

# Universidad Autónoma de Baja California



Facultad de Ingeniería



**“CIRCUITO DE CONTROL DE TEMPERATURA Y DE ALIMENTACIÓN PARA UN SISTEMA CRIOGÉNICO UTILIZADO EN LA MEDICIÓN DE DISPOSITIVOS DE MICROONDAS”**

***TESIS PROFESIONAL QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:***

**INGENIERO EN ELECTRÓNICA**

***PRESENTA:***

**MARTÍN HERNÁNDEZ PALOMARES**

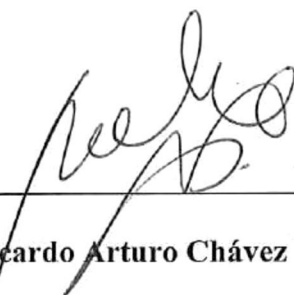
Ensenada B.C

Agosto del 2004

**TESIS DEFENDIDA POR:**

**MARTÍN HERNÁNDEZ PALOMARES**

**APROBADA POR EL SIGUIENTE COMITE**



**M.C. Ricardo Arturo Chávez Pérez**

Presidente del comité



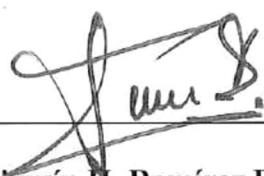
**Dr. José Luis Medina Monroy**

Miembro del Comité



**Dr. Horacio L Martínez Rosas**

Miembro del Comité



**M.C. Benjamín H. Ramírez Durán**

Miembro del Comité



**M.C. Everardo Inzanza González**

Miembro del Comité

Ensenada B.C. 12 de agosto de 2004.

## DEDICATORIA

A **DIOS**, por que se toma la molestia existir en mi vida, simplemente por eso.

A **mis PADRES**, Ramona Palomares Vargas (mi ma chula) y Salvador Hernández Álvarez (Donde quiera que este). Por darme de muy buena fe la alegría de vivir. Por que sin ustedes seria un sin nombre, un sin cara un.... nada.

A **mi esposa Karina**, Por existir en mi mundo y permitirme ser parte de tu gran cascaron (tu sabes de que hablo). Por enseñarme a creer que la luna es de queso y que es mejor que se quede así por muchos años o por lo menos.... mientras amanece.

A **mi hijo Juan Martín** por mostrarme que dios se puede oler y tocar y sentir en una sola sonrisa y a las 3 de la mañana.

A **mis hermanos**, Manuel Hernández Palomares y Mariana Hernández Palomares, Por apoyarme siempre sin basilar en cuanta locura se me ocurrió y se me ocurre. Por haber nacido como mis hermanos y no como los de otro.

A **mis Suegros, José Luis y Maria de Jesús**, Por mostrarme que no solo la vida se trata de vivir sino de vivirla. Que no se puede andar por allí tratando de imponer sus ideas sin antes escuchar y que la ropa sucia se lava en casa. Gracias profes.

A **mis Cuñados, José Luis (Guicho), Maria del Socorro (Soco), Juan Gabriel (Gaby)**, Por su apoyo y comprensión en esos momentos difíciles, cuando me preguntaba si Dios se equivoca o simplemente esta demasiado ocupado como para solucionarme los problemas. Especialmente a Guicho.

## AGRADECIMIENTOS

Al Doctor José Luis Medina Monroy, por sus asesorías, su apoyo para el desarrollo de este trabajo de tesis y por creer en mi aún sin conocerme.

A los sinodales miembros de mi comité de tesis: M.C. Ricardo Chávez Pérez, M.C. Everardo Inzunza González, M.C. Benjamín Ramírez Durán y al Dr. Horacio Luis Martínez Reyes, por su apoyo en la revisión del manuscrito de tesis y por sus asesorías durante mis estudios y durante el tiempo en que estuve trabajando en este trabajo de tesis.

A todos mis maestros de la Facultad de Ingeniería de la UABC por la transmisión de sus conocimientos y sus asesorías, en especial a las profesoras Lydia y Juracy.

A las secretarías y el personal administrativo de la Facultad de Ingeniería de la UABC.

Al Centro de Investigación Científica y de Educación Superior de Ensenada, CICESE, por haber permitido que utilizara sus instalaciones y por haberme otorgado un apoyo económico para el desarrollo de este trabajo.

En particular quiero agradecer al Ing. René Torres del laboratorio de electrónica por las facilidades brindadas para fabricar los circuitos impresos. A Miguel A. Díaz, Ricardo A. Salido, Eduardo Murillo, Luis T. Calvario, Rosa E. Ortiz, Eduardo Redondo, José Luis Olvera, Jaime Alberto Zamudio, Luis Pérez, Eleazar Zúñiga, Ramón Beltrán, y todo aquel que de alguna manera me ayudó a lograr esta meta.

Al CONACYT, por haber apoyado el desarrollo del proyecto de investigación número 35225-A titulado: "Comportamiento dependiente de la temperatura de transistores que operan a frecuencias de microondas y ondas milimétricas", gracias al cual se pudo llevar a cabo este trabajo de manera exitosa.

# **CIRCUITO DE CONTROL DE TEMPERATURA Y DE ALIMENTACIÓN PARA UN SISTEMA CRIOGÉNICO UTILIZADO EN LA MEDICIÓN DE DISPOSITIVOS DE MICROONDAS**

## **CONTENIDO**

	<b>Página</b>
<b>I. INTRODUCCIÓN</b>	1
I.1 Antecedentes	3
I.2 Objetivo	4
I.3 Organización del trabajo	4
<b>II. CONCEPTOS NECESARIOS PARA EL DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE ALIMENTACIÓN Y CONTROL DE TEMPERATURA</b>	5
II.1 Introducción	5
II.2 Sistema criogénico	5
II.3 Medidor- controlador de temperatura	13
II.4 Fundamentos básicos de los componentes utilizados	19
II.4.1 Microcontrolador	19
II.4.2 BUS I2C	37
II.4.3 Memoria EEPROM I2C	41
II.4.4 Módulo LCD	46
<b>III DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE ALIMENTACIÓN Y CONTROL</b>	49
III.1 Introducción	49
III.2 Diseño del circuito o fuente de alimentación	49
III.2.1 Diseño del convertidor AC-DC	50
III.2.2 Diseño de los circuitos reguladores de voltaje	54
III.3 Diseño del circuito controlador de temperatura	61
<b>IV CONTRUCCION Y CARACTERIZACIÓN DE LOS CIRCUITOS</b>	72
IV.1 Introducción	72
IV.2 Metodología de construcción	72
IV.3 Circuitos finales construidos	78
IV.3.1 Convertidor AC-DC	78

IV.3.2 Fuente de alimentación regulada	82
IV.3.3 Controlador de temperatura	89
<b>V CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES</b>	98
<b>REFERENCIAS</b>	101

## LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
1	Diagrama esquemático del sistema criogénico.	6
2	Sistema criogénico conectado a un analizador de redes (a) y compresor con su sistema de enfriamiento (b).	8
3	Vista interior del sistema criogénico.	9
4	Oblea de cobre con sus soportes a), y con el sensor de temperatura y calentador b).	10
5	Detalles del mecanismo de prueba coplanar a) oblea de pruebas, substrato de calibración y puntas de prueba y b) acercamiento de puntas posicionadas sobre un transistor.	10
6	Comportamiento del vacío del sistema en función del tiempo a) vacío primario VACIO1 y b) alto vacío VACIO 2 al enfriarse.	12
7	Comportamiento de la temperatura del sistema en función del tiempo.	12
8	Equipo medidor - controlador de temperatura Lakeshore 321.	13
9	Vista posterior del controlador de temperatura.	13
10	Diagrama simplificado a bloques del controlador Lakeshore.	16
11	Conector DB-9 a RJ-11.	18
12	Conexión cruzada entre el controlador y computadora.	18
13	Configuración del microcontrolador PIC16F87A7.	20
14	Distribución del mapa de programación.	21
15	Configuración típica de un puerto.	24
16	Comunicación asíncrona de 8 bits.	26
17	Conector DB-9 para interface RS-232.	26
18	Interface para conexión del microcontrolador con una PC.	28
19	Microcontrolador en el modo monitor.	29
20	Transmisión de datos a la memoria.	30
21	Cronograma de la transferencia de un comando.	30
22	Cronograma de la transferencia de un dato.	31
23	Mapa de la memoria.	32
24	Circuito básico de un programador.	33
25	Comunicación entre una PC y el microcontrolador.	33
26	Algoritmo para multiplicación de dos números.	35
27	Interconexión entre periféricos.	38
28	Conexión de dispositivos I2C para el modo estándar y modo rápido.	39
29	Transferencia de un BIT válido en el BUS I2C.	39
30	Condiciones de inicio y parada.	40
31	Condiciones de inicio, parada, reconocimiento y condición de espera.	41
32	Transferencia completa de datos.	41
33	Diagrama a bloques de la estructura interna de la memoria 24LC512.	42
34	Distribución de las terminales de la memoria 24LC512.	42
35	Byte de control enviado después de la condición de inicio.	44
36	Byte de control y la palabra de la dirección.	44
37	Escritura de un dato (BYTE).	45
38	Escritura de la dirección en el contador de programa interno de la memoria.	45

39	Lectura de una localidad de la memoria EEPROM I2C.	45
40	Distribución de las terminales del módulo LCD.	46
41	Caracteres del módulo LCD.	48
42	Diagrama simplificado de una fuente de voltaje regulada.	50
43	Circuito transformador – rectificador de voltaje de onda completa.	51
44	Transformador AC-DC diseñado.	53
45	Regulador de voltaje TL783.	56
46	Configuración para aumentar el manejo de corriente en un regulador.	57
47	Regulador de voltaje LM317.	58
48	Convertidor DC-DC PT6640.	59
49	Diagrama esquemático del circuito regulador de voltaje.	60
50	Diagrama a bloques del sistema de control de temperatura.	63
51	Comportamiento de enfriamiento y recuperación del sistema criogénico.	64
52	Gráfica para determinar la inercia de encendido – apagado.	65
53	Conexión del controlador con una PC mediante RS-232.	66
54	Diagrama eléctrico del sistema de control auxiliar.	68
55	Detalle del arreglo de relevadores de 220 Volts/ 30 Amperes.	69
56	Pantalla de inicio del controlador de temperatura.	70
57	Pantalla del LCD cuando se presiona el botón de monitoreo y control.	71
58	Pantalla del módulo LCD cuando se presiona el botón de descarga.	71
59	Ejemplo de circuito diseñado mostrando la cara de componentes.	73
60	Ejemplo de un circuito diseñado mostrando la cara de las pistas.	73
61	Cámara ampliadora reductora AGFA GEVAERT.	74
62	Proceso para generar la mascarilla del circuito.	75
63	Mascarilla del circuito.	75
64	Enroladora térmica utilizada para fijar la filmina en el cobre.	76
65	Máquina para exposición de la filmina a la luz UV.	77
66	Revelado de la filmina.	78
67	Circuito impreso final del convertidor AC-DC.	79
68	Convertidor AC-DC completo.	79
69	Banco para la caracterización de la fuente de alimentación.	80
70	Mediciones de alterna a las salidas 1 y 2 del secundario del transformador.	81
71	Medición a la salida 1 del convertidor AC-DC. a) salida en DC y b) componente alterna.	82
72	Medición a la salida 2 del convertidor AC-DC. a) salida en DC y b) componente alterna.	82
73	Circuito regulador de voltaje ensamblado.	83
74	Circuito impreso del regulador de voltaje.	84
75	Convertidor DC-DC PT6604.	84
76	Transistores de potencia montados en un disipador.	85
77	Circuito regulador de voltaje completo.	86
78	Medición de las características AC de la salida #4.	88
79	Medición del rizo en AC de la salida #13.	88
80	Controlador auxiliar de temperatura completo.	89
81	Fotografía del controlador de temperatura auxiliar.	90
82	Fotografía del circuito impreso del controlador de temperatura terminado.	91

83	Conexión del controlador de temperatura con el sistema criogénico.	91
84	Resultados del control de temperatura a $130^{\circ} K$ .	92
85	Estabilización de temperatura en $150^{\circ} K$ y $77^{\circ} K$ .	93
86	Estabilización inicial de la temperatura en $77 \pm 0.5^{\circ} K$ .	94
87	Estabilización de la temperatura en $77 \pm 0.2^{\circ} K$ .	95
88	Montaje global de los circuitos desarrollados.	96
89	Montaje de los circuitos desarrollados en el sistema criogénico.	96
90	Conexión de los circuitos desarrollados con los equipos del banco de medición.	97

## LISTA DE TABLAS

<b>Figura</b>		<b>Página</b>
I	Especificaciones del medidor Lakeshore 321	14
II	Funciones del panel frontal del controlador Lakeshore 321.	15
III	Características de la interfase serie del controlador.	17
IV	Comandos para operación remota del controlador.	19
V	Características de Microprocesadores de Microchip.	19
VI	Combinaciones posibles del mapa de datos.	23
VII	Asignaciones de las terminales del RS-232.	27
VIII	Valores SPBRG en función de la velocidad.	28
IX	Comandos para el modo monitor.	31
X	Función de las terminales de la memoria 24LC512.	43
XI	Función de las terminales del módulo LCD.	47
XII	Comandos para el módulo LCD.	48
XIII	Mediciones en el secundario del transformador.	80
XIV	Características AC y DC a las salidas del convertidor.	81
XV	Características de las salidas de voltaje de la fuente.	86
XVI	Resultados de la medición en DC de las salidas de la fuente.	87
XVII	Resultados de la medición en AC de las salidas de la fuente.	87

# CIRCUITO DE CONTROL DE TEMPERATURA Y DE ALIMENTACIÓN PARA UN SISTEMA CRIOGÉNICO UTILIZADO EN LA MEDICIÓN DE DISPOSITIVOS DE MICROONDAS

## I. INTRODUCCIÓN

En el CICESE se desarrolló un sistema criogénico con el fin de medir dispositivos y componentes de microondas y ondas milimétricas, el cual opera hasta una frecuencia máxima de 40 GHz y es capaz de enfriar componentes y dispositivos desde temperatura ambiente 20°C (293 K) y hasta temperaturas cercanas a los -262.15°C (11K) [1,2]. Este sistema se utiliza para medir el comportamiento dependiente de la temperatura de transistores tipos: MESFET, HEMT's y P-HEMT's los cuales son realizados con semiconductores compuestos de Arseniuro de Galio (GaAs) o bien de Fosfuro de Indio (InP). Además, es posible medir otros tipos de componentes pasivos o activos (amplificadores criogénicos, etc.) cuyo comportamiento mejora al enfriarlos. Estos dispositivos se enfrían para mejorar sus características de ruido y ganancia y así obtener los diversos tipos de parámetros que describen al dispositivo a temperaturas bajas. Con los parámetros del dispositivo, se podrá estar en disponibilidad de diseñar amplificadores de muy bajo nivel de ruido y detectores con aplicaciones en comunicaciones vía satélite y radioastronomía, que son sistemas donde el nivel de las señales que se reciben es muy pequeño.

Debido a que en las aplicaciones mencionadas generalmente llegan a la tierra señales muy débiles emitidas o reflejadas por objetos muy lejanos como pueden ser satélites, estrellas, planetas, y otros cuerpos celestes, las señales requieren ser amplificadas para poder extraer información útil. Para dicha tarea se utilizan amplificadores de bajo ruido, que tienen la característica de que el ruido que ellos mismos producen debe ser mínimo para evitar que altere las señales recibidas. Algunos de los componentes electrónicos utilizados para amplificar señales generan menos ruido si se enfrían, por lo tanto, se diseñan amplificadores con muy bajo nivel de ruido que operan a muy bajas temperaturas (temperaturas criogénicas).

Los parámetros que se pueden medir para un transistor son los estáticos, dinámicos y de ruido, en función de los voltajes y corrientes aplicados, la temperatura de operación y las impedancias presentadas. Los parámetros estáticos o de DC se pueden medir configurando un banco de medición formado por 2 fuentes de voltaje, dos voltímetros y dos amperímetros,

que permiten obtener las características voltaje corriente del dispositivo, la corriente de saturación  $I_{dss}$ , su transconductancia  $g_m$ , etc.; mientras que los parámetros dinámicos o de radiofrecuencia (RF) se obtienen generalmente empleando un analizador de redes vectorial, el cual permite obtener una matriz de parámetros "S" para cada frecuencia, para cada condición de alimentación y para cada condición de temperatura.

Los parámetros de ruido de transistores de alta frecuencia se pueden obtener configurando un banco de medición constituido por un generador de ruido, un sintonizador de microondas, un receptor, un medidor de ruido y un analizador de redes principalmente. Para obtener los parámetros de ruido de un transistor se requiere medir el comportamiento de ruido del transistor o dispositivo, correspondiente a un conjunto de impedancias presentadas a su entrada, bajo diferentes voltajes y corrientes aplicadas y a diferentes temperaturas. Con los valores medidos de impedancia, las cuales se miden empleando un analizador de redes y efectuando una corrección para el plano de referencia, y con los valores medidos de su ruido asociado, se efectúa un proceso matemático para obtener los parámetros de ruido del dispositivo.

En este trabajo se desarrolla por un lado, un circuito electrónico que permite proveer la energía necesaria (voltajes) para alimentar tanto dispositivos de efecto de campo tipos MESFET, HEMT's y P-HEMT's, como amplificadores híbridos y monolíticos de microondas, además de proveer los voltajes requeridos por los componentes y equipos que constituyen el banco de medición de ruido. Por otro lado, se diseña y construye un circuito que permite establecer y controlar una temperatura deseada dentro del intervalo de 293K a 11K. Para ello, se utiliza un sensor de temperatura de diodo de silicio, un medidor de temperatura, un calentador, un refrigerador y un compresor criogénico.

Es posible controlar la temperatura mediante un calentador y una fuente de alimentación, sin embargo esta opción no permite establecer y controlar temperaturas superiores a los 30 K, razón por la cual se deben analizar y proponer otras opciones que permitan establecer y controlar temperaturas fijas, como por ejemplo (77K) o (100K). Debido a que los dispositivos de efecto de campo que operan a frecuencias muy elevadas son muy pequeños, (con longitudes de compuerta de  $0.1 \mu\text{m}$ ), presentan una alta sensibilidad a descargas estáticas y picos de corriente, razón por la cual, se deberá tener especial cuidado en el diseño del circuito de alimentación. Se diseñan y construyen los circuitos impresos de un

circuito convertidor AC-DC, diferentes reguladores acondicionadores de voltaje y un circuito controlador y estabilizador de temperatura.

## 1.1 ANTECEDENTES

En el ámbito mundial se realizan esfuerzos para resolver problemas y mejorar los equipos y métodos de caracterización de dispositivos a frecuencias de microondas y ondas milimétricas.

En el **CICESE** ya se han hecho algunos experimentos relacionados con la medición de parámetros estáticos que han permitido obtener de manera automatizada las características voltaje corriente del dispositivo, la corriente de saturación  $I_{dss}$ , su transconductancia  $g_m$  y su conductancia de salida  $G_{DS}$ . Los parámetros estáticos o de DC se miden configurando un banco de medición formado por 2 fuentes de voltaje, dos voltímetros y dos amperímetros, los cuales son controlados por medio de una interfaz IEEE-488 (HP-IB) [3]. Por otro lado, se desarrolló un programa de cómputo en MATLAB para poder medir y extraer los parámetros de ruido de dispositivos de manera automatizada [4]. En el **CICESE** se tiene disponible un banco de medición de transistores constituido por un equipo analizador de redes HP8510C que opera hasta 50 GHz [5], un medidor de ruido HP8970A [6], un controlador del sintonizador de impedancias [7] y un oscilador sintetizador de frecuencias [8], los cuales cuentan con interfase del tipo HP-IB para su control. Para controlar los diferentes equipos del banco de medición y llevar a cabo la adquisición de datos, se cuenta con una tarjeta GP-IB National Instruments tipo PCI, compatible con el estándar IEEE 488.2., que junto con los programas desarrollados en [3 y 4] permiten obtener de manera automatizada los parámetros estáticos, dinámicos y de ruido de dispositivos de microondas. Para medir transistores a una temperatura deseada dentro del rango de temperaturas de 11K a 293K, y bajo las condiciones de operación adecuadas que permitan determinar el comportamiento del dispositivo, se requiere diseñar y construir un circuito de alimentación protegido contra picos de voltaje, que permita proveer los voltajes regulados necesarios a los dispositivos, además de un controlador de temperatura del sistema criogénico, diseñado basándose en las características del sistema criogénico y siguiendo las precauciones de los fabricantes del medidor de temperatura Lakeshore [9] y del refrigerador criogénico [10].

## **I.2 OBJETIVO**

El objetivo de este trabajo es el de diseñar y construir un circuito de alimentación que permita proveer los voltajes y corrientes necesarios para operar dispositivos y componentes de alta frecuencia (HEMTS, P-HEMT's, amplificadores híbridos y monolíticos, etc.) y que además permita efectuar el control y estabilización de la temperatura del sistema criogénico a una temperatura a la cual se desee efectuar la medición de los dispositivos y componentes de microondas y ondas milimétricas.

## **I.3 ORGANIZACIÓN DEL TRABAJO**

En el capítulo II se describe el sistema criogénico desarrollado en CICESE, el medidor controlador de temperatura Lakeshore, y se presentan los conceptos necesarios para entender el funcionamiento de los componentes más representativos que se utilizan en el desarrollo de los circuitos de alimentación y control de temperatura. En el capítulo III se describe el proceso de diseño de los diferentes circuitos. En el capítulo IV se describe la metodología utilizada para la construcción de los circuitos, se presentan los circuitos construidos y se incluyen los resultados de la caracterización de los mismos. Por último, en el capítulo V se presentan las conclusiones y recomendaciones de este trabajo de tesis.

## II. CONCEPTOS NECESARIOS PARA EL DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE ALIMENTACIÓN Y CONTROL DE TEMPERATURA

### II.1 Introducción

En este capítulo se exponen los conceptos necesarios para realizar el circuito auxiliar estabilizador de temperatura del sistema criogénico, además, de los necesarios para el diseño de la fuente de alimentación. En primer lugar, se proporciona una breve descripción del sistema criogénico, enseguida se presenta el equipo medidor – controlador de temperatura Lakeshore y finalmente se hace una descripción de los componentes más relevantes que se utilizan en el desarrollo de los circuitos objeto de este trabajo de tesis.

### II.2 Sistema criogénico

Para determinar las características de los dispositivos a bajas temperaturas, se han desarrollado diversas técnicas que permiten enfriar al dispositivo o componente bajo prueba, entre los que se cuentan aquellos que utilizan nitrógeno líquido donde se introduce el dispositivo para enfriarlo a una temperatura fija de 77°K, los que emplean Helio líquido para enfriarlo a temperaturas cercanas a los 10°K y los frío refrigeradores de ciclo abierto o los de ciclo cerrado. Estos últimos, tienen la ventaja de no consumir helio para su operación.

En el diseño del sistema criogénico, se determinaron los factores que se deben tomar en consideración para especificar detalladamente el equipo, materiales, accesorios y fluidos necesarios, que se utilizan para instrumentar un banco para medición de dispositivos de microondas a temperaturas criogénicas.

Las características más importantes del sistema criogénico son:

1. Opera en el intervalo de frecuencias de DC hasta 40 GHz.
2. Enfría Dispositivos Bajo Prueba (DBP) desde temperatura ambiente 293 °K hasta temperaturas criogénicas cercanas a 11 °K.
3. Logra un vacío primario cercano a  $10^{-3}$  Torr, para evitar condensación y formación de hielo y puede alcanzar vacíos de hasta  $2 \times 10^{-5}$  Torr.
4. Es posible mover las puntas de prueba coplanares desde el exterior de la cámara con movimientos precisos y repetitivos (entre 1 y 3  $\mu$ m).
5. Provee hasta 11 voltajes de alimentación (6 positivos y 5 negativos) para energizar circuitos integrados monolíticos o hasta 5 etapas de amplificación.
6. Permite calibrar a temperaturas criogénicas desde fuera de la cámara cuando se utilizan puntas coplanares.

7. Es posible medir los parámetros estáticos, dinámicos y de ruido de dispositivos MESFET, HEMT's y PHEMT's en sus diferentes configuraciones (Chip, empaquetado y coplanar u en oblea).
8. Permite medir circuitos integrados monolíticos con terminales coplanares.
9. Permite medir componentes conectorizados de microondas (amplificadores, osciladores, mezcladores, filtros entre otros).

Tomando en consideración las características del sistema criogénico, para diseñarlo, se dividió en tres subsistemas básicos: un subsistema de enfriamiento basado en un refrigerador de ciclo cerrado que emplea Helio de alta pureza como refrigerante y que es capaz de alcanzar temperaturas extremadamente bajas ( $10^{\circ}\text{K}$  ó  $-263.15^{\circ}\text{C}$ ), un subsistema de vacío empleado para extraer los gases que provocan la formación de hielo en la oblea de pruebas y en el dispositivo o componente bajo pruebas, así como de un subsistema de pruebas de RF que permite obtener los parámetros de dispersión "S" y de ruido de dispositivos y las características de un componente o sistema que opere a temperaturas bajas hasta 40 GHz.

Para diseñar el sistema y satisfacer las especificaciones proporcionadas anteriormente, se utiliza la teoría, así como los conceptos y sugerencias disponibles en la literatura [10-13]. En la figura 1 se presenta el diagrama esquemático del sistema criogénico diseñado y construido en el CICESE, en la cual se pueden apreciar los diferentes elementos que lo componen.

