



**El Saber de mis Hijos  
hará mi Grandeza**

---

INGENIERÍA EN TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA  
DEPARTAMENTO DE INVESTIGACIÓN EN FÍSICA

Tesis :

**Automatización del sistema de espectroscopía transitoria  
de corriente foto-inducida PICTS**

Presenta:

**José Ángel González Olmos**

Director:

Dr. Armando Gregorio Rojas Hernández

Codirector:

Dra. Alicia Vera Marquina

---

Junio 2013

# Universidad de Sonora

Repositorio Institucional UNISON



"El saber de mis hijos  
hará mi grandeza"



Excepto si se señala otra cosa, la licencia del ítem se describe como openAccess





*Dedicado a  
mi madre*

# AGRADECIMIENTOS

Debo agradecer de manera especial y sincera al Dr. Armando Gregorio Rojas Hernández por permitirme realizar esta tesis bajo su dirección. Su apoyo y confianza en mi trabajo, su capacidad para guiarme ha sido un aporte invaluable, Debo destacar, por encima de todo, su disponibilidad y paciencia. Le agradezco también el haberme facilitado siempre los medios suficientes para llevar a cabo todas las actividades propuestas durante el desarrollo de esta tesis. Agradezco también la confianza y el apoyo brindado por parte de mi madre, que sin duda alguna en el trayecto de mi vida me ha demostrado su amor, corrigiendo mis faltas y celebrando mis triunfos. Además agradezco a PROMEP por la beca que se me otorgó así como el apoyo de la planta académica de Ingeniería en Tecnología Electrónica, la cual, me brindó los medios suficientes para el desarrollo de este trabajo.

# RESUMEN

PICTS es una técnica utilizada para caracterizar materiales semiconductores utilizando un medio de excitación óptica que genere centros de recombinación también conocidos como trampas, en este caso se utilizara un láser.

Un pulso óptico creado mecánicamente mediante un interruptor externo incide sobre la superficie de una muestra altamente resistiva colocada en un crióstato, el crióstato es camara de vacío a la cual se le variará la temperatura mediante un controlador de temperatura, crea excesos de pares electrón-hueco incrementando la conductividad total de la muestra. Cuando la luz es interrumpida los portadores foto generados crean un transitorio de corriente que fluye a lo largo de un resistor en serie cuando un voltaje es aplicado a la muestra bajo prueba. El transitorio está compuesto de una componente radiativa rápida debido a la recombinación de portadores y de una componente no radiativa lenta debido la presencia de defectos e impurezas. Un circuito muestreador/retenedor realizará la resta de 2 muestras a un tiempo  $t_1$  y  $t_2$  para después amplificarse mediante un amplificador lock-in. El tiempo de vida de portadores libres depende de estos procesos. Cuando los portadores son atrapados su tiempo de vida libre es interrumpido siendo restituido cuando los portadores son liberados de la impureza.

Esta técnica se pretende automatizar mediante un sistema de control y adquisición de datos programado mediante labVIEW, el programa ajustará automáticamente los parámetros necesarios para configurar el controlador de temperatura, así como el amplificador lock-in, realizará la medición en el momento correcto y generará los pulsos para ajustar los tiempos  $t_1$  y  $t_2$  dl circuito muestreador/retenedor.

Las técnicas ópticas son suplementarias a las medidas eléctricas. Las medidas pueden ser generalmente hechas eléctricamente; la entrada óptica hace la medida más fácil (generación de portadores minoritarios) o da información adicional (sección de cruce). Pero las medidas puramente eléctricas son difíciles de hacer en sustratos semi-aisladores de alta resistividad. Las entradas ópticas pueden ser una ventaja importante y en algunos casos son la única manera de obtener información de las impurezas de niveles profundos.

# ÍNDICE GENERAL

<b>Agradecimientos</b>	<b>II</b>
<b>Lista de figuras</b>	<b>VIII</b>
<b>1. Introducción y Justificación</b>	<b>1</b>
<b>2. PICTS Y DLTS</b>	<b>5</b>
2.1. Fotoconductividad . . . . .	5
2.2. Defectos . . . . .	9
2.2.1. Transiciones en la banda prohibida . . . . .	10
2.2.2. Tiempo de vida y longitud de difusión . . . . .	11
2.2.3. Descripción matemática . . . . .	14
2.3. Espectroscopía de foto-corriente inducida . . . . .	16
2.3.1. PITS VS. DLTS . . . . .	20
2.4. Aplicaciones . . . . .	21
2.4.1. Absorción en materiales de películas delgadas . . . . .	21

---

2.4.2. Aumentando la velocidad de conmutación en semiconductores . . . . .	22
<b>3. Esquema experimental</b>	<b>23</b>
3.1. Fuente de luz . . . . .	23
3.2. Controlador de temperatura . . . . .	23
3.2.1. Características generales . . . . .	24
3.2.2. Control de lazo . . . . .	26
3.2.3. Métodos de control . . . . .	27
3.2.4. Parámetros PID . . . . .	28
3.3. Circuito muestreador/retenedor . . . . .	30
3.3.1. Circuito de razón de ventana . . . . .	30
3.3.2. Circuito de sincronización de reloj . . . . .	33
3.4. Sistema de adquisición de datos . . . . .	35
3.4.1. Conceptos asociados con LabVIEW . . . . .	36
3.4.2. Control de instrumentos GPIB . . . . .	37
<b>4. Lock-in</b>	<b>43</b>
4.1. Utilidad del lock-in . . . . .	43
4.2. Detección sensitiva de fase . . . . .	44
4.3. Detección de banda estrecha . . . . .	45
4.4. Referencia del lock-in . . . . .	46
4.5. Magnitud y fase . . . . .	46
4.6. Estructura interna . . . . .	48
<b>5. Resultados</b>	<b>50</b>
<b>6. Conclusiones</b>	<b>57</b>
<b>A. Manual de operación Crióstato VPF-100</b>	<b>61</b>
A.1. Seguridad . . . . .	61

---

A.1.1. Etiquetas de seguridad . . . . .	61
A.1.2. Resumen de seguridad . . . . .	62
A.2. Introducción . . . . .	63
A.2.1. Descripción General . . . . .	63
A.2.2. Componentes del sistema . . . . .	63
A.3. Operación . . . . .	67
A.3.1. Montaje de la muestra . . . . .	67
A.3.2. Evacuación . . . . .	68
A.3.3. Enfriamiento inicial . . . . .	68
A.3.4. Operación . . . . .	69
A.3.5. Control de temperatura . . . . .	70
A.3.6. Cambio de muestra . . . . .	71
A.3.7. Apagado del sistema . . . . .	72
<b>Bibliografía</b>	<b>74</b>

# ÍNDICE DE FIGURAS

2.1. Procesos G-R envueltos en las trampas . . . . .	11
2.2. Gráfico Arrhenius de PITS . . . . .	17
2.3. Esquema experimental PITS. . . . .	20
3.1. Circuito de razón de ventana. . . . .	31
3.2. Analizador de señales . . . . .	33
3.3. Diagrama de tiempos para una medición típica DLTS . . . . .	35
3.4. GPIB read-write . . . . .	38
3.5. Programa LabVIEW -completo. . . . .	39
3.6. Programa LabVIEW -completo caso 0. . . . .	40
3.8. Diagrama LabVIEW - completo caso 2 . . . . .	41
3.7. Programa LabVIEW - completo caso 1. . . . .	41
3.9. Diagrama LabVIEW- completo caso 3 . . . . .	42
4.1. Diagrama funcional del Amplificador DSP Lock-in SR810 . . . . .	49

---

5.1. Diagrama de flujo programa PICTS . . . . .	51
5.2. foto esquema PICTS . . . . .	52
5.3. Panel frontal medición . . . . .	53
5.4. Señal PICTS . . . . .	54
5.5. Gráfico Arrhenius . . . . .	56
A.1. Crióstato VPF-100 . . . . .	65
A.2. Crióstato VPF-100 segunda parte . . . . .	66
A.3. Crióstato VPF-100 tercera parte . . . . .	66
A.4. Punto de montaje de la muestra . . . . .	72
A.5. Crióstato VPF-100 . . . . .	73

## CAPÍTULO

### 1

# INTRODUCCIÓN Y JUSTIFICACIÓN

Las técnicas experimentales basadas en la interacción entre la luz y la materia, tal como la fotoconductividad (PC), puede proveer información valiosa acerca de los semiconductores.

El concepto de fotoconductividad emergió primero en 1873 con la observación del efecto de la luz sobre el Selenio durante el flujo de una corriente eléctrica [1]. En este experimento, Willoughby Smith observó que la conductividad del selenio decaía significativamente bajo la iluminación de luz. Estudios posteriores por Guden y Pohl [3] mostraron que la absorción de luz, luminiscencia y los procesos de fotoconductividad tenían una dependencia similar sobre la longitud de onda del fotón, también se demostró que cristales haluros alcalinos no mostraron fotoconductividad cuando fueron iluminados por fotones de energía correspondiente a la banda de absorción fundamental. Con el propósito de mostrar fotoconductividad ciertas impurezas deben ser agregadas al cristal. El resultado más importante de esas investigaciones es el esta-

blecimiento de la naturaleza cuántica de los procesos de fotoconductividad.

El descubrimiento de la fotoconductividad condujo a la invención de celdas solares, desde entonces, materiales fotoconductivos han sido ampliamente utilizados para detectar todo un rango de radiación, desde el lejano infrarojo hasta partículas nucleares de alta energía. La fotoconductividad provee una herramienta para la investigación de semiconductores, además, para el conocimiento y mejora del desempeño de dispositivos.

