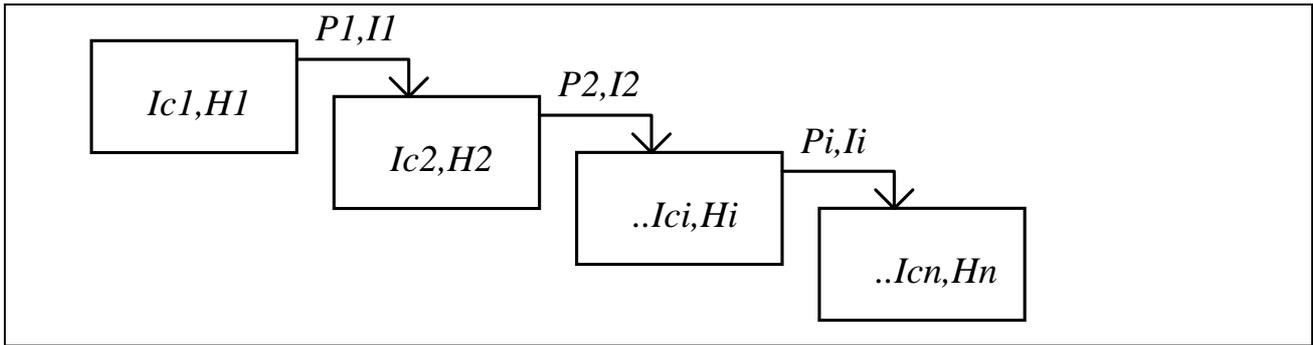


Figura 2.3- Estados por los que transita la muestra en una medición de  $I_c$  vs  $H$  a  $T$  constante.

El elemento central del sistema es una micro-computadora IBM PC o compatible con una tarjeta IEEE 488, que permite la interacción con los demás elementos del sistema, y sobre la cual se implementa un programa que controla todo el proceso de medición. El programa está escrito en Turbo Pascal, (ver anexo 1), y cuenta con un conjunto de procedimientos y funciones hechas para la comunicación con los instrumentos de medición, además de un algoritmo que garantiza un óptimo funcionamiento del controlador.

### 2.3- Método de pulsos.

El hecho de que las mediciones de  $I_c$  en los superconductores se caracterizan por una combinación de voltajes muy pequeños y corrientes grandes (del orden de algunos amperes), trae algunos inconvenientes, provocados por fenómenos indeseados que se manifiestan.

Al hacer los contactos de la muestra mediante las cuatro puntas logramos sacar los contactos de corriente de la malla de medición de voltaje, como discutimos en el epígrafe 2.1; pero aún nos queda otro problema importante por resolver.

La muestra del material superconductor se monta en el portamuestra de una varilla diseñada al efecto, que se sumerge en un *Dewar* que contiene nitrógeno líquido. Térmicamente ligado a la muestra hay un sensor (basado en un diodo semiconductor) y un calefactor, cuya función es someter la muestra a una temperatura conocida superior a los 77 K [14], con ayuda de un controlador de temperatura. Al recinto del portamuestra se le hace un vacío moderado con una bomba mecánica para disminuir la conectividad

térmica del mismo con el nitrógeno líquido, con el objetivo de subir la temperatura con menos potencia en el calefactor y disminuyendo la evaporación de líquido.

Recordemos que la resistencia de los contactos varía entre  $0.5$  y  $4\Omega$ . Así, al pasar una corriente de  $2A$ , por ejemplo, se puede disipar en ellos una potencia de  $10W$ , creando un gradiente de temperatura dentro del superconductor y elevando la temperatura local del sistema. Las zonas más cercanas a los contactos serán las más calientes y, mientras mayor sea la potencia que se está disipando, más alejada estará la temperatura de la muestra de la que mide el sensor en el portamuestra. De este modo aparece un error que se manifiesta en que se mide una  $I_C$  menor que la que realmente existe.

Para resolver este problema se utilizan diversas técnicas [11,12,13]. En este caso se emplea una fuente que aplica a la muestra pulsos de corriente alterna muy estrechos como se muestra en la inserción de la figura 2.4 . Esto permite disipar una menor potencia efectiva en la muestra, que se calcula fácilmente como  $P_{efect} = 2R_0 \cdot I_C^2 \cdot \frac{2\sigma}{T}$  donde  $\sigma$  es el tiempo de duración del pulso,  $T$  el período y  $R_0$  la resistencia típica de un contacto.

Mientras que aumentar  $T$  implica aproximar la frecuencia de trabajo a la de corte del filtro pasa bajos del *Lock In* (lo cual incrementaría el ruido de la medición), la disminución de  $\sigma$  está acotada por limitaciones mecánicas en el cableado del sistema. En el momento de la transición en la forma de onda de corriente, donde el  $dI/dt$  es grande debido al corto tiempo de subida del pulso, aparecen oscilaciones inducidas sobre la forma de onda de voltaje, que se amortiguan con el tiempo. La inducción tiene lugar fundamentalmente entre los cables que conectan la muestra con el conector situado en el otro extremo de la varilla. Con el objetivo de evitar que esto afecte el valor de la muestra de voltaje que se va a tomar, hay que esperar que dichas oscilaciones se amortiguen suficientemente. Experimentalmente se encontró que pasados unos  $100 \mu S$  de haberse producido la transición, la oscilación del voltaje era ya despreciable. El ajuste se hizo para valores de  $\sigma$  y  $T$  de  $0,15$  y  $6$  ms respectivamente, reduciéndose la  $P_{efect}$  a un  $5\%$ . El efecto de la disipación se puede ver en las curvas I-V de la figura 2.4, en función del parámetro  $\eta = \frac{2 \cdot \sigma}{T}$ , como un crecimiento de la corriente crítica cuando  $\eta$  disminuye.

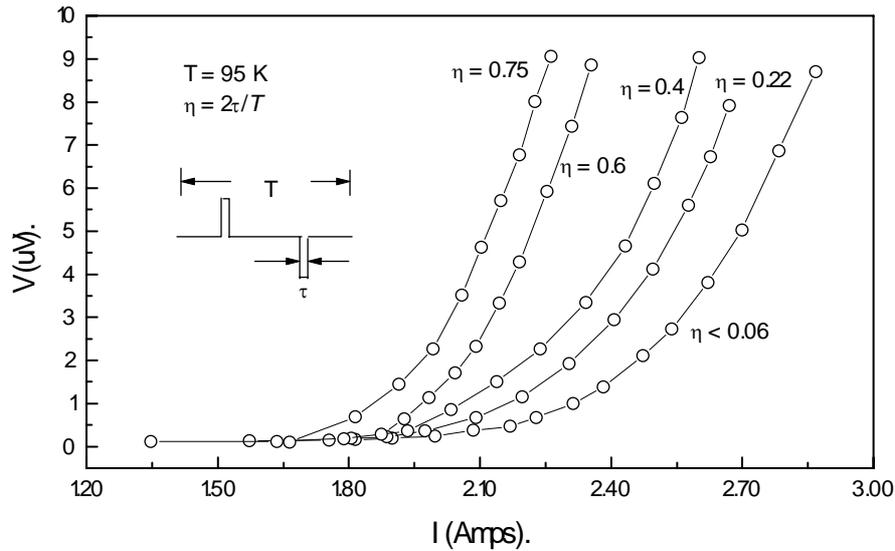


Figura 2.4 Dependencia de las curvas I-V del factor  $\eta$

Llamamos la atención sobre el hecho de que existe un solapamiento de las curvas por debajo de cierto valor de  $\eta$ , lo cual es, sin lugar a dudas, una prueba de que  $I_C$  satura por debajo de un  $\eta$  dado, tal que si trabajamos en este régimen de saturación la medición es prácticamente independiente de la potencia disipada en los contactos.

La curva de la Fig. 2.4 fue obtenida utilizando parte de la misma instalación que describiremos en el capítulo próximo, aunque usada de un modo ligeramente diferente; una fuente que genera pulsos de corriente, cuyo ancho ( $\sigma$ ), periodo ( $T$ ) y amplitud pueden variarse manualmente, excita al superconductor (empleando el método de las cuatro puntas) y con ayuda de un acondicionador de señal y de un *Lock In* se lee el voltaje que cae en la muestra.

## CAPITULO 3.- DESCRIPCION DEL SISTEMA DE CONTROL.

### 3.1- Instalación experimental.

El montaje implementado en este trabajo para realizar la medición dinámica de  $J_c$  vs  $H$  está basado en un controlador proporcional integral (PI) enlazado con una computadora (IBM PC), con ayuda del cual se garantiza que a la muestra se le aplique una corriente que se corresponda con la crítica según el criterio de voltaje escogido, mientras la corrida del programa va haciendo que el valor del campo aplicado cambie de acuerdo con los requerimientos de la medición en particular. El controlador es el encargado de ajustar dinámicamente la nueva corriente una vez cambiado el campo. Como es de esperar, una situación análoga se presenta cuando se hace la medición de  $I_c$  vs  $T$ , con la diferencia de que el cambio del campo es instantáneo mientras que la inercia térmica del porta muestra introduce un retardo temporal en el ajuste de la nueva temperatura; posteriormente veremos las razones que limitan la velocidad de barrido del campo. En el diagrama de bloques de la Fig. 3.1 se puede ver como se enlazan funcionalmente las partes que componen el sistema, para mediciones de  $J_c$  vs  $T$ .

El campo se aplica con un solenoide instalado alrededor de la muestra, en el caso de campos menores que 500 Oe. El mismo fue omitido en la figura para simplificar el dibujo. Para mediciones de capas delgadas, que requieren campos mayores, se utiliza una instalación similar a la descrita que se debe montar entre las "muelas" de un electroimán que genera campos de hasta 1.6 T. En ambos casos el campo es controlado por la PC, a través de uno de los cuatro conversores D/A del *Lock In* utilizado.

Para aplicar corriente al superconductor se utiliza una fuente que genera pulsos alternos estrechos, con el objetivo de disminuir la disipación en la muestra, como vimos en el epígrafe 2.3. Esta fuente ha sido diseñada para este propósito y cuenta con una salida que entrega al amplificador *Lock In* una señal de referencia en fase con los pulsos, para la posterior detección sincrónica, además de otra salida que entrega un voltaje proporcional a la corriente aplicada. Cuando el sistema está controlado, este voltaje, leído por un microvoltímetro (PM-2534 PHILIPS *system multimeter*), conectado a la PC vía IEEE 488, devuelve al programa el valor que permite obtener la corriente crítica de la muestra para los valores de campo y temperatura existentes. Podría resultar útil

aclarar que el microvoltímetro no es imprescindible en esta instalación; en su lugar puede usarse uno de los canales del convertor A/D con que cuenta el Lock In, sin que ello represente una pérdida significativa de precisión en la medición, sólo hay que tener en cuenta la compensación del "offset" del convertor en la ecuación que se implemente en el programa, para calcular la corriente.