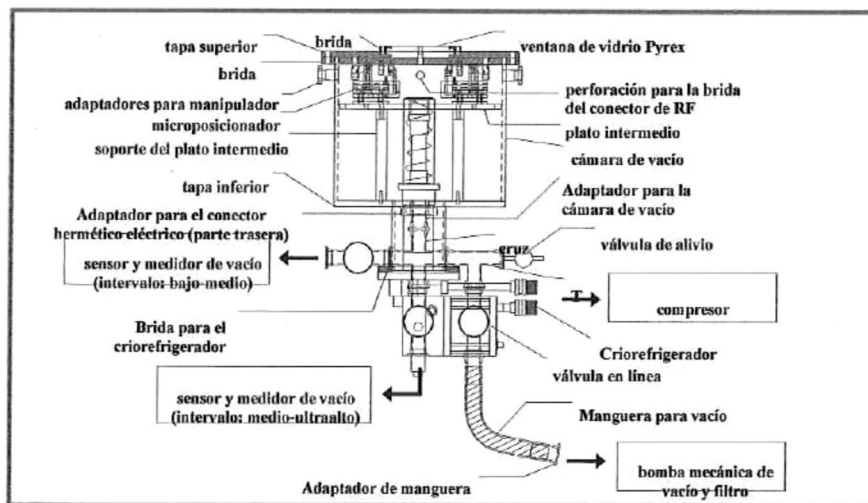


Figura 1. Diagrama esquemático del sistema criogénico.

La figura 1 muestra el subsistema de crió refrigeración o de enfriamiento, el cual utiliza como elemento principal un crió refrigerador de ciclo cerrado de dos etapas y un compresor de la compañía CTI-Cryogenics [10]. El crió refrigerador emplea Helio como refrigerante y mediante el proceso de compresión, expansión y regeneración, es capaz de alcanzar temperaturas extremadamente bajas ( $10^0\text{K}$  o  $-263.15^0\text{C}$ ). El compresor se enfría por agua, para lo cual se diseñó y construyó un sistema de enfriamiento recirculante, que consiste de un depósito con agua destilada, una bomba de agua, un radiador y ventilador. Con el fin de conocer la temperatura a la cual se encuentra la base de pruebas, que soporta al dispositivo bajo prueba DBP, se emplea un sensor de temperatura de diodo de silicio y el medidor - controlador de temperatura Lakeshore [9].

El subsistema de vacío, está constituido principalmente por una cámara de vacío de acero inoxidable - antimagnético tipo 304 que tiene un diámetro de 30.8 cms y con 1.27 cms de espesor, una bomba de vacío mecánica rotatoria de dos etapas, tres válvulas de paso y una de alivio, líneas de conexión, un sensor y un medidor para bajo vacío (hasta  $10^{-3}\text{Torr}$ ), así como un segundo sensor y su respectivo medidor para alto vacío ( hasta  $10^{-10}\text{Torr}$ ). El vacío en el interior de la cámara es mejor a  $10^{-3}\text{Torr}$  con el propósito de que el sistema criogénico pueda alcanzar temperaturas entre  $10^0\text{K}$  y  $20^0\text{K}$  y al mismo tiempo evitar la condensación y formación de hielo en la oblea o base de pruebas y en el dispositivo bajo prueba. Si se logra un mejor vacío, más rápido se alcanza la mínima temperatura.

El subsistema de pruebas de RF permite obtener los parámetros de dispersión "S" y de ruido de dispositivos y componentes hasta 40 GHz, mediante un banco de medición apropiado descrito en [4]. Este consiste principalmente de una base de pruebas (enfriada) fabricada en cobre donde se coloca el dispositivo o componente a medir, dos posicionadores mecánicos en tres ejes diseñados y construidos totalmente en el CICESE, seis manipuladores herméticos que permiten mover a los posicionadores desde fuera de la cámara, un conector eléctrico hermético de 20 terminales para aplicación de voltajes de DC, dos conectores de RF herméticos tipo K construidos en el CICESE para operar hasta 40 GHz, dos cables flexibles de RF con conectores tipo K y dos puntas de prueba coplanar que operan hasta 50 GHz.

El sistema criogénico se construyó en el taller de mecánica fina del CICESE y se muestra en la figura 2a conectado a un analizador de redes vectorial que opera hasta 50 GHz. En la figura 2b se muestra el compresor del crió refrigerador y su sistema de enfriamiento por

agua recirculante, en donde se pueden apreciar la línea (manguera) que provee helio hacia el crío refrigerador y la línea de retorno.

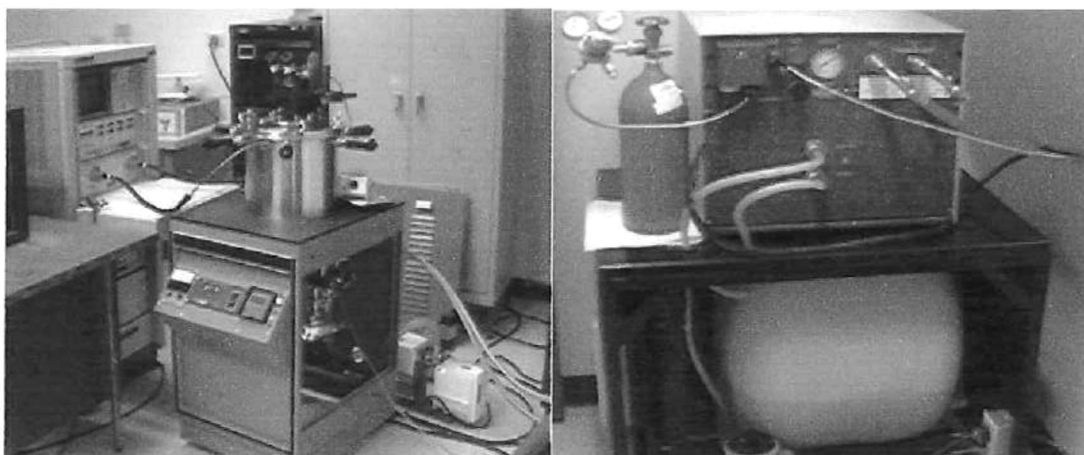


Figura 2. Sistema criogénico conectado a un analizador de redes (a) y compresor con su sistema de enfriamiento (b).

El crío refrigerador o dedo frío, se conectó a la base de pruebas empleando trencillas de cobre, con el propósito de minimizar la vibración y transmitir frío por conducción. Es bien conocido que el calor desde el exterior de la cámara se puede transmitir a la oblea de pruebas por conducción y por radiación. El mecanismo que predomina en este sistema es el de conducción y en menor manera el de radiación. Para evitar la vibración y a la vez disminuir la temperatura, en primer lugar se estudió el comportamiento de la conductividad térmica de varios materiales aislantes, para lo cual se fabricaron piezas de diferentes materiales con las mismas dimensiones y se midió la transferencia de calor en cada uno de ellos. Los materiales estudiados fueron el vidrio Pyrex y diversos polímeros (policloruro de vinilo  $\text{CH}_2\text{-CHCl}$ , politetrafluoroetileno PTFE, nylon, mica, fibra de vidrio y plexiglas). Los materiales con menor conductividad térmica o mejor aislamiento de calor y con mayor dureza fueron los de policloruro de vinilo de color blanco y gris. Con estos materiales se diseñaron diferentes soportes para la base de pruebas. En la figura 3 se muestra una vista interior del sistema criogénico, en donde se pueden apreciar los soportes de la base de pruebas, en donde se pueden observar el soporte interior blanco donde se soporta la base de cobre y el soporte exterior gris que sirve de soporte para el primero. Los soportes están conectados físicamente con una pantalla de cobre antirradiación que se coloca en la primera etapa y cubre la segunda

etapa del crió refrigerador y la oblea o base de pruebas, para prevenir el calentamiento por ondas electromagnéticas en el infrarrojo y también la temperatura que emiten los posicionadores y elementos externos que se encuentran a temperatura ambiente ( $290^{\circ}\text{K}$ ), debido a que tienen una temperatura mayor al cero absoluto, de acuerdo con la Ley de Plank.

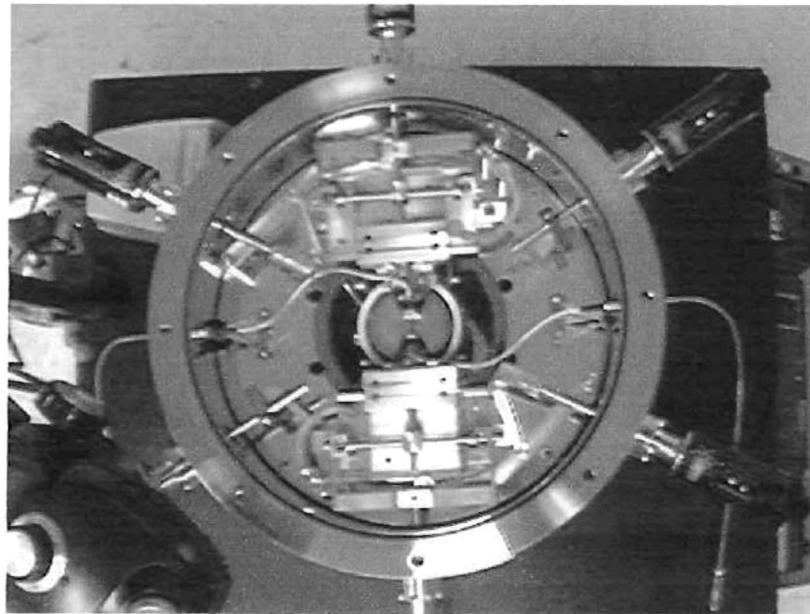


Figura 3 Vista interior del sistema criogénico.

En la figura 4a se muestra un acercamiento de la base de pruebas montada en el soporte antivibración, que permite disminuir la transferencia de calor hacia la oblea de pruebas y con la cual se logró obtener  $11^{\circ}\text{K}$  minimizando la vibración. La oblea o base de pruebas fabricada en cobre, se conectó al crió refrigerador o dedo frío por cuatro trencillas de Cobre con Indio (Cu-In), con el propósito de mantener una buena conductividad térmica y mantener flexibilidad. La figura 4b muestra la manera en que se conectan las trencillas de cobre, el sensor de temperatura y el calentador.

La figura 5a muestra la oblea de pruebas con un substrato de calibración y en la figura 5b se puede apreciar la manera en que un transistor (colocado en la oblea fría) se mide mediante las puntas de prueba coplanar.

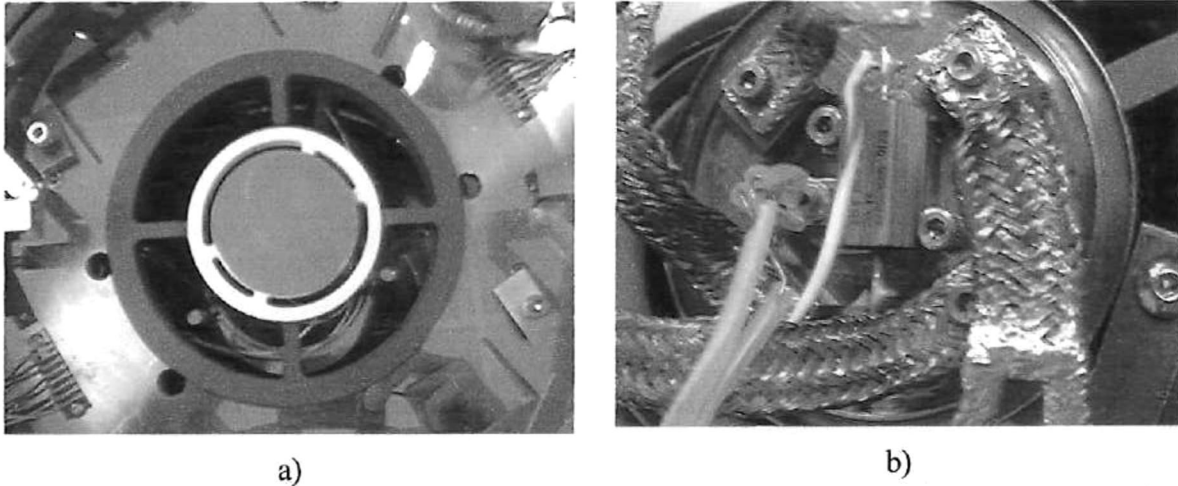


Figura 4. Oblea de cobre con sus soportes a), y con el sensor de temperatura y calentador b).

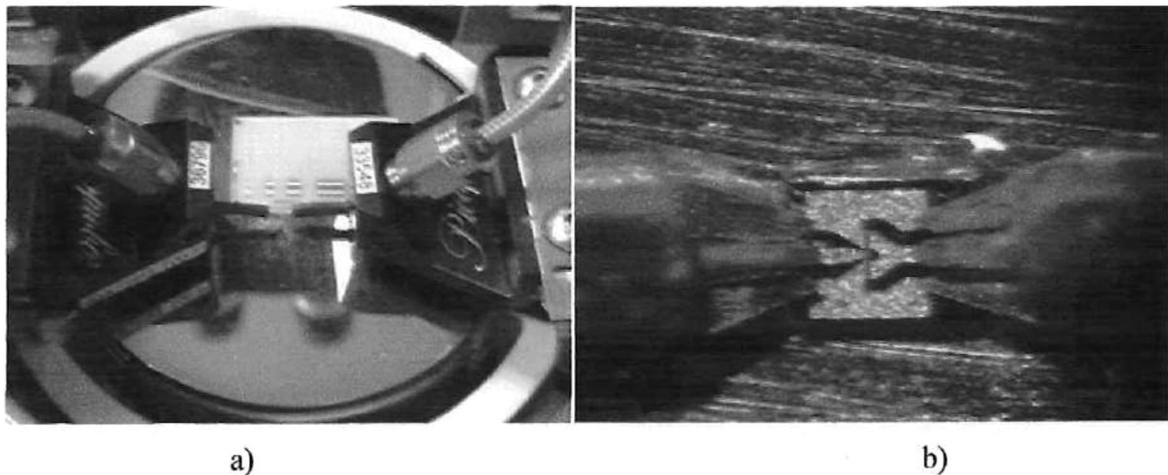


Figura 5. Detalles del mecanismo de prueba coplanar a) oblea de pruebas, sustrato de calibración y puntas de prueba y b) acercamiento de puntas posicionadas sobre un transistor.

El sistema criogénico desarrollado se caracterizó principalmente en términos del vacío máximo alcanzado y la temperatura mínima lograda. Con el propósito de evaluar el comportamiento de vacío de la cámara, se realizaron diversas pruebas de vacío. Uno de los resultados obtenidos de la medición del vacío del sistema a temperatura ambiente en función del tiempo se muestra en la figura 6 denominada como VACIO1. Al encender la bomba de vacío se tenía un vacío de 760 Torr y disminuye rápidamente hasta alcanzar vacíos de  $20 \times 10^{-3}$  Torr en 5 minutos. A partir de ese punto, el vacío se va mejorando lentamente hasta llegar a obtener  $1 \times 10^{-3}$  Torr en 49 minutos. Cabe mencionar que el tiempo se mejora

sustancialmente llegando a obtener 1 millitorr en 17 minutos cuando la cámara está libre de impurezas.

Cuando se obtienen vacíos cercanos a 1 millitorr, se enciende el frío refrigerador y su compresor. Al irse enfriando el sistema la temperatura de las etapas frías desciende gradualmente hasta convertirse en una trampa fría. Las moléculas de H<sub>2</sub>O así como también el N<sub>2</sub>, O<sub>2</sub> y el Ar que aun permanezcan en el interior de la cámara de vacío serán atrapadas por esta trampa fría, mejorando aún más el vacío en el interior de la cámara hasta aproximadamente 10<sup>-5</sup> Torr. Este efecto se muestra también en la figura 6 en la curva denominada como VACIO2, el cual inicia en 1 millitorr y disminuye fuertemente entre los 10 y 15 minutos de haberse encendido el frío refrigerador y que es cuando se alcanzan aproximadamente 200 °K. Posteriormente el vacío se mantiene casi constante y vuelve a disminuir fuertemente a los 32 minutos, tiempo en el cual la temperatura ha disminuido hasta cerca de 50 °K, lográndose vacíos cercanos a 2x10<sup>-5</sup> Torr.

En la figura 7 se muestra el comportamiento de temperatura del sistema en función del tiempo. Esta prueba se realizó con la estructura de policloruro de vinilo suspendida en dos segmentos de hule y agregando Indio (In) a las trencillas de cobre. Al hacer esto se logró alcanzar los 20°K en 33.9 minutos y los 11°K en 54.5 minutos consiguiéndose minimizar la vibración.

Para controlar la temperatura, es importante caracterizar el comportamiento de la temperatura del sistema en función del tiempo. Este comportamiento depende del peso de la oblea de cobre, de la carga calorífica que se conduce a través del soporte, de los cables que conectan al sensor y al calentador, de las puntas de prueba y de los posicionadores, así como del calor generado por el dispositivo bajo prueba el cual depende tanto del voltaje como de la corriente aplicados.

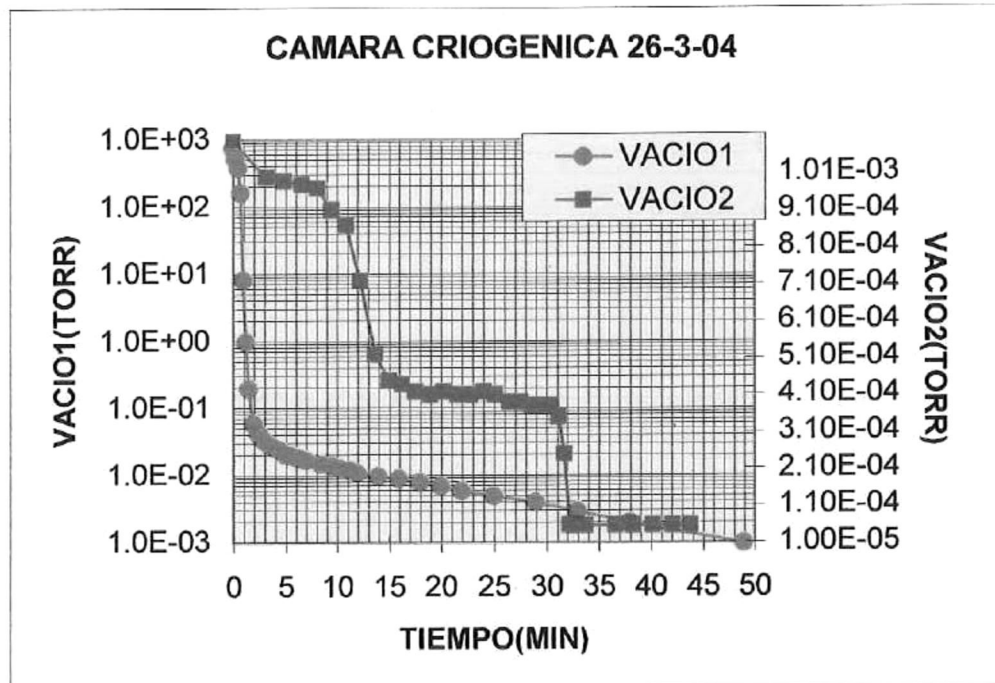


Figura 6. Comportamiento del vacío del sistema en función del tiempo a) vacío primario VACIO1 y b) alto vacío VACIO 2 al enfriarse.

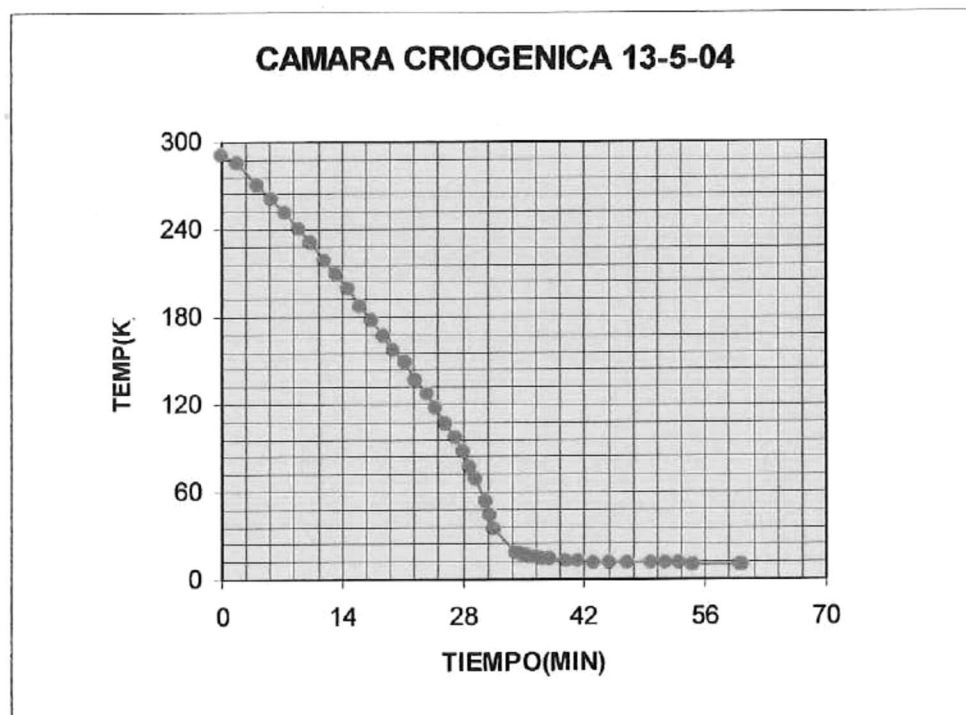


Figura 7. Comportamiento de la temperatura del sistema en función del tiempo.

### II.3 Medidor - Controlador de temperatura

En esta sección se describen algunos aspectos y datos importantes del medidor - controlador de temperatura Lakeshore modelo 321 [9]. El controlador de temperatura 321, mostrado en la figura 8 representa una solución simple y económica para las necesidades básicas de medición y control de temperatura. El controlador despliega la temperatura en grados Kelvin, y Centígrados. Contiene una pantalla de cristal líquido LCD de 2 x 16 la cual despliega simultáneamente la temperatura medida, la deseada “setpoint”, el rango del calentador y el porcentaje de corriente entregada al calentador. En la figura 9 se muestra el panel posterior del medidor – controlador Lakeshore 321.

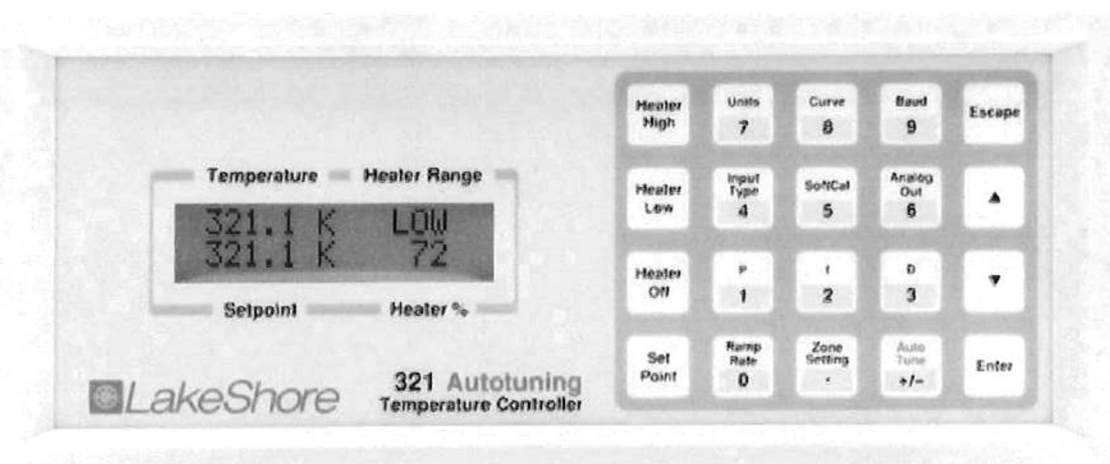


Figura 8 Equipo medidor - controlador de temperatura Lakeshore 321.

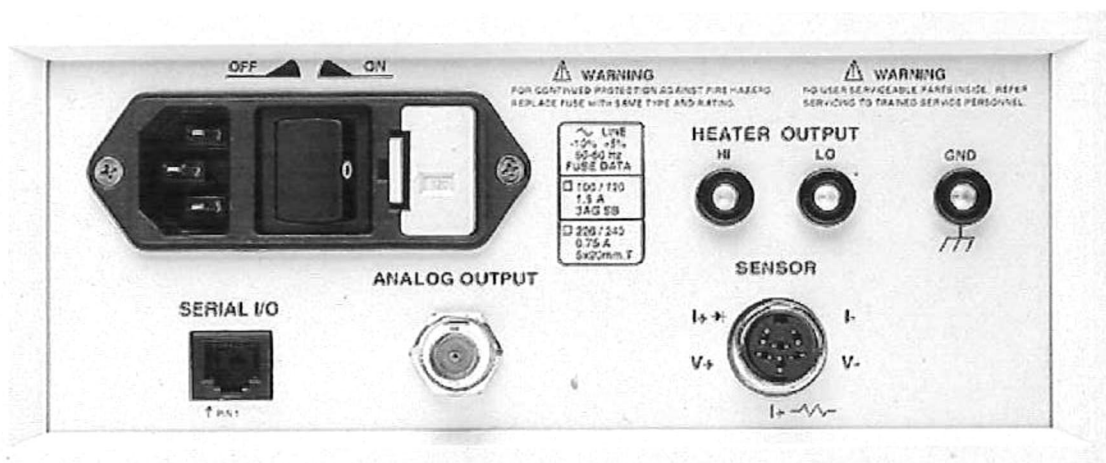


Figura 9 Vista posterior del controlador de temperatura.

El controlador recibe información de un sensor para medir la temperatura. El controlador contiene internamente un software que compara los datos obtenidos por el sensor de temperatura y el “setpoint” ingresado, y de acuerdo a la opción de control seleccionada P, PI o PID realiza las correcciones necesarias en las tres variables P (Proporcional), I (Integral), y D (Derivativo), con el propósito de reducir la diferencia entre la temperatura medida y la deseada establecida por el “setpoint”. Para ello, el controlador varía la corriente introducida a un calentador colocado en la oblea de pruebas, mandándole más corriente para aumentar la temperatura de la oblea y menos corriente para reducirla.