Las propiedades electrónicas y ópticas de los semiconductores son modificadas por imperfecciones como defectos, dislocaciones e interfaces, las cuales crean niveles profundos localizados en la banda prohibida de un material semiconductor. Algunos defectos son benéficos y han sido empleados satisfactoriamente ya sea para mejorar dispositivos existentes o para obtener estructuras con nuevas características, sin embargo muchos defectos pueden tener un efecto perjudicial en el desempeño de algunos dispositivos, así que el entenderlos y controlarlos es esencial para la fabricación exitosa de un dispositivo semiconductor.

Hay varios métodos para determinar los parámetros de defectos pero en estructuras de baja dimensión, además la caracterización de defectos esta sujeta a limitaciones impuestas por el comunmente bajo grosor de las capas epitaxiales. Muchas de las técnicas de caracterización son inaplicables debido a que dependen de un gran número de defectos en el volumen del semiconductor. Sin embargo la caracterización óptica de defectos en capas epitaxiales puede ser muy efectiva, por ejemplo, puede utilizarse fotoconductividad para determinar la presencia de defectos y proveer información acerca de la energía de activación y las constantes de tiempo de trampa. Las mediciones luminiscentes pueden dar además información útil acerca de los defectos siempre y cuando la probabilidad de la recombinación radiativa sea más alta que la probabilidad de la recombinación no radiativa. Por otro lado, la espectroscopía transitoria es más útil para el estudio de defectos localizados en capas epitaxiales, además, da información acerca de las energías de activación, secciones de cruce y la densidad de los defectos individuales, este trabajo de investigación se centra en las técnicas de espectroscopía transitoria, más

específicamente, espectroscopía transitoria de corriente foto-inducida (PITS).

Los niveles profundos tienen una gran importancia y muy a menudo determinan las propiedades eléctricas de materiales semiconductores. La Espectroscopía transitoria de niveles profundos (del inglés DLTS) se ha usado efectivamente para la caracterización de niveles profundos en cristales conductores [2]. La densidad de defectos ( $N_T$ ), la energía de activación ( $E_T$ ) y la sección de cruce ( $\sigma$ ) pueden ser fácilmente encontrados usando DLTS. Sin embargo DLTS no puede ser aplicado en materiales semiconductores altamente resisistivos debido a que la longitud de Debye es mayor que la anchura de la zona de depleción. Por ello han sido desarrolladas técnicas de mediciones ópticas tales como espectroscopía transitoria de corriente foto-inducida (PICTS o PITS).

El objetivo de este trabajo es automatizar el sistema de caracterización de materiales semiconductores utilizando un sistema de adquisición de datos que controle desde una interfaz de usuario los parámetros del experimento como el rango del barrido de temperatura, la longitud de onda y la amplificación, entre otras, así como implementar un algoritmo que provea el espectro de la señal medida.

PICTS es una técnica utilizada para caracterizar materiales semiconductores utilizando un medio de excitación que cree centros de recombinación también conocidos como trampas o impurezas para un cierto valor de temperatura, este medio de excitación es un pulso óptico generado mecánicamente con un interruptor mecánico externo (conocido como *chopper*) y un láser de Argon. El pulso creado incide sobre la superficie de una muestra resistiva, incrementando la conductividad total de la muestra. Cuando la luz es interrumpida los portadores foto-generados crean un transitorio de corriente que fluye a lo largo de la muestra cuando un voltaje es aplicado. La muestra es sometida a un barrido de temperatura durante el proceso. La corriente transitoria es amplificada por un amplificador de amarre en frecuencia (lock-in) y

almacenada por un sistema de adquisición de datos.

Para programar el sistema de caracterización, que incluye, un amplificador, un criostato y un monocromador se utiliza el lenguaje Gráfico (lenguaje G), debido a la capacidad que tiene para simplificar el algoritmo y centrar la atención en él, para ello se utilizó LabVIEW. Esto significa que los programas no se escriben, sino que se dibujan, facilitando su comprensión. El tener ya prediseñados una gran cantidad de bloques, se facilita al usuario la creación del proyecto, con lo cual en vez de gastar una gran cantidad de tiempo en programar un dispositivo/bloque, se puede invertir mucho menos tiempo y dedicarse un poco más a la interfaz gráfica y la interacción con el usuario final. Este sistema se lleva a cabo para satisfacer la necesidad de contar con un sistema de caracterización automático que disminuya el tiempo de configuración y ayude a centrar la atención de investigación a la muestra utilizada y sus parámetros.

El estudio de los niveles profundos en semiconductores tiene una gran importancia no sólo desde el punto de vista tecnológico, sino también en las cuestiones fundamentales de la física del estado sólido.

## CAPÍTULO

### 2

## PICTS Y DLTS

### 2.1. Fotoconductividad

La conductividad inducida por fotones, corresponde al cambio en la conductividad de un material causado por el exceso de portadores, generado por la absorción de fotones: por ello, los fotoconductores tienen la capacidad de convertir radiación electromagnética en corriente eléctrica.

Las excitaciones térmicas en semiconductores crean electrones excitados y huecos, incluso en la oscuridad y esos portadores están libres para moverse en la red semiconductor, contribuyendo así a la conductividad. La concentración de portadores libres depende de si el semiconductor está dopado o no. La conductividad eléctrica en oscuridad está dada por 2.1

$$\sigma = q(n\mu_n + p\mu_p), \quad (2.1)$$

Donde  $q = e$  es la carga del electrón,  $n$  y  $p$  son las concentraciones de electrones y huecos, y  $\mu_n$  y  $\mu_p$  son las movilidades de los electrones y los huecos respectivamente.

En un material homogéneo, la fotoconductividad está expresada como el cambio en la conductividad debido al exceso de portadores generados por la absorción de fotones, por lo tanto:

$$\Delta\sigma = q(\Delta n\mu_n + \Delta p\mu_p), \quad (2.2)$$

Donde  $\Delta n$  y  $\Delta p$  son los excesos de concentraciones de huecos y electrones, respectivamente. Después de la absorción de fotones, los portadores fotocreados son rápidamente barridos hacia los contactos debido a un campo eléctrico constante de DC aplicado, así generando una fotocorriente.

En aislantes, el exceso de la concentración de exceso de portadores puede ser más larga que la concentración de portadores libres en oscuridad, pero en semiconductores, el exceso de portadores es considerado sólo como una pequeña perturbación a los valores de  $p$  y  $n$ . Además la ecuación 2.2 asume que la movilidad de los portadores no cambia por la fotoexcitación. En un material no homogéneo, la concentración de portadores libres en la oscuridad puede ser no uniforme, dejando así a regiones de alta conductividad separadas de regiones de baja conductividad. La corriente circulando está limitada por las regiones de baja conductividad, las cuales actúan como barreras, cuando la luz es absorbida, la resistencia de la barrera disminuye y el flujo de la corriente a través del material se vuelve más alto que en el de la oscuridad. La fotoconductividad está controlada por la resistencia de las barreras, y su efecto en la fotoconductividad está descrita en términos de la movilidad efectiva  $\mu_n^*$ .

$$\Delta\sigma = q(n\Delta\mu_{bn}^* + p\Delta\sigma_{bp}^*). \quad (2.3)$$

En este trabajo de investigación sólo son considerados materiales homogéneos. Una muestra semiconductor de grosor  $d$ , ancho  $w$  y longitud  $l$  iluminado uniformemente por una luz monocromática de energía suficiente para generar pares de electrón-hueco. La intensidad de la luz

cambia a lo largo de  $z$  como  $I_L(z) = I_0 e^{-\alpha z}$ , donde  $\alpha$  es el coeficiente de absorción a una cierta energía del fotón, donde  $I_L$  representa la intensidad de luz y  $z$  la dirección de propagación. La fracción de la luz absorbida en un grosor  $d$  está dado por  $I_0(1 - e^{-\alpha d})$ . Si el semiconductor es suficientemente grueso para absorber todos los fotones, el flujo de fotones por unidad de tiempo en un semiconductor es  $I_0/\hbar\omega$ . La razón de generación  $G$  es el número de portadores generados por unidad de volumen por unidad de tiempo y está dado por:

$$G_n = \frac{\eta I_0}{\hbar\omega d} \quad (2.4)$$

Si sólo una fracción de la luz incidente es absorbida por el semiconductor, entonces la razón de generación es dada por:

$$G = \frac{\eta\alpha I_l}{\hbar\omega} \quad (2.5)$$

En la presencia de portadores inyectados ópticamente, las ecuaciones de continuidad están dadas por:

$$\begin{aligned} \frac{\partial n}{\partial t} &= G_n - R_n + \frac{1}{q} \nabla \cdot \vec{J}_n \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= G_p - R_p + \frac{1}{q} \nabla \cdot \vec{J}_p \end{aligned} \quad (2.6)$$

La ecuación 2.6 describe una relación entre la foto-corriente y la razón de generación, donde  $G_n$  y  $G_p$  son las razones de generación de electrones y huecos,  $R_n$  y  $R_p$  son las razones de recombinación de electrones y huecos, y  $J_n$  y  $J_p$  son las densidades de corriente de electrones y huecos, respectivamente.