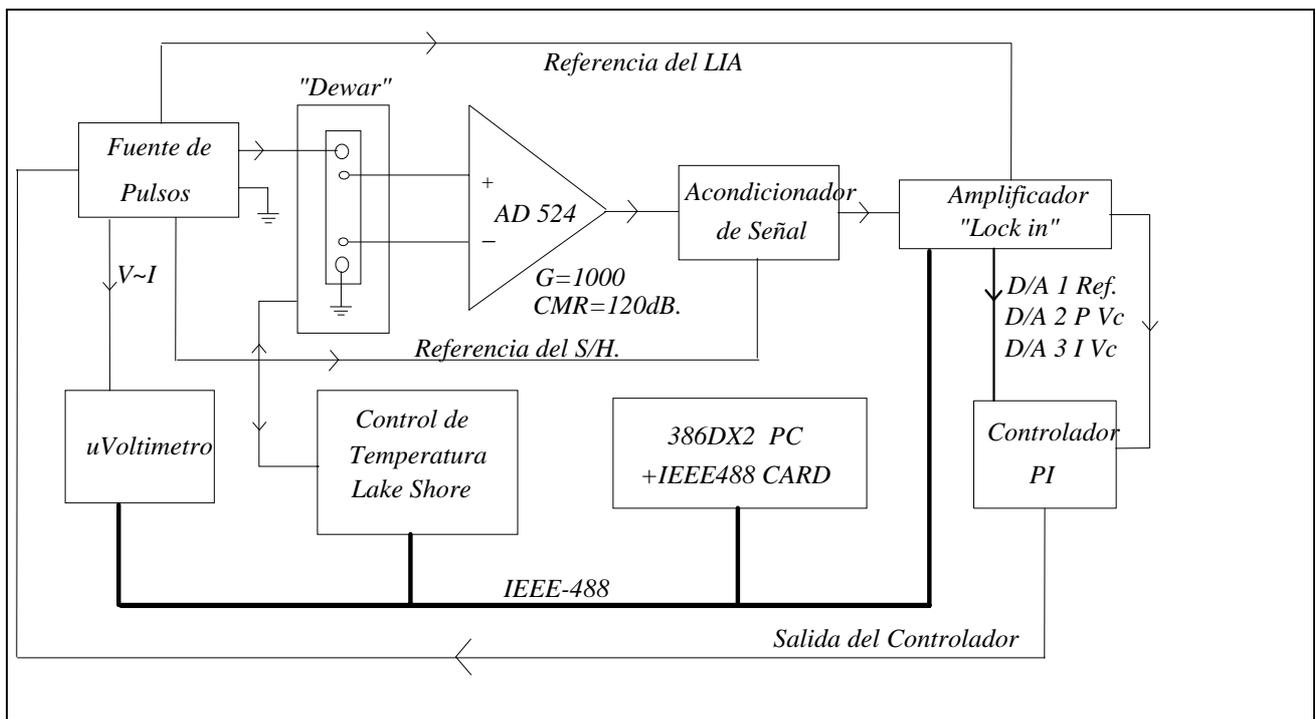


Figura 3.1 - Diagrama de bloques de la instalación para la medición dinámica de Ic

Por último la fuente genera una señal de control que sincroniza al acondicionador de señal, un amplificador muestreador/fijador (*Sample & Hold*), conectado a la entrada del *Lock In*, (ver anexo 2); cuya función es mantener el voltaje que apareció en la muestra, durante el pulso de corriente aún cuando esta cesa, en la entrada del *Lock In* de modo que la detección ocurra sobre una señal con una relación de valores pico-efectivo igual a la unidad.

El primer amplificador está basado en un amplificador de instrumentación AD524JN, que tiene un rechazo al modo común (*RRMC*) de 120 dB (@ 1 kHz) lo cual es muy importante, como vimos en el epígrafe 2.1. La ganancia diferencial de esta etapa es de 1000 y, recordando que  $RRMC = 20 \cdot \log\left(\frac{V_d}{V_c}\right)$ , tenemos que en la salida habrá una componente de modo común  $V_c = I \cdot R_s / 1000$ . A continuación de esta etapa está el *Sample & Hold*. Para el criterio de voltaje utilizado, se usa el *Lock In* con una ganancia

de  $10^3$ , en la escala de 10 mV. El filtro pasa bajos que sigue al detector sincrónico se usa con resultados satisfactorios con una constante de tiempo de 300 ms o 1 s. Estos valores se escogen según un compromiso entre el nivel de ruido permisible a la salida del *Lock In* y el retardo que produciría una constante de tiempo muy elevada.

El controlador es un circuito analógico descrito en el epígrafe 3.3, cuya referencia y las ganancias proporcional e integral se controlan desde el programa a través de tres conversores D/A. Este último, mediante algoritmos concebidos al efecto, ajusta los parámetros del controlador para lograr una función de control óptima en todo el rango de las variables de la medición. El programa principal con el que interactúa el usuario se informa de las características de la medición que se desea realizar y crea un fichero de datos que contiene todos los valores de  $I_C$  vs H o  $I_C$  vs T correspondientes al rango en que se midió.

En los siguientes epígrafes se tratarán con detalle cada una de las partes.

### **3.2- La fuente de pulsos.**

La fuente para su descripción la podemos dividir en cuatro bloques: el oscilador, el bloque de control, el de medición de corriente y un amplificador transconductor de potencia, como muestra la fig. 3.2. La sección del oscilador está formada por un circuito temporizador CI 555 configurado como astable, con una relación *ON/OFF* de los pulsos variable entre 1/2 y 1/100, trabajando en un rango de frecuencias entre 100 y 2400 Hz. De este bloque se tienen la señal de referencia para el *Lock In* y la de muestreo para el *sample and hold* que se muestran en la figura 3.3. El ajuste de la fase de la señal de muestreo del *sample and hold* determina la precisión de la medición. ( epígrafe 3.3).

La sección de control de la fuente consiste básicamente en un modulador de amplitud de los pulsos, donde además se determina la polaridad de los mismos. El voltaje de control constituye la modulación. Esta entrada presenta alta impedancia a quien suministre el voltaje de control, cuya variación puede ser manual o automática en un rango entre 0 y 10 v. La variación manual se logra mediante un potenciómetro ubicado en el panel frontal del equipo y la automática a través del controlador PI. La selección entre manual y automático se realiza mediante un conmutador que se opera manualmente en el panel del equipo. El bucle del sistema de control se cierra cuando este está en AUTO.

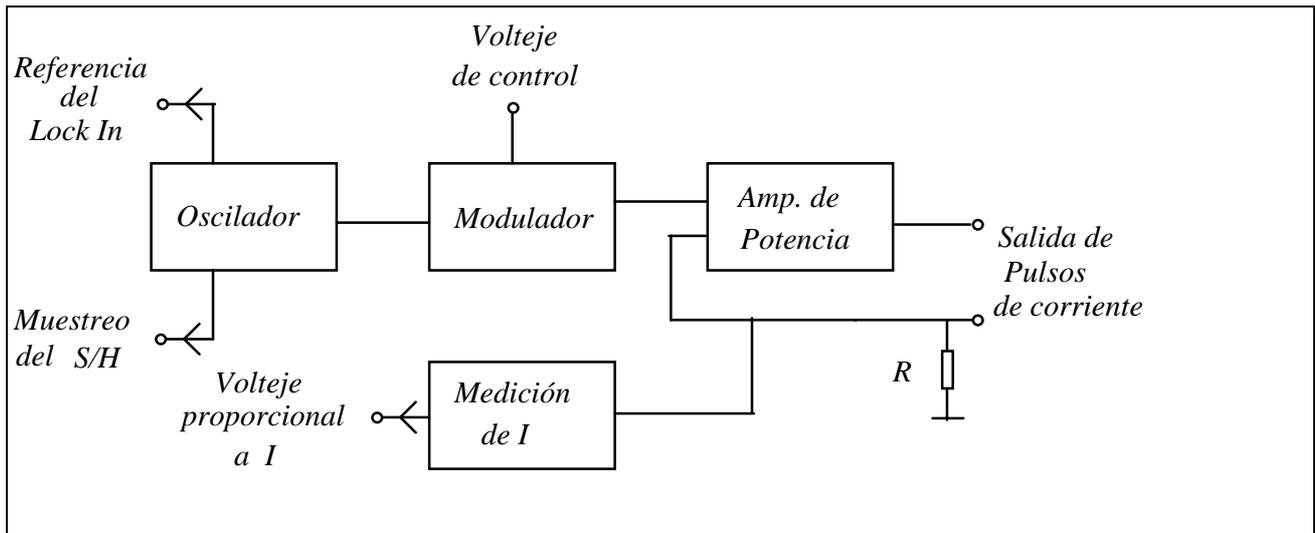


Figura 3.2 - Diagrama de bloques de la fuente de pulsos.

A la entrada del voltaje de control se ubica un filtro pasa bajo con una frecuencia de corte de 16 Hz, con el objetivo de filtrar cualquier ruido o variación brusca que se produzca en el voltaje de entrada y que pudiera afectar la estabilidad de la corriente que circula por la muestra superconductora.

La sección que actúa propiamente como fuente de corriente, está integrada por un amplificador con alta velocidad de respuesta ( $slew\ rate = 17\ V/\mu s$ ) y una etapa de amplificación de corriente formada por dos pares complementarios de transistores en *Darlington*. Ambos pares de transistores están polarizados a través de una red de resistencias y diodos para que, junto con la realimentación del amplificador, y ayudado de su  $slew\ rate$ , se evite la distorsión de los pulsos a la salida, conservando sus flancos verticales.

La salida de la etapa de amplificación de corriente se suministra a la muestra superconductora a través de una resistencia que permite realimentar un voltaje proporcional a la corriente que circula, a la entrada negativa del amplificador para cerrar el lazo.

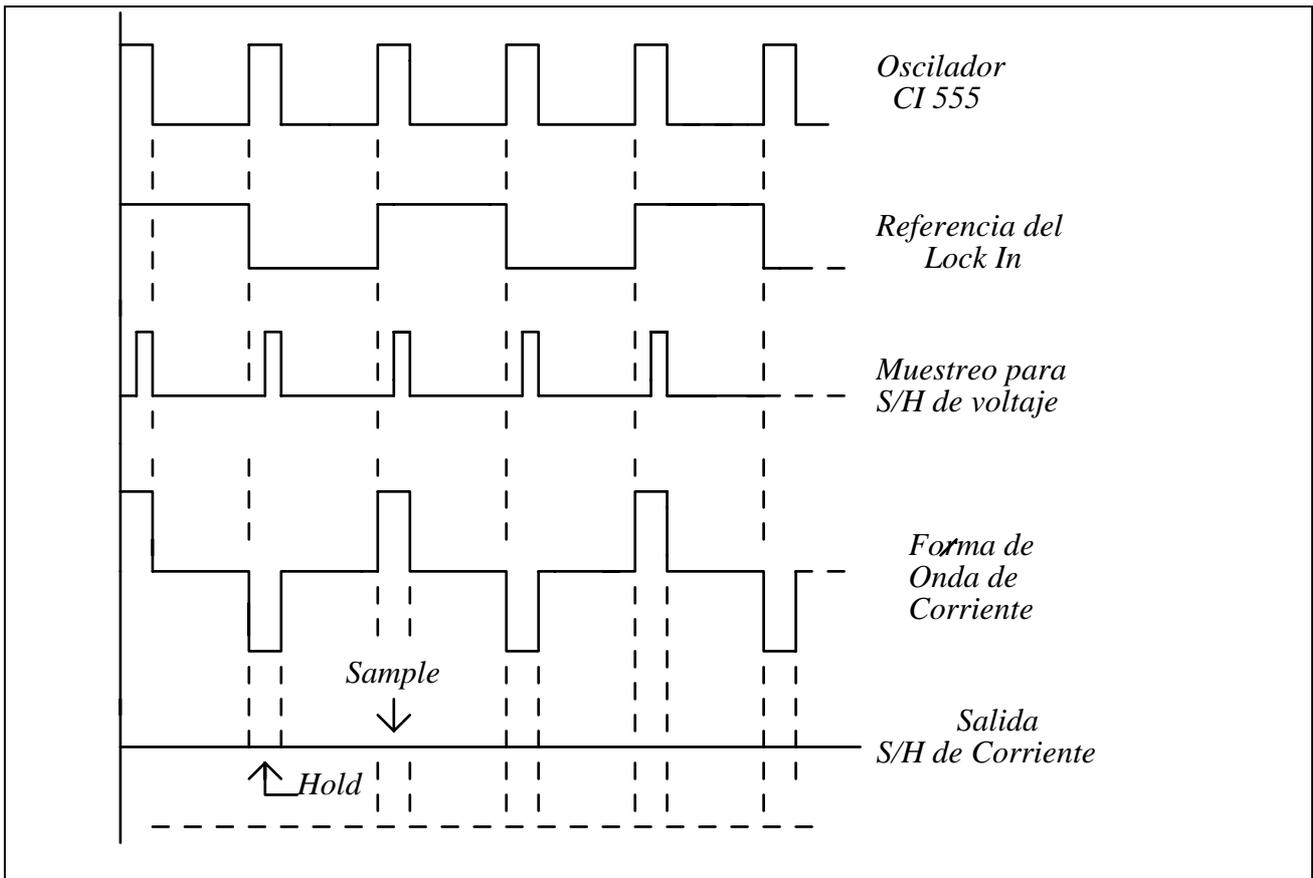


Figura 3.3 - Formas de onda de la fuente de corriente

Cambiando el valor de esta R, se obtienen las diferentes escalas de corriente. Basado en el principio de trabajo del amplificador operacional que tiende a producir cambios a su salida para igualar el voltaje en sus entradas, y teniendo en cuenta que en la entrada positiva del amplificador se suministra la forma de onda pulsante mostrada en la figura 3.3, la corriente que circula por la muestra sigue esta misma forma de onda, y su valor esta dado por  $I = V_i / R$ . Teniendo en cuenta el valor máximo de los pulsos de voltaje (300 mV) y los posibles valores de resistencia a seleccionar, se obtienen las siguientes escalas de corriente:

Resistencia	Escala
0.1###	3 A
1###	300 mA
10###	30 mA

Por supuesto que la fuente de corriente obtenida no es ideal: los valores absolutos de voltaje que caen en la carga deben ser menores que el voltaje de la fuente de

alimentación de la etapa de potencia, 9 voltios. Para pasar corrientes grandes es necesario tener resistencias de contacto bajas.