El controlador tiene dos modos de operación para el calentador: en el modo alto la potencia máxima que puede ser entregada al calentador es de 25 watts, mientras que en el modo bajo esta potencia solo llega a 2.5 watts. La potencia entregada hacia el calentador se controla variando la corriente de salida, reduciendo el ruido que pudiera generar el controlador mismo en el sistema. Las especificaciones del medidor Lakeshore modelo 321 se proporcionan en la Tabla I.

**Tabla I Especificaciones del medidor Lakeshore 321.**

<b>Número de entradas</b>	<i>uno</i>
<b>Tipos de sensores permitidos</b>	<i>Diode de silicio RTD de platino Termopar</i>
<b>Tipo de control</b>	<i>Digital</i>
<b>Modos automáticos de control</b>	<i>P PI PID</i>
<b>Modos manuales de control</b>	<i>Proporcional Integral Derivativo</i>
<b>Estabilidad del controlador</b>	<i><math>\pm 0.1 K</math> varía de acuerdo al sistema de enfriamiento</i>
<b>Resolución del setpoint</b>	<i>0.1 K o C</i>
<b>Tipo de salida al calentador</b>	<i>Fuente análoga de Corriente</i>
<b>Resolución del calentador</b>	<i>15 bit.</i>
<b>Rangos de potencia del calentador</b>	<i>25 y 2.5 Watts</i>
<b>Máxima corriente hacia el calentador</b>	<i>1A</i>
<b>Carga para lograr máxima potencia (heater)</b>	<i>25 ohm</i>
<b>Salida análoga</b>	<i>0 a 10V @ 10mA max que corresponde a la temperatura medida.</i>
<b>Interfase</b>	<i>Serial RS232 @ 300 o 1200 bps, Conector RJ-11</i>
<b>alimentación</b>	<i>120V @ 60 Hz</i>

Las funciones y características del panel frontal del controlador mostrado en la figura 8 se muestran en la Tabla II.

**Tabla II Funciones del panel frontal del controlador Lakeshore 321.**

<b>Pantalla LCD</b>	En la pantalla de cristal líquido (LCD) se despliega la temperatura medida, la deseada (setpoint), el nivel del calentador seleccionado y el porcentaje de corriente suministrado por el controlador al calentador.
<b>HEATER LOW</b>	Se usa para seleccionar el modo bajo del calentador y entregar una potencia máxima de 2.5 Watts.
<b>HEATER OFF</b>	Apaga el calentador independientemente del modo en que este se encuentre trabajando.
<b>SETPOINT</b>	Permite ingresar la temperatura en la que se quiere que el controlador establezca la temperatura del sistema criogénico.
<b>UNITS</b>	Configura el tipo unidades a desplegar en el LCD, y pueden ser °K, °C ó inclusive las unidades del sensor de temperatura en volts, mvolts y en ohms.
<b>INPUT TYPE</b>	Despliega el tipo de sensor de temperatura seleccionado para trabajar con el controlador.
<b>RAMP RATE</b>	Permite ingresar la relación con la que cambia la temperatura con respecto al setpoint ingresado.
<b>CURVE</b>	Se utiliza para seleccionar la curva de respuesta del sensor utilizado.
<b>SOFTCAL</b>	Permite al usuario mejorar la exactitud del sensor establecida en la curva estándar, calibrando su propio sensor.
<b>ZONE SETTING</b>	El usuario puede ingresar hasta 10 zonas de trabajo consecutivas. Estas zonas son propias de cada sistema criogénico.
<b>BAUD</b>	Se utiliza para seleccionar la velocidad de transferencia del puerto serie del controlador, las velocidades disponibles son 300 y 1200 bps.
<b>AUTO TUNE</b>	Para seleccionar los valores de P, I y D automáticamente.
<b>P</b>	Para ajustar manualmente el valor de P (Proporcional)
<b>I</b>	Para ajustar manualmente el valor de I (Integral)
<b>D</b>	Para ajustar manualmente el valor de D (Derivativo)
<b>ESCAPE</b>	Para cancelar cualquier acción y que los valores anteriores de cualquier opción se mantengan intactos.
↑	Para moverse hacia arriba entre las diferentes opciones de cada función
↓	Para moverse hacia abajo entre las diferentes opciones de cada función.
<b>ENTER</b>	Esta tecla se usa para que los nuevos valores ingresados sean los asignados.

Las funciones y los conectores del panel trasero del controlador mostrado en la figura 9 son las siguientes: En la parte superior izquierda se tiene el conector principal de alimentación 120v @ 60Hz, un fusible de protección y el interruptor de encendido. En la parte inferior izquierda se tiene un conector del tipo RJ-11, que se utiliza para realizar la comunicación serie con el equipo. Las velocidades disponibles son 300 y 1200 bps con el protocolo RS-232. A la derecha de éste conector, se tiene un conector BNC que entrega un nivel de voltaje (analógico) de salida linealizado entre 0V y 10V de corriente directa

correspondiente a la temperatura medida por el sensor (0 a 1000K), teniendo una sensibilidad de 10mV/K. En la parte inferior derecha se cuenta con un conector etiquetado que se utiliza para conectar los sensores de temperatura. Por último, la parte superior derecha tiene tres conectores del tipo banana que se utilizan para conectar el calentador. El calentador se debe conectar entre los conectores denominados HI y LO. El calentador que se recomienda debe tener una resistencia de 25  $\Omega$  para que en el rango alto proporcione 25Watts de potencia. La corriente máxima en el rango alto (HI) es de 1 Ampere y en el rango bajo (LO) es de 0.31A.

El diagrama simplificado a bloques del controlador se presenta en la figura 10.

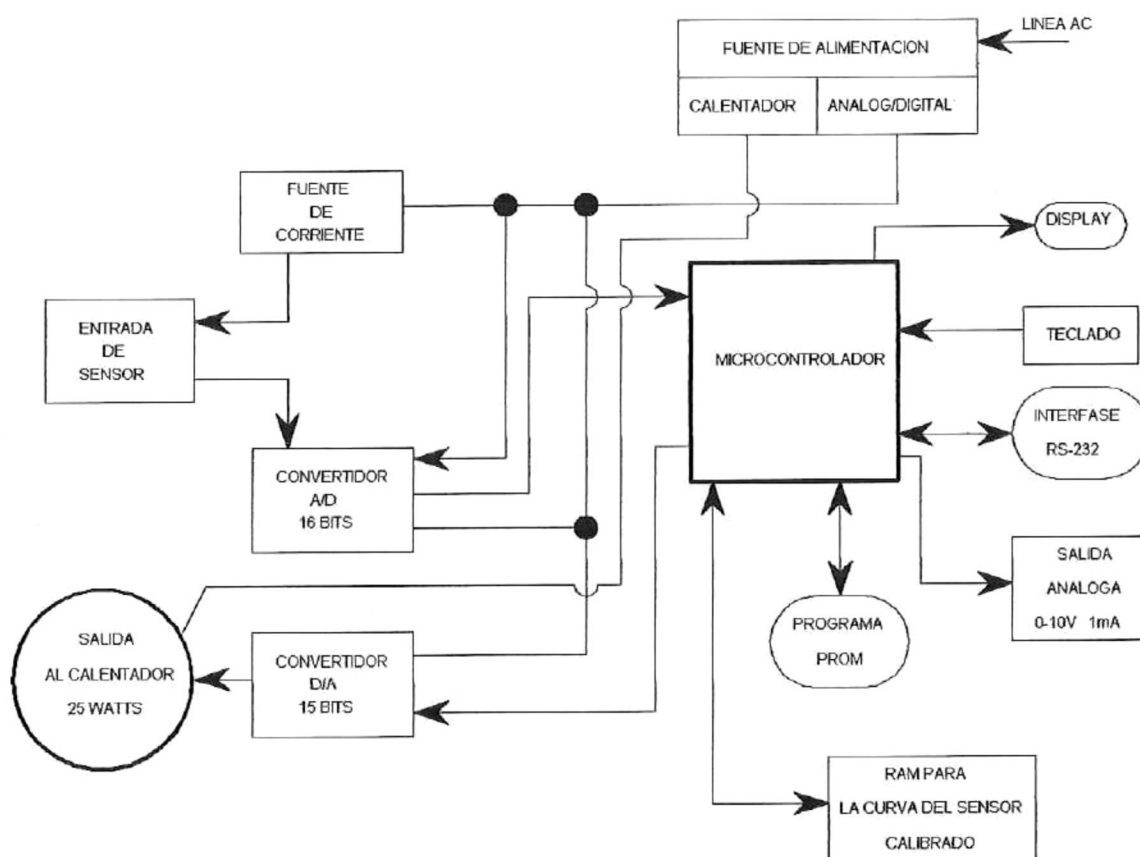


Figura 10. Diagrama simplificado a bloques del controlador Lakeshore.

Como se puede apreciar en la figura 10, el controlador 321 recibe una señal analógica del sensor de temperatura, se convierte a digital y se recibe en un microcontrolador. El microcontrolador se encarga de tratar de controlar la temperatura enviándole la corriente

requerida al calentador. El programa y la información se encuentran almacenados en una memoria PROM. El controlador esta equipado con una interfase serie RS-232 para comunicarse con computadoras personales o con cualquier tipo de dispositivo que soporte este protocolo. La interfase permite que el controlador sea configurado remotamente además de poder capturar los datos de las diferentes temperaturas registradas por el controlador. A continuación se describen algunos comandos para que el controlador 321 pueda ser manejado remotamente, describiendo además, la manera en que esta configurado el cable para realizar la conexión física.

La comunicación serie en el modelo 321 es comúnmente conocida como RS-232. RS-232 es un estándar de la EIA (Electronics Industries Association) que describe una de las interfases más comunes entre computadoras y equipos electrónicos. El estándar RS-232 es muy flexible y permite muchas configuraciones diferentes. Así que dos dispositivos que cuenten con RS-232 no necesariamente pueden conectarse entre sí, sin la necesidad de una configuración previa de la interfase. La Tabla III resume las características de la interfase serie del controlador de temperatura modelo 321 de LAKESHORE.

**Tabla III. Características de la interfase serie del controlador.**

<b>Tipo de conector</b>	RJ-11
<b>Niveles de voltaje</b>	Especificados en EIA RS-232
<b>Distancia de transmisión</b>	15 metros máximo
<b>Modo de transmisión</b>	Half Duplex
<b>Velocidades permitidas</b>	300 y 1200
<b>Bits de Caracteres</b>	1 de inicio, 7 de datos, 1 paridad, 1 de stop
<b>Paridad</b>	impar
<b>Terminadores</b>	CR (0Dh) LF (0Ah)
<b>Velocidad de comandos</b>	20 comandos por segundo máximo

El controlador Lakeshore modelo 321 viene equipado con un conector RJ-11 en la parte posterior para realizar la comunicación serie. El documento original del estándar RS-232 especifica un conector DB-25, pero comúnmente se utilizan conectores DB-9 y RJ-11 mostrados en la figura 11. El conector RJ-11 se conecta al controlador y el conector DB-9 a la computadora. Si se cuenta un módem externo se puede utilizar un cable normal para conectar el controlador de temperatura con alguna computadora, pero si no se cuenta con un

módem se puede realizar la conexión directa entre los dos dispositivos, computadora y controlador por medio de un cable cruzado mostrado en la figura 12.

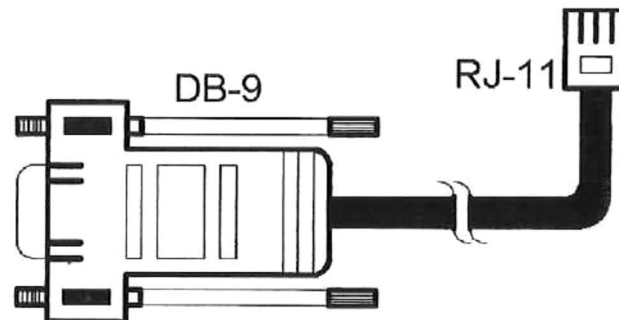


Figura 11. Conector DB-9 a RJ-11.

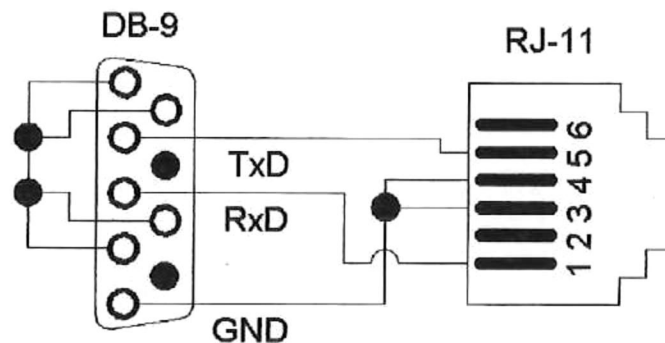


Figura 12. Conexión cruzada entre el controlador y computadora.

Un conjunto de caracteres de 10 bits de longitud forma un mensaje. En los 10 bits están contenidos los bits para el dato, los bits de detección de error y los de inicio y parada. Para representar datos, se emplean letras y números ASCII, donde los signos de puntuación se utilizan para delimitar o separar comandos y datos. Para indicar el fin de un comando o dato, se utilizan dos caracteres especiales ASCII “CR” (carriage return) y “LF” (line feed).

Existen tres tipos de mensajes, comandos, peticiones y respuestas. Los primeros se emplean para configurar algunos parámetros del controlador. Las peticiones son utilizadas para conocer el estado de algún parámetro, como la temperatura, el setpoint, etc. y siempre se agrega al final del mensaje petición el carácter “?”. Las respuestas son mensajes enviados por el controlador hacia el dispositivo que hizo la petición con información del estado de

algún parámetro. En la Tabla IV se presentan algunos comandos para la operación remota del controlador.

**Tabla IV Comandos para operación remota del controlador.**

<b>COMANDO</b>	<b>FUNCION</b>	<b>COMANDO</b>	<b>FUNCION</b>
*IDN	Petición de Identificación	ANOD	Salida análoga predeterminada
CDAT?	Petición del dato del sensor	ANOD?	Petición análoga predeterminada
CUNI	Configurar las unidades	ANOH	Salida análoga en estado alto
CUNI?	Petición de las unidades	ANOH?	Petición del estado de la salida análoga
FILT	Poner el filtro del display	ANOL	Salida análoga en estado bajo
FILT?	Petición del estado del filtro	ANOL?	Petición del estado de la salida análoga
TUNE	Estado de la sintonización	GAIN	Poner ganancia deseada
TUNE?	Petición de sintonización	GAIN?	Petición de la ganancia actual
SETP	Poner un setpoint	RSET	Poner un reset
SETP?	Pedir el setpoint actual	RSET?	Petición de reset
HEAT?	Petición del estado del calentador		

## II.4 Fundamentos básicos de los componentes utilizados

### II.4.1 Microcontrolador

El microcontrolador utilizado es el PIC16F877A. Enseguida se proporcionan de una manera breve algunos puntos importantes necesarios para entender a este dispositivo. El microcontrolador PIC16F877A es un miembro de la familia media de microcontroladores PIC de Microchip y es uno de los más completos [14, 15]. Algunos de los miembros de la familia media así como sus características más sobresalientes se muestran en la Tabla V.

**Tabla V. Características de Microprocesadores de Microchip**

Dispositivo	Memoria de Programación		Datos SRAM (Bytes)	EEPROM (Bytes)	I/O	Canales A/D (10 Bits)	MSSP		USART	Timers 8/16 Bits	Comparadores
	Bytes	# Palabras Simples de Instrucción					SPI	PC Maestro			
PIC16F873A	7.2K	4096	192	128	22	5	si	si	si	2/1	2
PIC16F874A	7.2K	4096	192	128	33	8	si	si	si	2/1	2
PIC16F876A	14.3K	8192	368	256	22	5	si	si	si	2/1	2
PIC16F877A	14.3K	8192	368	256	33	8	si	si	si	2/1	2

El PIC16F87A7 toma 200 nanosegundos por instrucción y es relativamente fácil de programar. Hasta 35 instrucciones, se ejecutan en un ciclo de reloj exceptuando los saltos o bifurcaciones los cuales se realizan en dos ciclos. En la figura 13 se presenta la distribución de las terminales, en la cual se puede apreciar que algunas terminales tienen una, dos o hasta tres tareas asignadas, las cuales se seleccionan o configuran por programación.

El PIC16F87A7 posee un intervalo de operación en frecuencia que va desde DC hasta los 20 MHz, tiene 15 fuentes de interrupción, 8K palabras de memoria flash de programación, 368 Bytes de memoria de datos, 256 Bytes de memoria no volátil (EEPROM) de datos, 5 puertos configurables, 3 contadores, 2 módulos que pueden operar para generar, comparar y capturar PWM, 2 módulos de comunicación serie MSSP y USART, 1 puerto paralelo, 8 canales para conversión analógica a digital, 2 comparadores analógicos, un juego de 35 instrucciones, 8 niveles de profundidad en la pila (8 stack levels) y esta disponible en diferentes tipos de empaquetado: 40-PIN PDIP, 44-PIN PLC o 44-PIN QFP.

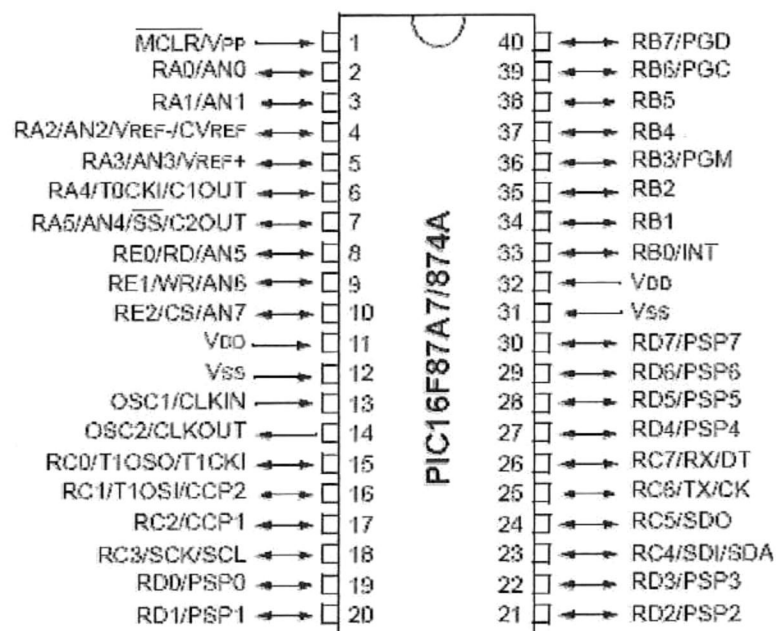


Figura 13 Configuración del microcontrolador PIC16F87A7.

En los dispositivos PIC16F87A7 el mapa de programación y el de datos están divididos en bloques. Cada mapa tiene su propio BUS así que el acceso a cada mapa puede ocurrir en el mismo ciclo de reloj. El mapa de datos esta dividido en registros de propósito

general (RPG) y registros de funciones especiales (SFR), en donde éstos últimos son los que configuran los diferentes puertos y módulos del microcontrolador.

El microcontrolador tiene un contador de programa (PC) de 13 bits de longitud, capaz de direccionar hasta 8K X 14 localidades de memoria de programación ( $2^{13}$ ). Con lo cual se pueden almacenar hasta 8K instrucciones de 14 bit de longitud. Esto es muy importante remarcarlo ya que es la limitante para la longitud del programa a implementar en el microcontrolador. El mapa de programación esta dividido en cuatro páginas de 2K palabras cada una (0h – 7FFh, 800h – FFFh, 1000h – 17FFh y 1800h – 1FFFh) en la figura 14 se muestra la distribución del mapa de programación además de la pila “stack”.

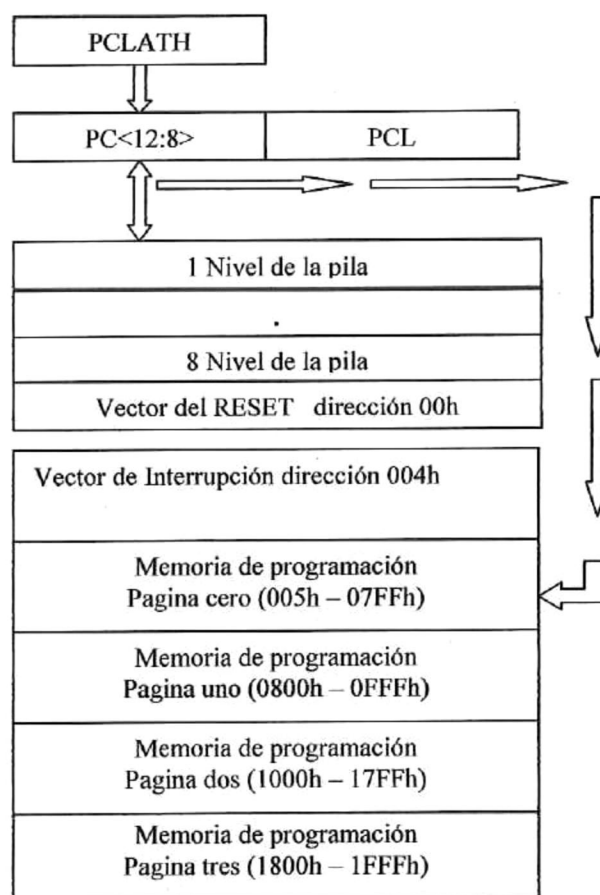


Figura 14. Distribución del mapa de programación.

Para brincar o direccionar entre páginas del mapa de programación, los bits más significativos del contador de programa (PC) deben ser modificados escribiendo en el registro especial PCLATH el valor adecuado para brincar a una localidad del mapa. Esto

puede resultar confuso si no se está familiarizado con la programación del microcontrolador. Para una mejor claridad se propone el siguiente ejemplo:

Suponiendo que se está situado en la página cero y se desea llamar a una función o rutina que se encuentra en la dirección 0809h que ya es parte de la página uno. Si se hace sin cargar antes la parte alta del PC (PCHLAT) con el valor adecuado, es probable que el PC apunte hacia algo que no es de interés en el mapa de programación. Para que la llamada a la rutina tenga éxito se puede implementar el siguiente código:

```
Movlw    HIGH mi_rutina ; donde mi_rutina es la etiqueta
Movwf   PCHLAT      ; ahora manda el valor a la parte alta del PC
CALL    mi_rutina   ;llama a la rutina
Clrf    PCHLAT      ;para que el contador de programa este apuntado a
                    la pagina cero
```

El código anterior funciona pero no es el más elegante pues se puede utilizar uno mucho más corto, sencillo y fácil de entender. Si se desea llamar una rutina o función que se encuentra en la página uno del mapa de programación y actualmente el PC está apuntando a la página cero del mapa de programación se realiza lo siguiente:

```
PAGESEL  mi_rutina
CALL     mi_rutina
PAGESEL  RESET
```

El código es sencillo, requiriéndose seleccionar la página, hacer la llamada a la rutina, y regresar a la página cero.

La memoria de datos está conformada por el área de registros de funciones especiales (SFR) y el área de registros de propósito general (GPR). Los SFR controlan la operación del microcontrolador, mientras los GPR son los registros temporales donde se colocan los datos para las operaciones realizadas en el microcontrolador. Una forma alternativa de observar a estos registros sería como “la cantidad de variables o constantes distintas” que está permitido declarar. Para mover valores de un registro a otro registro, el valor debe pasar primero por el

registro W (work register). Esto implica que para mover un valor de un registro a otro registro se requieren dos ciclos de reloj.

El mapa de datos esta dividido en 4 bancos, los cuales contienen los registros de propósito general y los registros de funciones especiales. Los Bits RP1 (STATUS<6>) y RP0 (STATUS<5>) son los Bits encargados de la selección del banco. En la Tabla VI se muestran las 4 posibles combinaciones así como el banco que se selecciona. Cada banco tiene una longitud de hasta 7Fh (128 Bytes). Las primeras localidades de cada banco están reservadas para los registros de funciones especiales. Todos los bancos contienen registros de funciones especiales. Algunos registros de funciones especiales están implementados en más de un banco para lograr una reducción de código y un rápido acceso. El mapa de datos detallado se puede consultar en la referencia [15].

**Tabla VI Combinaciones posibles del mapa de datos.**

RP1:RP0	BANCO
00	1
01	2
10	3
11	4

Las terminales de entrada salida de propósito general pueden considerarse como simples periféricos. Estos periféricos permiten al microcontrolador monitorear y controlar dispositivos. Para agregar flexibilidad y funcionalidad al microcontrolador algunas de las terminales (pins) se multiplexan con funciones alternativas. Estas funciones dependen de los periféricos que se incluyen en el microcontrolador. En general, cuando un periférico está funcionando, la terminal asociada al periférico no puede utilizarse como terminal de entrada/salida (E/S) de propósito general.

Para todos los puertos, la dirección de las terminales de E/S se controla por el registro de dirección llamado registro TRIS. El registro TRIS<x> controla la dirección del puerto PORT<x>. Un “1” en el registro TRIS asociado con un puerto, corresponde a una terminal configurada como de entrada en dicho puerto, mientras que un “0” corresponde a una terminal configurada como de salida. La figura 15 muestra la configuración típica de un



## 15. Interrupción generada por el módulo SSP

Todas estas interrupciones están relacionadas con el registro INCON, pues en este registro se encuentra el bit GIE (*Global Interrupt Enable*) que desmascara las interrupciones en general. Además de estar relacionadas con el registro INCON, las interrupciones generadas por los módulos periféricos están relacionadas con los registros PIE1, PIR1, PIE2, PIR2. Estos registros contienen los bits de habilitación de interrupción para cada periférico, además de los bits o banderas que indican que interrupción se generó (interrupt flags).