Para un campo eléctrico aplicado a lo largo de la dirección  $x$  la ecuación 2.6 se convierte en:

$$\begin{aligned}\frac{\partial n}{\partial t} &= G_n - R_n + \frac{1}{q} \frac{\partial}{\partial x} J_n(x) \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= G_p - R_p + \frac{1}{q} \frac{\partial}{\partial x} J_p(x)\end{aligned}\quad (2.7)$$

Y la razón de recombinación definida como:

$$R_n = \frac{\Delta n}{\tau_n} \quad R_p = \frac{\Delta p}{\tau_p} \quad (2.8)$$

En las ecuaciones 2.6 y 2.7 la densidad de corriente de difusión es ignorada. Si la corriente pasando a través del semiconductor es mantenida constante durante la medida de la fotoconductividad, las ecuaciones de continuidad se convierten en:

$$\begin{aligned}\frac{\partial n}{\partial t} &= G(t) - \frac{\Delta n}{\tau_n} \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= G(t) - \frac{\Delta p}{\tau_p}\end{aligned}\quad (2.9)$$

Bajo iluminación, las concentraciones de portadores son dadas por  $p = p_0 + \Delta p$  y  $n = n_0 + \Delta n$  y los excesos de concentración de portadores son igual para una interbanda de absorción. En la ausencia de trampas y para una luz de intensidad constante la razón de generación es independiente del tiempo, así las concentraciones en exceso de portadores en estado estacionario son dadas por:

$$\Delta n = G\tau_n \quad (2.10)$$

$$\Delta n = \Delta p = G\tau_n \quad (2.11)$$

Usando la ecuación 2.2, se puede ser reescribir como:

$$\Delta\sigma = qG\tau_n(\mu_n + \mu_p). \quad (2.12)$$

Así la densidad de foto-corriente en la presencia de un campo eléctrico  $V$  a lo largo de la dirección  $x$ , donde la longitud del semiconductor es  $l$ , es:

$$J = \Delta\sigma E = qG\tau_n(\mu_n + \mu_p)E = \Delta\sigma \frac{V}{l} \quad (2.13)$$

la foto-corriente puede ser expresada como:

$$\Delta I = JA = \Delta\sigma \frac{A}{l} V = q(\mu_n + \mu_p)G\tau_n \frac{A}{l} V \quad (2.14)$$

Donde  $A$  es la sección de cruce del semiconductor y  $A = wd$ . En la ecuación 2.14 se muestra que la foto-corriente aumenta linealmente con la intensidad óptica y con el voltaje aplicado. Siguiendo a la optimización de la razón señal a ruido, esos parámetros se mantienen constantes.

## 2.2. Defectos

El diagrama de bandas de un cristal de semiconductor ideal consiste en una banda de valencia y una banda de conducción separadas por la banda prohibida sin niveles de energía entre bandas. Cuando la periodicidad de un cristal es perturbado por átomos externos o defectos en el cristal, niveles de energía discretos son introducidos a la banda prohibida, mostradas en la líneas  $E_T$  en la figura 2.1, cada línea representa un defecto, tales defectos son comunmente llamados centros de generación-recombinación (G-R), o trampas. Los centros G-R se encuentran en lo profundo de la banda prohibida y son conocidos como impurezas de niveles profundos, estos actuan como centros de recombinación cuando hay exceso de portadores en el semiconductor y como centros de generación cuando la densidad de portadores está por debajo de su valor de equilibrio, tal como es el caso de una región de carga espacial polarizada inversamente de uniones pn.

Para un único cristal semiconductor, como el silicio, germanio y arsenuro de galio, las impurezas de niveles profundos son usualmente impurezas metálicas, pero ellas pueden ser imperfecciones en el cristal, como dislocaciones, precipitados, vacancias o intersticios. Ocasionalmente son introducidas deliberadamente para alterar las características de un dispositivo. En algunos semiconductores, las impurezas de niveles profundos incrementan la resistividad del sustrato, creando así sustratos semi-aisladores.

### 2.2.1. Transiciones en la banda prohibida

Considerando la impureza de nivel profundo de la figura 2.1. Esta tiene una energía  $E_T$  y consiste en una cantidad de  $N_T$  impurezas  $/cm^3$  uniformemente distribuidos a través del semiconductor. El semiconductor tiene  $n$  electrones  $/cm^3$  y  $p$  huecos  $/cm^3$  introducido por dopantes superficiales [4]. Considerando que el centro captura primero un electrón de la banda de conducción, caracterizado por el coeficiente de captura  $c_n$ . Después de la captura del electrón, dos procesos pueden ocurrir. El centro puede ya sea emitir al electrón de regreso a la banda de valencia, llamada emisión de electrón  $e_n$  o puede capturar un hueco de la banda de valencia, representado por  $c_p$ . Después de que ocurra cualquiera de esos eventos, el centro está ocupado por un hueco y de nuevo hay dos opciones posibles. Ya sea que emita un hueco de regreso a la banda de valencia  $e_p$  o capture un electrón.

Considerando la figura 2.1, un evento de recombinación es (a) seguido por (c) y un evento de generación es (b) seguido por (d). La impureza es un centro G-R y las bandas de conducción y valencia participan en el proceso. Un tercer evento puede tener lugar, llamado trampa (a) seguido por (b) o (c) seguido por (d), en cualquier caso el portador es capturado y consecuentemente emitido de regreso a la banda de la que vino. Sólo una de las bandas participa junto con

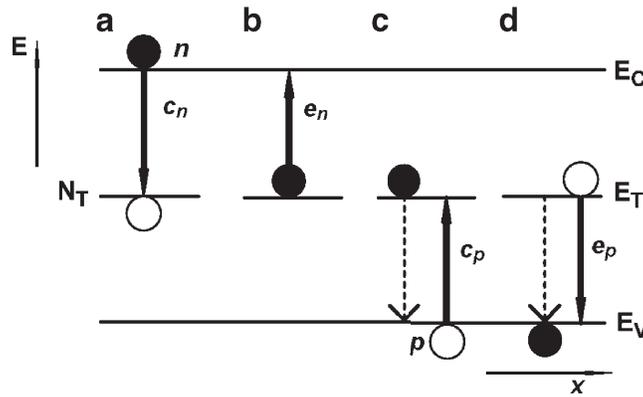


Figura 2.1: Procesos G-R envueltos en las trampas

el centro y la impureza es representada como la trampa, impurezas son comunmente llamadas trampas sin importar que actuen como centros de regeneración, recombinación o trampa.

Que la impureza actue como trampa o como centro de regeneración-recombinación depende del lugar donde se localice el nivel de Fermi en la banda prohibida, la temperatura y las secciones de cruce de la impureza. Generalmente aquellas impurezas cuyas energías se encuentran cerca del medio de la banda prohibida se comportan como centros de generación recombinación, mientras que aquellos cerca de los bordes de la banda actúan como trampas. Generalmente la razón de emisión de electrón para centros en la mitad superior de la banda prohibida son mucho más altos que las razones de emisión de electrón para centros en la mitad inferior de la banda prohibida. Para la mayoría de los casos sólo una razón de emisión domina, mientras que la otra puede ser despreciada.

### 2.2.2. Tiempo de vida y longitud de difusión

Consideremos un semiconductor dopado p, los portadores mayoritarios son los huecos en la banda de valencia; su concentración es esencialmente dada por la concentración de aceptores en el material.

Los electrones en la banda de conducción son los portadores minoritarios, su concentración  $n_T$  es dada por la ley de acción de masas  $n_T \cdot p_T = n_i^2$ , siendo  $p_T$  la concentración de huecos y  $n_i$  la concentración intrínseca. La concentración de portadores intrínseca es determinada por

la generación térmica de pares electrón-hueco a través de la energía de banda prohibida de un semiconductor. Para el silicio la concentración de portadores intrínseca depende de la temperatura, así, a una temperatura ambiente (300K) la concentración de portadores intrínseca es de  $1,4 \times 10^{-10} \text{cm}^{-3}$ . Ahora consideremos que incide luz sobre un material con una energía más grande que su banda prohibida, ésta será absorbida generando pares electrón-hueco. Asumimos que estos pares electrón-hueco serán generados cada segundo, la concentración de ambos electrones y huecos se incrementará y no lo hará de la misma forma que en los valores de equilibrio, La desviación de equilibrio es mucho más pronunciada para los portadores minoritarios, en este caso los electrones, si por ejemplo la concentración de electrones es 0.1 % de la concentración de huecos; un incremento de la concentración de huecos de 0.1 % debido a la luz generando huecos incrementaría la población de electrones al 100 %.

Consecuentemente en condiciones fuera de equilibrio, estamos interesados en lo que sucede en los portadores minoritarios ya que los mayoritarios automáticamente se pueden despreciar. Si la razón de recombinación es proporcional a la concentración de minoritarios, el equilibrio será alcanzado eventualmente, donde razones adicionales de recombinación se igualarán a la razón de generación y la concentración será entonces constante una vez más en algún nivel más alto.

Si ahora quitamos la fuente de luz, la concentración de portadores minoritarios se decrementará (en un comportamiento usual) a su valor de equilibrio térmico. el tiempo de vida necesario para un decremento de  $1/e$  es el tiempo de vida de portadores minoritarios. Esto no es del todo correcto ya que no estamos considerando los efectos de bajo nivel de recombinación Auger y de carga espacial, pero nos da una idea clara para entenderlos.

Consideremos la magnitud aproximada del tiempo de vida  $\tau$ . Un proceso de recombinación implica cambios de electrones y huecos en su vector de onda.

Esto requiere conservación del momentum (cristal), o en otras palabras, una transición de ban-

da a banda en la línea vertical en el diagrama de bandas reducido, lo anterior es sólo posible si hay estados ocupados electrón-hueco directamente uno encima del otro, lo anterior se visualiza mejor observando el proceso de generación de pares electrón hueco por un fotón mostrado en el diagrama de bandas para un semiconductor de banda prohibida indirecta, es decir el mínimo de la banda de conducción no está directamente sobre el máximo de la banda de valencia. Un fotón con una energía  $h\nu$  deja un electrón en la banda de valencia en una posición directamente sobre la banda de conducción, dando toda su energía al electrón.

Un hueco y un electrón profundo en la banda de valencia o conducción respectivamente, son creados inmediatamente (pico segundos) dando su energía sobrante relativa al máximo de la banda de valencia o al mínimo de la banda de conducción respectivamente, llegando a un máximo energético en el extremo de la banda. Sus vectores de onda son ahora diferentes no permitiendo la recombinación directa, esto violaría la ley de Bragg generalizada o conservación del momentum del cristal. La recombinación necesitaría un tercer elemento (por ejemplo defectos en la red), y el tiempo de vida sería grande (típicamente microsegundos o milisegundos) y dependerá de alguna manera de la concentración de ese tercer elemento.