La fuente posee, además, un bloque de medición de corriente. El mismo consta de un amplificador en configuración no inversora que adapta el valor máximo de voltaje que se puede producir en las resistencias, para garantizar el empleo de la plena escala del instrumento con el cual se medirá dicho voltaje, lográndose así que no se pierda resolución en la medición. Como la caída de voltaje en la resistencia tiene la misma forma de onda de la corriente, está se transforma a un nivel de CD empleando un circuito *Sample and Hold* LF 398. La señal de muestreo de este es igual a la del S/H de voltaje pero con la mitad de la frecuencia de este y la fase con que se escoja determina la polaridad del voltaje proporcional a la corriente. (fig. 3.3 ).

### **3.3- Primera etapa de amplificación de voltaje**

El esquema eléctrico de la primera etapa de amplificación de voltaje se muestra en el Anexo 2. Con el objetivo de garantizar la mayor precisión en la lectura del voltaje que se genera en la muestra, el empleo de un primer paso de amplificación con un amplificador de Instrumentación, es imprescindible, como se discutió en el capítulo anterior.

Las entradas del amplificador usado (AD 524) se conectan a los terminales de la muestra a través de un par trenzado apantallado, para minimizar los ruidos inducidos que podrían saturar la cadena amplificadora del *Lock In*. Este apantallamiento puede afectar el rechazo al modo común por las capacidades parásitas que introduce si no es manipulado correctamente. Es por ello que se utiliza un amplificador LF 356 configurado como seguidor de voltaje para que realmente el voltaje de modo común presente en la entrada diferencial del AD 524 al apantallamiento, eliminando así el efecto que producen las capacidades parásitas sobre el mismo.

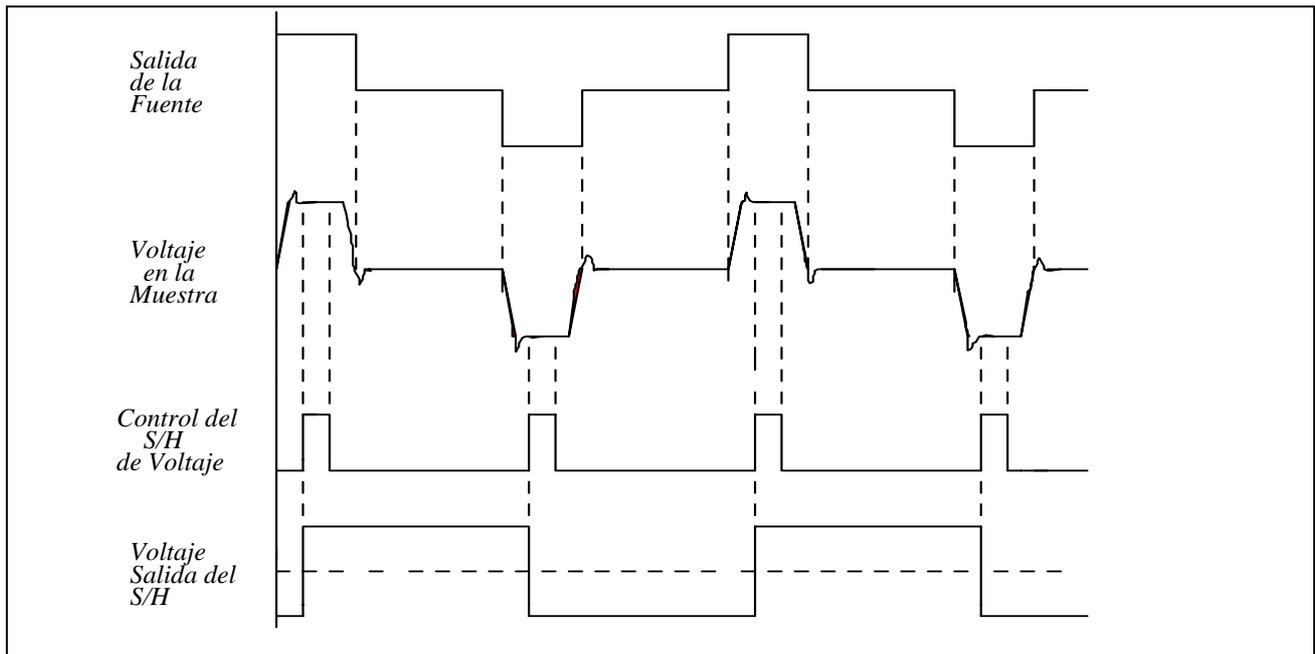


Figura 3.4 - Formas de onda en el acondicionador de señal

A continuación de esta etapa se conecta un circuito *Sample and Hold* LF 398 con el cual se conforma adecuadamente la señal que se suministra al *Lock In*. La señal de control del S/H se deriva de los pulsos del oscilador de la fuente de corriente, desplazados en el tiempo (fig. 3.3). Con este desplazamiento de la señal de control se logra que el voltaje generado en el superconductor sea sensado solamente durante el tiempo que está estable (en el nivel alto) el pulso de corriente, evitando la lectura del voltaje inducido durante las transiciones de nivel, (epígrafe 2.3). Como resultado, a la salida del S/H se obtendrá una forma de onda de pulsos cuadrados, cuyos niveles máximos positivo y negativo estarán determinados por el valor de voltaje disipado en el superconductor en el momento en que se toma la muestra. En la figura 3.4 se presentan las formas de onda que describen el funcionamiento del acondicionador.

Debido a que los criterios de voltaje empleados para la selección de la corriente crítica en superconductores están en el orden de los microvoltios (1  $\mu\text{V}$ ), es necesario que la fuente de alimentación de esta etapa sea muy estable, por ello para este bloque se emplean baterías recargables de 9 V para proporcionar la alimentación, garantizando así que no se introduzca en los circuitos a través de los terminales de alimentación el ruido inherente a cualquier otra fuente de corriente directa.

### 3.4- Amplificador Rectificador Sincrónico (*Lock In*)

La necesidad de medir pequeñas señales en presencia de altos niveles de ruido es un problema común en la instrumentación aplicada fundamentalmente a las técnicas de medición en el laboratorio. En estos casos es razonable suponer que, independientemente de cuál sea la fuente, esta estará produciendo la máxima señal que puede ser generada, y cuando la misma es aún más pequeña que el ruido, debemos usar entonces algún método especializado para poder separarla.

Particularmente en la caracterización de los superconductores es necesario medir señales del orden de los microvoltios y menores, por lo que debemos utilizar métodos especializados de medición, siendo uno de los más empleados el Amplificador Rectificador Sincrónico conocido en la literatura como *Lock In*.

El Amplificador *Lock In* es un sistema completo de procesamiento y medición de señales que es muy eficiente en la discriminación de las componentes de ruido que afectan la señal a medir. Un sistema completo de amplificación *Lock In* consta de cuatro bloques fundamentales:

- 1- Modulación
- 2- Amplificación Selectiva
- 3- Demodulación Sincrónica
- 4- Filtro Pasa Bajo

Aunque propiamente los amplificadores *Lock In* como equipos comerciales realizan solamente las tres últimas operaciones, la modulación se realiza externamente y se le suministra al *Lock In* una señal modulada en amplitud.

Las señales típicas para ser medidas con un *Lock In* deben ser de variación relativamente lenta o constantes, (CD). La señal debe ser modulada en amplitud para poner su información sobre una onda portadora cuya frecuencia es seleccionada apropiadamente para poder eliminar fácilmente el ruido  $1/f$  (conocido en inglés como *flicker noise*, y que se origina en las fluctuaciones de los valores de las componentes que conforman el circuito), el ruido ambiental típico de 60 Hz y otras interferencias. Esto permite que la señal con información útil sea amplificada en una región de frecuencia de mínimo ruido. La mayoría de los autores consideran que las mejores regiones para seleccionar la frecuencia de la portadora están en el rango de 10-35 Hz y 100- 10<sup>5</sup> Hz.

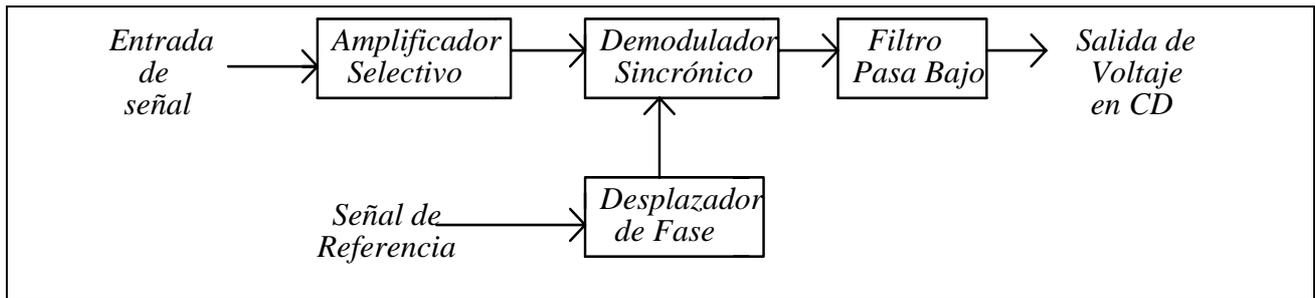


Figura 3.5 - Diagrama de bloques de un amplificador Lock-In

Un diagrama en bloques de los elementos básicos de un *Lock In* se presenta en la figura 3.5. La onda portadora modulada es amplificada selectivamente. Tradicionalmente esto se realiza utilizando un amplificador sintonizado con un filtro pasa banda con un ancho de banda suficiente para dejar pasar la portadora y las frecuencias laterales. Cualquier componente de ruido fuera de este ancho de banda es fuertemente atenuado. Posteriormente, la onda portadora amplificada es sincrónicamente demodulada. El paso de demodulación es realizado por un circuito rectificador sincrónico similar al que se muestra en la figura 3.6 .

La señal de referencia es un onda cuadrada de la misma frecuencia que la señal de entrada modulada cuya fase debe ser ajustada apropiadamente para que coincida con la fase de la señal de entrada y se obtenga a la salida el máximo valor de señal posible. Su funcionamiento se basa en que el conmutador FET es gobernado por la señal de referencia, obteniendo a la salida la señal de entrada directamente o su inverso según sea la posición del FET, lográndose la rectificación únicamente de la señal de entrada sincronizada en fase y frecuencia con su referencia; ello discrimina cualquier componente de ruido aleatorio superpuesto sobre la señal. En la figura 3.7 se presentan dos ejemplos de señales rectificadas sincrónicamente.