Cuando una interrupción se genera, el PC o apuntador de programa apunta a la localidad 004h del mapa de programación. En el mapa de programación solo se cuenta con un vector de interrupción (004h) para todas las fuentes de interrupción posibles. Cuando una interrupción se genera independientemente de la procedencia de dicha interrupción, el Bit GIE del registro INTCON se limpia por hardware para evitar que una nueva petición de interrupción pueda generar errores. Este Bit se reestablece cuando se regresa de la rutina de atención a interrupción con la instrucción RETFIE. Este proceso es transparente cuando se está programando el microcontrolador. Es importante notar que todas las interrupciones tienen la misma prioridad, por lo tanto para poder decidir cual fue la fuente de interrupción, se tienen que verificar las banderas de los registros INCON, PIR1, PIR2.

El microcontrolador tiene incluido dentro de su estructura interna un módulo USART (Transmisor Receptor Universal Síncrono Asíncrono) que es la abreviación de “Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter”. En inglés también se conoce como SCI (“Serial Communications Interface”) y es uno de los más comúnmente empleados para la implementación de puertos seriales. La configuración asíncrona full duplex es una de las más populares de la USART pues es utilizada para interfaces con el puerto serie de las computadoras personales o PC, mediante el protocolo RS-232.

La función principal del módulo USART, es enviar y recibir datos de forma serial. Esta operación puede dividirse en dos categorías: transmisión síncrona y transmisión asíncrona. La operación síncrona utiliza una línea de datos y una de reloj, mientras que la

asíncrona solo emplea la línea de datos. Siendo esta la principal diferencia entre estos dos modos de operación.

La comunicación asíncrona es la que generalmente se utiliza para la comunicación entre un microcontrolador y una PC. Para la comunicación serie con la PC se utiliza el estándar “no retorno a cero” (NRZ) en la forma conocida como 8-N-1 que quiere decir 8 bits de datos, sin paridad y un Bit de parada, tal como se muestra en la figura 16.

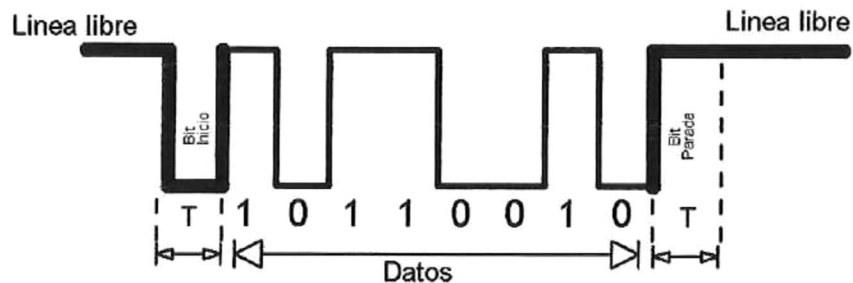


Figura 16 Comunicación asíncrona de 8 bits.

La línea libre se define como un estado lógico alto o un 1. El inicio de la transmisión de datos (Bit de inicio) se representa como un estado lógico bajo o un 0. Los bits de datos son enviados enseguida del Bit de inicio, enviando en primer lugar el Bit menos significativo. Después de los Bits de datos, se envía el Bit de parada que es un estado lógico alto o un 1. El periodo T depende de la velocidad de transmisión y se ajusta de acuerdo a las necesidades de transmisión. Para la velocidad de 9600 baudios, T es de 104  $\mu$ S. En la figura 17 se presenta un conector RS-232 y en la Tabla VII se muestran los nombres de cada terminal.

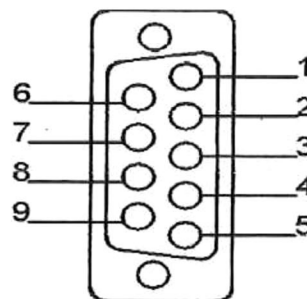


Figura 17 Conector DB-9 para interfaz RS-232.

**Tabla VII Asignaciones de las terminales del RS-232.**

Pin	Nombre	Descripción
1	CD	Acarreo detectado
2	RXD	Recepción de datos
3	TXD	Transmisión de datos
4	DTR	Terminal de datos lista
5	GND	Tierra
6	DSR	Grupo de datos listo
7	RTS	Petición de envío
8	CTS	Libre para enviar
9	RI	Indicador de Ring

Los pasos para la configuración del módulo USART como un puerto asíncrono serie con configuración no retorno a cero en la forma 8-N-1, son los siguientes:

Transmisión de datos:

1. Inicializar el Registro generador de Baud Rate (SPBRG) con el valor apropiado. Si se piensa utilizar una velocidad alta el Bit BGRH debe ponerse a uno.
2. Se habilita el puerto serie asíncrono limpiado o poniendo a cero el Bit (SYNC ) y se pone a uno el Bit SPEN (Serial Port Enable)
3. Habilitar la transmisión poniendo a uno el Bit TXE
4. Cargar el dato en el registro TXREG (después de esto se inicializa la transmisión)

Recepción de datos:

1. Inicializar el Registro Generador de Baud Rate (SPBRG) con el valor apropiado. Si se piensa utilizar una velocidad alta el bit BGRH debe ponerse a uno.
2. Se habilita el puerto asíncrono serie limpiado o poniendo a cero el Bit (SYNC) y se pone a uno el bit SPEN (Serial Port Enable)
3. Habilitar la transmisión poniendo a uno el Bit CREN
4. Leer el registro RCREG para conocer los datos recibidos

Para conocer el valor que se requiere introducir en el registro SPBRG, para una determinada velocidad de transferencia asíncrona, se utiliza la ecuación 1:

$$SPBRG = \frac{frec\_clock\_entrada}{64 * Velocidad\_deseada} - 1 \quad (1)$$

El valor obtenido por la ecuación 1 se redondea al entero inferior más cercano y se introduce en el registro SPBRG para fijar la velocidad de transferencia deseada. En la Tabla

VIII se muestran algunos valores para SPBRG correspondiente a diferentes velocidades y empleando un cristal externo de 4 MHz.

**Tabla VIII Valores SPBRG en función de la velocidad.**

Baud Rate (K)	Kbaud	%Error	Valor de SPBRG (Decimal)
0.3	0.300	0	207
1.2	1.202	0.17	51
2.4	2.404	0.17	25
9.6	8.929	6.99	6
19.2	20.833	8.51	2
28.8	31.250	8.51	1
33.6	-	-	-
57.6	62.500	8.51	0

La interfase física que se utiliza comúnmente para conectar un microcontrolador con una computadora o PC se muestra en la figura 18. El circuito MAX232 [16] realiza la tarea de generar los niveles necesarios de voltaje para la comunicación RS-232, de acuerdo a los valores lógicos entregados por el microcontrolador.

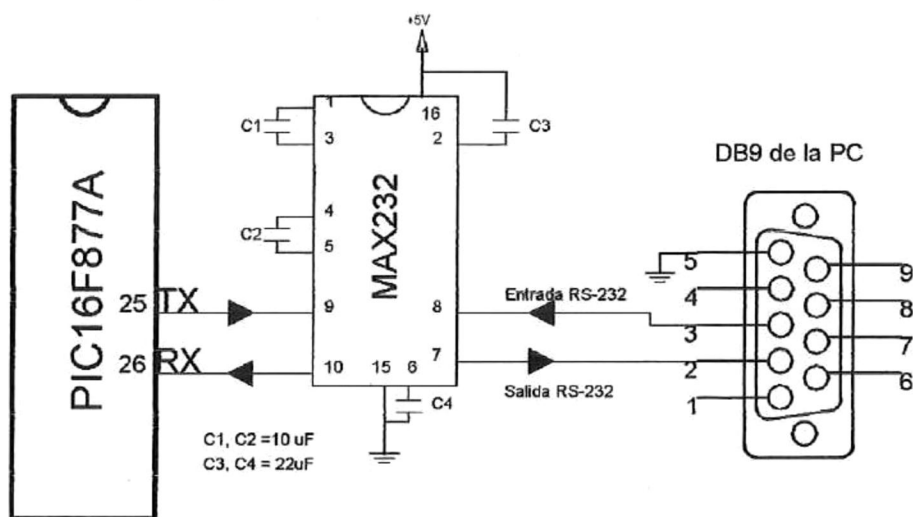


Figura 18 Interface para conexión del microcontrolador con una PC.

La manera en que se programa el microcontrolador, así como la forma de construir un programador en su forma más básica se describe enseguida:

El microcontrolador solo entiende lenguaje de máquina, siendo capaz de interpretar líneas y líneas de unos y ceros. El microcontrolador se puede programar mediante un método llamado ICSP (*In Circuit Serial Programing*), método por el cual se puede programar la

memoria de programación, la memoria de datos y la palabra de configuración. Esto es de gran utilidad en etapas de diseño ya que el microcontrolador se puede programar las veces que sean necesarias sin necesidad de moverlo del circuito en donde se encuentra montado.

Para poder programar el microcontrolador, éste debe estar en modo monitor. Existen varias formas de poner el microcontrolador en modo monitor, pero solo se planteará el modo más popular que consiste en poner 12 voltios en la terminal MCLR (Pin 1). En la figura 19 se muestra la forma más sencilla de poner en el modo monitor al microcontrolador. Cuando se presione (y suelte) el botón RESET, el micro entrará en modo monitor después de lo cual se tiene acceso al mapa de programación. Cuando se hace un RESET, el contador de programa apuntará a la dirección 00h del mapa de programación.

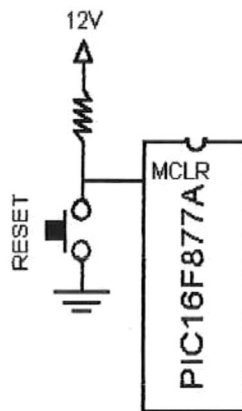


Figura 19 Microcontrolador en el modo monitor.

Con el microcontrolador en el modo monitor, se tiene acceso a una serie de funciones a través del protocolo ICSP. Este protocolo se describe en dos niveles: nivel físico y nivel de comandos. En el nivel físico se explica como se transmiten los bits (longitud de datos válidos, velocidad, etc.) , mientras que en el nivel de comandos se explican los comandos necesarios así como la operación que realizan.

Para enviar los datos a la memoria de programación se utiliza una comunicación serie síncrona, por lo cual son necesarios dos líneas: la de datos y la de reloj. La línea que lleva los datos se conecta a la terminal RB7 (Pin 40) y la de reloj se conecta a la terminal RB6 (Pin 39) tal como se muestra en la figura 20.

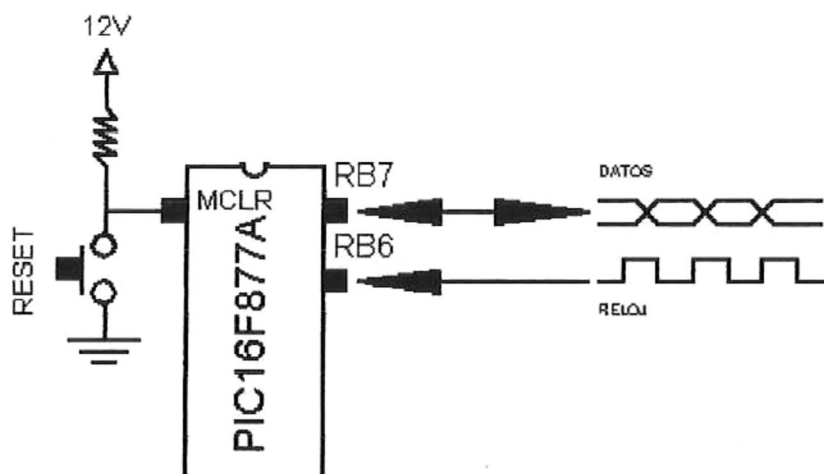


Figura 20 Transmisión de datos a la memoria.

La comunicación serie síncrona que se utiliza tiene las siguientes características:

1. Se envían primero los bits menos significativos
2. Los datos se capturan en el flanco de bajada
3. Frecuencia máxima de reloj de 5 MHz
4. Tiempo necesario para validar un dato es de 100 nS

Para programar el microcontrolador se envían comandos y datos. Los comandos son de 6 Bits de longitud y los datos de 14 bits (esto es de esperarse ya que las instrucciones del microcontrolador son de 14 bits de longitud). Al ser la línea de datos bidireccional, se puede escribir y leer el mapa de programación. Para el envío de un comando se requieren 6 flancos de bajada y para el envío de un dato se requieren 16 flancos ya que se necesitan dos más para el Bit de inicio y el Bit de parada. La figura 21 presenta el diagrama de tiempos para enviar un comando y la figura 22 para enviar un dato. El tiempo mínimo de espera para el envío de un comando y una operación de lectura o escritura es de 1  $\mu$ S.

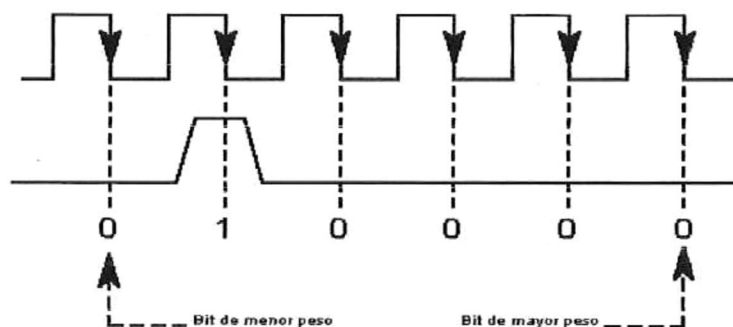


Figura 21 Cronograma de la transferencia de un comando.

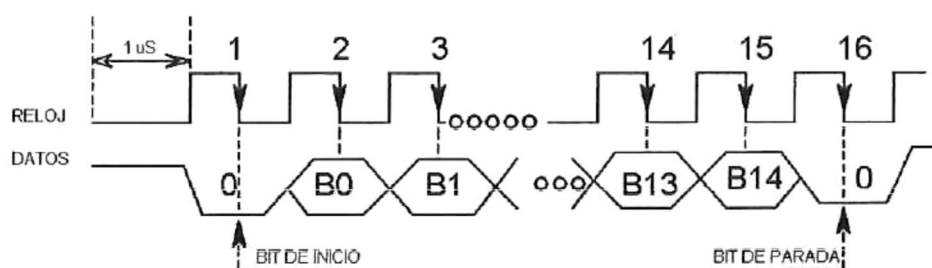


Figura 22 Cronograma de la transferencia de un dato.

Para programar el microcontrolador primero se envían comandos y posteriormente los datos. La Tabla IX contiene algunos de los comandos más comunes relacionados con el modo monitor.

**Tabla IX. Comandos para el modo monitor.**

Comando	Valor	Datos	Dirección	Descripción
Load Configuration	0 0 0 0 0	Si	Entrada	Saltar a la memoria de configuración
Load Data for Program Memory	0 0 0 1 0	Si	Entrada	Enviar un dato para la memoria de programa
Read Data from Program Memory	0 0 1 0 0	Si	Salida	Leer un dato de la memoria de Programa
Increment Address	0 0 1 1 0	No	---	Apuntar a la siguiente dirección
Begin Erase/Programming Cycle	0 1 0 0 0	No	----	Comenzar un ciclo de borrado/grabación
Bulk Erase Program Memory	0 1 0 0 1	No	---	Borrado completo de la memoria de programa
Bulk Erase Data Memory	0 1 0 1 1	No	----	Borrado completo de la memoria de Datos
Load Data for Data Memory	0 0 0 1 1	Si	Entrada	Enviar un dato para la memoria de Datos
Read Data for Data Memory	0 0 1 0 1	Si	Salida	Leer un dato de la memoria de Datos

En la primera columna aparece el nombre en inglés para respetar la nomenclatura de Microchip, la segunda el valor numérico en binario, la tercera si hay transferencia de datos y la cuarta el sentido de la transferencia.

La memoria esta dividida en dos partes, la memoria de programación y la memoria de configuración como se puede apreciar en la figura 23. La memoria de programación empieza en la localidad 0000h y termina en la 1FFFh. La memoria de configuración empieza en la localidad 2000h y termina en 3FFFh.

En el mapa de configuración, las primeras 4 localidades (2000h-2003h) son para guardar información de identificación que el usuario desee. Las siguientes 2 (2004h-2005h) están reservadas y por último están las dos localidades más importantes, la de identificación "ID" (2006h) del microcontrolador y la de configuración (2007h). Las localidades de la 2008h a la 3FFFh son de uso reservado y son transparentes para el usuario.

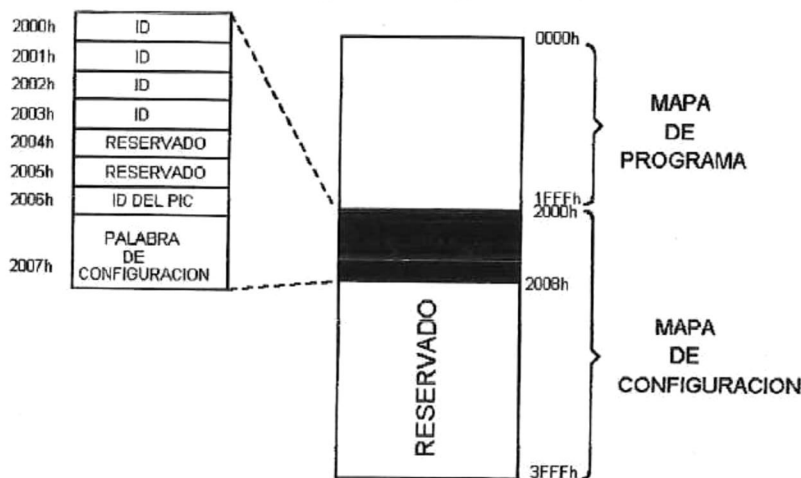


Figura 23 Mapa de la memoria.

Al hacer un RESET el contador de programa PC apunta a la localidad 000h. Al mandar el comando "cargar configuración" el contador de programa apuntará a la localidad 2000h. Para regresar a la localidad cero o inicio del mapa de programación es necesario hacer un RESET nuevamente.

Un programador en su forma más básica se muestra en la figura 24. Si al circuito mostrado en la figura 20 se le agrega un transistor NPN para sustituir al interruptor que genera la señal de RESET, se tendrá un interruptor controlado electrónicamente. Para que el transistor entre en saturación y provoque el RESET, basta con poner un "1" lógico, dejarlo por unos instantes y quitarlo (cero lógico) después de lo cual el microcontrolador estará en modo monitor.

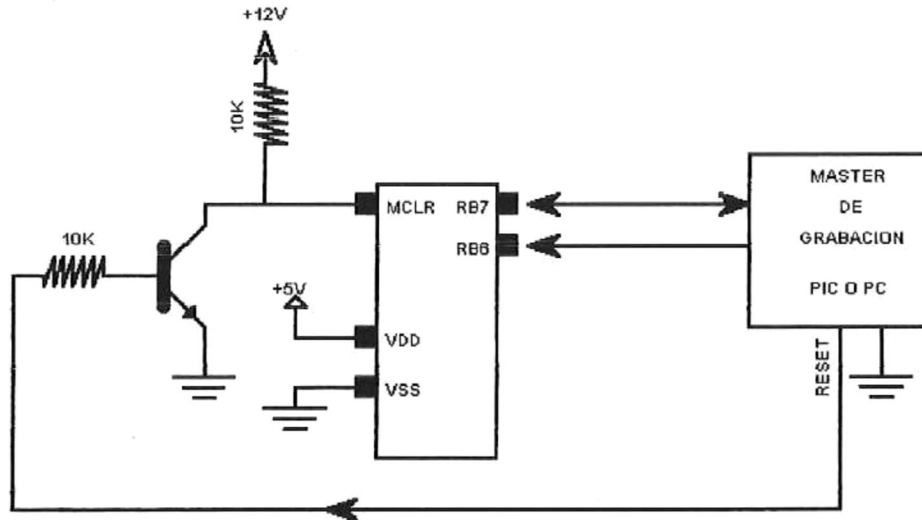


Figura 24 Circuito básico de un programador.

Para mandar los comandos, los datos y la señal de RESET al microcontrolador, se utiliza lo que comúnmente se llama maestro de grabación o master de grabación mostrado en la figura 25. El maestro de grabación puede ser un programa de PC que utilice el puerto paralelo o el puerto serie para enviar los datos y comandos con el protocolo ICSP directamente al microcontrolador. Una manera alternativa puede ser un programa que envíe los datos y comandos en formato ASCII a un microcontrolador (maestro) extra el cual se encargará de mandar estos caracteres con el protocolo ICSP hacia el microcontrolador que se desea programar (esclavo). La segunda opción es la más recomendable pues en ésta, el programador o grabador es más independiente de la PC y del sistema operativo; pues solo se tiene que enviar el archivo del programa compilado y el microcontrolador maestro se encargará de implementar el protocolo ICSP.

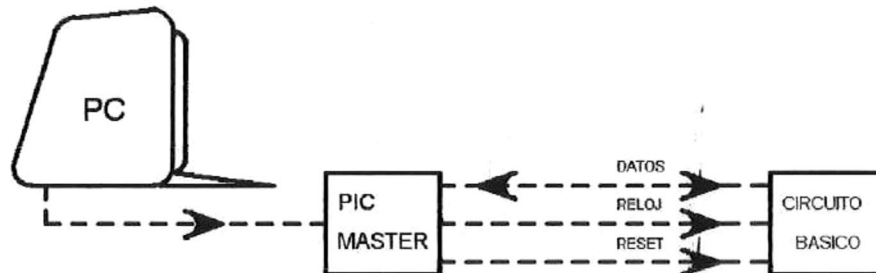


Figura 25 Comunicación entre una PC y el microcontrolador.

El microcontrolador PIC16F877 tiene una arquitectura RISC, lo cual implica tener un número reducido de instrucciones y mayor trabajo en el momento de programar. El

microcontrolador tiene un juego de instrucciones muy reducido (35). En el juego de instrucciones no se incluye una instrucción para la multiplicación ni otra para la división en su unidad de aritmética y lógica (ALU). Pero si se sabe que una multiplicación es básicamente una serie de sumas finita, se puede desarrollar un algoritmo por software para llevar a cabo esta tarea. Siguiendo este mismo planteamiento y sabiendo que la división es recíproca a la multiplicación, se puede implementar por software la división haciendo una serie finita de restas. El juego de instrucciones se puede encontrar en las hojas de datos del microcontrolador [15]. Los microcontroladores relativamente nuevos PIC18XXX poseen dentro de su juego de instrucciones básico una instrucción para hacer multiplicaciones de números de 8 Bits en un solo ciclo de reloj.

Una forma práctica de como implementar una rutina que realice la operación de multiplicación de dos números de la forma más rápida posible se describe enseguida:

Para iniciar, se proponen dos números, por ejemplo 4 y 5. y se ponen en su forma binaria.  $4_{10} = 0100_2$  y  $5_{10} = 0101_2$ . Multiplicando ambos números en su forma binaria y aplicando la propiedad distributiva se tiene:

$$0100 * 0101 = 100 * (1*100 + 0*10 + 1*1) = 100*(1*100) + 100*(0*10) + 100*(1*1)$$

Enseguida se aplica la propiedad asociativa y la conmutativa

$$0100*0101 = (100*100)*1 + (100*1)*1$$

Y finalmente simplificando, resulta:

$$100*0101 = 10000 + 100 = 20_{10}$$

Un simple pero ingenioso algoritmo para la multiplicación de dos números de 8 Bits de longitud se muestra en la figura 26.

Para plantear el algoritmo para la división se parte de lo siguiente, si la división es la operación inversa de la multiplicación, entonces se puede implementar por una serie finita de restas. La división al igual que la multiplicación no forma parte del juego de instrucciones básico del microcontrolador PIC16F877A Enseguida se presenta un ejemplo de como agregar esta función al juego de instrucciones del microcontrolador por medio de software.

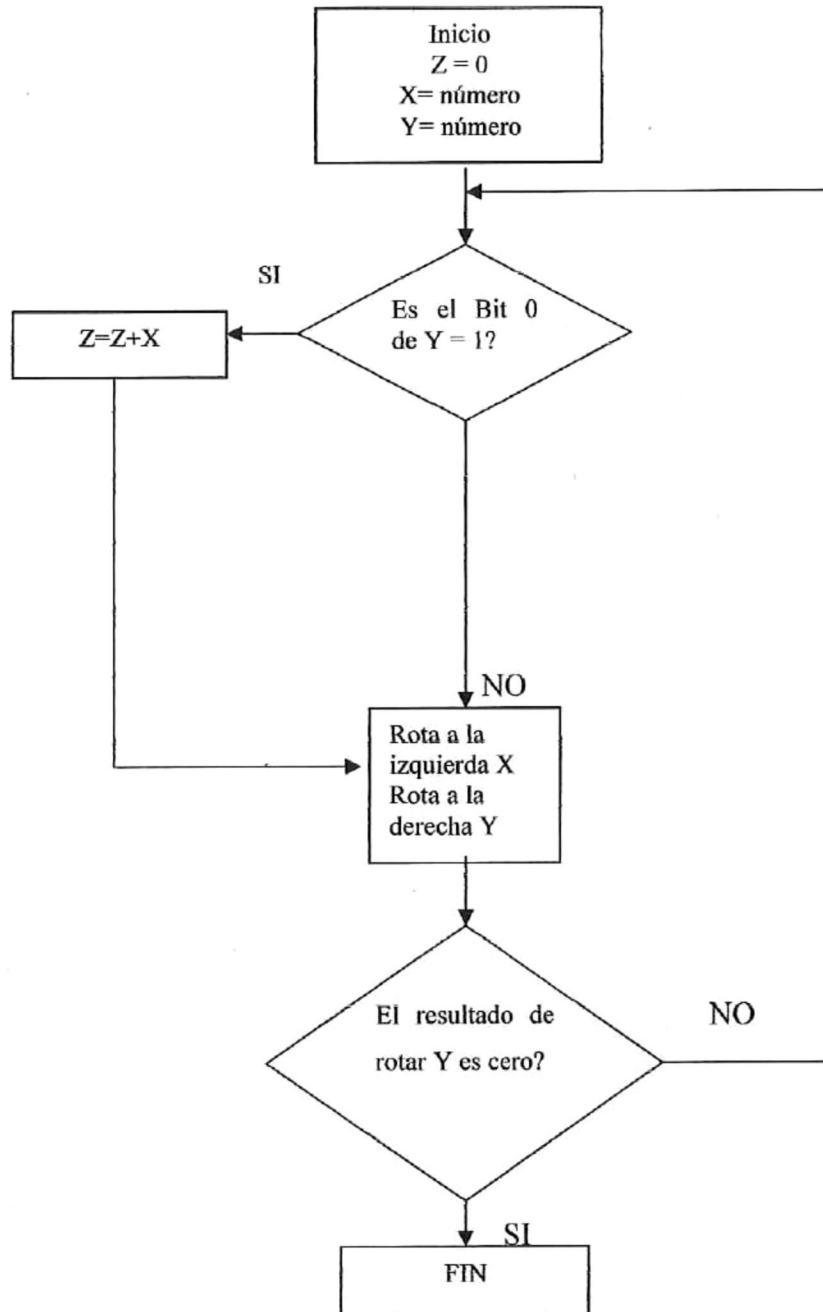


Figura 26 Algoritmo para multiplicación de dos números.