Para semiconductores directos la recombinación es más probable, la energía liberada será en forma de un fotón, el tiempo de vida en el caso de semiconductores directos tiende a ser corto, típicamente nanosegundos y es dominada por las propiedades del mismo semiconductor.

Hay varios mecanismos que permiten la recombinación en cristales reales. Generalmente un tercer elemento es necesario para permitir la transferencia de momentum y energía. Este tercer elemento es un defecto de algún tipo, los más notorios son ciertos defectos atómicos, átomos intersticiales, por ejemplo, el hierro, níquel, cobre, oro y muchos otros. Pero los átomos dopantes y los mayores defectos y los principales defectos como dislocaciones y fronteras de grano, también ayudarán a la recombinación.

En resumen el tiempo de vida de semiconductores indirectos es dominado por defectos, por impurezas y por todo lo que haga el cristal imperfecto, haciendo así una propiedad que puede variar en muchos ordenes de magnitud.

La longitud de difusión  $l$  es una medida de la mecánica del sistema de portadores con el tiempo de vida. La longitud de difusión en silicio actualmente se ha alcanzado del orden de milímetros, esta es una gran distancia comparada a las dimensiones de los electrones y huecos.

### 2.2.3. Descripción matemática

Un centro G-R puede existir en uno de dos estados. Cuando es ocupado por un electrón, esta en el estado  $n_T$  y cuando es ocupado por un hueco, en el estado  $p_T$ . Si el centro de regeneración-recombinación es un donante,  $n_T$  es neutro y  $p_T$  es positivamente cargado. Para un aceptor,  $n_T$  está cargado negativamente y  $p_T$  es neutro. La densidad de centros generación-recombinación ocupados por electrones  $n_T$  y huecos  $p_T$  debe ser igual a la densidad  $N_T = n_T + p_T$ . En otras palabras, un centro es ocupado por un electrón o un hueco. Cuando los electrones y huecos se recombinan o generan, la densidad de electrones en la banda de conducción  $n$ , la densidad de huecos en la banda de valencia  $p$ , y el estado de carga de los centros  $n_T$  o  $p_T$  son todos funciones del tiempo. la densidad de elctrones en la banda de conducción es disminuida por el proceso de captura e incrementado por el proceso de emisión . La razón de tiempo de carga de  $n$  debido a los mecanismos G-R está dado por:

$$\left. \frac{dn}{dt} \right|_{G-R} = (b) - (a) = e_n n_T - c_n n p_T \quad (2.15)$$

G-R se refiere a que unicamente estamos considerando los procesos de emisión y captura a través de los centros G-R. La densidad de elctrones  $n$  es importante ya que, para capturar electrones, debe de haber electrones en la banda de conducción. Para huecos se encuentra una expresión paralela.

$$\left. \frac{dp}{dt} \right|_{G-R} = (b) - (a) = e_p p_T - c_p p n_T \quad (2.16)$$

La razon de emisión  $e_n$  representa los electrones emitidos por segundo desde los centros G-R ocupados por electrones. La razón  $c_n$  representa la densidad de electrones capturados por

segundo desde la banda de conducción. El coeficiente de captura  $c_n$  está definido por:

$$c_n = \sigma_n \nu_{th} \quad (2.17)$$

Donde  $\nu_{th}$  es la velocidad térmica del electrón y  $\sigma_n$  es la sección de captura del centro G-R. Una explicación física de  $c_n$  puede ser obtenida a partir de 2.17, los electrones se mueven aleatoriamente a su velocidad térmica y los centros G-R se mantienen inmóviles en la red, sin embargo es de más ayuda considerar lo opuesto, los centros pueden barrer un volumen por unidad de tiempo de  $\sigma_n \nu_{th}$ . Aquellos electrones que se encuentran en ese volumen tienen una alta probabilidad de ser capturados, las secciones de captura varían ampliamente dependiendo de si el centro es neutral, negativo o positivo. Un centro con carga negativa o repulsiva tiene una sección de cruce más pequeña que aquella que es neutra o cargada positivamente. secciones de captura neutras son del orden de  $10^{15} \text{cm}^2$  aproximadamente el tamaño de un átomo.

Si un electrón o un hueco es capturado o emitido, la ocupación del centro cambia, y la razón de cambio es, por las ecuaciones 2.15 y 2.16 dado por:

$$\left. \frac{dn_T}{dt} \right|_{G-R} = \frac{dp}{dt} - \frac{dn}{t} = (c_n n + e_p)(N_T - n_T) - (c_p p + e_n)n_T \quad (2.18)$$

La ecuación 2.18 es no lineal, si se linealizara, pudiera ser resuelta fácilmente, Hay dos casos que permiten esta simplificación. En una región de carga espacial polarizada inversamente  $n$  y  $p$  son pequeños y pueden en primera instancia ser despreciados. En las regiones quasi-neutrales  $n$  y  $p$  son razonablemente constantes. Resolviendo 2.18 por la condición (2) da  $n_T(t)$  como:

$$n_T = n_T(0)e^{-t/\tau} + \frac{(e_p + c_n n)N_T}{e_n + c_n n + e_p + c_p p}(-e^{-t/\tau}) \quad (2.19)$$

### 2.3. Espectroscopía de foto-corriente inducida

El monitoreo de decaimiento transitorio de fotoconductividad da una forma de medir la razón de emisión y su dependencia con la temperatura. En vez de monitorear el transitorio de fotoconductividad a diferentes temperaturas, es más conveniente monitorear a diferentes temperaturas el cambio de la medida transitoria de fotoconductividad en dos tiempos de muestreo después de que la fuente de luz es apagada. El transitorio de decaimiento puede ser descrito como:

$$I(t) = AqE\mu_n n T \tau_n e_n \exp(-e_n t) \quad (2.20)$$

Donde A es la sección de cruce efectiva de la muestra,  $q$  es la carga del electrón, E el campo eléctrico aplicado  $\mu_n$  es la movilidad del electrón y  $\tau_n$  el tiempo de vida de los electrones. Como se ve en la figura 2.2 a, la diferencia de magnitud de la foto-corriente considerada a dos tiempos de muestreo  $t_1$  y  $t_2$ , después que la luz es apagada da una señal PITS

$$P(T) = \Delta I(T) = I(t_1) - I(t_2). \quad (2.21)$$

La señal PITS es grabada como una función de la temperatura y cada pico observado en el espectro corresponde a una trampa específica, como se muestra en la 2.2 b

El pico PITS ocurre a una temperatura específica,  $T_{max}$ , en el espectro, cuando la razón de emisión de los portadores atrapados corresponde a la razón de ventana configurada por los valores elegidos de  $t_1$  y  $t_2$ . Por ello a  $T = T_{max}$  la razón de emisión correspondiente es:

$$e_n = \tau_{max}^{-1} = \gamma_n \sigma_n T_{max}^2 \exp\left(-\frac{E_T}{k_B T_{max}}\right) \quad (2.22)$$

$e_n$  tiene tambien una representación de la siguiente forma:

$$e_n(T) = \tau^{-1} = \gamma_n \sigma_n T^2 \exp\left(-\frac{E_T}{k_B T}\right) \quad (2.23)$$

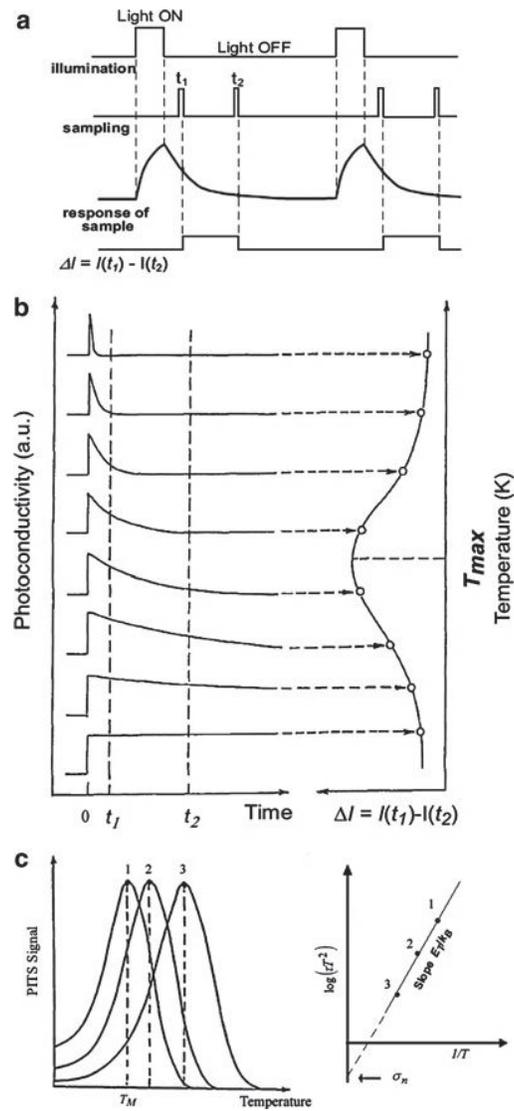


Figura 2.2: (a) Respuesta transitoria de fotoconductividad (b) Respuesta transitoria de fotoconductividad a varias temperaturas, y señal PITS (c) Analisis del espectro PITS para extraer los parámetros de las trampas [7]

Donde  $\gamma_n = 4(6)^{1/2}\pi^{3/2}m_n^*k_B^2/h^3$  siendo  $m^*$  la masa efectiva del electrón,  $k_B$  la constante de Boltzman,  $h$  la constante de Planck. . Esta ecuación ilustra que la dependencia de la temperatura de la razón de emisión es caracterizada por un decaimiento exponencial y un factor polinomial, del cual los parámetros de trampa pueden ser derivados, esta misma ecuación puede ser escrita en términos de logaritmos como:

$$\log(\tau T^2) = \log(\text{frac}1\gamma_n\sigma_n) + \frac{E_T}{k_B} \frac{1}{T} \quad (2.24)$$

Un gráfico de  $\log(\tau T^2)$  contra  $T^{-1}$  (llamado un gráfico de Arrhenius) tiene una pendiente  $E_T/k_B$  y un eje de intersección sobre  $\log(\tau T^2)$  de  $\log(1/\gamma_n\sigma_n)$  dando  $\sigma_n$  como se muestra en la figura 2.2c.