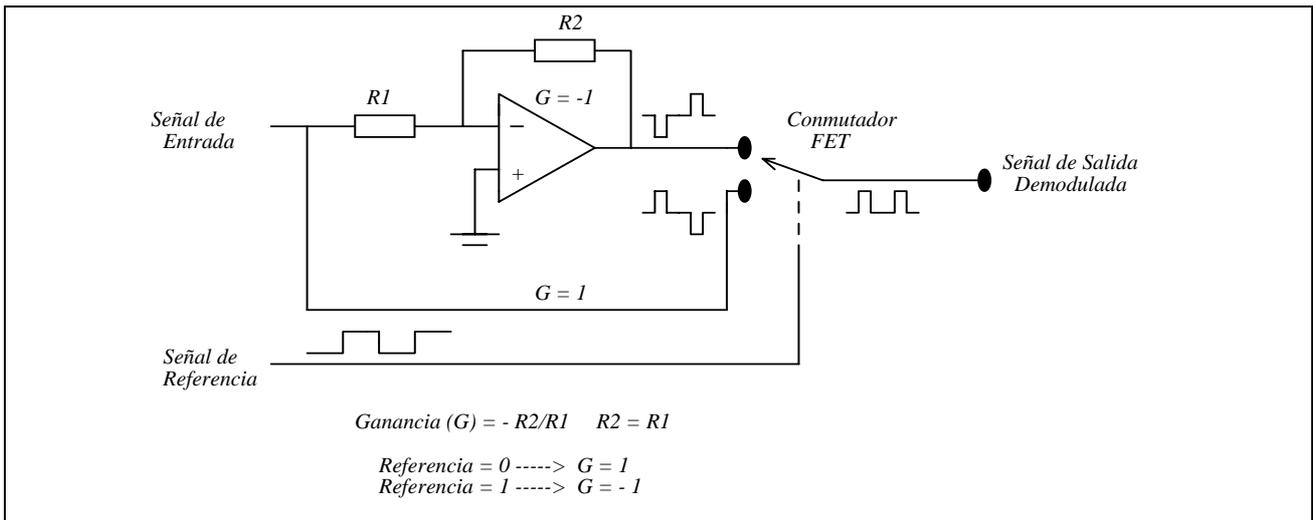


Figura 3.6 - Circuito Rectificador sincrónico

En la misma se observa claramente que, cuando las señales no están en fase, se obtiene a la salida una componente de CD mucho menor (cero, para el ejemplo dibujado) que si estuvieran en fase, por lo cual resulta imprescindible el desplazamiento de fase de la señal de referencia para buscar siempre a la salida el mayor nivel posible.

Finalmente, la salida del demodulador se pasa por un filtro pasa bajo, para recuperar la información de la señal original. En este paso simplemente se convierte la señal sincrónicamente rectificadas en un nivel de CD, cuya magnitud es representativa de la amplitud de la portadora. Adicionalmente se obtiene un mejoramiento de la relación señal ruido cuando la constante de tiempo del filtro pasa bajo es muy grande comparada con un período de la onda portadora, ya que la salida es la promediación de la demodulación de cientos o miles de ciclos de la portadora. La selección de la constante de tiempo del filtro es un compromiso entre el grado de promediación de la señal de salida, con lo cual se reduce en mayor o menor medida el ruido presente en la señal, y la velocidad de respuesta del sistema.

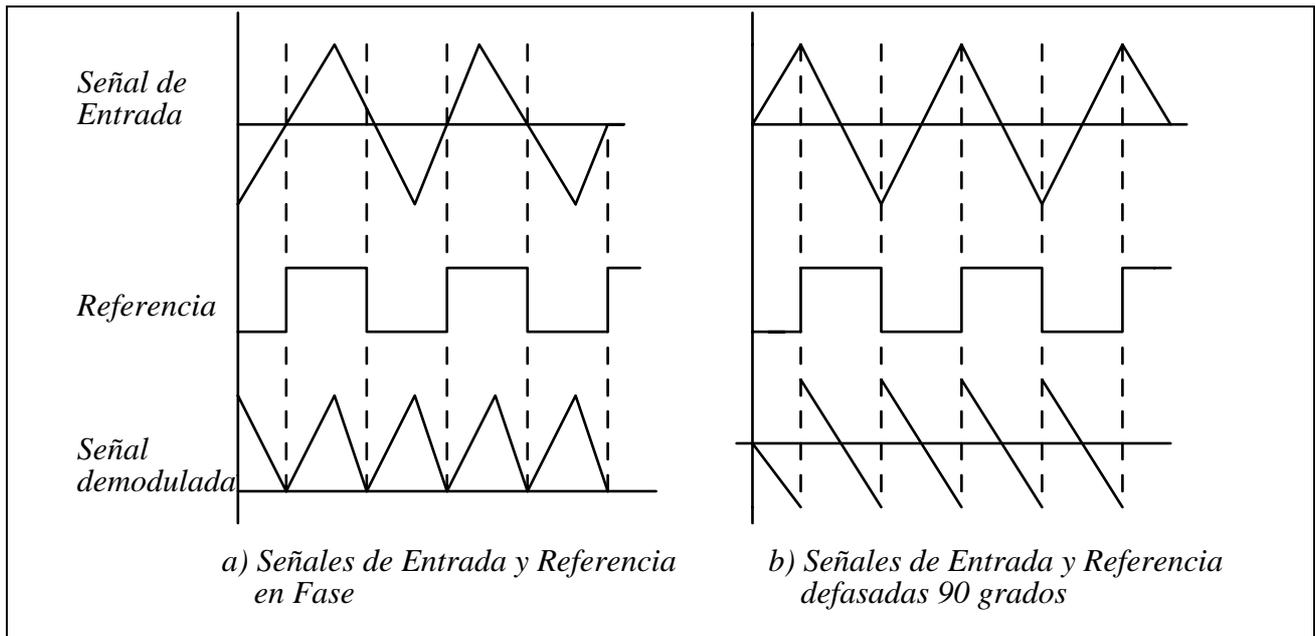


Figura 3.7 - Efecto de la fase relativa entre la señal y la referencia

Los amplificadores *Lock In* son usados actualmente para la medición de señales que están prácticamente ocultas por el ruido, y no son identificables en un osciloscopio. Sin embargo, las mediciones con *Lock In* tiene algunas limitaciones como son:

- Sólo se puede trabajar con señales en CA
- Las señales a medir deben poderse modular con una onda portadora, lo cual no se puede realizar con algunos tipos de señales como son las de respuestas transitorias, señales con alta frecuencia de repetición o con pequeño ciclo útil.

Si no se cumplen estas condiciones no es posible utilizar un *Lock In*, a menos que se haga un acondicionamiento adecuado de la señal, como se hace en este caso.

### 3.5- El controlador.

La ecuación general para un controlador es la siguiente:

$$F_c = K_p \cdot e(t) + K_I \int e(t)dt + K_D \frac{d(e(t))}{dt} \quad 3.3.1$$

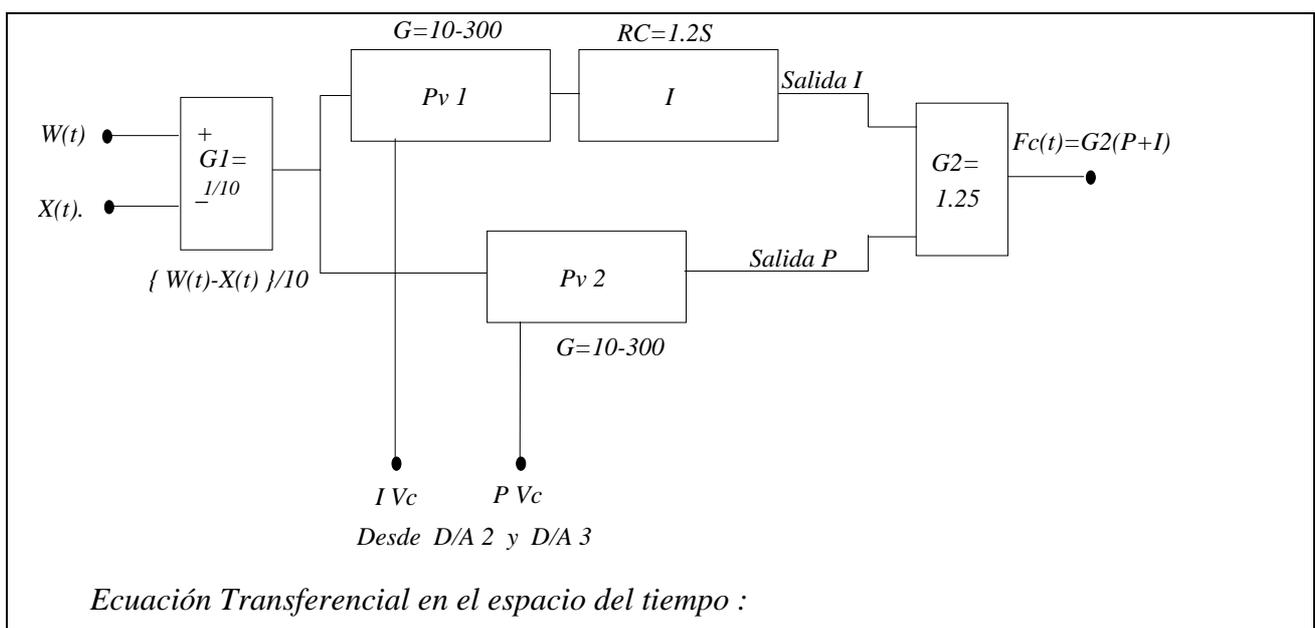
donde:  $F_c$  es la función de control,  $K_p, K_I, K_D$  son los coeficientes proporcional, integral y derivativo respectivamente,  $e(t)$  es la diferencia entre la referencia y la variable controlada, conocida como función de error. El primer término aporta una componente proporcional al error, pero como  $K_p$  es una ganancia finita siempre quedará un ajuste impreciso ya que

$e(t)$  nunca sería cero. Este es uno de los problemas que se resuelve con la componente integral representada por el segundo término (nótese que el valor de la integral crece siempre hasta que  $e(t)$  sea cero y luego permanece constante). Por último, la componente derivativa amortigua cambios rápidos en la variable controlada, y es particularmente útil en sistemas con una inercia elevada.

EL controlador apropiado para nuestro sistema es de tipo proporcional e integral (P,I), ya que este logra un ajuste exacto, a diferencia del proporcional, y, a su vez, no incorpora a la función de control componentes de alta frecuencia amplificadas, como ocurre en el caso de que se use una componente derivativa [15]. Con este tipo de controlador se tiene un compromiso importante entre el bajo nivel a que se encuentra el criterio de voltaje para  $I_c$  y la velocidad de la medición dinámica. Si usáramos un controlador PID buscando velocidad en el ajuste, la componente derivativa restablecería el ruido, que elimina el filtro del *Lock In*, en la función de control, alcanzándose un ajuste más rápido pero con un ruido inadmisible para  $I_c$ .

Analicemos en detalle el controlador PI ; cuyo diagrama de bloques con sus funciones transferenciales en el espacio del tiempo y de la frecuencia aparecen en la fig. 3.8.

Tal como se comentó anteriormente, el valor de los coeficientes de las ramas P e I del controlador ( $K_P$  y  $K_I$ ) se ajustan usando sendos amplificadores de ganancia variable, la cual se les controla por un voltaje que manda el programa a través de los conversores D/A del *Lock In*.



$$F_c(t) = G_1 G_2 \left[ GP_{v2}(W(t) - X(t)) + \frac{GP_{v1}}{RC} \int_0^t \{W(t) - X(t)\} dt \right]$$

Ecuación Transferencial del espacio S:  $F_c(S) = G_1 G_2 GP_{v2} \left\{ \frac{1 + S \cdot T_n}{S \cdot T_n} \right\}$

donde:  $T_n = G_1 G_2 GP_{v2} T_i = GP_{v2} \frac{RC}{GP_{v1}}$ ,  $F_c$ : función de control,  $W(t)$  y  $X(t)$ :  
referencia y variable controlada.