Suponiendo que se necesita dividir el número 35 entre 3. Lo primero que se hace será expresar estos números en su forma binaria:  $35_{10} = 00100011_2$  y  $3_{10} = 00000011_2$

Enseguida se rota el denominador (número 3) hacia la izquierda hasta que el BIT más significativo coincida con el BIT más significativo del numerador, y por cada posición rotada se incrementa el exponencial de la expresión siguiente por  $2^N$ . Para este ejemplo N resulta ser igual a 4, por lo tanto la expresión anterior se convierte en  $2^4 = 16$ . Este número es de vital importancia porque de esto depende la cantidad de iteraciones que se realicen para concluir la división, resultando para  $N = 16$ ,  $35_{10} = 00100011_2$ ,  $3_{10} = 00110000_2$

Ahora se esta en condición de realizar la primera resta (en complemento a dos). El cociente será el resultado acumulado de la suma  $Z = Z + N$  pero esta suma estará condicionada a que se cumpla cierta condición:  $N = 16$ ,  $Z = 0$ ,  $35_{10} = 00100011_2$ ,  $3_{10} = 00110000_2$ , resultando:

$$00100011 - 00110000 = 00100011 + 11010000 = 11110111$$

Se puede apreciar que el resultado obtenido es menor que cero. Por lo tanto se rota a la derecha el denominador y el número N una vez. Como el resultado de la resta anterior fue cero Z permanece igual:  $N = 8$ ,  $Z = 0$  y

$$00100011 - 00011000 = 00100011 + 11101000 = 00001011$$

El resultado obtenido de la resta anterior es positivo por lo tanto  $Z = Z + N = 8$ . Cuando el resultado de la resta es positivo el numerador se cambia por el resultado obtenido en la resta. El denominador y el número N se rotan una vez mas a la derecha:  $N = 4$ ,  $Z = 8$  y

$$00001011 - 00001100 = 00001011 + 11110100 = 11111111$$

El resultado de la resta anterior es menor que cero y por lo tanto Z permanece igual. Se rota una vez más el denominador y el número N, donde el numerador permanece igual:  $N = 2$ ,  $Z = 8$  resultando

$$00001011 - 00000110 = 00001011 + 11111010 = 00000101$$

El resultado de la resta anterior es positivo por lo tanto  $Z = Z + N = 10$ . El numerador se cambia y ahora es el resultado de la resta anterior. El denominador y el número N se rotan

nuevamente a la derecha y ahora será por última vez:  $N = 1$ ,  $Z = 10$  y obteniéndose finalmente

$$00000101 - 00000011 = 00000101 + 11111101 = 0000010$$

El resultado de la resta es positivo por lo tanto  $Z = Z + N = 11$ . Si se rota el número  $N$  una vez más  $N$  tomaría el valor de cero por lo tanto aquí se termina la división. El valor de  $Z$  es la parte entera del cociente de la división de  $35/3$ . Existen otros algoritmos más complejos para obtener además de la parte entera de una división, la parte decimal. El algoritmo aquí descrito es uno de los más rápidos que existen y se recomienda ampliamente cuando el tiempo de ejecución es la prioridad.

#### II.4.2 BUS I2C

El Bus I2C o también conocido como IIC nace en los laboratorios de PHILIPS hace aproximadamente 20 años. Originalmente fue diseñado para lograr la interacción entre un pequeño número de dispositivos montados en una misma tarjeta con aplicaciones sencillas como lograr sintonizar una televisión o la afinación de un automóvil. La capacitancia máxima permitida era de 400 pF, para permitir la optimización de las señales de reloj y datos a una velocidad máxima de 100 kbit/s. En 1992 la velocidad máxima del BUS se incrementó a 400 kbit/s, para satisfacer las demandas de transferencia de los nuevos circuitos integrados. La actualización más reciente se realizó en 1998, mediante la cual se pueden lograr transferencias de hasta 3.4 Mbit/s [17]. Todos los dispositivos son diseñados para permitir la comunicación entre ellos con las mismas dos líneas del BUS.

Las características del BUS I2C son las siguientes:

1. Solamente se requieren dos líneas: La línea serie de datos (SDA) y la línea serie de reloj (SCL).
2. La dirección de cada dispositivo conectado al BUS es única y es direccionable gracias a la relación que mantienen maestro y esclavo.
3. El Bus I2C es totalmente un bus multi-maestro que incluye la detección de colisiones, además de un sistema de arbitraje, con el fin de evitar que datos transmitidos en un mismo instante por diferentes maestros sean puestos en el BUS.

4. Transferencia de datos serie de 8 bits a una velocidad de 100kbps en el modo estándar, hasta 400kbps en el modo rápido (Fast Mode) o hasta 3.4Mbps en el modo de alta velocidad (High Speed Mode).
5. El número de dispositivos que pueden conectarse en el mismo bus esta limitado por la capacitancia máxima de carga (400pF).

Un ejemplo de interconexión entre periféricos se puede apreciar en la figura 27.

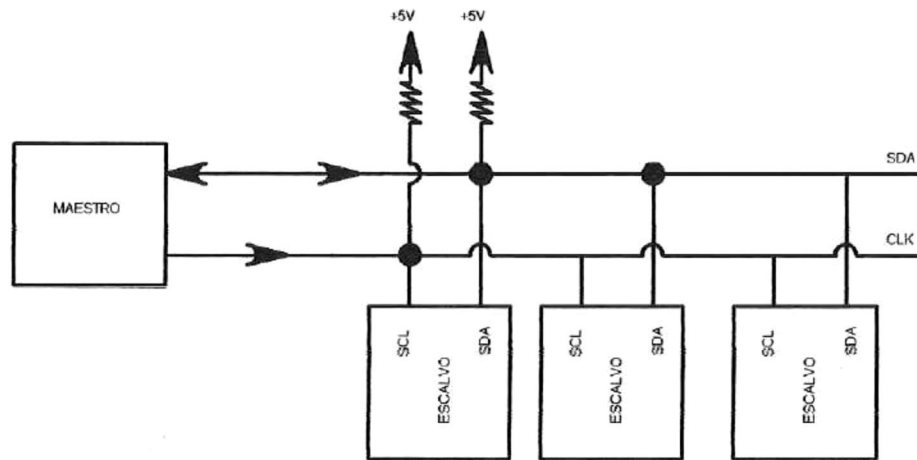


Figura 27 Interconexión entre periféricos.

Ambas líneas: SDA y SCL son bi-direccionales. Estas líneas se conectan a la fuente positiva de voltaje (+5V) por medio de dos resistencias de pull-up como se muestra en la figura 28. Cuando el BUS esta libre, ambas líneas están en estado alto. Las etapas de los dispositivos deben ser de colector abierto o drenaje abierto. La transferencia de datos en el BUS I2C puede efectuarse a una velocidad de 100kbps en el modo estándar (Standard Mode), a 400kbps en el modo rápido (Fast Mode) y a 3.4Mbps en el modo de alta velocidad (High Speed Mode). El número de periféricos conectados al BUS solo depende de la capacitancia del BUS de 400 pF.

Debido a la gran variedad de tecnologías con las que se desarrollan dispositivos I2C (CMOS, NMOS, bipolar), los niveles lógicos '0' y '1' no son establecidos y solo dependen del valor de VDD. Para la transferencia de BIT, un pulso de reloj se genera para cada BIT del dato enviado. Para que un dato en la línea SDA sea válido, debe de permanecer estable durante el periodo alto de la señal de reloj SCL. La línea SDA solo puede cambiar de estado cuando la línea SCL este en bajo tal como se muestra en la figura 29.

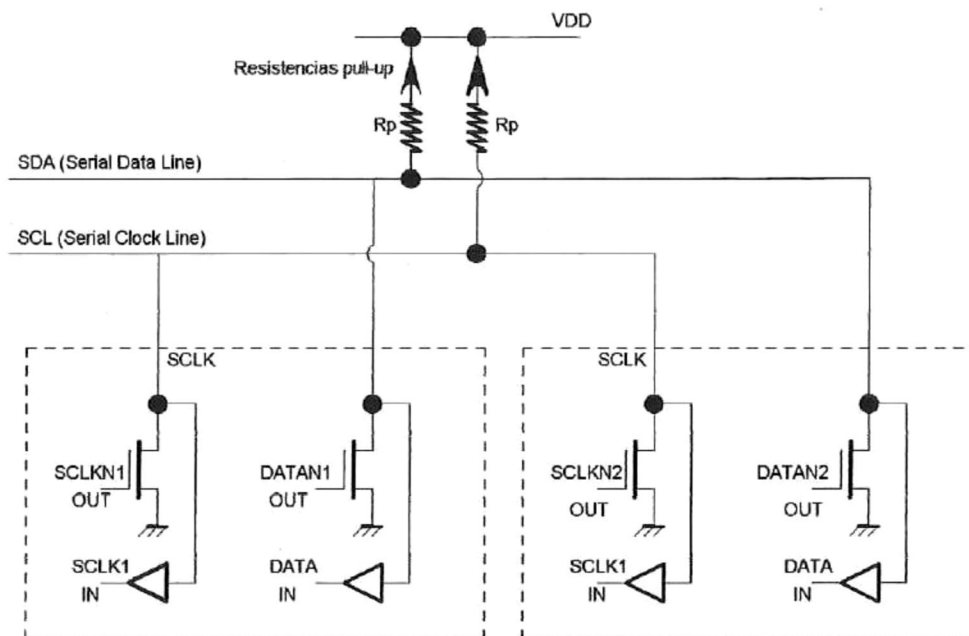


Figura 28. Conexión de dispositivos I2C para el modo estándar y modo rápido.

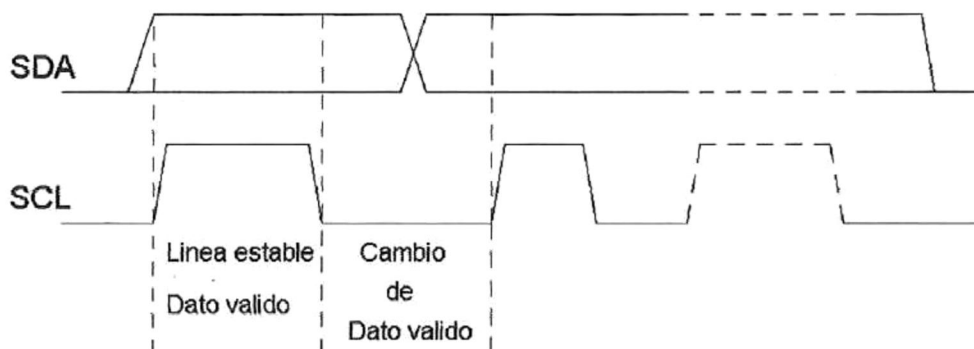


Figura 29. Transferencia de un BIT válido en el BUS I2C.

En el BUS I2C existen dos situaciones únicas, y son definidas como condición de inicio (START) y condición de parada (STOP). Una transición de bajada en la línea SDA mientras la línea SCL está en estado lógico alto, se conoce como condición de inicio. Una transición de subida en la línea SDA mientras la línea SCL está en estado lógico alto, se conoce como condición de parada. Ambas condiciones se muestran en la figura 30.

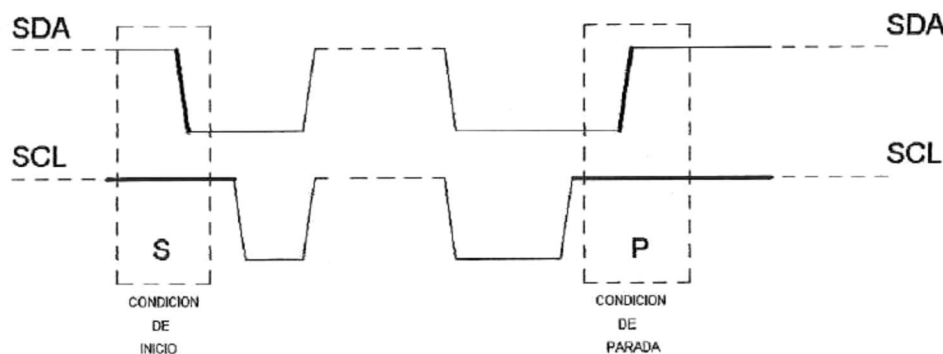


Figura 30. Condiciones de inicio y parada.

Las condiciones de inicio y parada se generan siempre por el dispositivo maestro. El BUS se considera como ocupado después de una condición de inicio. El bus se considera como libre después de que transcurre cierto tiempo después de una condición de parada.

Para efectuar una transferencia de datos, todo dato presente en la línea SDA debe ser de 8 bits de longitud. El número de datos que pueden ser transmitidos es indefinido. A cada BYTE debe seguirle una señal de reconocimiento (Acknowledge Bit). El BIT más significativo (MSB) del dato se transmite primero, como se puede apreciar en la figura 31. Si un esclavo no puede recibir o transmitir un BYTE en el instante que se le pide, por estar realizando otra operación interna. Por ejemplo un ADC que aún no tenga la conversión completa, este puede poner la línea SCL a '0', lo cual forzará al maestro a entrar al estado de espera. La transferencia de datos puede completarse cuando el esclavo este listo y libere la línea SCL.

La transferencia con reconocimiento (Acknowledge) es obligatoria. El reconocimiento es una operación que relacionada con la señal de reloj que produce el dispositivo maestro. El transmisor libera la línea SDA (estado lógico alto) durante el pulso de reconocimiento.

El esclavo debe poner un estado bajo en la línea SDA durante el pulso de reconocimiento y mantenerlo estable durante el periodo alto del ciclo de reloj como se muestra en la figura 31.

La transferencia de datos se hace de la forma presentada en la figura 32. Después de la condición de inicio, se envía inmediatamente después la dirección del dispositivo esclavo con el que se quiere realizar la transferencia. Esta dirección es de 7 bits de longitud (128 direcciones diferentes  $2^7 = 128$ ). El octavo Bit se emplea para indicar que operación se quiere

realizar con el dispositivo esclavo que puede ser: escritura o lectura (R/W). Un '0' indica una operación de escritura (Write) y un '1' indica una operación de lectura (Read). Una transferencia de datos se termina siempre con una condición de parada (STOP) generada por el dispositivo maestro, para liberar el BUS. De forma alternativa si el dispositivo maestro no desea liberar el BUS, puede generar una nueva condición de inicio y enviar la nueva dirección del dispositivo con el que desea ahora intercambiar datos antes de enviar la condición de parada.

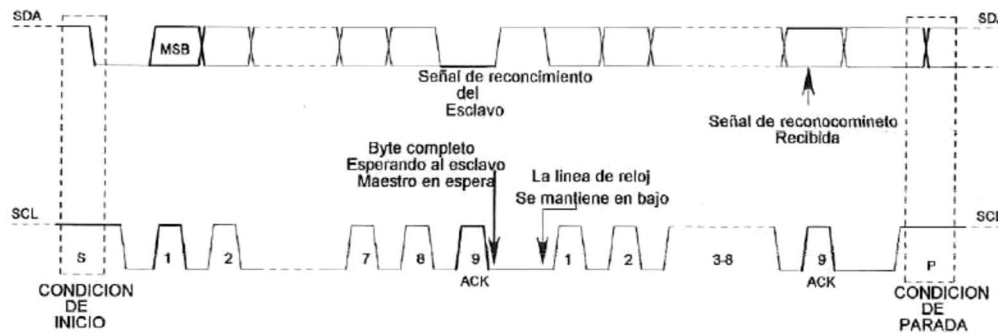


Figura 31. Condiciones de inicio, parada, reconocimiento y condición de espera.

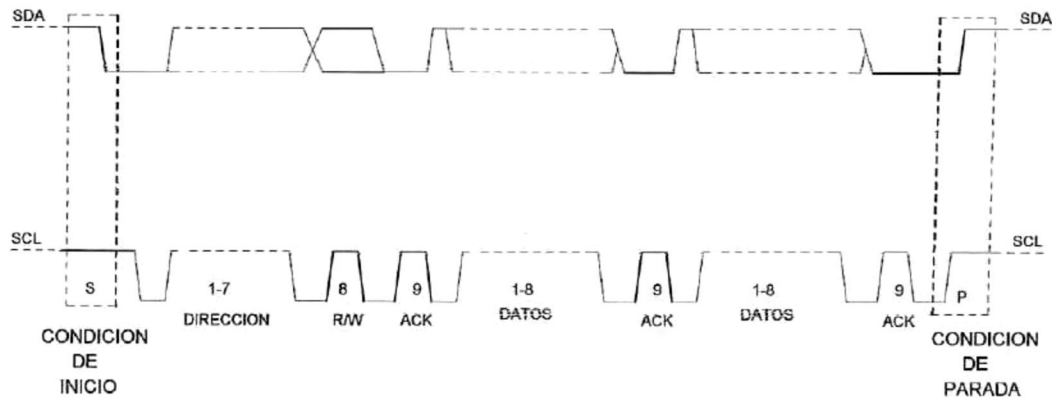


Figura 32. Transferencia completa de datos.

### II.4.3 Memoria EEPROM I2C

En esta sección se describe de forma sencilla cómo acceder a una memoria EEPROM I2C con el propósito de realizar operaciones de lectura y escritura. La memoria 24LC512 es la que se utilizará para almacenar los diferentes datos obtenidos con el dispositivo de control

de temperatura. Esta memoria se fabrica por la compañía Microchip y es del tipo EEPROM con interfase I2C [18, 19].

La memoria 24LC512 se puede observar en la figura 33. Este dispositivo es una memoria PROM con una capacidad máxima de almacenaje de 512 Kbits. Se puede borrar eléctricamente (EEPROM) y es capaz de operar en un amplio rango de voltajes que varía de 1.8 a 5.5 volts. Es posible escribir o leer en ella de forma secuencial y aleatoria. Se pueden escribir o leer páginas enteras en ella de hasta 128 Bytes por página.

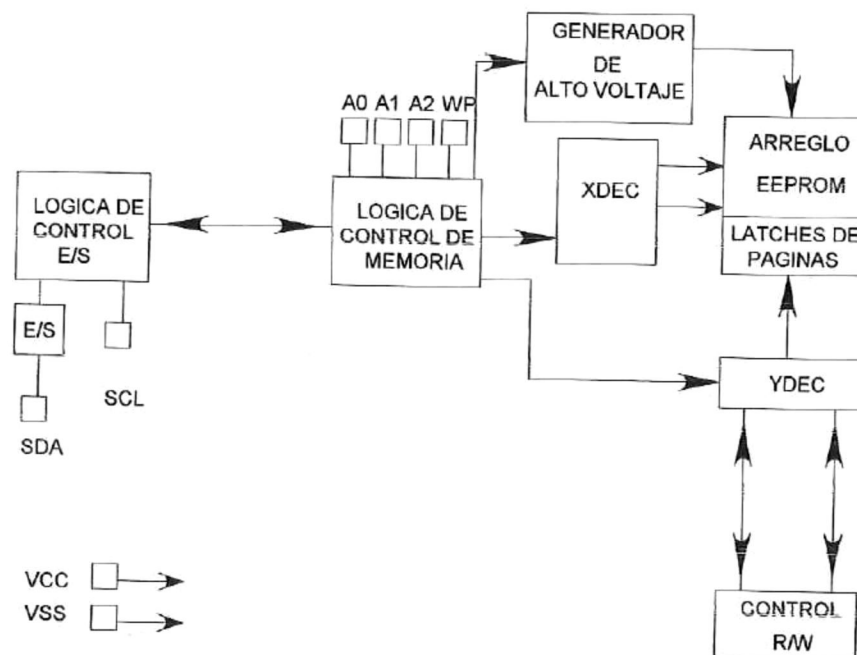


Figura 33. Diagrama a bloques de la estructura interna de la memoria 24LC512.

Es posible conectar hasta 8 memorias 24LC512 en un mismo BUS I2C, lo que permite tener una capacidad para almacenar datos de hasta 4 Mbits. En la figura 34 se muestra la distribución de las terminales de la memoria 24LC512 y en la Tabla X se describe la función de cada una de las terminales.



Figura 34. Distribución de las terminales de la memoria 24LC512.

**Tabla X. Función de las terminales de la memoria 24LC512.**

Nombre	Número	función
A0	1	Chip select configurado por usuario
A1	2	Chip select configurado por usuario
A2	3	Chip select configurado por usuario
VSS	4	Tierra
SDA	5	Línea de datos serie
SCL	6	Línea de reloj serie
WP	7	Protección contra escritura
VDD	8	Alimentación: 2.5 a +5.5 volts

Las terminales A0, A1, A2 se utilizan por la memoria 24LC512 para permitir conectar hasta 8 memorias en el mismo BUS. Los niveles lógicos de estas terminales se comparan con los bits correspondientes de la dirección.

La línea serie de datos (SDA) se utiliza para transferir datos y direcciones dentro y fuera de la memoria. Esta es una terminal de drenaje abierto y por lo tanto, SDA requiere de una resistencia de pull-up a VDD, que típicamente es de 10K $\Omega$  para 100KHz y 2K $\Omega$  para 400KHz.

Los cambios de estado de SDA se permiten solamente cuando la línea SCL está en estado lógico '0'. Los cambios de estado de SDA durante el estado alto de SCL están reservados para indicar la condición de inicio y parada.

La línea SCL se emplea para sincronizar la transferencia de datos hacia dentro y hacia fuera de la memoria.

La terminal WP (Write Protection) puede conectarse a VSS o VDD. Si se conecta a VSS, están permitidas las dos operaciones posibles: escritura y lectura. De otra manera, si esta terminal se conecta a VDD, solo se permite la operación de lectura. Si se deja esta terminal flotante, se pueden realizar ambas operaciones, debido a que internamente tiene una resistencia de pull-down.

La memoria 24LC512 soporta el protocolo I2C de Phillips. En este protocolo los dispositivos que envían datos dentro del BUS se conocen como transmisores y los dispositivos que reciben datos se conocen como receptores. EL BUS se controla por un dispositivo conocido como maestro, que es el que genera la señal SCL, controla el acceso al bus y genera las condiciones de inicio y parada, y la memoria 24LC512 opera como un dispositivo esclavo. Ambos dispositivos, maestro y esclavo pueden operar como transmisor o

receptor, pero es el dispositivo maestro el que determina quien es trasmisor y quien es el receptor en todo momento.

Para efectuar el direccionamiento, el Byte de control es el primer Byte enviado después de la condición de inicio. El Byte de control consiste en un código de 4 Bits (equivalente a 1 nibble), para la memoria 24LC512 este código de 4 Bits es '1010' para cualquier memoria EEPROM I2 sin importar el fabricante. Los siguientes 3 bits del Byte de control son los 3 bits que corresponden al estado de las terminales A0, A1 y, A2. El último Bit del Byte de control, es el Bit que determina el tipo de operación que se realizará con la memoria (lectura o escritura) como se muestra en la figura 35. Un '1' en este Bit indica una operación de lectura, mientras que un '0' indica una operación de escritura. Los siguientes 2 Bytes indican la dirección de la localidad de memoria donde se escribirá o se leerá como se puede apreciar en la figura 36.

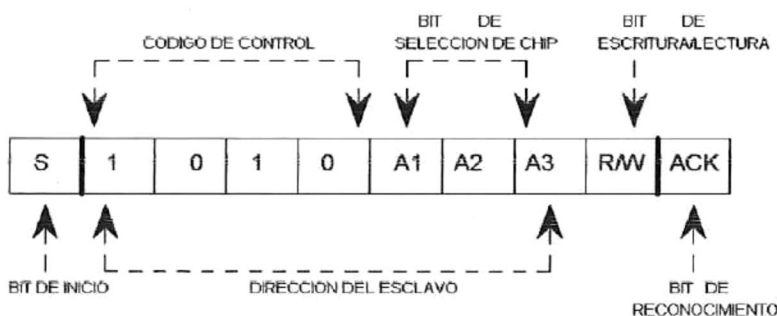


Figura 35. Byte de control enviado después de la condición de inicio.

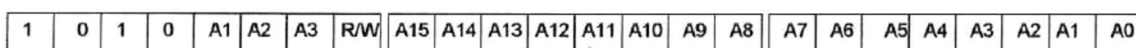


Figura 36. Byte de control y la palabra de la dirección.

Para llevar a cabo un ciclo de escritura enseguida de la condición de inicio generada por el dispositivo maestro, se envían al Bus: el nibble de control, los tres bits selectores de chip y el bit de lectura / escritura, que en este caso será un '0' lógico. La memoria seleccionada generará el Bit de reconocimiento y estará en espera de la parte alta y la parte baja de la dirección de la localidad que se desea direccionar. Después de recibir la dirección completa, el esclavo genera la señal de reconocimiento y el dispositivo transmisor enviará el dato que se desea escribir. Al recibir el dato el dispositivo receptor, la memoria generará la señal de reconocimiento, incrementará su contador de programa interno en uno y colocará el



#### II.4.4 Módulo LCD

En la presente sección se mencionan algunos aspectos importantes del módulo LCD de 16x2 caracteres basado en el controlador de HITACHI HD44780. Este módulo quizá no sea de un tamaño grande o maneje colores, pero es un módulo que puede ayudar mucho en aplicaciones industriales, comerciales o de laboratorio en donde los requerimientos de despliegue de información sean relativamente simples. El módulo tiene una interfase paralela relativamente sencilla lo cual lo hace ideal para implementarlo en sistemas basados en microcontroladores. El número de caracteres que se pueden presentar en la pantalla del módulo LCD está limitado por el tamaño del LCD, el cual puede ser de 8, 16, 20, 32 y 40 caracteres por línea para el estándar en una, dos, tres y cuatro líneas.