En  $T = T_{max}$ , la relación entre los tiempos de muestreo ( $t_1$  y  $t_2$ ) y la razón de emisión  $\tau = \tau_{max}$  pueden encontrarse haciendo la primera derivada de  $P(T)$  igual a cero. Dando:

$$\left(1 - \frac{t_1}{\tau_{max}}\right) \exp\left(-\frac{t_1}{\tau_{max}}\right) = \left(1 - \frac{t_2}{\tau_{max}}\right) \exp\left(-\frac{t_2}{\tau_{max}}\right) \quad (2.25)$$

Una de las tres variables contenidas en 2.25 puede ser obtenida por asumir que:

$$\tau_{max} = Bt_1 \quad (2.26)$$

$$t_2 = At_1 \quad (2.27)$$

Un gráfico de  $A$  vs.  $B$  revela que si  $A \geq 10$   $B = 1$ . Por tanto, si la razón de tiempos de muestreo es seleccionada tal que  $t_2 \geq 10t_1$ , la razón de emisión/tiempo en  $T = T_{max}$  puede ser directamente obtenida del espectro PITS como  $\tau = \tau_{max} = t_1$ . [10] [7] [9].

La figura 2.3 muestra una configuración típica PITS y la forma de onda esperada (esquina

izquierda en diferentes localizaciones desde A a H en el esquema experimental). La muestra es colocada en un crióstato y un barrido de temperatura lineal es dado por un controlador de temperatura PID. La luz es modulada por un *chopper*. Un voltaje de DC es aplicado entre la muestra y una resistencia de carga conectada en serie, La fotoconductividad diferencial, la cual es muestreada entre dos tiempos seleccionados, es grabado usando un amplificador lock-in conectado a una unidad de multivibrador/compuerta/muestro-retención. La salida del amplificador lock-in da la señal PITS ( $P(T)$ ), y la temperatura muestreada es grabada por una computadora. La señal PITS es graficada contra el muestreo de temperatura a diferente tiempo de muestreo manteniendo la razón  $t_1/t_2$  constante e igual. Cada forma de onda para las localizaciones A-H son mostrados en la figura 2.3 que puede ser observada usando un osciloscopio. En un experimento PITS los siguientes puntos importantes deben ser considerados:

1. Seleccionar la fuente de luz: Si el muestreo consiste de materiales con diferentes banda prohibidas, es apropiada una fuente de luz monocromatica para probar la presencia de trampas en los diferente materiales. Por debajo de la banda prohibida o por arriba de ella, la fuente de excitación puede ser usada.
2. Parámetros del pulso: La duración del pulso de luz, debe ser lo suficientemente larga tal que la condición de fotoconductividad en estado estable sea alcanzada durante iluminación, es decir, que todas las trampas sean llenadas. En contraste, la razón de repetición debe ser mantenida lo más pequeña posible tal que la razón de atrapamiento sea la más baja en el material
3. Decaimiento de la fotoconductividad: Después que la luz es apagada en  $t = 0$ , la componente rápida de la fotoconductividad es relacionada con la recombinación banda a banda de los portadores fotoexcitados. La componente lenta del decaimiento contiene información acerca de las trampas. Por ello el tiempo de muestreo  $t_1$  debe ser colocado a un valor justo después del transitorio de decaimiento rápido.
4. Tiempos de muestreo: Si la razón de tiempo de muestreo es colocado a  $t_1 \geq 10t_2$  la razón

de emisión en  $T = T_{max}$  puede ser obtenida directamente de las medidas PITS colocando  $\tau_{max} = t_1$ .

5. Parámetros de trampa: A diferentes tiempos de muestreo y manteniendo la razón  $t_1/t_2 = 10$ , el valor de  $T_{max}$  puede ser cambiado y de aquí que la dependencia de la temperatura de la razón de emisión pueda ser obtenida. Los parámetros de trampa son calculados de un ajuste Arrhenius de  $\tau_{max}$  contra la temperatura.

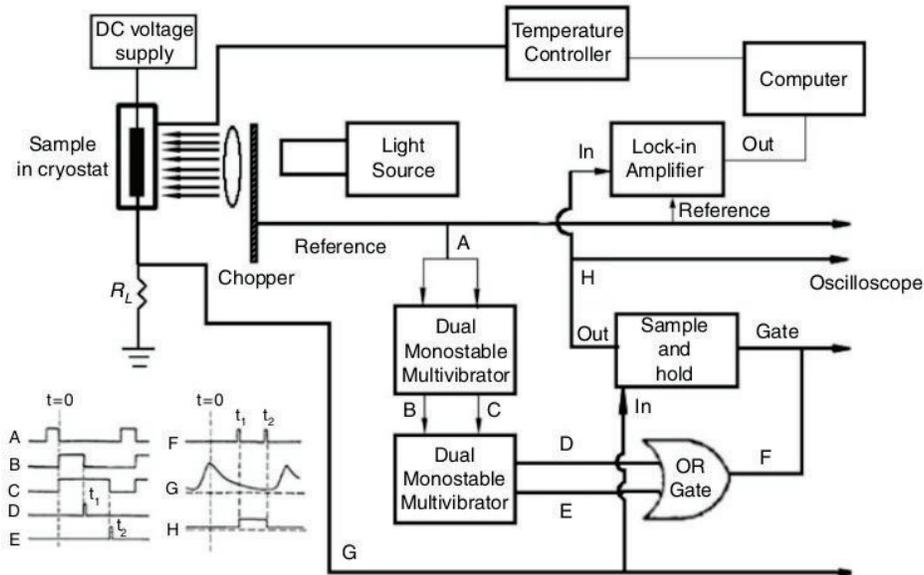


Figura 2.3: La señales en cada locación (A-H) en el esquema son mostradas en la equina izquierda [8]

### 2.3.1. PITS VS. DLTS

Una trampa puede ser descrita por tres parámetros: la densidad de trampas ( $N_T$ ), la energía de activación ( $E_T$ ), y la sección de cruce de captura ( $\sigma$ ).

La densidad de trampas no puede ser medida usando PITS debido que hay información insuficiente en los varios parámetros relacionados a la altura del pico espectral. En contraste, es posible obtener todos los parámetros usando DLTS. También la naturaleza de las trampas, es decir, las trampas de electrones o huecos, no pueden ser identificadas usando PITS debido a que ambos tipos de trampas producen señales positivas. La otra deficiencia de PITS convencional es que las concentraciones absolutas de defectos no pueden ser obtenidas. DLTS puede ser considerado como la herramienta más apropiada para caracterizar defectos. Sin embargo, hay una desventaja importante para DLTS, y es que este no puede ser usado para materiales altamente resistivos ya que la longitud de Debye es mayor que el ancho de la región de agotamiento. También DLTS se basa en medidas de transitorios de capacitancia producidos por emisión térmica de portadores de trampas dentro de la región de agotamiento o una unión p-n polarizada inversamente o barrera Schottky. Por ello, altos campos eléctricos son evitados en medidas DLTS, el proceso de emisión es producido por un repentino cambio en el valor de polarización negativa hacia un valor más negativo. Debido a una región de agotamiento es requerida en DLTS, este no puede ser usado con materiales sin dopar. En contraste PITS es aplicable a tal situación y sólo dos contactos óhmicos son necesarios para observar decaimiento de fotoconductividad. Finalmente, cuando la razón de emisión para varias trampas son similares, ambas técnicas sufren de resolución pobre para resolver diferentes trampas.

## 2.4. Aplicaciones

### 2.4.1. Absorción en materiales de películas delgadas

Convencionalmente los materiales fotovoltaicos usan semiconductores inorgánicos. Los semiconductores de interés permiten la formación de uniones separadoras de portadores de carga. La unión puede ser homogénea (como en el silicio) o heterogénea con otros materiales para coleccionar los portadores en exceso cuando se exponen a la luz. En principio, un gran número de materiales semiconductores son elegibles, pero sólo unos pocos de ellos son de suficiente interés,

Idealmente, el material de una eficiente celda solar debe ser un semiconductor con una banda prohibida de  $1-1.5eV$  con una absorción óptica solar alta ( $10^4 - 10^5 cm^{-1}$ ) en la región de longitud de onda de  $350nm - 1000nm$ . Si todas estas limitantes son satisfechas y el material básico es ampliamente disponible, el material permite en principio la manufactura de dispositivos de celdas solares de películas delgadas [5].

### **2.4.2. Aumentando la velocidad de conmutación en semiconductores**

La fabricación de semiconductores de potencia es realizada usando condiciones de procesamiento exigente para minimizar la introducción de centros de recombinación. Los dispositivos así fabricados tienen una velocidad de apagado lenta, debido al largo tiempo requerido para la remoción de portadores minoritarios, mediante el proceso de recombinación. Para satisfacer los requerimientos de desempeño de varios sistemas electrónicos de potencia la velocidad de apagado de los dispositivos es aumentada por la introducción de centro de recombinación en a red de manera controlada. Una mayor cantidad de centros de recombinación debe introducirse al dispositivo para aplicaciones de operación a altas frecuencias para reducir pérdidas de conmutación.