Figura 3.8- Diagrama en bloques del controlador PI

Para este fin se escogió una configuración en la que se inserta en el lazo de retroalimentación de un amplificador no inversor un transistor *FET*; con lo cual se logra un amplificador de ganancia variable controlado por voltaje. La ecuación 3.3.2 describe el comportamiento de este dispositivo en la zona lineal [16]:

$$I_{DS} = 2k \left[ (V_{GS} - V_P) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad 3.3.2$$

Dividiendo a ambos miembros por  $V_{DS}$  y arreglando tenemos:

$$R_{DS} = \frac{1}{2k \left[ (V_{GS} - V_P) - \frac{V_{DS}}{2} \right]} \quad 3.3.3$$

donde  $V_{GS}$  es el voltaje entre fuente y puerta,  $V_{DS}$  el de drenador a fuente,  $V_P$  es el voltaje a partir del cual se desconecta el canal, conocido en inglés como “pinch-off voltage” y  $k$  es una constante que depende de parámetros del dispositivo.

Nótese que el término relacionado con  $V_{DS}$  representa una no linealidad en el comportamiento del canal  $R_{DS}$ , la resistencia no debe depender del voltaje que se le aplique. Este amplificador deberá trabajar fundamentalmente con señales de bajo nivel, a lo cual podría asociarse la aproximación  $V_{DS} \rightarrow 0$ . Esto se debe a que, tanto la salida del *Lock In* como la del conversor (referencia de voltaje), se han escogido del orden de 1V, por criterios relacionados con el ruido, la resolución y el “Off-set” de ambas partes. Se necesita entonces atenuar la diferencia de modo que se satisfaga el requerimiento anterior.

Por otro lado, esta atenuación podría crear compromisos entre el bajo nivel y el ruido que generan los operacionales, ya que, en pos de la precisión, es importante resolver con

nitidez pequeños cambios en la diferencia entre la referencia y la variable controlada (función de error). Para saldar los compromisos anteriormente expuestos se decidió: 1<sup>ro</sup>- usar amplificadores de muy bajo ruido, como el OP-27, y 2<sup>do</sup>- mediante un divisor de voltaje, inyectar en la puerta de los *FETs* la mitad del voltaje que haya en el drenador de tal suerte que se logre compensar la no linealidad, permitiendo incrementar el rango de la zona lineal del dispositivo. En la práctica, se lograron buenos resultados con una ganancia de 0.1 en el amplificador diferenciador a la entrada del controlador. (Ver diagrama eléctrico en anexo 3).

Con el propósito de aprovechar el rango del conversor D/A, se utiliza un amplificador operacional (AO) que maneja la puerta del *FET*, trasladando de nivel y rango la salida del conversor de acuerdo con el margen requerido por cada dispositivo en particular. Como se muestra en las curvas de ganancia de los amplificadores, (fig. 3.9), el rango de variación de la misma va aproximadamente desde 10 hasta 300. Ello permite variar en 30 veces el valor de los coeficientes de la función de control,  $K_P$  y  $K_I$ , suficiente para cubrir las variaciones de corriente crítica que experimentan las muestras en los rangos de interés.

La etapa siguiente del circuito de control consiste en un trío de AO en configuración de amplificador inversor, integrador y sumador. Este último es el encargado de sumar la salida de la rama integral y proporcional para completar así la función de control.

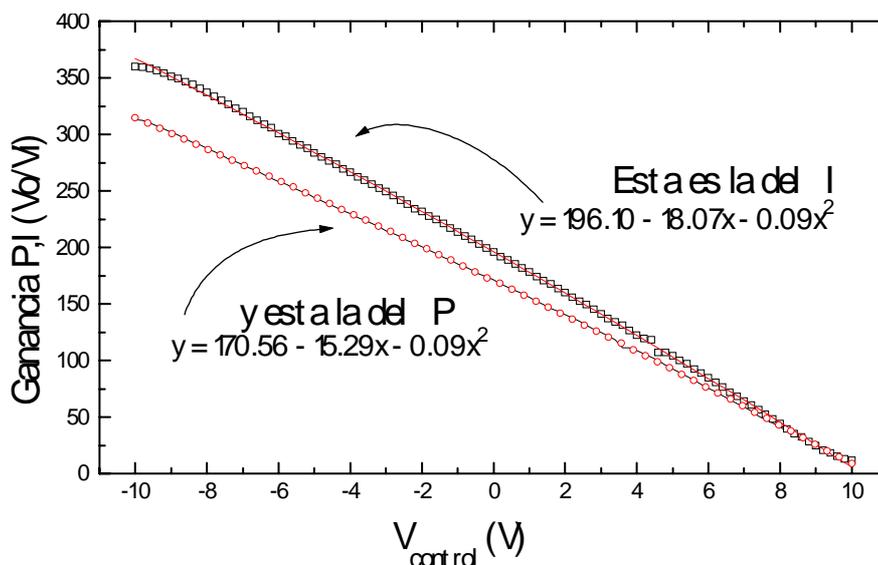


Figura 3.9 Curvas de ganancia de los amplificadores, en función del voltaje de control

Nótese el efecto del amplificador de ganancia variable delante del integrador: resulta una nueva constante de tiempo equivalente  $Ti = \frac{RC}{GP_{v1}}$ , donde  $GP_{v1}$  es la ganancia del amplificador controlado por voltaje insertado en la rama I.

## **CAPITULO 4.- OPTIMIZACION DE LOS PARAMETROS DEL CONTROLADOR.**

Al comenzar el epígrafe 3.5 presentamos la ecuación general de un controlador, en ella los coeficientes  $K_P, K_I$  y  $K_D$  deben ser ajustados, de manera que el controlador logre un óptimo funcionamiento.

El algoritmo encargado de garantizar el correcto funcionamiento del controlador está basado en un método de ajuste llamado "Acomodación del módulo"[15]. Se parte del modelo teórico del sistema controlado y se llega a dos expresiones que relacionan las ganancias proporcional e integral en función del resto de los parámetros. Mediante estas se reevalúan constantemente los valores de los voltajes que determinan la ganancia proporcional e integral del controlador en la medida en que varía la corriente crítica debido al efecto, perturbador, de la variación consecutiva del campo y/o la temperatura. A continuación se discute la aplicación del método.

### **4.1 -Funciones Transferenciales.**

Para facilitar la comprensión del modelo que se usa en el próximo epígrafe se introducen las funciones transferenciales de algunos elementos.

En general, en un sistema controlado, se encuentran comportamientos que se pueden describir como una combinación de funciones elementales tales como retardos de primero y segundo orden, retardos puros, elementos proporcionales, integrales, derivativos, etc.

Por ejemplo, un retardo de primer orden revela un comportamiento inercial caracterizado por una constante de tiempo  $T_1$ . Esta función es de las más usadas, ya que tal comportamiento está presente en todos los fenómenos de transporte, en mayor o menor grado, y las analogías pueden ser diversas, tanto mecánicas, termodinámicas como eléctricas. Centremos la atención en este último caso que es el que nos ocupa. El clásico ejemplo representativo es un circuito RC, donde las variables de entrada y salida son los voltajes respectivos. Aquí no desarrollaremos las ecuaciones correspondientes puesto que es un tema muy conocido en la literatura; sólo nos limitaremos a dar las soluciones de todos los elementos que se usarán, que aparecen en la tabla 4.1. Nótese que las expresiones están en función del parámetro  $s$ , es decir, ellas son las transformadas de Laplace de las expresiones en función del tiempo.

Algunos otros elementos como el Integrador (I) o el amplificador proporcional (P) son más familiares; el resto son una combinación de ellos [15]. En particular las casi-llas sombreadas corresponden a los utilizados en nuestro trabajo.

TABLA 4.1			
Símbolo	Función de Transferencia	Símbolo	Función de Transferencia
$T_1$	$\frac{1}{1 + sT_1}$	PI	$G_p \frac{1 + sT_n}{sT_n},$ $T_n = G_p T_I$
I	$\frac{1}{sT_1}$	P- $T_1$	$G_s \frac{1}{1 + sT_1}$
P	$G_p$	PID	$G \frac{(1 + sT_n)(1 + sT_n)}{sT_n}$

En las expresiones anteriores los términos tienen el siguiente significado:  $G_p$ ,  $G_s$ , y  $G$  son ganancias relacionadas con la componente proporcional según el caso, y  $T_1$ ,  $T_n$  son las constantes de tiempo de las expresiones correspondientes.

#### 4.2 - Modelación del sistema controlado.

Para lograr un funcionamiento óptimo del sistema es muy importante el conocimiento del mismo, lo que desde un punto de vista práctico se traduce en el conocimiento de los parámetros de un modelo que responda fielmente a su comportamiento real. Veamos con detalle el modelo que hemos utilizado, que, además de simple, es bastante preciso.

Estamos, debido a la presencia del superconductor, ante un sistema no lineal con histéresis; aunque el resto de los elementos son lineales. Los bloques que representan equipos insertados en el lazo de la figura 4.1 tienen internamente una electrónica que puede ser relativamente complicada, pero a nuestros efectos lo importante es que cumplan con la ecuación transferencial que proponamos con un margen de error despreciable o estimable en última instancia.

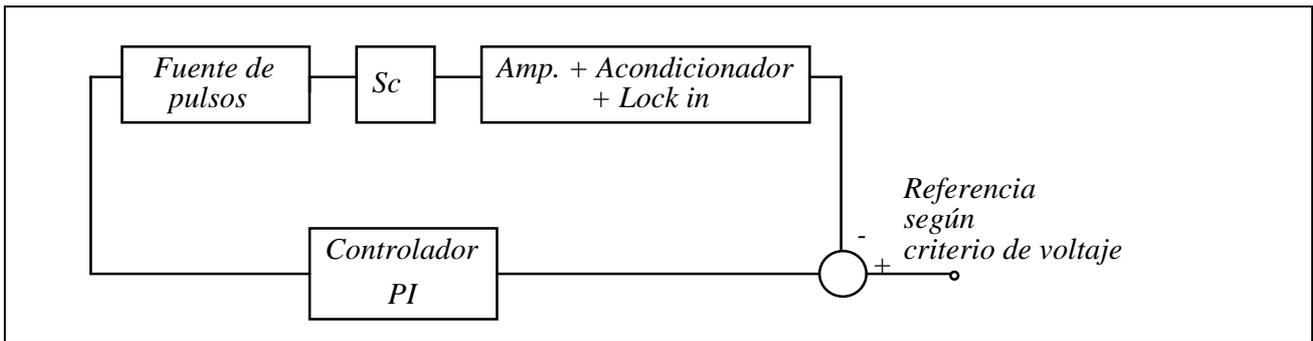


Figura 4.1- Diagrama de los bloques que forman el lazo de control.

Para el conjunto formado por el acondicionador de señal y el *Lock In* se tiene un comportamiento singular, el primero ha sido diseñado para lograr una relación de transferencia global tal que el valor pico de la amplitud de voltaje del pulso a su entrada se corresponda con el valor medio de la salida del filtro pasa bajos que sucede al detector sincrónico del segundo (señal de directa).

Analicémoslo funcionalmente. Con la ayuda de un “Sample & Hold” se logró dar una forma cuadrada, con la máxima duración en “1” y “-1” para un período constante (fig. 3.4), a los pulsos que se obtienen de la muestra superconductor, teniendo así una relación pico efectivo igual a la unidad. Luego de la detección sincrónica se obtiene el módulo de esta señal, que consiste en un nivel de directa más el ruido inherente a todo el proceso. Es interesante hacer notar el efecto de tal proceso sobre el ruido: inicialmente este es fundamentalmente de tipo blanco con el ancho de banda determinado por el sistema, pero una vez que pasa por el “Sample & Hold”, este queda “discretizado” con un espectro cuya componente más importante se corresponde con la frecuencia de muestreo. Posteriormente, se le adiciona el ruido generado en la cadena amplificadora del *Lock In* y, después de la detección, ambos son dramáticamente atenuados por la elevada constante de tiempo RC del filtro de salida. El hecho de que en este caso la frecuencia de muestreo es mucho mayor que la frecuencia de corte del filtro, torna intrascendente un análisis más detallado del efecto del muestreo en el comportamiento global.