La mayoría de los módulos LCD tienen una interfase que cumple con las especificaciones del estándar. Cuenta con un total de 14 terminales, 8 líneas de datos, de las cuales 3 son para control y tres líneas para la alimentación. La distribución de las terminales se muestra en la figura 40. La Tabla XI presenta la función de cada una de las terminales del módulo LCD.

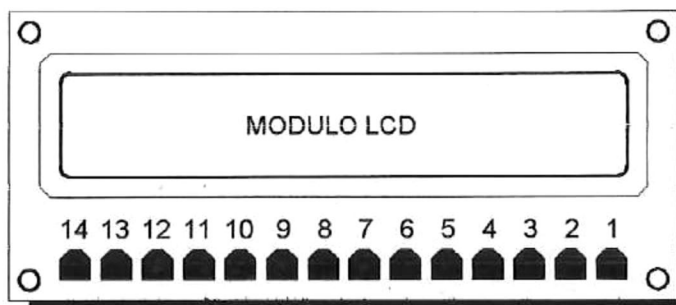


Figura 40. Distribución de las terminales del módulo LCD.

Aunque las hojas de datos del módulo especifican un voltaje de operación (VDD) de +5V, el módulo puede trabajar entre 4.5V y hasta 6V, aunque en algunos casos puede operar de 3.5V a 6V. La terminal 3 VEE se utiliza para ajustar el contraste del LCD, conectando un potenciómetro entre esta terminal y tierra. La terminal 4 RS, es la primera de las tres líneas de control, la cual se encarga de la selección del registro. Cuando esta línea está aterrizada o conectada a tierra (cero lógico), los Bytes enviados al módulo serán tratados como comandos. Si la línea RS se pone a '1', los datos serán interpretados como datos de caracteres, los cuales pueden ser enviados al módulo LCD o leídos desde el módulo LCD.

**Tabla XI Función de las terminales del módulo LCD.**

<b>TERMINAL</b>	<b>NOMBRE</b>	<b>FUNCION</b>
1	VSS	Referencia o tierra
2	VDD	Polarización +
3	VEE	Contraste
4	RS	Selección de registro
5	R /W	Lectura /escritura
6	E	Habilitación
7	D0	Bit 0 del dato
8	D1	Bit 1 del dato
9	D2	Bit 2 del dato
10	D3	Bit 3 del dato
11	D4	Bit 4 del dato
12	D5	Bit 5 del dato
13	D6	Bit 6 del dato
14	D7	Bit 7 del dato

Cuando se aterriza o se conecta a tierra la terminal 5 que es la línea de lectura /escritura, se pueden enviar caracteres o datos al módulo. Si esta línea se conecta a VDD, se pueden realizar lecturas de datos del LCD o lecturas del estado actual del módulo.

La terminal 6 (E) se emplea para iniciar la transferencia de datos presentes en las líneas D0 a D7 hacia el interior del módulo LCD. Los datos presentes en las terminales D0 a D7 no influirán en el módulo (serán ignoradas) hasta que en la terminal E se ponga un '1' lógico.

Las terminales de la 7 a la 14 son para los 8 bits del BUS de datos del módulo LCD. EL flujo puede ser hacia el interior del módulo y del módulo hacia fuera. Este BUS puede configurarse para manejar un solo dato de 8 bits o un dato de 2 nibbles (4 bit). Cuando se configura para trabajar solo con 4 bits, las terminales que se utilizan son de la D4 a la D7.

Algunos de los comandos de configuración más importantes se presentan en la Tabla XII. Los caracteres ASCII que se pueden desplegar en el módulo LCD se presentan en la figura 41. Se puede notar que además de nuestro alfabeto se incluyen una serie de símbolos

japoneses “Katakana”. Estos símbolos fueron incluidos desde su fabricación, ya que los módulos se desarrollaron en Japón.

**Tabla XII Comandos para el módulo LCD.**

Comando	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	HEX
Limpiar/LCD	0	0	0	0	0	0	0	1	1
home/LCD	0	0	0	0	0	0	1	X	2 0 3
Modo/caracter	0	0	0	0	0	1	1/D	S	4 a 7
Display on/off	0	0	0	0	1	D	U	B	8 a f
Desplazamiento/cursor	0	0	0	1	D/C	R/L	X	X	10-1f
Poner función	0	0	1	8/4	2/1	10/7	X	X	20-3f
Poner/Dirección/CGRAM	0	1	A	A	A	A	A	A	40-7f
Poner/Dirección/Display	1	A	A	A	A	A	A	A	80-ff

Comando LCD RAM (1)	0000	0001	0010	0011	0100	0101	0110	0111	1000	1001	1010	1011	1100	1101	1110	1111
xxxx0000			0	@P`P					-	9	3	α	p			
xxxx0001 (2)		!	1	AQaa					。	ア	チ	△	ä	q		
xxxx0010 (3)		"	2	BRbr					「	イ	ツ	×	β	θ		
xxxx0011 (4)		#	3	CScs					」	ウ	テ	ε	ε	∞		
xxxx0100 (5)		\$	4	Dtdt					、	エ	ト	μ	μ	Ω		
xxxx0101 (6)		%	5	EUeu					。	オ	ナ	1	ε	Ü		
xxxx0110 (7)		&	6	FUfv					ヲ	カ	ニ	ヨ	ρ	Σ		
xxxx0111 (8)		'	7	GWgw					ア	キ	ヌ	ラ	g	π		
xxxx1000 (1)		(	8	HXhx					イ	ク	ネ	リ	♪	×		
xxxx1001 (2)		)	9	IYiy					ウ	ケ	ル	”	”	”	”	”
xxxx1010 (3)		*	:	JZjz					エ	コ	ン	レ	j	≠		
xxxx1011 (4)		+	;	KLkl					オ	サ	ヒ	ロ	*	”		
xxxx1100 (5)		,	<	L¥ll					カ	シ	フ	ワ	φ	円		
xxxx1101 (6)		-	=	MJm}					ユ	ズ	ヘ	ン	も	÷		
xxxx1110 (7)		。	>	N^n→					ヨ	セ	ホ	”	”	”		
xxxx1111 (8)		/	?	O_of					ツ	ツ	マ	”	”	”	”	”

Figura 41. Caracteres del módulo LCD.

### III DISEÑO DE LOS CIRCUITOS DE ALIMENTACIÓN Y CONTROL

#### III.1 Introducción

En este capítulo se describe la metodología empleada para el diseño del circuito o fuente de alimentación, así como la utilizada para el diseño del circuito auxiliar controlador de temperatura. El circuito o fuente de alimentación, debe ser capaz de proporcionar voltajes regulados, con protección contra picos y libres de rizo. Este circuito se describe en la sección III.2 y se divide en dos: el primero es un circuito transformador AC – DC, el cual convierte un voltaje alterno a uno de directa y se describe en la sección III.2.1, mientras que el segundo es un circuito regulador de voltaje, el cual se encarga de regular los voltajes y ajustarlos a los diferentes valores deseados y se describe en la sección III.2.2. Por otro lado, el diseño del circuito controlador de temperatura se trata en la sección III.3. Este circuito debe controlar la temperatura del sistema criogénico y mantenerla durante un periodo largo de tiempo, a un valor de temperatura establecido por el usuario.

#### III.2 Diseño del circuito o fuente de alimentación

En esta sección, se diseña un circuito electrónico que permite proveer la energía necesaria (voltajes) para alimentar tanto dispositivos de efecto de campo tipos MESFET, HEMT's y P-HEMT's, como amplificadores híbridos y monolíticos de microondas, además de proveer los voltajes requeridos por algunos de los componentes y equipos que constituyen el banco de medición de ruido.

Todos los dispositivos electrónicos sin excepción requieren de una fuente de alimentación para funcionar que por lo general es de DC (Corriente directa). Para aplicaciones de bajo consumo suelen usarse baterías o celdas solares las cuales por sí solas son fuentes lineales de corriente directa. Para las aplicaciones donde se requiere una potencia mayor, se utilizan fuentes lineales reguladas de corriente directa, en donde estas fuentes en la mayoría de los casos tienen como elemento principal la toma de corriente de línea que por lo general en México y otros países es de 110 V AC @ 60 Hz. En esta sección se menciona la metodología utilizada para el diseño de una fuente lineal regulada con las características requeridas.

El esquema general de una fuente de voltaje regulada se presenta en la figura 42. La primera etapa es la de transformación - rectificación, la cual está formada generalmente por un transformador y una configuración adecuada de diodos rectificadores que se utiliza para rectificar en media onda u onda completa. La configuración de los diodos rectificadores depende del tipo de transformador que se utilice y del tipo de rectificación que se desee. La segunda etapa es la de filtrado en donde se utilizan comúnmente condensadores e inductores. La tercera etapa es la de regulación y la cuarta es la de amplificación de corriente. Las etapas de transformación – rectificación y filtrado se describen en la sección III.2.1 y las de regulación y amplificación de corriente en la figura III.2.2.

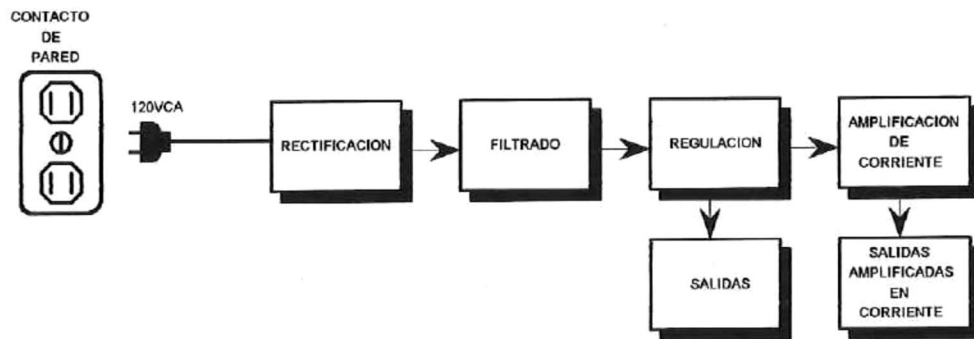


Figura 42. Diagrama simplificado de una fuente de voltaje regulada.

### III.2.1 Diseño del convertidor AC-DC

Esta etapa es la encargada de transformar el nivel de AC proveniente del contacto de línea, usualmente 110VCA @ 60Hz, a un nivel de voltaje de DC deseado. Cuando se desea un nivel de voltaje DC de 110 volts, no es necesario agregar el transformador reductor o aumentador de voltaje a la etapa de rectificación. La configuración que se utiliza para este trabajo es la de rectificador de onda completa con transformador sin derivación central mostrado en la figura 43.

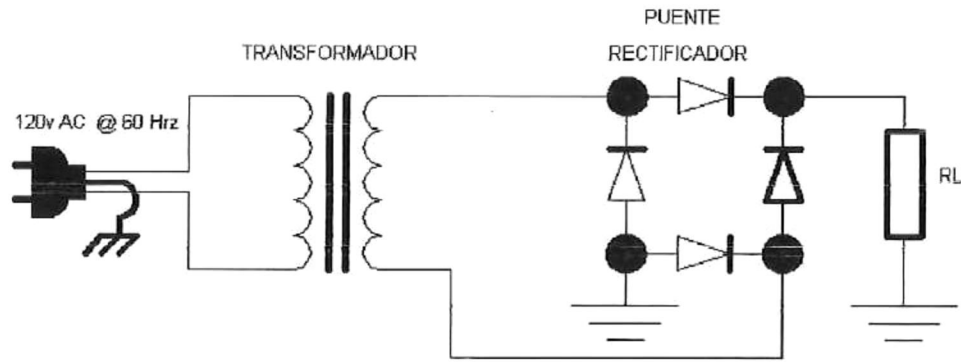


Figura 43. Circuito transformador – rectificador de voltaje de onda completa.

En primer lugar, para el diseño del transformador se tienen los siguientes parámetros: 110V AC @ 60 Hz en el voltaje de línea (entrada:  $V_{ent}$ ) que por consiguiente, será la alimentación del devanado primario del transformador. Como el voltaje máximo requerido en las especificaciones de la fuente es de 28 volts y tomando en cuenta la caída interna del regulador y la del rectificador puente, se puede estimar un voltaje de secundario de aproximadamente 32Volts RMS (salida:  $V_{sal}$ ). Con estos datos se calcula la relación del transformador  $N$ , además de la potencia necesaria en Volts-Ampere.

$$N = \left( \frac{N_1}{N_2} \right) = \left( \frac{V_{ent}}{V_{sal}} \right) = \left( \frac{110}{32} \right) = 3.4375 \quad (2)$$

Donde  $N_1$  es el número de vueltas del primario y  $N_2$  el número de vueltas del secundario,  $V_{ent}$  en voltaje de entrada (primario) y  $V_{sal}$  el voltaje de salida (secundario). Este transformador deberá entregar una corriente máxima de 15A en el secundario, con el fin de poder alimentar a los diferentes componentes del sistema. Conociendo la corriente, se puede calcular la potencia en Watts o cantidad de Volts-Ampere en el secundario.

$$relacionVA = 15A * 32V = 480VA \quad (3)$$

Con estos datos, se manda fabricar un transformador de hierro laminado con una capacidad de 480 VA y una relación de vueltas de 3.4375, con un voltaje en el primario de 110V AC y un voltaje del secundario de 32 Volts. Se tiene la corriente en el secundario y la relación de vueltas, lo cual es suficiente para que el fabricante calcule la corriente en el primario y pueda determinar el calibre del cable a utilizar en las bobinas del transformador.

El segundo transformador se calcula de manera similar a lo expuesto en el párrafo anterior, resultando:

$$N = \left( \frac{V_{ent}}{V_{sal}} \right) = \left( \frac{110}{21} \right) = 5.238 \quad (4)$$

Y una potencia o  $relacionVA = 4A * 21V = 84VA$  (5)

Con estos datos, ahora se pueden mandar fabricar los 2 transformadores, o bien fabricar ambos en el mismo transformador. Es decir que se fabrica un transformador con un devanado primario para 110 V y dos devanados para el secundario con 32 Volts (15A) y 21 Volts (4A) respectivamente.

Por otro lado, teniendo el transformador, se debe diseñar la etapa de rectificación la cual se describe como sigue:

Para seleccionar el puente rectificador se toman en cuenta dos parámetros, la corriente máxima que circulará por él y también el voltaje inverso al que se verá sometido cuando esté en plena carga. Para este caso se tienen dos corrientes diferentes 15A y 4A y un voltaje RMS de (32-0.7) Volts máximo. El voltaje pico para un rectificador de onda completa para un voltaje promedio de 28 Volts, se obtiene como:

$$V_p = \left( \frac{V_m \cdot \pi}{2} \right) = \left( \frac{28 \cdot \pi}{2} \right) = 44vp \quad (6)$$

Con base a los parámetros anteriores, se seleccionaron los puentes rectificadores NTE 5322 y MDA990-2 que tienen un voltaje inverso máximo de 200V y soportan una corriente máxima de 25 A y 40 A respectivamente. Es importante notar que las características de estos rectificadores exceden a los valores reales de voltaje y corriente. Esto es necesario ya que cuando circula una cantidad de corriente alrededor de 15 Amperes, los rectificadores se calientan y se aumenta la probabilidad de que sufran algún daño. Para asegurar que no se dañaran debido a un calentamiento excesivo, se agrega un disipador a cada puente de diodos, y además se agrega otro puente de diodos en paralelo para que la corriente que circula a través de los diodos se divida. El diagrama del circuito transformador – rectificador AC-DC diseñado se muestra en la figura 44.

Se puede observar en la figura 44, que se incluyen además dos capacitores de filtrado los cuales se calculan enseguida.

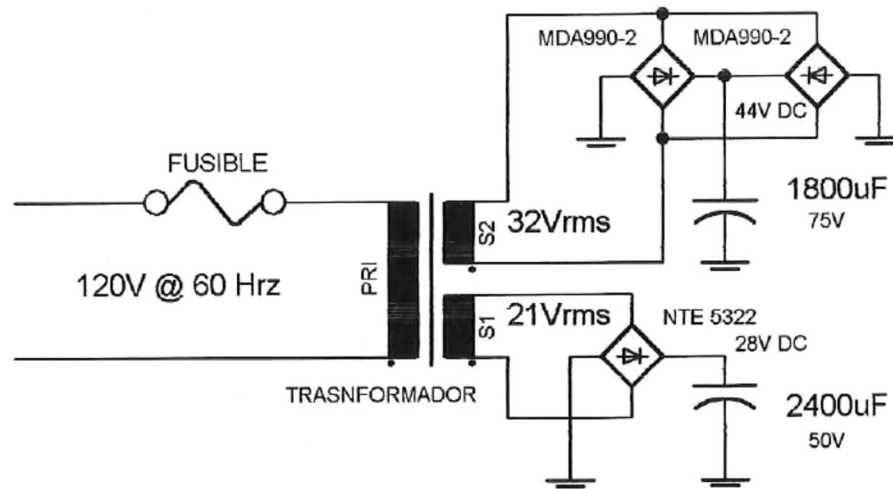


Figura 44. Transformador AC-DC diseñado.

La amplitud de la componente alterna a la salida del capacitor se obtiene como:

$$V_a = r \cdot V_{dc} \quad (7)$$

Donde  $r$  es el rizo el cual se obtiene como:

$$r = \frac{\pi}{\omega RC} = \frac{1}{2 \cdot f \cdot C \cdot R} \quad (8)$$

Donde se puede apreciar que el rizo  $r$  varía inversamente proporcional con la resistencia de carga  $R$  y el capacitor  $C$ .

$$V_a = \left( \frac{V_{dc}}{2 \cdot f \cdot C \cdot R} \right) \quad (9)$$

Para las dos fuentes con  $V_a = 44$  y  $28$  Volts y con capacitores de  $1800\mu\text{F}$  y  $2400\mu\text{F}$  respectivamente, una frecuencia  $f=60\text{Hz}$  y una resistencia de carga de  $1000\Omega$ , la componente alterna resultante a la salida de cada uno de los capacitores es:  $V_{a1}=0.203\text{v}$  y  $V_{a2}=0.097\text{v}$ . Sin carga o resistencia infinita estos voltajes son de aproximadamente cero, y aumentan cuando la resistencia de carga se reduce. Enseguida se describe el diseño de los circuitos reguladores de voltaje.

### III.2.2 Diseño de los circuitos reguladores de voltaje

Las primeras consideraciones que generalmente se hacen para la selección del dispositivo regulador son: Voltaje de entrada máximo y mínimo, Voltaje máximo y mínimo de salida y la corriente máxima de salida. Un parámetro también muy importante pero que comúnmente no se toma en cuenta para la selección del dispositivo regulador es la temperatura a la que va a operar. Los voltajes que la fuente regulada lineal debe de proveer se mencionan enseguida:

- Voltajes fijos de 34V (3A), 28V (1A), 24V (1A), 15V (3A), 12V (3A), 9V (1A) y 5V (3A).
- Voltajes ajustables 2 a 30 Volts (3A) y 2 a 15 Volts (6A Protegida).
- Voltajes negativos ajustables 0 a -5 Voltios (2A).
- Temperatura de operación: 0 a 100 °C

El voltaje de 28 Volts se requiere para alimentar a un interruptor de microondas que opera hasta 40 GHz y que se encuentra en el banco de medición de ruido, el de 24 Volts se necesita para alimentar los relevadores que se utilizarán en el circuito de control de temperatura y para alimentar un ventilador que se emplea para enfriar el circuito completo. El voltaje de 15 Volts se utiliza para alimentar un amplificador de RF del banco de medición y para alimentar cualquier otro amplificador que se desee medir. El voltaje de 12 Volts se utiliza para alimentar un amplificador de IF que forma parte del banco de medición de ruido, así como para alimentar otro amplificador del banco de pruebas. El voltaje de 9 Volts se utiliza para alimentar un multímetro que servirá para medir voltajes y corrientes presentes en el sistema. Se requieren además, voltajes positivos y negativos para operar hasta cinco transistores simultáneamente.

Los transistores de microondas de efecto de campo, requieren dos voltajes para operar: Un voltaje positivo entre la terminal de drenaje y la de fuente  $V_{ds}$ , y un voltaje negativo entre la terminal de compuerta y la de fuente  $V_{gs}$ . Generalmente los transistores de pequeña señal utilizan voltajes de  $V_{ds}$  entre 2 y 3 Volts con un consumo de corriente máximo de unos cuantos mA (100mA), sin embargo en algunas aplicaciones de potencia se

requieren voltajes entre 10 y 15 Volts con consumos de corriente entre 1 y 10 Amperes. Para el voltaje de  $V_{gs}$  se requiere tener una fuente ajustable entre 0 y  $-5V$  con un manejo de corriente pequeño ( $< 100mA$ ). Mediante el voltaje negativo  $V_{gs}$  se controla la corriente que circula a través de las terminales de drenaje y fuente.

Los dispositivos reguladores positivos seleccionados para la fuente aquí propuesta fueron el LM317 [20] y el TL783 de TEXAS INSTRUMENTS [21], los cuales cumplen con algunos de los requisitos deseados como los voltajes de regulación, pero que no pueden soportar el manejo de corriente deseada. Sin embargo, se integran dispositivos extra como transistores de potencia para soportar mayores corrientes.

En las hojas de datos del LM317, el fabricante especifica un voltaje máximo de entrada de 35 voltios para este dispositivo. Como se puede observar en la sección anterior, los voltajes que entrega el circuito transformador-rectificador ya filtrado son de 44 y 28 Volts. Por lo tanto, el regulador TL783 se utiliza debido a la imposibilidad de emplear el regulador LM317 directamente, ya que el regulador TL783 permite un voltaje máximo de entrada de hasta 125 voltios.

Primero se analiza la potencia máxima que puede disipar el regulador de voltaje para esta configuración por medio de la siguiente ecuación [20].

$$P_D = \left( \frac{T_{j(max)} - T_A}{\theta_{JA}} \right) \quad (10)$$

Donde:  $\theta_{JA}$  es la temperatura de la unión a temperatura ambiente  $^{\circ}C/W$ ,  $T_J$  es la relación de la temperatura de la unión  $^{\circ}C$ ,  $T_A$  es la temperatura Ambiente y  $P_D$  es la potencia disipada en Watts.

El intervalo de operación para este regulador es  $T_J$  ( $-65^{\circ} < T_J < 150^{\circ}$ ) y el valor de  $\theta_{JA}$  es igual a  $19^{\circ}C/W$ . Si se fija  $T_J$  a  $125^{\circ}C$ , de la expresión (10) resulta:

$$P_D = \left( \frac{125^{\circ}C - 25^{\circ}C}{19 \frac{^{\circ}C}{W}} \right) = 5.2631W \quad (11)$$

que es la máxima potencia que puede disipar el dispositivo para seguir funcionando dentro de sus límites de operación. En la figura 45 se puede apreciar el diagrama del regulador TL783 donde se incluyen los voltajes de entrada (44v) y salida (28v).

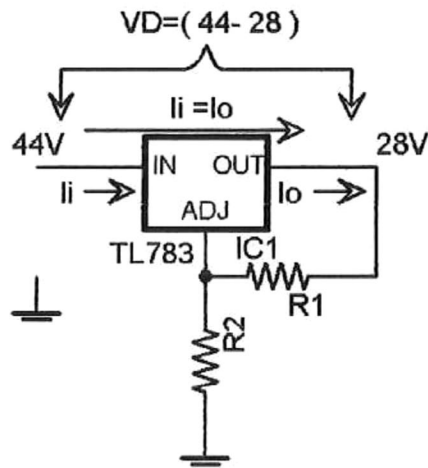


Figura 45. Regulador de voltaje TL783.

Ahora que se conoce este importante parámetro, se prosigue a calcular la máxima corriente que se puede demandar sin temor a dañar el dispositivo.

$$P_D = I_D * V_d \quad (12)$$

Donde:  $I_D$  es la corriente demandada,  $V_d$  es la diferencia entre el voltaje de entrada y salida ( $44 - 28 = 16v$ ),  $P_D$  es la potencia disipada en Watts. Entonces despejando  $I_D$  de (12), resulta:

$$I_D = P_D / V_d = \frac{5.26 W}{16 V} = 325 mA \quad (13)$$

Esta es la corriente máxima que se puede demandar a través del regulador sin peligro de dañarlo. Para aumentar el manejo de corriente, se puede agregar un transistor como se muestra en la figura 46.

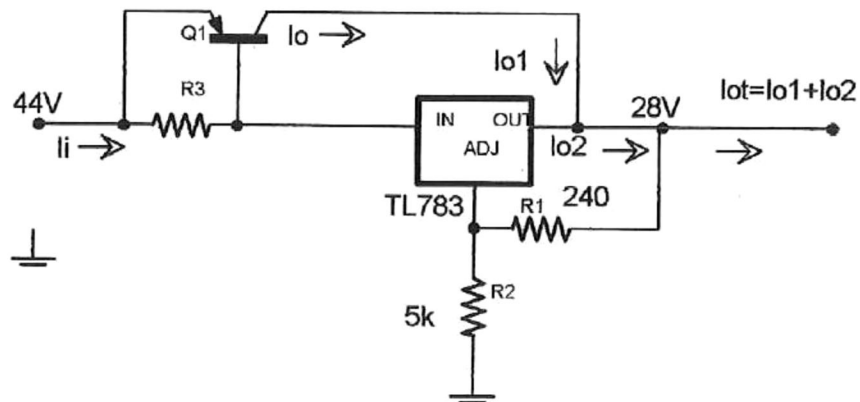


Figura 46. Configuración para aumentar el manejo de corriente en un regulador.