## CAPÍTULO

### 3

## ESQUEMA EXPERIMENTAL

### **3.1. Fuente de luz**

El laser utilizado es un laser ion-argon ajustable LAP-35-431 con una longitud de onda variable de 454 a 676nm, tiene una potencia de 195mW y opera a un amplio rango de temperatura.

### **3.2. Controlador de temperatura**

El controlador de temperatura tiene una entrada procedente de un sensor de temperatura y tiene una salida que está conectada a un elemento de control tal como un calentador o ventilador.

Para controlar con precisión la temperatura del proceso sin la participación continua del

operador, un sistema de control de temperatura se basa en un controlador, el cual acepta un sensor de temperatura tal como un termopar o RTD como entrada. Se compara la temperatura real a la temperatura de control deseada, o punto de ajuste, y proporciona una salida a un elemento de control. El controlador sólo es una parte del sistema de control, y todo el sistema debe ser analizado para elegir un controlador adecuado. Los siguientes puntos deben ser considerados al seleccionar un controlador:

1. Tipo de sensor de entrada (termopar, RTD) y rango de temperatura
2. Tipo de salida requerida (relé electromecánico, salida analógica)
3. Algoritmo de control necesario (encendido / apagado, proporcional, PID)
4. Número y tipo de salidas (calor, frío, alarma, límite)

### 3.2.1. Características generales

Hay tres tipos básicos de controles: ON/OFF, proporcional y PID. Dependiendo del sistema a ser controlado, el operador será capaz de utilizar uno u otro tipo para controlar el proceso.

#### Control ON / OFF

Un controlador ON/OFF es la forma más simple para el control de temperatura. La salida del dispositivo está encendida o apagada, sin un estado medio. Un controlador ON/OFF cambia la salida sólo cuando la temperatura sobrepasa el punto de ajuste. Para el control del calentamiento, la salida se activa cuando la temperatura está por debajo del punto de ajuste, y se apaga cuando está por encima del mismo. Cada vez que la temperatura cruza el punto de ajuste, el estado de la salida cambia y la temperatura del proceso oscila continuamente en el punto de ajuste. En los casos en que este ciclo se produce velozmente, y para evitar daños a los contactores y válvulas, se añade un diferencial de encendido y apagado, o "histéresis", a las operaciones del controlador. Este diferencial requiere que la temperatura exceda del punto de ajuste por una cierta cantidad antes de que se active o desactive de nuevo. Un diferencial

ON/OFF impide que se produzcan cambios rápidos de conmutación en la salida, si los ajustes se producen rápidamente. El control ON/OFF se utiliza generalmente cuando un control preciso no es necesario, en los sistemas que no pueden soportar cambios frecuentes de encendido/apagado, donde la masa del sistema es tan grande que las temperaturas cambian muy lentamente, o para una alarma de temperatura. Un tipo especial de control ON/OFF utilizado para la alarma es un controlador de límite. Este controlador utiliza un relé de enclavamiento, que se debe restablecer manualmente, y se utiliza para cerrar un proceso cuando una determinada temperatura es alcanzada.

### **Control proporcional**

Los controles proporcionales están diseñados para eliminar el ciclo asociado del control ON-OFF. Un controlador proporcional disminuye la potencia media suministrada al calentador cuando la temperatura se aproxima al punto de ajuste. Esto tiene el efecto de disminuir la energía del calentador al aproximarse al punto de ajuste sin que lo sobrepase, manteniendo una temperatura estable. Esta acción de dosificación se puede realizar girando el encendido y apagado de salida para intervalos cortos de tiempo. Esta "proporcionalización de tiempo" varía la relación de tiempo ON y tiempo OFF para controlar la temperatura. La acción proporcional se produce dentro de una banda proporcional en torno a la temperatura de consigna. Fuera de esta banda, el controlador se comporta como una unidad ON/OFF normal, con la salida, ya sea totalmente ON (por debajo de la banda) o totalmente OFF (por encima de la banda). Sin embargo, dentro de la banda, la salida se enciende y se apaga en la relación a la diferencia de la medición del punto de consigna. En el punto de referencia (que es el punto medio de la banda), la salida en relación de apagado es de 1:1, es decir, el tiempo de encendido y tiempo de apagado son iguales. Si la temperatura está lejos del punto de ajuste, el cierre y el apagado variarán en proporción a la diferencia de temperatura. Si la temperatura está por debajo del punto de ajuste, la salida estará ON más tiempo, si la temperatura es demasiado alta, la salida estará OFF predominantemente.

## Control PID

El tercer tipo de controlador, PID, ofrece una combinación del proporcional con control integral y derivativo. Este controlador combina control proporcional con dos ajustes adicionales, que ayuda a la unidad automáticamente a compensar los cambios en el sistema. Estos ajustes, integral y derivativo, se expresan en unidades basadas en el tiempo, también se les nombra por sus recíprocos, RATE y RESET, respectivamente. Los términos proporcional, integral y derivativo se deben ajustar de manera individual mediante el método prueba y error. El controlador proporcional es el control más preciso y estable de los tres tipos de controladores, y se utiliza comúnmente en sistemas que tienen una masa relativamente pequeña, que son aquellos que reaccionan rápidamente a cambios en la energía añadida al proceso. Se recomienda en sistemas en los que la carga cambia a menudo y no se espera que el controlador lo compense automáticamente, debido a los frecuentes cambios en el punto de referencia, la cantidad de energía disponible, o la masa a controlar.

### 3.2.2. Control de lazo

En este caso particular nuestro sistema utiliza un controlador de temperatura modelo 331s, el cual es capaz de correr ya sea el lazo de control o simultáneamente, cuya diferencia principal es su salida de control entre ambos lazos.

El lazo de control primario (1) es el lazo de control tradicional para un controlador de temperatura criogénico. Este incluye una configuración mayor de hardware y software haciéndolo muy flexible y fácil de usar. El lazo 1 usa una salida de calentamiento como su salida de control dando varias ventajas, la salida de calentamiento es una salida de DC bien regulada de 50W con tres rangos de potencia. Esto da un control estable sin ruido para un amplio rango de sistemas de control de temperatura en un paquete completamente integrado.

El lazo de control auxiliar o lazo 2 (sólo 331s), comparte muchas de las características operacionales del lazo 1 pero usa una salida de voltaje análoga de 1W como su salida de control. Por

si mismo el lazo 2 es capaz de manejar un calentamiento de muestra o alguna carga de baja potencia, este también es bien adaptado para manejar entrada de programación de un suministro de potencia de voltaje programable. En combinación, el controlador y la fuente pueden ser usados para controlar cargas grande a altas temperaturas o pueden ser usados en el modo, bipolar para controlar dispositivos termoeléctricos.

### 3.2.3. Métodos de control

El modelo 331s ofrece dos modos de control, lazo cerrado y abierto.

El control de lazo cerrado, a menudo llamado control de retroalimentación es el modo de control más a menudo asociado con controladores de temperatura, en este modo el controlador intenta mantener la carga a exactamente el punto de ajuste de temperatura proporcionado por el usuario. Para hacer esto, usa retroalimentación desde el control sensor para calcular y activamente ajustar el control de salida o ajuste del calentador. El modelo 331 usa un algoritmo de control llamado PID que refiere a los tres términos usados para sintonizar el controlador para cada sistema único.

La salida manual de potencia del calentador puede también ser usada durante el control de lazo cerrado. El control de lazo cerrado es disponible para ambos lazos de control y ofrece varios métodos de sintonía.

El control de lazo abierto es menos complicado que el control de lazo cerrado pero éste también es menos poderoso. El modo de control de lazo abierto permite al usuario directamente configurar la potencia de salida manual del calentador para el lazo 1 y el control de salida para el lazo 2, usando sólo los parámetros de salida de potencia del calentador manual (MHP). Durante el control de lazo abierto sólo el rango del calentador y los parámetros de salida MHP

están activos y el punto de ajuste, el sensor de control y los parámetros PID son ignorados. Este tipo de control garantiza una potencia constante a la carga, pero no activa el controlador de temperatura. Un cambio en las características de la carga causará un cambio en la temperatura. El control de lazo cerrado es disponible para ambos lazos (1 y 2) y no requiere de sintonía.

### 3.2.4. Parámetros PID

El modelo 331 ofrece 3 modos de sintonía o formas de configurar los parámetros P, I y D para el control de lazo cerrado. La salida MHP es activa durante el control de lazo cerrado y debe ser colocada a 0 si no se requiere. El rango del calentador debe ser considerado también como parte de la sintonía, cuando usemos el rango de control 1.

La sintonía manual es el método más básico de uso. El usuario introduce manualmente los valores de los parámetros PID así como el rango del calentador usando sus conocimientos de sistemas de enfriamiento y algo de prueba y error. La sintonía manual puede ser usado en algunas situaciones dentro de las capacidades de control del instrumento.

El modelo 331 automatiza el proceso de sintonía con un algoritmo llamado *Autotune* (autosintonía). Este algoritmo mide las características del sistema después de un cambio en el punto de ajuste y calcula P, I y D. El usuario debe colocar el rango del calentador. La autosintonía no trabajará en todas las situaciones.

Los valores de los parámetros de control óptimo son a menudo diferentes para diferentes temperaturas dentro de un sistema, una vez que los valores han sido elegidos para cada rango de temperatura o zona, la característica de zona puede automáticamente seleccionar el conjunto correcto cada vez que el punto de ajuste es cambiado. Este modo no ayuda en la elección de

los valores de parámetros de control; éste ayuda a seleccionar los valores más eficientemente.

## P

El parámetro proporcional (también llamado ganancia) es la parte P de la ecuación de control PID. Esta tiene un rango de 0 a 1000 con una resolución de 0.1, introduzca un valor mayor que 0 para P cuando utilice un rango de control cerrado, su valor predeterminado será 50.