De modo que esta parte se puede caracterizar como un amplificador con ganancia

(la del *Lock In* más la del acondicionador)  $V_S = \frac{V_{O_{dc}}}{V_{i_{P-P}}}$ , unido a un retraso de primer

orden:  $\frac{1}{1 + sT_1}$ , donde  $T_1$  es la constante de tiempo (RC) del filtro pasabajos a la salida del

Lock-In.

La fuente de corriente presenta, por otro, lado un comportamiento muy sencillo: el valor pico de los pulsos de corriente a la salida son proporcionales al voltaje de control (de -10 a 10 voltios). El cambio de polaridad del mismo cambia en 180 grados la fase relativa entre la referencia que se genera para el *Lock In* y la salida. Esta se puede caracterizar por una transconductancia  $\frac{1}{R_f}$  que resulta de dividir la corriente pico de la salida por el módulo del voltaje de control. Como se dijo anteriormente, esta tiene un filtro pasabajos, con una constante de tiempo ( $\tau$ ) de 100ms, por lo que su función transferencial quedará:  $\frac{1}{R_f} \cdot \frac{1}{1+s\tau}$ .

La característica I-V del superconductor tiene, como dijimos, un comportamiento no lineal. Experimentalmente se mide una curva a la que se le puede ajustar una función del tipo 4.2.1 [17], lo cual define parte de la modelación:

$$V(I) = V_0 \left( \frac{I}{I_c} \right)^N \quad 4.2.1$$

donde:  $1 \mu\text{V} < V_0 < 3 \mu\text{V}$  (criterio posible de voltaje) y  $N, I_c$  son parámetros del ajuste. Convenientemente escogemos el valor de  $V_0$  tal que sea un valor medible con precisión y lo menor posible para considerar la corriente a la que aparece este voltaje como la corriente crítica ( $I_c$ ), manteniéndonos lo más cerca posible del modelo teórico donde la corriente crítica, como sabemos, es aquella para la cual comienza la disipación del superconductor [18].

Como la medición transcurre a base de pequeños incrementos de la variable perturbadora, (por tanto, pequeños cambios en  $I_c$ ), la función transferencial del superconductor ( $F_{sc}$ ) podemos obtenerla aproximadamente a partir de un desarrollo en serie de potencias de 4.2.1. Tomando hasta el término de primer orden, tenemos:

$$V(I) \approx V(I_c) + \left[ \frac{dV(I)}{dI} \right]_{I_c} (I - I_c) = V_0 + \frac{N \cdot V_0}{I_c} (I - I_c) \quad 4.2.2$$

y arreglando:

$$F_{SC}(I_c) \approx \left[ \frac{\Delta V}{\Delta I} \right]_{I_c} = \frac{V(I) - V(I_c)}{(I - I_c)} \approx \frac{N \cdot V_o}{I_c} = \left[ \frac{dV}{dI} \right]_{I_c} \quad 4.2.3$$

Esta aproximación está justificada por el carácter discreto de la función  $I_c(H,T)$ , resultado de un número finito de mediciones, que se utiliza para la evaluación de  $F_{SC}(I_c)$ . Recordemos que lo que se tiene al final es una tabla de valores llevada a un gráfico  $I_c$  vs  $H$  y/o  $T$  e interpolada. Además, nótese que el error que se cometa en este caso no afecta directamente la medición, sino que alterará ligeramente el ajuste del controlador, resultando un efecto intrascendente para la corriente crítica.

Esta función transferencial es un dato necesario para la optimización del ajuste y se evalúa para calcular los coeficientes  $K_p$  y  $K_i$ , de modo que se actualicen los valores de estos para cada vaolr de corriente critica medido.

Durante el proceso, si el incremento de la variable perturbadora es moderada, se encuentra una variación pequeña en  $I_c$ , lo cual no sólo garantiza la estabilidad del sistema para los valores de  $K_p$  e  $K_i$  existentes sino, además, el control óptimo.

### 4.3 - Ajuste del Controlador.

La clave del funcionamiento adecuado de esta instalación radica en el ajuste rápido del controlador. El método utilizado, uno entre los muchos reportados por la literatura [15,19,20], consiste en determinar las ganancias del controlador necesarias para igualar a la unidad el módulo de la respuesta de frecuencia del bucle cerrado, en términos de la variable de referencia. La justificación teórica puede verse intuitivamente como sigue: sea  $F_w(j\omega)$  la respuesta de frecuencia<sup>1</sup> del bucle cerrado en términos de la variable de referencia [15]:

$$F_w(j\omega) = \frac{x(j\omega)}{w(j\omega)} = \frac{F_0(j\omega)}{1 + F_0(j\omega)} = \frac{Z_0(j\omega)}{Z_0(j\omega) + N_0(j\omega)} \quad 4.3.1$$

---

<sup>1</sup> La respuesta de frecuencia no es más que la función transferencial evaluada para  $s=j\omega$

donde  $Fo(s)$  es la transferencial del bucle abierto,  $Zo(s)$  y  $No(s)$  su numerador y denominador, respectivamente, y  $s$  es el operador de Laplace cuya parte imaginaria es  $j\omega$ . En la medida en que el módulo de  $Fw(j\omega)$  se acerque a la unidad para un margen de frecuencias lo mayor posible en torno a cero, se reducirá la fase transitoria. Así que una vez aplicada una función escalón a la variable de referencia, la variable controlada primeramente estará alejada del nuevo valor pero, en la medida en que pase el tiempo y comiencen a intervenir frecuencias menores, se alcanzará el equilibrio.

Vale destacar que, si bien el ajuste que tiene lugar durante la medición no es igual al que se produce en el caso de que se aplique el escalón, sino mucho más suave, de carácter "infinitesimal", y producido por la variable perturbadora, sea el campo o la temperatura; el mejor comportamiento para el primer caso es, dentro de ciertos márgenes, apropiado para el segundo.

En nuestro caso, el sistema controlado cuenta con dos retardos de primer orden. El primero es el filtro pasa bajos colocado delante de la fuente de pulsos, que tiene el objetivo de evitar que cambios muy rápidos en la función de control actúen sobre la amplitud de los pulsos que tienen una frecuencia determinada, lo cuál complicaría el funcionamiento y la modelación del sistema. El segundo es un filtro pasa bajos también, situado a la salida del *Lock In* que es el mayor, y tiene la función de evitar que el enorme ruido proveniente de la cadena amplificadora que lo antecede aparezca en la variable controlada. Recordemos que la ganancia de voltaje en estas etapas es de  $10^6$  y que, por limitaciones mecánicas, la inducción de ruido en las conexiones entre los contactos de la muestra y el primer amplificador es relativamente grande.

Al obtener la función de transferencia del lazo abierto,  $Fo(s)$ , correspondiente al diagrama de la fig. 4.1, salta a la vista que el adelanto de fase,  $1 + sT_n$ , que produce el controlador, puede ser utilizado para compensar uno de los retardos de primer orden. Convenientemente se escoge el mayor, de tal suerte que el no compensado provoque el menor tiempo de ajuste posible. Por regla general resultará que el mayor coincidirá siempre con el del *Lock In* ya que es donde se requiere un mayor filtraje. Debido a esto,  $Fo(s)$  adquiere el siguiente aspecto:

$$Fo(s) = K_p \cdot \frac{1}{sT1} \cdot V_s \cdot \frac{1}{Rf} \cdot \frac{1}{1 + s\tau} \cdot \left[ \frac{\Delta V}{\Delta I} \right]_{Ic,Vo,n}, T1 = Tn = K_p \cdot Ti \quad 4.3.2$$

donde  $K_p$  es la ganancia del elemento Proporcional,  $T_1$  es la constante de tiempo del *Lock In*,  $T_i$  identifica la constante de tiempo de la rama integradora del controlador que está formada por el amplificador de ganancia variable seguido por el integrador, y  $\tau$  es la constante de tiempo del filtro de la fuente. De acuerdo con 4.3.1, se tiene:

$$F_W(s) = \frac{x(s)}{w(s)} = \frac{K_p \cdot V_S \cdot N \cdot V_O}{K_p \cdot V_S \cdot N \cdot V_O + (s \cdot T_1 + s^2 \cdot T_1 \cdot \tau) \cdot R_f \cdot I_c} \quad 4.3.3$$

Aplicando el mismo razonamiento de Fröhr y Orttenger [15] se tiene :

$$K_p = \frac{T_1 \cdot R_f \cdot I_c}{2 \cdot \tau \cdot V_S \cdot N \cdot V_O} \quad 4.3.4 \text{ luego,}$$

para encontrar la ganancia  $K_i$  de la rama integradora, se tiene :

$$K_i = \frac{R_f \cdot I_c}{2 \cdot \tau \cdot V_S \cdot N \cdot V_O} \quad 4.3.5$$

Entonces queda, para las ganancias ( $GP_{V1}$  y  $GP_{V2}$ ) de los amplificadores controlados por voltaje ( $P_{V1}$  y  $P_{V2}$ ) correspondientes a las ramas I y P (Fig. 3.8) :

$$GP_{V2} = \frac{K_p}{G_1 \cdot G_2} \quad , \quad GP_{V1} = \frac{GP_{V2} \cdot RC}{T_1} \quad 4.3.6$$

Las expresiones 4.3.6 son el resultado comentado anteriormente que es utilizado por el Programa para optimizar la función de control. El parámetro  $N$  que aparece en estas expresiones, que, como habíamos visto, era el exponente de la ley potencial ajustada a la curva I-V del superconductor, deberá ser ajustado por el usuario al comenzar la medición. Si bien  $N$  varía con el campo y con la temperatura, su valor se mantiene acotado entre 2 y 7, según la experiencia que se tiene al respecto en nuestro laboratorio [17]. Debido a que es relativamente complicado conocer previamente dicha dependencia de  $N$ , se decidió dejar que el usuario estime y pruebe, para la muestra que está estudiando, el valor que da los mejores resultados.

El método utilizado, en resumen, busca compensar con el adelanto de fase que produce el controlador PI, el mayor de los retrasos existentes en el lazo y, posteriormente, se calculan los valores de  $K_p$  y  $K_i$  que proporcionan el mejor ajuste posible. De acuerdo con la función que se calcula para la respuesta inicial del sistema bajo los efectos del controlador ajustado [15], en un tiempo de  $8.4 \cdot \tau$ , (es decir, en 0.84 segundos), el sistema logra el estado de equilibrio tras aplicar una función escalón en la referencia con una amplitud de un voltio con un error menor que el 2% entre el valor de la variable de referencia y la variable controlada referida a la primera.

Al variar la perturbación, resulta que el gradiente dinámico que aparece entre el valor real de  $I_c$  y el que se mide, depende de tres parámetros: la velocidad de variación de la perturbación, la velocidad de ajuste del controlador, y del restablecimiento de niveles entre la entrada y la salida del filtro del *Lock In*. Este gradiente queda minimizado con respecto al segundo parámetro, la velocidad de ajuste, una vez optimizado el funcionamiento del controlador. La velocidad de variación de la perturbación y la constante de tiempo del filtro deben ser escogidas considerando el compromiso con el error que se comete, al medir  $I_c$ , debido al gradiente y al ruido de la medición. Una constante grande disminuye el ruido, pero obliga a usar barridos más lentos, para minimizar el gradiente.

## CAPITULO 5 - RESULTADOS DE LA APLICACION DEL METODO EN LA MEDICION DE SUPERCONDUCTORES.

### 5.1 Medición de dependencias $I_c(T)$ e $I_c(H)$

Con el objetivo de comprobar el funcionamiento del sistema se midieron dependencias  $I_c(T)$  e  $I_c(H)$  para cerámicas superconductoras de  $\text{Bi}_2\text{Sr}_2\text{Ca}_2\text{Cu}_3\text{O}_{10}$ . Adicionalmente se realizaron mediciones de curvas  $I_c(H)$  obtenidas por técnicas convencionales para comprobar la validez de los resultados.