Para que el transistor entre en saturación, se requiere que entre el emisor y la base esté presente un voltaje igual o mayor a 0.7 voltios. Debido a que la resistencia R3 está en paralelo con la unión base-emisor, se puede calcular la resistencia para una corriente máxima demandada por el regulador. Por ejemplo si se desea que en el regulador circule menos de 300mA, se puede calcular la resistencia necesaria para que el transistor entre en saturación para este valor de corriente valiéndose de la fórmula (14).

$$R3 = \left( \frac{.7}{300mA} \right) = 2.33\Omega \quad (14)$$

Esta resistencia debe además ser capaz de manejar una potencia mínima de un  $\frac{1}{4}$  de Watt.

Para calcular las resistencias que fijan el voltaje de salida del regulador se utiliza la siguiente ecuación [21].

$$Vo = vref * \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (15)$$

Vref es igual a 1.25 Volts para el regulador TL783. Se sugiere en las hojas de datos de este componente, que R1 tenga un valor de 240  $\Omega$  . Así que solo resta encontrar el valor de R2 resultando,

$$R2 = R1 * \left( \frac{V_o}{v_{ref}} - 1 \right) \quad (16)$$

$$R2 = 240 * \left( \frac{28}{1.25} - 1 \right) = 5.136 K\Omega \quad (17)$$

Para los voltajes ajustables de 2 a 30 voltios se utilizó el circuito integrado regulador de voltaje LM317 el cual se muestra en la figura 47. La potencia máxima que puede disipar este dispositivo es la misma que para el TL783, debido a que los dos tienen la misma resistencia térmica de unión  $\theta_{JA}$ .

Para calcular los valores máximos de la corriente que puede manejar este componente, se utilizan las ecuaciones (12) y (13). Aplicando los voltajes mínimo y máximo  $V_d$  de (2v y 30V), resulta una corriente de:

$$I_D = \left( \frac{5.26}{(32-2)} \right) = 175.33 mA \quad (18)$$

$$I_D = \left( \frac{5.26}{(32-30)} \right) = 2.63 A \quad (19)$$

Estas son las corrientes máximas que se pueden demandar a través del regulador. Es importante notar que entre mayor sea la relación  $V_d$ , menor será la corriente que se puede demandar a través del regulador para mantener la misma potencia de salida. Por esta razón se recomienda que los voltajes de entrada y salida sean muy parecidos.

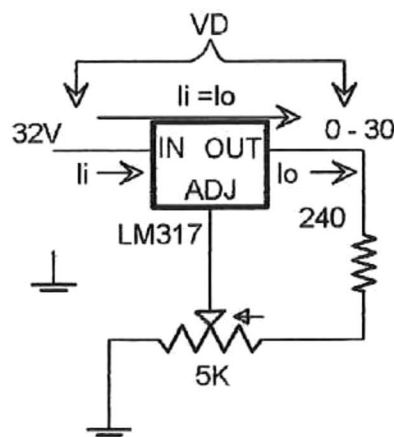


Figura 47. Regulador de voltaje LM317.

Para generar y regular los voltajes negativos, se utilizó una fuente conmutada PT6604 de TEXAS INSTRUMENT [22]. Esta fuente solamente requiere de una alimentación de 12 voltios positivos y dos capacitores para entregar a su salida  $-5$  voltios y con una capacidad máxima de 3A. Esta disponible como un módulo en un empaquetado de 14 terminales del tipo SIP. La configuración de este convertidor de voltaje DC-DC se muestra en la figura 48.

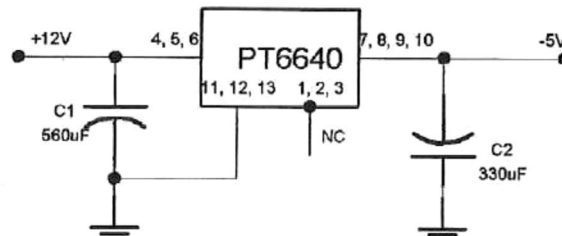
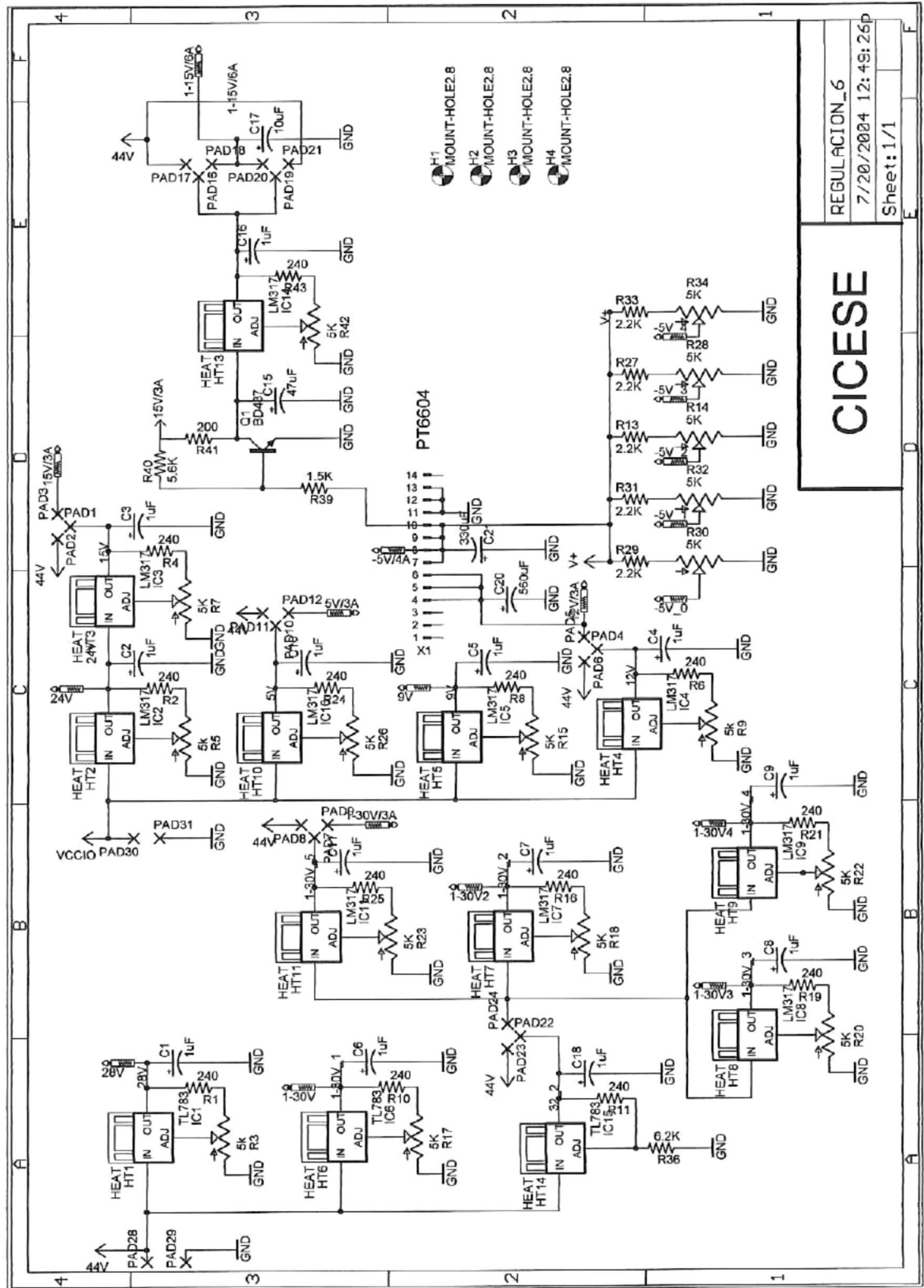


Figura 48. Convertidor DC-DC PT6640.

Con todos los datos obtenidos anteriormente se procedió a efectuar el diseño de la etapa de regulación como se muestra en la figura 49. Se utilizaron 7 transistores 2N3771 para reforzar la corriente de los reguladores y se montaron fuera del PCB en un disipador de aluminio de aproximadamente 15 x 30 centímetros. Estos transistores pueden manejar una corriente de hasta 3 amperes. La terminal 10 del circuito PT6604 es una salida de  $-5$ V que se conecta a un circuito de protección para la salida de 1-15volts con capacidad de manejo de potencia de 6 Amperes. Cuando por alguna razón no exista un voltaje negativo en la base del transistor BD437, no habrá voltaje de salida entre el colector y emisor y el voltaje a la entrada del regulador LM317 es aproximadamente cero, protegiendo de esta manera a los transistores o componentes que estén conectados a la terminal PAD18.

En la terminal 10 del circuito PT6604 también se conectan cinco divisores de voltaje para estar en disponibilidad de ajustar los valores de  $V_{gs}$  que se le presentarán a los cinco dispositivos o transistores que se desea alimentar. Se puede apreciar en la figura 49 que se utilizan 3 reguladores TL783, de los cuales uno se ajustó para entregar 28V con capacidad de 1 Ampere, el segundo se puede variar entre 1 y 30 Volts (1A) y el tercero se utiliza para alimentar con 32 Volts a cuatro reguladores LM317 empleando además un transistor de potencia para entregar de 1 a 30 Volts (1A). Los reguladores para 5, 9, 12, 15 y 24 Volts se (VCC10) alimentan de la salida rectificadora de 28 Volts del transformador.



**CICESE**

REGULACION\_6  
7/20/2004 12:48:26p  
Sheet: 1/1

Figura 49. Diagrama esquemático del circuito regulador de voltaje.

### III.3 Diseño del circuito controlador de temperatura

Para estabilizar la temperatura del sistema criogénico diseñado y construido en el CICESE [1,2], se cuenta con un controlador de temperatura comercial Lakeshore modelo 321 [9] descrito en la sección II.3, el cual logra estabilizar la temperatura en la oblea de pruebas del sistema criogénico en los intervalos de 290°K a 347.8 °K y de 10°K a 20°K solamente. La estabilización de la temperatura se logra enviando una corriente a un calentador “Heater” montado por la parte inferior de la oblea de pruebas y a un lado del sensor de temperatura como se puede apreciar en la figura 4b). Estos intervalos se pudieran ampliar, si en el interior de la cámara criogénica se montara un calentador de mayor capacidad. El calentador está formado por una resistencia interna de 123Ω (5W) y una resistencia externa de 27Ω (5W) en serie con la interna. Entonces, la resistencia total es de 150Ω. El controlador Lakeshore 321 proporciona un voltaje de 27 Volts al calentador y la corriente que circulará por la resistencia será:

$$I = \frac{V}{R} = \frac{27v}{150} = 180mA \quad (20)$$

y la potencia resulta:

$$P = V \cdot I = \frac{V^2}{R} = 4.86W \quad (21)$$

El fabricante del controlador Lakeshore especifica que el equipo puede manejar hasta 25W de potencia con una corriente máxima de 1 Ampere en el rango alto. En el rango bajo solo maneja hasta 2.5W y con una corriente máxima de 0.31A. Para estar en capacidad de proporcionar una potencia de 25 Watts, se recomienda que el calentador tenga una resistencia de 25Ω /25W. Generalmente las resistencias de 25 Watts son de tamaño muy grande y sería imposible colocarla en la oblea de pruebas. Además, el montar dicho calentador en la oblea implicaría mayor carga térmica para el sistema de enfriado con lo cual puede que no se alcance la temperatura mínima de 11°K que actualmente se alcanza. También se contempló la manera de agregar varios calentadores conectados en paralelo y haciendo contacto físico con la segunda etapa del dedo frío, además de estar uno de ellos montado en la oblea de pruebas junto con el sensor de temperatura. Sin embargo esta opción tampoco es viable ya que en la región de la segunda etapa del dedo frío van enrollados los cables del sensor de temperatura y

del calentador, además de que el dedo frío va cubierto con una pantalla antirradiación y el espacio entre el dedo frío y la pantalla es muy reducido.

Cuando el compresor del refrigerador se enciende y se encuentra a la temperatura ambiente ( $294\text{ }^{\circ}\text{K}$ ), la temperatura comienza a descender hasta que alcanza la mínima que es de aproximadamente  $11\text{ }^{\circ}\text{K}$ . Si por ejemplo se desea estabilizar la temperatura a  $77\text{ }^{\circ}\text{K}$ , se requiere aplicar una energía mayor a 25 Watts que es la que recomienda el fabricante del equipo Lakeshore. Debido a que la oblea de pruebas y su soporte antivibración no representan una gran carga térmica, es posible disminuir la temperatura hasta  $11\text{ }^{\circ}\text{K}$ .

El sistema se caracterizó para determinar la energía requerida, resultando aproximadamente  $0.5\text{ Watt}/^{\circ}\text{K}$ . Considerando que la temperatura mínima del sistema es de  $11\text{ }^{\circ}\text{K}$  y la temperatura deseada es de  $77\text{ }^{\circ}\text{K}$ , se tiene una diferencia de  $66\text{ }^{\circ}\text{K}$ , y entonces la energía requerida será 33 Watts. Esto significa que aún agregando un calentador de 25 W, únicamente se alcanzarían  $61\text{ }^{\circ}\text{K}$  y no los  $77\text{ }^{\circ}\text{K}$  requeridos.

Una solución más “elegante” sería encontrar un calentador con mayor capacidad de potencia hecho de algún material que no altere la carga térmica dentro de la cámara criogénica y que, además, cumpla con las dimensiones físicas mínimas para poder ser instalada en el interior de la cámara.

Pero como casi en todos los problemas la solución más “elegante” no siempre es la más viable, una solución que se plantea es la de quitarle energía (energía de enfriamiento) al sistema de enfriado, que es mucho mayor que la energía aplicada por el calentador (energía calorífica) y así el calentador pueda elevar la temperatura por arriba de los  $20^{\circ}\text{K}$ .

El problema se reduce entonces a quitarle energía al refrigerador. Para ello, se puede seguir una metodología similar a la que utilizan los refrigeradores caseros o los equipos de aire acondicionado, los cuales para estabilizar la temperatura a un valor deseado, apagan y encienden el compresor. De acuerdo a lo anterior, se trata de controlar y estabilizar la temperatura interna del sistema criogénico con periodos variables de encendido y apagado del sistema de enfriado.

En esta sección se diseña un circuito auxiliar que permite controlar y estabilizar la temperatura del sistema criogénico. La figura 50 muestra el sistema de control de temperatura, donde se puede apreciar (con la línea punteada) el circuito que se diseña en este



La medición inicia encendiendo el compresor en el tiempo cero y la temperatura comienza a disminuir. La temperatura alcanza el mínimo de 11 °K en 1 hora con 15 minutos (4500 segundos). Al haber alcanzado el mínimo, el compresor se apaga e inicia el tiempo de recuperación. La máxima temperatura (temperatura ambiente) se alcanza después de 19 horas 35 minutos (70500 segundos). Como se puede apreciar en la grafica de la figura 51, existen dos discontinuidades debidas a una pérdida de información, ya que en esas regiones la temperatura cambia bruscamente ya que el tiempo de muestreo de 10 segundos es demasiado grande. Para medir en estas regiones se requiere medir con un tiempo de muestreo cercano a 1 segundo. Este comportamiento tan abrupto se debe al comportamiento del diodo sensor de temperatura y a la poca carga calorífica con la que contribuye la oblea de pruebas.

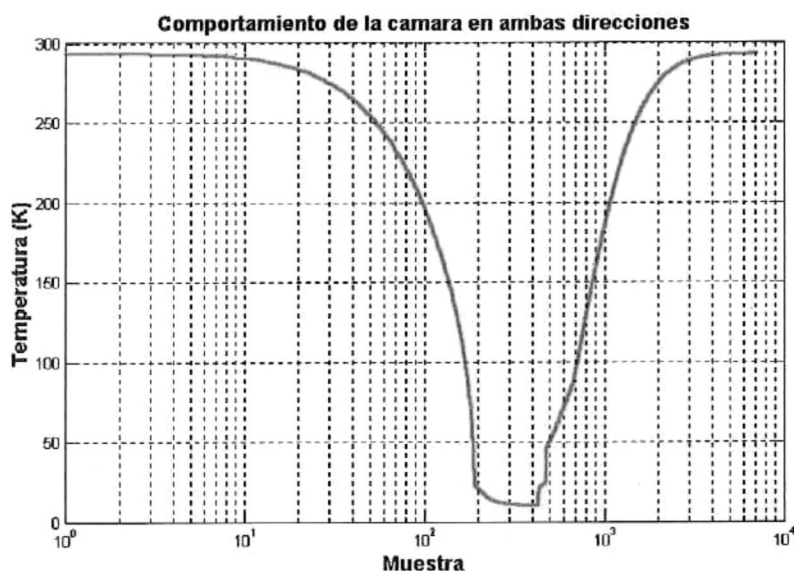


Figura 51. Comportamiento de enfriamiento y recuperación del sistema criogénico.

Con los datos obtenidos durante el primer monitoreo se obtuvieron características muy importantes del sistema, y se encontraron las regiones en donde podría considerarse un comportamiento lineal, así como las discontinuidades en ambos sentidos (enfriado y recuperación), además de comprobar que el tiempo de recuperación es mucho mayor que el de enfriado. Durante las mediciones, también se observó que el compresor se debe apagar antes de que la temperatura alcance la temperatura deseada "setpoint", porque una vez apagado la temperatura continúa disminuyendo hasta cierto valor (inercia de bajada del refrigerador). Después de alcanzar una temperatura mínima, la temperatura comienza a

aumentar ya que el controlador Lakeshore le aumenta la potencia al calentador para evitar que la temperatura medida se aleje demasiado del setpoint. Cuando la temperatura medida sobrepasa al setpoint el refrigerador debe encenderse, pero la temperatura sigue aumentando debido a la inercia de subida del calentador y al retardo en el enfriamiento del refrigerador.

Para cuantificar la inercia de encendido (bajada), la inercia de apagado (subida) y sus respectivos diagramas de tiempo, se efectuó un segundo monitoreo el cual es diferente al anterior y cuya metodología es la siguiente:

1. Establecer una temperatura (setpoint).
2. Encender el sistema de enfriamiento.
3. Una vez alcanzada la temperatura deseada, apagar el sistema.
4. Repetir estos pasos para varias temperaturas.

Los datos obtenidos de la medición empleando este procedimiento se muestran en la figura 52.

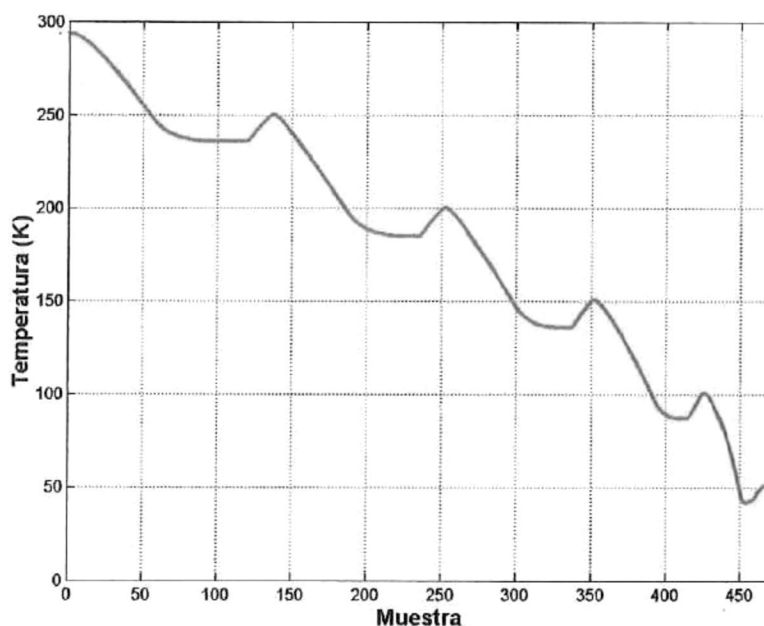


Figura 52. Gráfica para determinar la inercia de encendido – apagado.

En la gráfica de la figura 52 se aprecia que la temperatura de la cámara en todos los casos se fué muy por debajo de la temperatura establecida “setpoint”. Por ejemplo, cuando el setpoint establecido fue de 250, el refrigerador se apagó al alcanzar esta temperatura, pero la temperatura continuó disminuyendo hasta alcanzar una temperatura de 230. Se puede

observar que cuando se alcanzó la temperatura mínima, la temperatura se mantiene constante durante un tiempo considerable (500 segundos) y después comienza a aumentar hasta sobrepasar al setpoint hasta  $254^{\circ}K$ . Para otras temperaturas ( $200^{\circ}K$ ,  $150^{\circ}K$ ,  $100^{\circ}K$  y  $50^{\circ}K$ ) se puede observar que la desviación entre la temperatura mínima alcanzada y la deseada se va acercando para temperaturas más bajas pero esta desviación aún es demasiado grande ( $15^{\circ}K$ ). Se puede observar que los tiempos en que se mantiene la temperatura más baja también van disminuyendo al disminuir la temperatura del setpoint.

Con estos datos se realiza un primer controlador y se comprueba si el “controlador por tiempos variables” podrá realizar dicha tarea de control con buena precisión. Para la realización del circuito controlador de temperatura se diseñó un sistema basado en el microcontrolador PIC16F877A de la casa Microchip [14,15]. Este controlador, además de determinar los tiempos variables de encendido y apagado del sistema de enfriamiento, almacena las temperaturas registradas a lo largo de todo el proceso en una memoria del tipo I2C no volátil, despliega la temperatura en un módulo LCD 2x16. La descarga de los datos almacenados en la memoria I2C, se realiza de forma serie y con el protocolo RS-232 como se muestra en la figura 53.

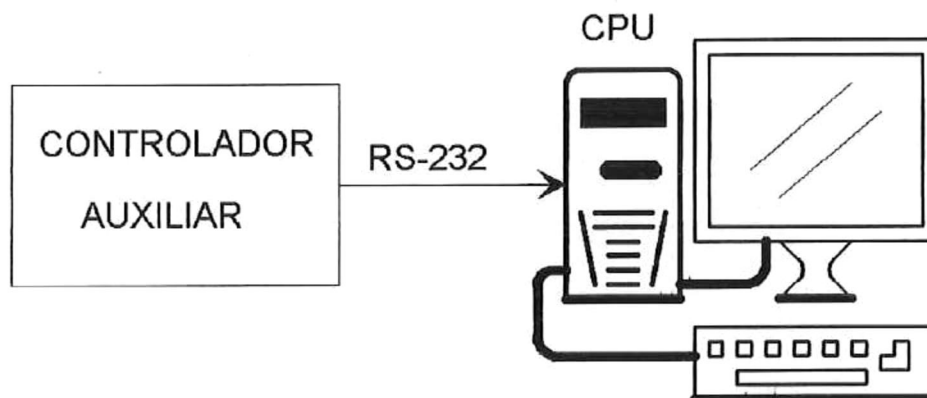


Figura 53. Conexión del controlador con una PC mediante RS-232.

La comunicación serie entre el controlador y una computadora personal se realiza a 9600 bps, con una longitud de datos de 7 bits, paridad impar, 1 bit de parada (stop bit) y 1 de inicio (start bit). La comunicación con el medidor de temperatura se efectúa a 1200 bps, 7 bits de longitud, paridad impar, 1 bit de inicio y 1 bit de parada. Como se puede apreciar es prácticamente la misma configuración solo se difiere en las velocidades de transferencia de datos. La velocidad máxima permitida por el medidor de temperatura es de 1200 bps. En

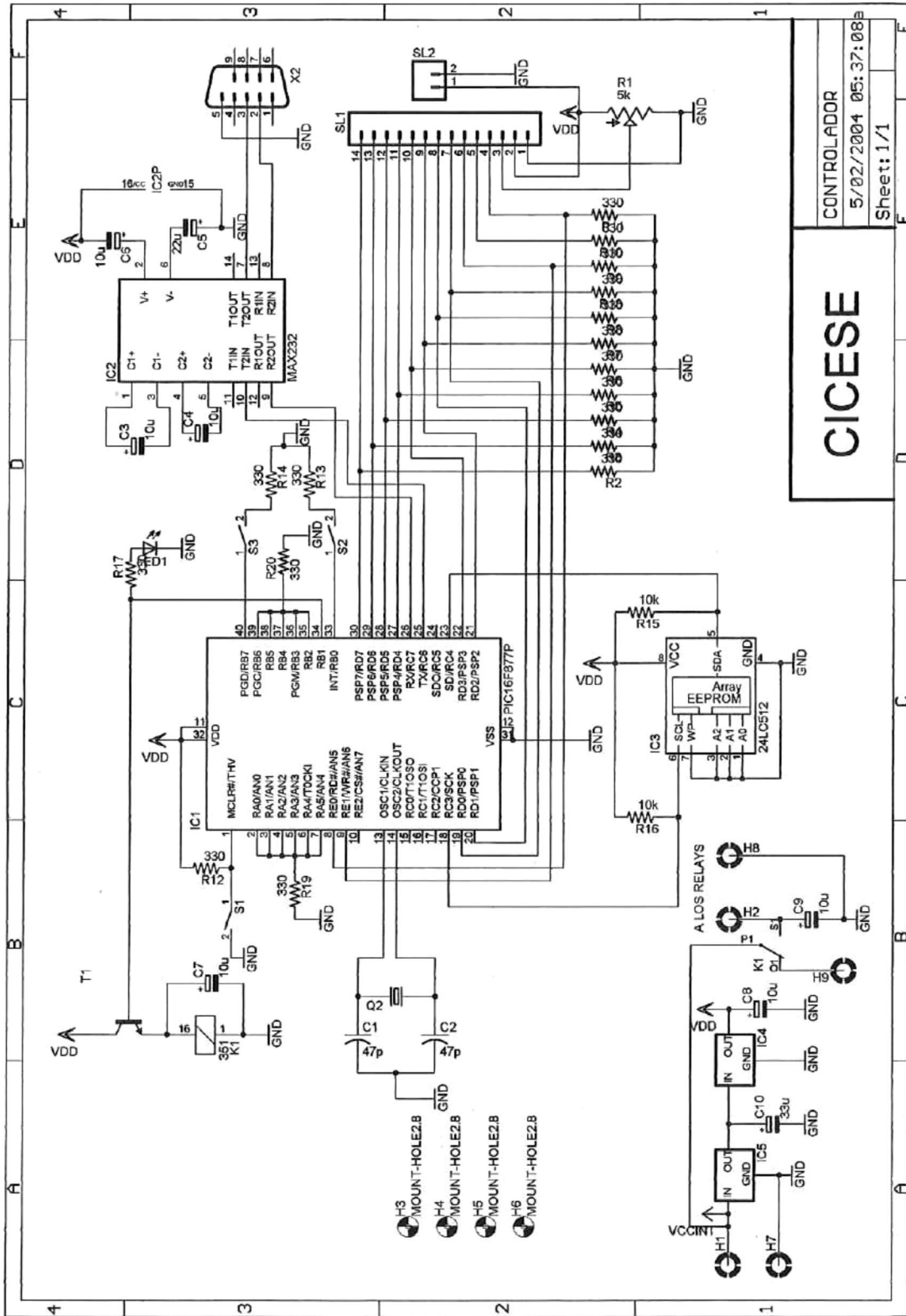
realidad no es muy crítica la velocidad de transferencia entre el controlador y el medidor, ya que solo se reciben y envían comandos pequeños de 7 caracteres ASCII. Si cada carácter ASCII tiene una longitud de 7 bits, entonces cada comando será de una longitud de 49 bits y sumando los bits de inicio y de parada establecidos en la configuración, se tienen 63 bits en total por transferencia. Es importante recalcar que los comandos se envían carácter por carácter y no por paquete.