## I

El parámetro integral (también llamado reajuste) es la parte I de la ecuación de control PID. Este tiene un rango de 0 a 1000 con una resolución de 0.1. Configurando I a 0 apagará la función de reajuste. La configuración I es relacionada en segundos por:

$$I_{setting} = \frac{1000}{I_{seconds}} \quad (3.1)$$

Su valor predeterminado es 20.

## D

El parámetro derivativo (algunas veces llamado razón) es la parte D de la ecuación de control PID, la razón de tiempo constante, debe normalmente estar en algún lugar del tiempo integral entre 1/4 y 1/8 en segundos, como una conveniencia para el operador, la constante de tiempo derivativa del modelo 331 es expresada en porcentaje de 1/4 del tiempo integral. El rango es entre 0% y 200%, se debe iniciar con configuraciones de entre 0%, 50% o 100%, y determinar cuál configuración genera el tipo de control deseado. Comúnmente puede dar 0. Al usar un porcentaje de tiempo integral, la escala derivativa automáticamente cambia con el valor integral y no tiene que revisarse frecuentemente, el valor predeterminado es 0. Una vez que la entrada es configurada, se debe seleccionar un diodo como la opción de sensor.

El sensor es un diodo de silicio de la familia DT670 con coeficiente negativo de temperatura.

### 3.3. Circuito muestreador/retenedor

La unidad de procesamiento de señal (SP) se compone de las siguientes sub-unidades: A) Circuito de razón de ventana, B) un analizador de señal, y C) un circuito de sincronización de reloj, que se describen de la siguientes secciones.

#### 3.3.1. Circuito de razón de ventana

El circuito de razón-ventana proporciona la base de tiempo básica para todo el sistema DLTS, establece los tiempos de razón de ventana, y controla la secuencia de eventos que tienen lugar en un experimento típico de DLTS, como se muestra en la Figura 3.1 La base de tiempo se deriva del oscilador de cristal de 1 MHz estable, cuya salida se alimenta a un divisor de cadena construido usando contadores de década y binarios que a su vez producen trenes de pulsos con diferentes periodos de reloj que van de 1 ms a varios segundos de salida del oscilador. La salida del oscilador primero sufre un ajuste divisor de 100 con dos contadores de décadas 74LS90, y luego una división variable con tres contadores de décadas y un contador binario 74LS93. Las salidas de los tres contadores de décadas de la variable dividida están conectados a un conmutador SW1 y este interruptor selecciona de nuevo valores que se someten a una división simultánea por un factor de 2, 4, 8, 16 en cuatro salidas diferentes del contador binario, y que son de nuevo conectadas a otro conmutador SW2, como se muestra en la figura 3.1. El conmutador SW2 selecciona el valor que finalmente determina la base de tiempo básica del sistema DLTS. Por lo tanto la base de tiempo se puede calcular ahora fácilmente mediante la lectura de los valores respectivos seleccionados por los dos conmutadores SW1 y SW2, que se designan por  $T_1$  y  $T_2$ , dado por la  $T_B = T_1 \times T_2$ . La base de tiempo mínimo que se puede seleccionar es de  $2ms$ . El control de la secuencia de eventos se realiza con la ayuda de un contador binario 74LS93 y un decodificador/demultiplexor 74LS154. A la configuración de frecuencia del tiempo base las 16 salidas del decodificador van secuencialmente activas en nivel bajo, empezando de 0 a 15 y retornando a 0 en el inicio de otra secuencia. Cualquiera de estas salidas, que se designan como  $0T_B$ ,  $1T_B$ ,  $2T_B$ , y así sucesivamente para las correspondientes salidas de 0 a 15, pueden ahora a

su vez ser conectados a los respectivos instrumentos en el sistema DLTS según la secuencia de medición. La secuencia de medición comienza por  $0T_B$  activando el generador de pulsos para aplicar un pulso de polarización a la muestra. Esto es seguido por la generación de impulsos de muestreo para los amplificadores S/H1 y S/H2 a los tiempos de razón de ventana  $T_1$  y  $T_2$  y termina con un tercer impulso de muestreo en  $t_3$  para el amplificador S/H3 que se requiere para llevar a cabo la corrección de línea de base para la señal PICTS. La posición relativa de las compuertas de muestreo  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  se fija en  $3T_B$ ,  $13T_B$ , y  $15T_B$  respectivamente. La razón de ventana derivada del muestreo de capacitancia en  $t_1$  y  $t_2$ , es proporcional al tiempo base de conmutación seleccionable  $T_B$  ( 2, 4, 20, 40, 200, 400ms) y viene dado por

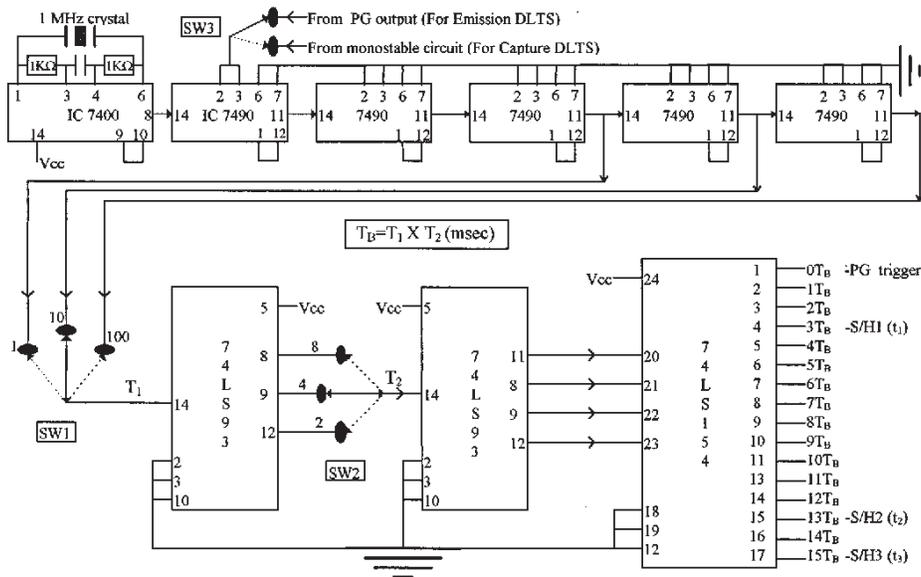


Figura 3.1: Circuito de razón de ventana, La base de tiempo se deriva del oscilador de cristal de 1 MHz astable, cuya salida alimenta a un divisor de cadena construido usando contadores de década y binarios.[8]

$$t_w = \frac{t_2 - t_1}{\ln(t_2/t_1)} \cong 6,82T_B \quad (3.2)$$

Dado que el pulso de llenado de trampas se aplica a  $0T_B$ ,  $t_1$  podría también ser tomado en  $1T_B$  ó  $2T_B$  en vez de  $3T_B$ . Hay dos razones para esto. La primera es que siempre es aconsejable

mantener la primera compuerta de muestreo fuera de la final del pulso de llenado de polarización con el fin de evitar errores sistemáticos debido al tiempo de respuesta lento y la recuperación inicial transitoria debida al efecto de sobrecarga del pulso de polarización del medidor de corriente. La segunda razón es que, al fijar la relación  $r$  de  $t_2$  sobre  $t_1$  ( $r = t_2/t_1 = 4,33$ ) alrededor de cuatro, la sensibilidad y la resolución del sistema están optimizados para un mejor rendimiento. Es importante señalar aquí que la sensibilidad del sistema puede ser mejorada aún más mediante el aumento de la relación  $r$ . Sin embargo, la ganancia en la sensibilidad tiene un impacto negativo de la resolución del sistema. La sensibilidad del presente sistema DLTS está, sin embargo, determinada en términos de  $\Delta I/I$ , como  $1 \times 10^{-4}$ , que corresponde al límite de detección de la concentración de trampa  $N_t$  de  $10^{-5}N_D$  o ( $N_A$ ) cuando se selecciona el medidor de corriente en el rango de 10 o 30 pA. Cabe señalar que la sensibilidad se reducirá por un factor de 10 cuando el medidor de corriente es operado en el rango de 100 ó 300pF. Sin embargo, es poco probable que una unión se pueda preparar fuera de esta rango. El diagrama de circuito del analizador de señal se muestra en la figura 3.2. Su función es efectiva para extraer la información que se oculta en una serie de transitorios de corriente. Se construye con tres amplificadores de muestreo y retención (S/H, LF398) y dos amplificadores diferenciales (LF356). Los amplificadores (S/H) muestrean la señal de entrada cuando la entrada lógica está en el estado alto (HI) y mantiene el valor de muestreo a través del condensador de retención (Ch) cuando su lógica va a bajo (LO). Un condensador de polipropileno con un valor de  $0,1\mu A/100V$  se utiliza como un condensador de retención en este circuito. En el desarrollo de este circuito se encontró que la señal lógica de subida rápida en el tiempo pata 8 del amplificador de S / H podría inducir ruido en la señal de retención (entrada analógica). Para minimizar este problema, la señal lógica se mantuvo lo más lejos posible de la entrada analógica mientras se desarrolla el PCB para este circuito y trazos de guardas aterrizadas se utilizaron alrededor de la entrada. La corriente transitoria se muestrea primero cerca de su punto final ( $t_3$ ) por el amplificador S/H3 con el fin de eliminar el desplazamiento de línea base de corriente continua. El desplazamiento de corriente continua proviene principalmente de la dependencia de la corriente con la temperatura de la muestra y, ya que puede llegar a ser bastante alta (típicamente unos pocos voltios) lo mejor es eliminarla

para que los errores sistemáticos en la amplificación de la señal se reduzcan al mínimo. Esto se logra mediante la adopción del valor muestreado  $S/H3$  y restarlo del siguiente transitorio usando el amplificador diferencial D1. La línea base de corriente transitoria restaurada ahora se muestra a  $t_1$  y  $t_2$  usando  $S/H1$  y  $S/H2$  y los voltajes retenidos alimentando las entradas inversora y no inversora del segundo amplificador diferencial D2. La salida de este amplificador da la señal DLTS, que se amplifica adicionalmente usando una LF356. La ganancia de esta etapa final es seleccionada mediante el interruptor del panel frontal.