En la figura 5.1 se pueden apreciar cuatro curvas  $I_c(T)$ , medidas con diversos campos magnéticos aplicados (los valores están indicados en el gráfico). En todos los casos la muestra fue enfriada en ausencia de campo (*Zero field cooling*) hasta la menor temperatura del gráfico, y luego se le aplica el campo deseado. Estas curvas fueron medidas con una rampa de temperatura con una pendiente de 3 K/min. Con esta rampa, en el intervalo de temperaturas que aparece en el gráfico (85-110K), la medición de una curva dura solamente 5 minutos, lo cual habla a favor del método aquí presentado, ya que este valor es unas 3 veces más pequeño que los usuales en esta medición automatizada por métodos convencionales (entendemos por método convencional, la medición de  $I_c$  realizada a través del análisis de las curvas I-V, medidas a varios campos y/o temperaturas). Además es importante hacer notar que se miden en cada curva alrededor de 500 pares de puntos  $I_c$ -T, y que para la obtención de cada uno se promedian alrededor de 10 mediciones de  $I_c$ . La limitación del número de puntos en la curva está dada por las fluctuaciones del valor de temperatura medido, en un rango de aproximadamente 30mK (a pesar de que la sensibilidad del control de temperatura es de 10mK). El procesamiento de tal cantidad de puntos hace que la curva graficada tenga una apariencia "continua", que es muy difícil de lograr con otras técnicas donde la distancia entre puntos es mucho mayor, de aquí que se pueda extraer más información de nuestras curvas que de las obtenidas por otras vías. Para terminar, momentáneamente, el análisis de las curvas  $I_c(T)$ , debemos plantear que la rampa de temperatura está limitada fundamentalmente por el control de la temperatura, ya que para rampas más rápidas aparecen gradientes de temperatura entre la muestra y la punta, como se verá más adelante..

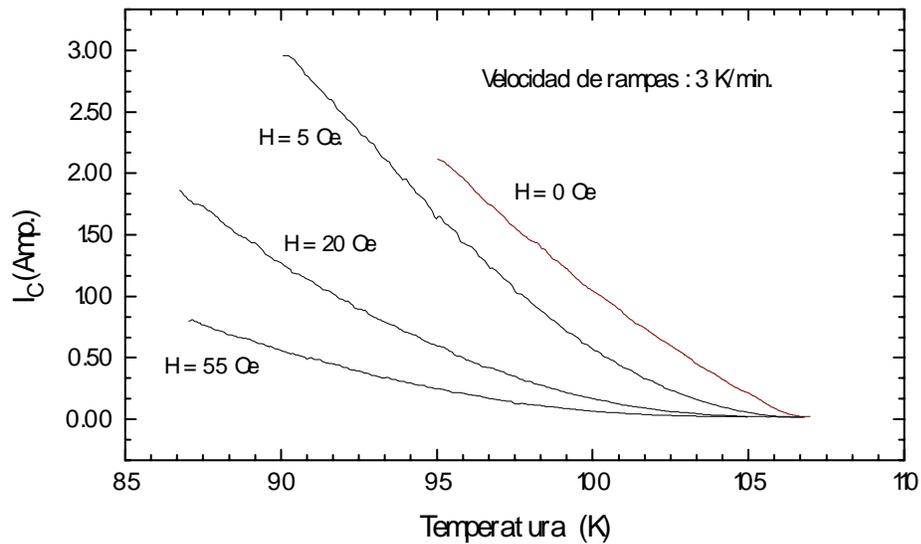


Fig. 5.1- Curvas  $I_c$  vs  $T$  para distintos campos.

Tal limitante no existe en la medición de  $I_c(H)$ , donde el campo puede ser variado con velocidades muy altas, y la limitante estará dada por la velocidad con que el control ajusta la corriente para mantener el criterio de voltaje. En la Figura 5.2 se observan dos mediciones de curvas  $I_c(H)$ , realizadas a 77K, para dos muestras diferentes de BSCCO. Estas se escogieron de modo que presentaran una marcada diferencia en sus dependencias con el campo magnético, con el objetivo de visualizar lo expresado en el inicio de este párrafo.

Es lógico suponer que el control al responder a variaciones temporales de la corriente crítica pueda ajustar mejor las variaciones de  $I_c$  de una muestra más "dura" respecto al campo que la de una más "blanda", de ser medidas las dos con la misma rampa de campo (una muestra "blanda" es aquella que posee una dependencia fuerte de  $I_c$  con el campo aplicado, o sea, la caída de  $I_c$  al aplicar pequeños valores de campo es muy brusca, mientras que una muestra "dura" es aquella que no posee una dependencia tan fuerte con el campo, y su curva  $I_c(H)$  es más suave).

Fig. 5.2- Curvas de  $I_c$  (normalizadas) vs H a T contante.

Estas curvas fueron medidas con rampas de campo de 5 Oe/S y 0.5 Oe/S respectivamente, teniéndose en ambos casos el funcionamiento del controlador cerca de sus límites, pues con un sucesivo aumento de la velocidad no se lograba un control adecuado del voltaje de referencia. En el gráfico insertado en esta figura se puede apreciar la variación del voltaje en la muestra, durante la medición dinámica. El voltaje varía, en ambos casos, entre los valores 1.04 y 1.05  $\mu\text{V}$  dando un error aproximado del 1% en la estabilidad de este. Como punto de comparación, en esta figura se observan mediciones de las mismas dependencias realizadas por métodos convencionales (círculos), las cuales coinciden perfectamente con las realizadas con nuestra técnica, por lo que sirven como comprobación de la validez del método aquí desarrollado. Ambas mediciones (las hechas mediante nuestra técnica y las convencionales) fueron realizadas con la muestra sumergida, directamente, en nitrógeno líquido, por lo que se eliminan las diferencias que podría causar la disipación en los contactos.

## 5.2 - Estimación de los errores

En la medición de dependencias de  $I_c$  con el campo y/o la temperatura es importante considerar tres errores experimentales fundamentalmente.

1. Error de la corriente crítica.
2. Error de la temperatura.
3. Error del campo magnético.

En el análisis del error de la corriente crítica es importante realizar una acotación preliminar. La corriente crítica es un parámetro medido indirectamente, o sea, se toma como crítica la corriente que provoca en la muestra un voltaje predeterminado. Debido a esto, no es fácil estimar cómo influye el error del voltaje medido en el error final de la corriente crítica. En lo que sigue se realizará un análisis enfocado en la obtención de una cota de error, en vez de el cálculo preciso de este. Se tomará como error de voltaje el observado a la salida del Lock-In dividido por la ganancia de la etapa amplificadora, unida, considerando esta desde el amplificador instrumental (AD524) hasta la salida del Lock In. Esta ganancia puede estimarse gruesamente como  $10^6$ .

Aunque utilizar un criterio de campo eléctrico, en vez de uno de voltaje, puede ser útil en la determinación precisa de  $I_c$ , es común en la literatura, utilizar un criterio de voltaje en el rango de 1 a  $3\mu\text{V}$  y reportar la distancia entre los contactos de voltaje. Esta forma de expresar el criterio de voltaje implícitamente plantea que no son realmente importantes los valores absolutos de  $I_c$  sino el estudio de su variación con  $H$  y/o  $T$ , estudio que es válido aún para un criterio de voltaje en un rango más amplio que el planteado. Debido a esto la calibración "fina" de la ganancia de la etapa de amplificación de voltaje es totalmente innecesaria, y basta con conocer este valor aproximadamente. Para el análisis de las variaciones relativas de una curva con respecto a otra es necesario conocer los restantes errores presentes, estos son: el error de exactitud del instrumento, y el error aleatorio del valor medido. El primero lo tomaremos como la mínima división de la escala, en unidades de voltaje a la entrada (o sea, dividida por la ganancia total). El segundo puede expresarse como [21]:

$$\delta_a V_c = \frac{1}{G} \sqrt{\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^N (\langle V_c \rangle - V_{c_i})^2} \quad 5.2.1$$

donde G es la ganancia de la etapa amplificadora, N es el número de mediciones,  $\langle V \rangle$  el valor medio del voltaje y  $V_{c_i}$  los distintos valores medidos.

Ahora debemos determinar cómo influye este error de voltaje en la medición de la corriente crítica. En la figura 5.3 se puede apreciar una curva I-V en la que se aprecia la relación del error de voltaje en el de corriente

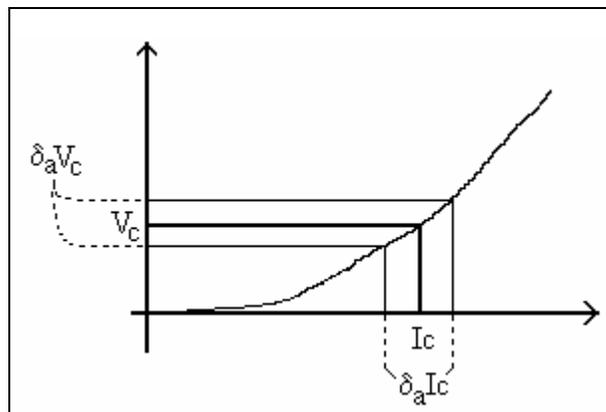


Figura 5.3, Influencia del error aleatorio del criterio de voltaje en el error de la corriente crítica.

Como se dijo en el epígrafe 2.1, las curvas I-V se corren hacia valores de  $I_c$  menores con el aumento del campo y/o temperatura, pero también su pendiente aumenta, con lo que varía la relación entre los errores de  $I_c$  y de  $V_c$ . El error de  $I_c$  tiende a disminuir con el aumento de campo y/o temperatura para un mismo error de  $V_c$ , por lo que proponemos como cota máxima de error el producido por una curva a campo cero o a la menor temperatura medida.

Para el error en la medición de la corriente a través de la muestra se puede hacer un análisis parecido al del voltaje, o sea, los errores aleatorios predominan sobre los de sensibilidad de los instrumentos con lo que se tiene para el error absoluto de  $I_c$ ,  $\delta_a I_c$ , una expresión similar a la de  $\delta_a V_c$ . Sustituyendo V por  $I_c$  en la sumatoria de 5.2.1 y eliminando  $1/G$ , se obtiene:

$$\delta_a I_c = \sqrt{\frac{1}{N(N-1)} \sum_{i=1}^N (\langle I_c \rangle - I_{c_i})^2} \quad 5.2.2$$

y para el error total de  $I_c$  se tiene:

$$\delta_a I_{c_T} = \delta_a I_{c_{V_c}} + \delta_a I_c \quad 5.2.3$$

donde  $\delta_a I_{c_{V_c}} = \delta_a V_c / R_{ff}$ , y  $R_{ff}$  es una resistencia (llamada resistencia de *flux flow*), producto del movimiento de los vórtices intergranulares.

Es importante notar que la parte del error de  $I_c$  producto error del voltaje disminuye notablemente con el aumento del campo y/o temperatura, con lo que el error relativo de  $I_c$ , producto de este error, se mantiene aproximadamente constante en todo el rango de medición.

## 2. Error en la temperatura.

Como se planteó anteriormente, el error de resolución del sensor de temperatura es de 10mK, pero en todos los casos medidos la temperatura fluctuaba alrededor de un punto determinado en aproximadamente 30mK, por lo que tomaremos este valor como error aleatorio de temperatura.

Un análisis que es importante hacer es el relacionado con el hecho de que, al ser la medición dinámica, siempre existirá un gradiente de temperatura (por pequeño que este sea) entre la punta del criostato (en donde está el sensor) y la muestra superconductora. Este efecto se observa en la figura 5.4, en la que se ven dos pares de curvas medidas a diversas velocidades de variación de  $T$ . Las dos primeras, medidas a velocidades de 0.5 y 1 K/min coinciden casi perfectamente, mientras que entre las otras dos medidas a 0.5 y 4 K/min se observa una diferencia notable. Esta es la limitante fundamental que impide medir curvas con rampas más veloces de temperatura, y el error fundamental que podría introducirse de no tomarse en cuenta este gradiente.

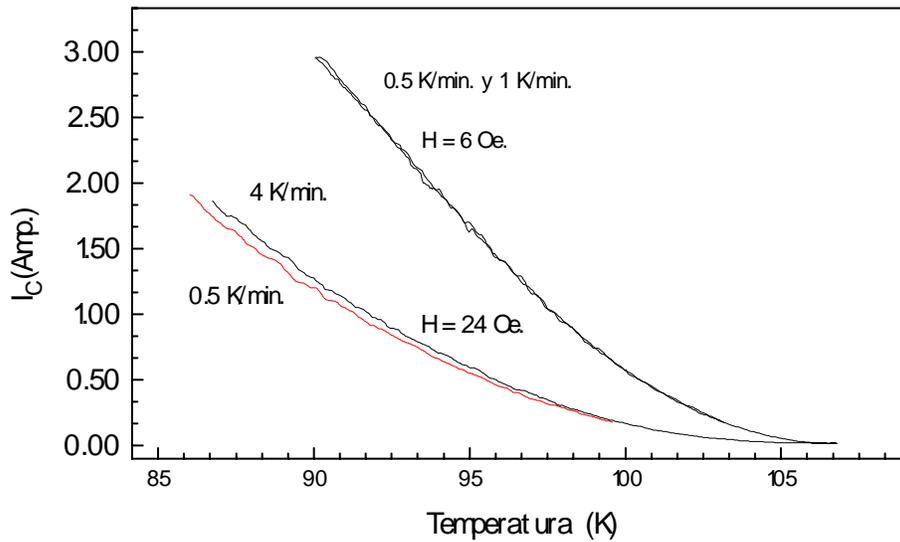


Fig. 5.3- Efecto de la velocidad de variación de la temperatura

### 3. Error del campo magnético.

Como fuente de campo magnético se utilizó una bobina de 40 cm. de largo y 2.5 cm. de diámetro interior, donde el campo magnético puede considerarse homogéneo en todo el interior, hasta una distancia de 5 cm de los bordes de esta. Esto se comprobó con un *gausímetro* con una apreciación de 0.5 Oe.

La fuente de corriente utilizada para generar el campo (Phillips modelo PE 1540) tiene una estabilidad (programada a través del voltaje de un conversor DAC) de 1mA. Teniendo en cuenta la calibración de la bobina, esto arroja un error en la estabilidad del campo aplicado de 0.2 Oe. Tomando en cuenta el valor del campo magnético terrestre podemos elevar este valor hasta una cota superior de 0.4 Oe.

En la siguiente tabla se resumen los valores de los errores típicos en las mediciones presentadas al inicio de este capítulo (en todos los casos se presentan cotas máximas de errores, determinadas por los métodos descritos más arriba).

Error aleatorio de $V_c$ ( $\delta_a V_c$ )	0.01 $\mu$ V
Error aleatorio de $I_c$ ( $\delta_a I_c$ )	10 mA

Error total de $I_c$ ( $\delta_{aIcT}$ )	15 mA
Error de la temperatura ( $\delta T$ )	30mK
Error del campo magnético ( $\delta H$ )	0.4 Oe

Para concluir con este análisis, deseamos plantear que el error de  $I_c$  depende en gran medida de la velocidad con que se midan las curvas: si hacemos esta infinitamente pequeña, este error tenderá al error de sensibilidad del amperímetro empleado, ya que se incrementarían notablemente  $N$  y la constante de tiempo del filtro pasabajos del Lock-In. En cambio, para velocidades mayores, este error aumentaría y entrarían a jugar otros como los gradientes térmicos en el sistema punta-muestra, o el hecho de que el controlador tenga limitada la velocidad con que responde a cambios de  $I_c$ , lo que provocaría la no coincidencia del voltaje en la muestra con el criterio de voltaje.

## CAPITULO 6. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este trabajo se presentan un conjunto de técnicas desarrolladas en nuestro laboratorio para implementar la medición de dependencias de corriente crítica en superconductores con el campo y la temperatura.

La fuente de pulsos empleada permite reducir grandemente la disipación térmica en los contactos de corriente que como se vió en el capítulo 2, puede provocar un error considerable en la medición de curvas de disipación de superconductores. Además, el voltaje que aparece en la muestra tiene carácter alterno, con lo que se eliminan todos los problemas relacionados con los “offset” de los amplificadores operacionales, las “termofems” que aparecen en las uniones de los cables de medición, y permite emplear el amplificador Lock-In para medir el voltaje con las ventajas (en el sentido de reducción de ruido) que esto trae aparejado.

Se desarrolló un sistema de control proporcional-integral adaptativo (en inglés *autotuning*) con el cual se logra mantener a la muestra disipando un valor de voltaje preseleccionado a través del control de la corriente que la atraviesa. En particular, si este voltaje se hace coincidir con el criterio de voltaje empleado para la medición de la corriente crítica, se garantiza que la corriente que está pasando por la muestra sea la crítica aún cuando su valor cambie debido a influencias externas. Esto permite la medición dinámica de la corriente crítica, lo que trae como consecuencia el incremento de la velocidad con que se miden las curvas, con el consecuente ahorro de tiempo que esto representa. Este sistema de medición, no reportado previamente en la literatura permitirá realizar mediciones prácticamente imposibles de realizar directamente, mediante métodos convencionales, como son el efecto que tendría la velocidad de variación del campo magnético en la forma de las curvas  $I_c(H)$  debido a fenómenos de *flux-creep* [22], y la posibilidad del estudio de curvas de relajación temporal de  $I_c$  en presencia de campo magnético (medición que se hacía anteriormente por métodos indirectos) [22].

Se desarrolló un programa en Turbo Pascal, que controla todo el proceso de medición, lo que trae como consecuencia un enorme aumento de la homogeneidad de los resultados, ya que en los SAT, donde los procesos temporales son relevantes, es importante realizar las mediciones siempre bajo las mismas condiciones. El programa realiza un filtrado de los datos basado en la técnica del promediador multicanal (*multichannel averager*) ya que el campo y la temperatura medidos se convierten en un índice que apunta al arreglo donde se promedian consecutivamente los valores de corriente crítica medidos. Esto permite que en las

mediciones lentas se promedien una gran cantidad de valores lográndose una gran reducción de los errores aleatorios.

Para concluir deseamos señalar una serie de recomendaciones y líneas de trabajo, con el objetivo de mejorar el funcionamiento del sistema:

1. Suavizar los pulsos generados por la fuente: estos, en vez de ser rectangulares, podrían tener una forma sinusoidal, lo que limitaría el espectro de frecuencias de la señal y consiguientemente la inducción de voltaje en las líneas de medición
2. Idear una fuente de corriente "flotante", que elimine el voltaje de modo común en los contactos de voltaje de la muestra.
3. Introducir la variación del parámetro N en el algoritmo de ajuste de los coeficientes del controlador o emplear otro algoritmo de ajuste de estos, que no requiera un conocimiento previo del sistema.
4. Desarrollar un controlador basado en un microprocesador, con el que se lograría resolver todas las dificultades inherentes al controlador analógico.

## **ANEXO 1 - DESCRIPCION DEL PROGRAMA DE CONTROL**

El programa de control utilizado en la medición de curvas  $I_c(H)$  e  $I_c(T)$ , fue desarrollado en Turbo Pascal, este permite una interacción fácil del usuario, y permite visualizar la medición mientras esta transcurre.

En la figura A.1 se puede ver un diagrama de bloques del mismo, en este se muestra parte correspondiente a la medición de las curvas  $I_c(T)$ . El funcionamiento para las curvas  $I_c(H)$  es similar y solo se deben sustituir las partes que en este se refieren a la temperatura, por el campo magnético, y se elimina la espera por el establecimiento de la temperatura inicial, proceso que no es necesario en la medición de  $I_c$  versus  $H$ . El resto del programa se mantiene igual.

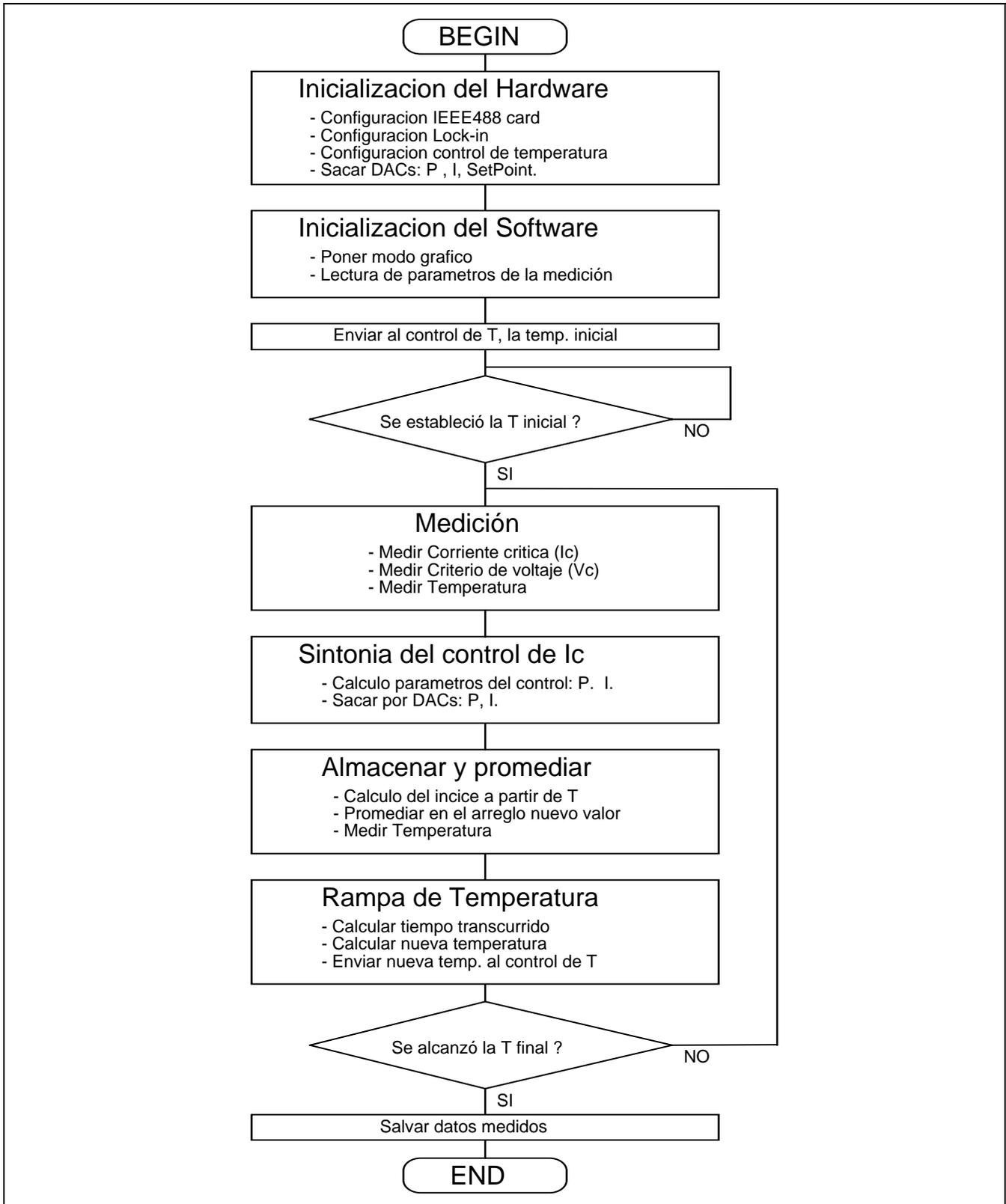


Figura A.1 - Diagrama de bloques del programa de control, en el caso de la medición contra H se debe sustituir la variable T, por H, el resto del programa se mantiene igual.