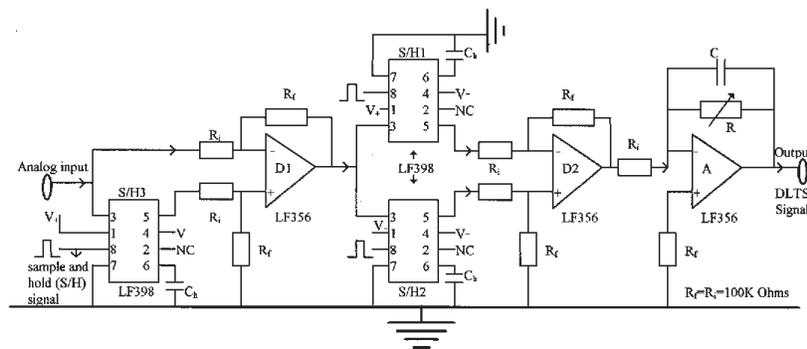


Figura 3.2: Circuito de analizador de señales [8]

### 3.3.2. Circuito de sincronización de reloj

El circuito de sincronización de reloj proporciona la sincronización de tiempo necesario entre el generador de pulsos (PG), que proporciona el pulso de llenado de la muestra, y la unidad de SP, que establece los tiempos de razón de ventana. En otras palabras, este circuito facilita la determinación exacta de la constante de tiempo de emisión o captura para algún nivel profundo dado. En una medida de emisión DLTS, los tiempos de razón de ventana  $t_1$  y  $t_2$  tienen que ser medidos exactamente al final (del flanco descendente) del pulso de llenado con el fin de analizar correctamente el transitorio de emisión. La sincronización de tiempo necesaria entre el flanco de bajada del pulso de llenado y los tiempos,  $t_1$  y  $t_2$ , sólo puede lograrse si el reloj es deshabilitado durante el pulso de llenado, y luego reiniciado inmediatamente después. Puesto que la salida del generador de pulsos no es compatible con TTL no se puede utilizar

directamente para desactivar el reloj. Un circuito comparador, construido con LM324, por lo tanto convierte el pulso de llenado correspondiente a un pulso TTL de la misma anchura, que se alimenta a continuación al circuito de reloj con el fin de desactivarlo. Esto se logra en la práctica mediante la conexión a las patillas 2 y 3 de los primeros dos circuitos integrados 74LS90 de la sección-división fija, como se muestra en la figura 3.1. En las medidas de captura DLTS,  $t_1$  y  $t_2$  tienen que ser medidos desde el inicio (borde de subida) del pulso de llenado de la trampa con el fin de observar el transitorio de captura. El pulso de emisión, que se mantiene el tiempo suficiente para vaciar las trampas, se genera inmediatamente después del pulso de llenado. La anchura del pulso de emisión se decide por la constante de tiempo RC de un circuito multivibrador monoestable 74LS123. Dado que en una medida transitoria de captura los tiempos de muestreo  $t_1$  y  $t_2$  son con respecto al extremo del pulso de emisión, la sincronización se logra cambiando simplemente sobre SW3 para desactivar el reloj durante el pulso de emisión en lugar del pulso de llenado de trampas. La sincronización lograda en ambas emisión y captura de DLTS se puede entender fácilmente a través de los diagramas de sincronización que aparecen en la figura 3.3. Las dos fuentes de alimentación están aisladas una de otra y se desempeñan en dos placas de circuito impreso diferentes a fin de evitar la conmutación rápida de los circuitos digitales produciendo elevadas intensidades de corriente de carga transitorias que causan efectos espurios en el analizador de señal. Los circuitos analógicos fueron, además, aislado de los circuitos digitales con la ayuda de una hoja de aluminio gruesa conectada a tierra. Los puntos de tierra de todos los circuitos individuales y las fuentes de alimentación fueron aterrizados en un punto con el fin de eliminar bucles de tierra entre los distintos circuitos. Con todas estas precauciones, el nivel de ruido en la señal DLTS se redujo al mínimo a un nivel tan bajo como  $7mV$  (pico a pico). Este es sin duda una mejora del sistema en comparación con los que utilizaron una computadora para analizar la señal, donde el nivel de ruido es al menos 10 veces mayor.

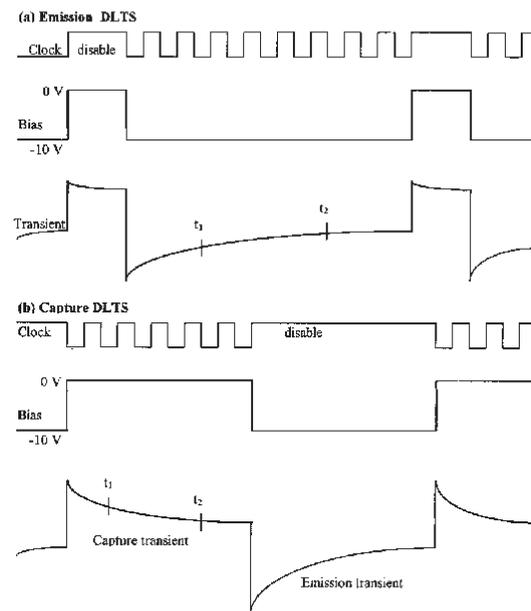


Figura 3.3: Diagrama de tiempos para una medición típica DLTS [8]

### 3.4. Sistema de adquisición de datos

Un sistema de adquisición de datos (DAQ) es cualquier sistema que permita capturar (leer, medir) datos, almacenarlos, procesarlos y exhibirlos en alguna forma. Las partes que conforman un DAQ típico son:

1. Transductores que transforman las variables físicas a medir en señales eléctricas.
2. Canales analógicos para la recepción de las señales de los transductores.
3. Un convertidor A/D para digitalizar las señales analógicas.
4. Canales digitales de entrada.
5. Canales digitales de salida.

6. Canales analógicos de salida.
7. Contadores/Temporizadores.
8. Un circuito de control para manejar las partes anteriores.
9. Una interfase para computadora.
10. Un software para que el usuario interaccione con el DAQ.

En el sistema de automatización de PICTS se utiliza una tarjeta de adquisición NI usb 6009.

Para la programación del sistema de adquisición de datos se utiliza el lenguaje G, debido a la capacidad que tiene para simplificar el algoritmo y centrar la atención en el. Para ello se utilizo LabVIEW.

### 3.4.1. Conceptos asociados con LabVIEW

LabVIEW es una herramienta gráfica para pruebas, control y diseño mediante la programación. El lenguaje que usa se llama lenguaje G, donde la G simboliza que es lenguaje Gráfico. Esto significa que los programas no se escriben, sino que se dibujan, facilitando su comprensión. Al tener ya prediseñados una gran cantidad de bloques, se le facilita al usuario la creación del proyecto, con lo cual en vez de gastar una gran cantidad de tiempo en programar un dispositivo/bloque, se puede invertir mucho menos tiempo y dedicarse un poco más en la interfaz gráfica y la interacción con el usuario final. Este programa fue creado por National Instruments (1976) para funcionar sobre máquinas MAC, salió al mercado por primera vez en 1986. Ahora está disponible para las plataformas Windows, UNIX, Mac y Linux. Los programas desarrollados con LabVIEW se llaman Instrumentos Virtuales, o VIs, lo que da una idea de su uso en origen: el control de instrumentos. El lema de LabVIEW es: "La potencia está en el Software". Entre sus objetivos están el reducir el tiempo de desarrollo de aplicaciones de todo tipo (no sólo en ámbitos de Pruebas, Control y Diseño) y el permitir la entrada a la informática a programadores no expertos. Cada VI consta de dos partes diferenciadas:

1. Panel Frontal: El Panel Frontal es la interfaz con el usuario, se utilizará para interactuar con el usuario cuando el programa se está ejecutando. Los usuarios podrán observar los datos del programa actualizados en tiempo real, cómo van fluyendo los datos, cómo se procesan, hacia donde se dirige la salida de datos, etc. En esta interfaz se definen los controles, que son empleados como entradas y que pueden ser botones, marcadores, barras de deslizamiento y un muchas opciones más. La interfaz también consta de indicadores, que se emplean como salidas, y que pueden ser diagramas, histogramas, e incluso indicadores virtuales de manecillas.
2. Diagrama de Bloques: es el programa propiamente dicho, donde se definen las operaciones que se realizan sobre los datos de entrada, y las acciones, en su caso, en los puertos de salida de la computadora. Aquí se colocan las instrucciones, por medio de íconos, que realizan una determinada función y se interconectan por medio de un cableado gráfico. Suele haber una tercera parte del diagrama de bloques, denominado icono/conector que son los medios utilizados para conectar un VI con otros VIs. En el panel frontal, encontraremos todo tipos de controles e indicadores, donde cada uno de estos elementos tienen asignado en el diagrama de bloques una terminal, es decir el usuario podrá diseñar un proyecto en el panel frontal con controles e indicadores, donde estos elementos serán las entradas y salidas que interactuarán con la terminal del VI. Podemos observar en el diagrama de bloques, todos los valores de los controles e indicadores, cómo van fluyendo entre ellos cuando se está ejecutando un programa VI.

### 3.4.2. Control de instrumentos GPIB

La instrumentación virtual es una tecnología importante que está haciendo un impacto significativo en la industria, educación e investigación. LabVIEW incorpora adquisición de datos, análisis y presentación en un solo sistema. Para adquirir datos y controlar instrumentos, LabVIEW soporta los protocolos IEEE-488 (GPIB) y RS-232. La librería de análisis ofrece al usuario una matriz comprensiva de recursos para procesamiento de señales,