Inicialmente el microcontrolador estaba configurado para operar a una sola velocidad de transferencia (1200 bps) para ambas tareas de control y descarga de datos. Esto resultó ser inadecuado por lo siguiente: Si se conoce que la velocidad de transferencia es de 1200 bps, entonces se puede determinar el tiempo que se requiere para llevar a cabo una transferencia de datos de longitud X. Por ejemplo, cuando se desea enviar un comando con una longitud de 63 bits, se debe determinar cuanto tiempo se requiere como sigue:

$$tiempo = \left( \frac{bits}{velocidad} \right) = \left( \frac{63}{1200} \right) = 0.0525 \quad (22)$$

Esto indica que para mandar un comando, se debe esperar aproximadamente 52 milisegundos para que la transferencia se complete. Pero si se desea mandar 512 Kbits, el tiempo que tardará será de 426.666 segundos de acuerdo con la ecuación (22), lo cual es demasiado tiempo. Por otro lado, si se desea descargar los mismos datos a una velocidad de 9600 bps, el tiempo será de 53.333 segundos, que es 8 veces menor que el anterior.

El diagrama eléctrico completo del controlador auxiliar se muestra en la figura 54. El microcontrolador PIC16F877A es el elemento principal del sistema controlador auxiliar de temperatura. Este microcontrolador realiza las siguientes tareas: efectúa una comunicación serie con el controlador LAKESHORE, almacena los datos en memoria, despliega la temperatura en el módulo LCD, calcula los tiempos de encendido y apagado, y conmuta los relevadores que controlan el encendido y apagado del sistema de enfriamiento.



CONTROLADOR  
5/02/2004 05:37:08B  
Sheet: 1/1

**CICESE**

Figura 54. Diagrama eléctrico del sistema de control auxiliar.

Aunque el microcontrolador es relativamente rápido (Bus interno de 1Mhz), ésta velocidad no se aprovecha al 100%, ya que el puerto serie de sistema LAKESHORE es muy lento [9]. La primera tarea que realiza el microcontrolador después de configurar las diferentes opciones de sus puertos y módulos internos, es enviar una señal que apaga el sistema de enfriamiento. Esto se hace con el fin de evitar que en algún momento una oscilación, encienda y apague el sistema de enfriado de forma abrupta y pueda llegar a dañarlo.

El microcontrolador mide continuamente (cada 5 segundos) la temperatura y la compara con la temperatura deseada para determinar en que momento debe apagar o encender el compresor. La terminal 34 del microcontrolador envía un 1 (+5v) o un 0 (0v) a la base de un transistor NPN número 2N6121. El colector de este transistor se conecta a la fuente de DC de +5 Volts y el emisor se conecta a la bobina de un primer relevador que opera con 5 Volts y consume aproximadamente 30 mA. Este relevador permite controlar y operar mediante un voltaje de 24 Volts, a 3 relevadores industriales de 10A conectados en paralelo, mostrados en la figura 55 y con los cuales se tiene una capacidad en la corriente máxima de 30A, lo cual es adecuado, ya que el sistema de enfriamiento (de acuerdo a mediciones realizadas), solo demanda una corriente entre 8 y 10 Amperes.

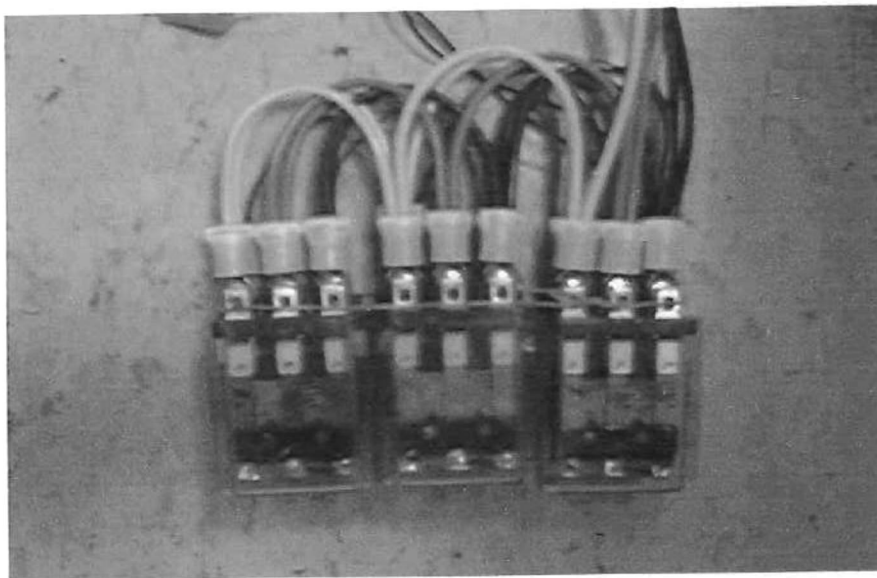


Figura 55. Detalle del arreglo de relevadores de 220 Volts/ 30 Amperes.

El microcontrolador después de terminar su configuración interna y de asegurar que el sistema de enfriamiento esté apagado, lanza la pantalla de inicio mostrada en la figura 56 y se queda en un estado de espera hasta que el usuario presione una de las dos funciones programadas [23].



Figura 56. Pantalla de inicio del controlador de temperatura.

Las dos opciones programadas son: La de descarga de los datos hacia la computadora y la de inicio de monitoreo-control. Cuando se selecciona una de las dos opciones, la otra se deshabilita, evitando que si por error se presiona la tecla de la otra función, ésta no se efectúe. Se cuenta además, con un tercer interruptor que es para el RESET.

Cuando se selecciona la opción de monitoreo y control del sistema auxiliar, el microcontrolador inmediatamente hace una petición por el puerto serie al controlador LAKESHORE modelo 321, del estado de la temperatura actual y del setpoint o temperatura deseada ingresada por el usuario. Cuando el controlador 321 responde el microcontrolador, almacena estos datos en los registros internos asignados para tal labor y activa el contador interno (Timer1). Los datos entregados por el controlador 321 están en formato ASCII, los cuales deben convertirse a valores numéricos binarios, para posteriormente ser escalados. Ya con los valores escalados, se efectúan las operaciones necesarias para decidir si se mantiene apagado el sistema de enfriado o se enciende. Cada cinco segundos contabilizados con el timer1 interno el microcontrolador, se genera una interrupción para almacenar el dato inmediato entregado por el controlador 321 en la memoria EEPROM externa. Si se detecta un cambio en el setpoint o un reset se vuelve a la pantalla inicial como se muestra en la figura 57 y las dos funciones se habilitan nuevamente.



Figura 57. Pantalla del LCD cuando se presiona el botón de monitoreo y control.

Para descargar los datos de la memoria EEPROM en la pantalla principal se presiona el botón de descarga. Los datos almacenados en la memoria EEPROM se envían por el microcontrolador al puerto serie de la computadora. Estos datos pueden interpretarse o leerse por el programa HYPERTERMINAL de Microsoft o con cualquier programa con acceso al puerto serie. En la figura 58 se muestra la pantalla que se presenta en el LCD cuando se están descargando los datos de la memoria EEPROM. Mientras se están descargando los datos el microcontrolador, no atiende ningún otro evento y solo un RESET lo puede sacar de este estado. Cuando se completa la descarga de datos, el programa regresa a la pantalla principal que se muestra en la figura 56, con lo cual se habilitan una vez más las dos funciones u opciones programadas.



Figura 58. Pantalla del módulo LCD cuando se presiona el botón de descarga.

## IV CONTRUCCION Y CARACTERIZACIÓN DE LOS CIRCUITOS

### IV.1 Introducción

El manejar al menos una técnica de construcción de circuitos impresos para la realización de prototipos es una de las tantas habilidades que todo estudiante de ingeniería en electrónica debe poseer. En este capítulo se describe la metodología utilizada para la construcción de los circuitos diseñados en el capítulo III. Se presentan los circuitos finales construidos correspondientes al transformador AC-DC, al circuito regulador de voltaje y al circuito auxiliar controlador de temperatura, incluyendo los resultados obtenidos de la caracterización de dichos circuitos.

### IV.2 Metodología de construcción

Para construir los circuitos electrónicos diseñados, se emplea el siguiente procedimiento fotolitográfico:

1. Dibujo de las pistas del circuito diseñado
2. Obtención de la mascarilla del circuito
3. Exposición en el material metálico
4. Revelado del circuito
5. Decapado del circuito
6. Ensamble de componentes

El primer paso consiste en realizar el dibujo del diagrama esquemático del circuito diseñado. Enseguida se puede obtener la distribución de los componentes y la manera en que se interconectan (pistas), para obtener el dibujo primario, el cual se puede imprimir en papel en modo de espejo, empleando de preferencia una impresora Láser. Para ello, se puede utilizar cualquier tipo de programa CAD adecuado para el diseño de circuitos impresos "PCB's". Se puede emplear desde el sencillo PAINT de Microsoft hasta el famoso y complejo AUTOCAD para dibujar las pistas del circuito. En éste trabajo se utilizó el programa EAGLE de Cadsoft. Un ejemplo de uno de los circuitos diseñados que muestra la distribución de los componentes se muestra en la figura 59, mientras que la cara de las pistas o interconexiones se muestra en la figura 60.



El segundo punto consiste en obtener la mascarilla en un material plástico fotosensible (o negativo). Una vez dibujado el circuito e impreso en papel, se procede a obtener el negativo en una película fotográfica KONICA RAC-100E sensible a la luz. Para transferir la imagen del circuito a la película fotosensible, se utiliza una cámara ampliadora - reductora AGFA GEVAERT como la que se muestra en la figura 61. El dibujo en papel se coloca en la parte inferior y el material fotosensible en la parte superior (donde se muestra el recuadro blanco). En la cámara se pueden seleccionar: la escala de ampliación o reducción, la fuente de iluminación y el tiempo de exposición. Es importante mencionar que durante el manejo del material fotosensible y durante la exposición se trabaja con luz roja.



Figura 61. Cámara ampliadora reductora AGFA GEVAERT.

Enseguida se revela la película. Para ello se utilizan tres químicos, colocados en tres recipientes contiguos como se muestra en la figura 62. En el primero se coloca el químico revelador de película fotográfica, en el segundo se coloca el químico que detiene el proceso de revelado (parador) y en el tercero se coloca el químico encargado de fijar la imagen

(fijador). Los tiempos que la película debe durar en cada químico son de aproximadamente 30 segundos en el revelador, 25 segundos en el parador y 30 segundos en el fijador. Las fotografías de este proceso no se muestran dada la imposibilidad de tomar fotografías en el cuarto oscuro iluminado con luz roja. La figura 63 muestra una fotografía de la mascarilla obtenida correspondiente a uno de los circuitos diseñados.

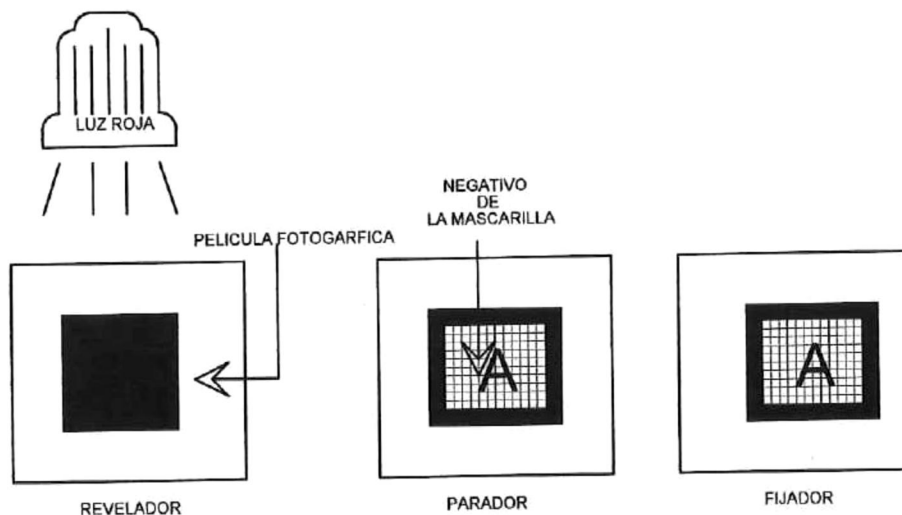


Figura 62. Proceso para generar la mascarilla del circuito.

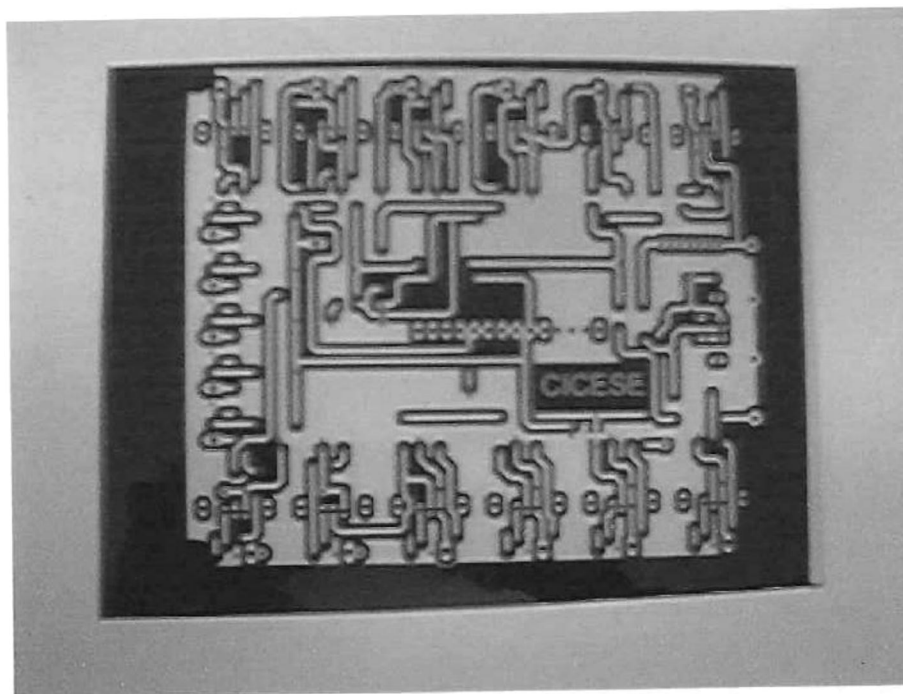


Figura 63. Mascarilla del circuito.

Una vez obtenida la mascarilla o negativo del circuito mostrado en la figura 63, se procede a realizar el tercer paso que consiste en efectuar el grabado o exposición del circuito en el material metálico. Para ello, se coloca un material fotosensible sobre la placa de material de fibra de vidrio metalizada con cobre. Para sensibilizar la placa se utiliza FILMINA negativa DFR-15 de la marca KEPRO que es sensible a la luz UV. La placa debe de estar perfectamente limpia y pulida antes de colocar el material fotosensible. Para limpiarla se puede utilizar jabón de cocina quita grasa y para pulirla se puede utilizar pasta para pulir metales (BRAZO). Cuando la placa esta perfectamente limpia, pulida y seca, se procede a colocar la filmina en la placa de cobre. Para fijar la filmina al metal se utilizó una enrolladora térmica marca THIOKOL mostrada en la figura 64.



Figura 64. Enroladora térmica utilizada para fijar la filmina en el cobre.

Una vez que la placa de cobre ha sido sensibilizada, se coloca el negativo o mascarilla del circuito que se desea grabar, por encima de la placa sensibilizada y se coloca en la expositora COLIGHT modelo M-218 como se muestra en la figura 65. La expositora tiene una fuente de luz ultravioleta UV, la cual se emplea para exponer la placa fotosensible por un tiempo de 45 segundos, siendo posible variar el tiempo de exposición.

El cuarto paso consiste en revelar la placa. Este se realiza después de que la placa se extrae de la maquina expositora. Se procede a efectuar el revelado de la filmina, utilizando revelador de filmina de la marca KEPRO. La figura 66 muestra la manera en que la placa se introduce en un recipiente conteniendo revelador de filmina y comienza a aparecer el dibujo del circuito.



Figura 65. Máquina para exposición de la filmina a la luz UV.

El quinto paso consiste en efectuar el decapado del metal (cobre) no deseado. Cuando el proceso de revelado de la placa se completa, la imagen de la mascarilla primaria estará grabada en la placa de cobre. Para decapar la placa del circuito, se introduce en Cloruro Férrico con la cual se graban las pistas del circuito, eliminando las áreas no deseadas. Enseguida se realizan las perforaciones necesarias para las terminales de los componentes y proceder con el ensamble de los mismos.

El sexto y último paso de la metodología de construcción, consiste en efectuar el ensamble de los componentes y soldarlos al circuito impreso. La sección IV.3 presenta los circuitos finales obtenidos.

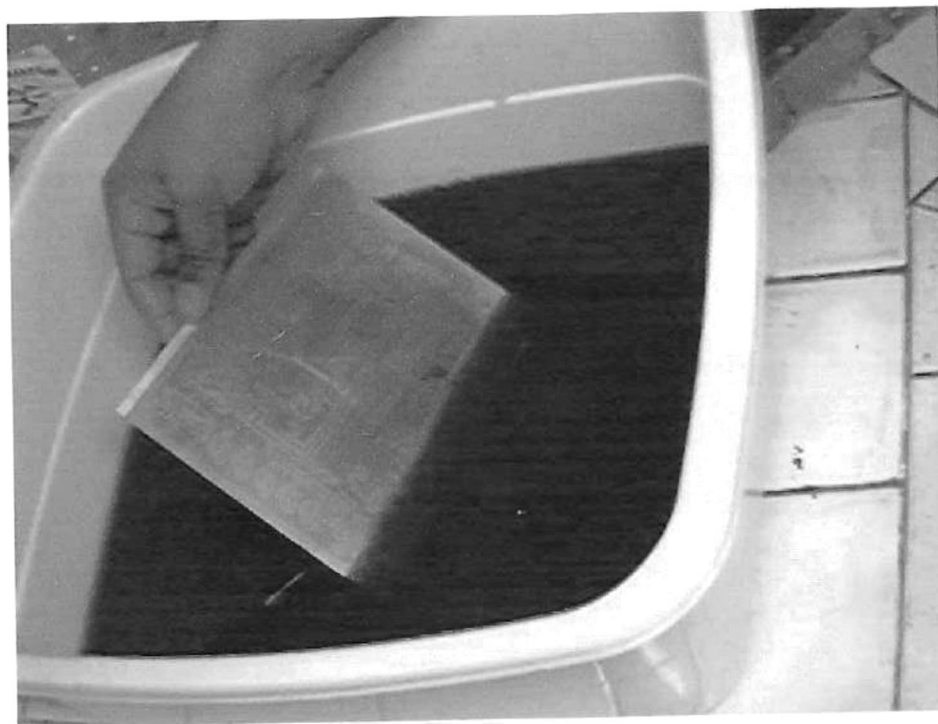


Figura 66. Revelado de la filmina.

### **IV.3 Circuitos finales construidos**

En esta sección se presentan los circuitos finales diseñados y construidos y los resultados de la caracterización de cada uno de los circuitos: Convertidor AC-DC, Fuente regulada de voltaje y el circuito controlador de temperatura.

#### **IV.3.1 Convertidor AC-DC**

La figura 67 muestra el circuito impreso final del circuito convertidor AC-DC por el lado de las pistas, mostrando la soldadura utilizada para fijar los componentes al circuito. En la figura 68 se muestra el convertidor AC –DC completo con los componentes ensamblados, incluyendo la conexión del transformador. A este convertidor se le introduce un voltaje de línea de 110V alterna (AC) y debe entregar dos voltajes de salida directa (de DC) de aproximadamente 44volts y 28 Volts.

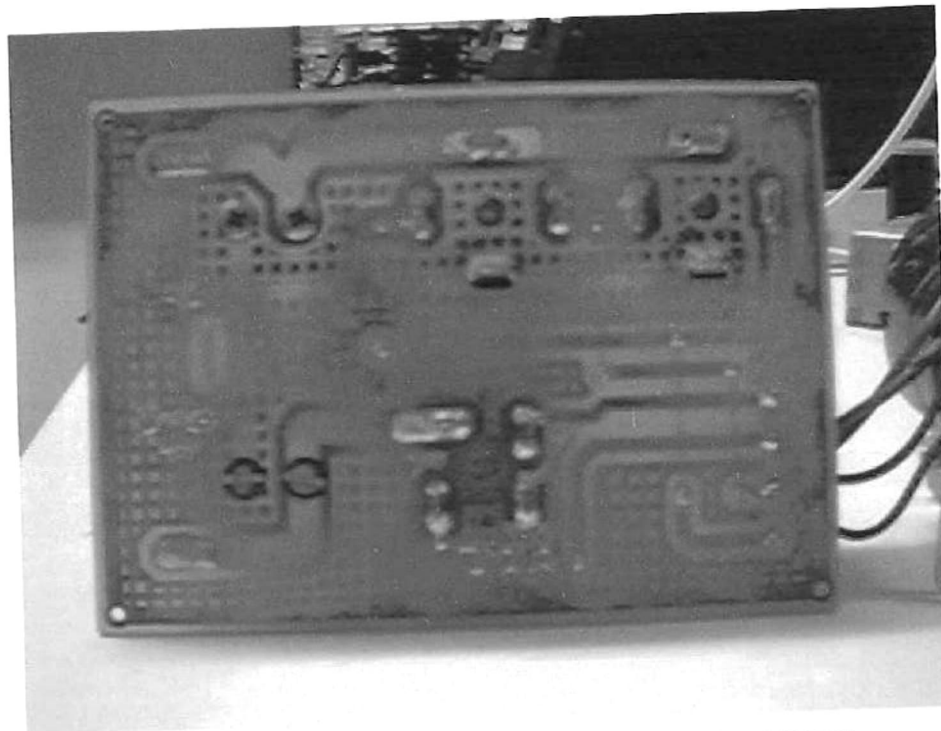


Figura 67. Circuito impreso final del convertidor AC-DC.

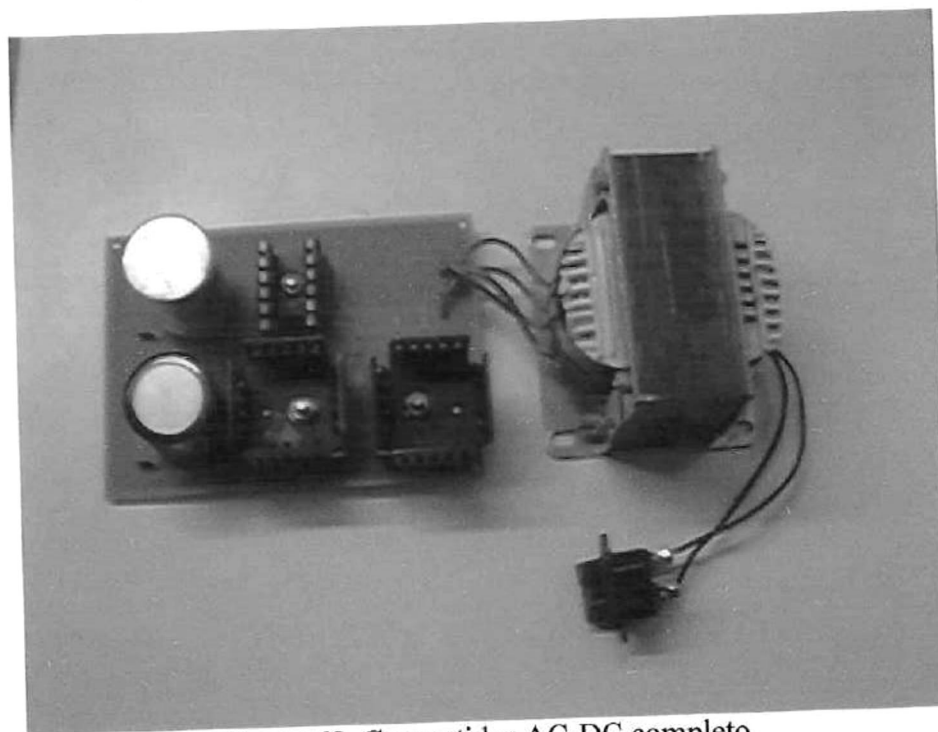


Figura 68. Convertidor AC-DC completo.

El circuito convertidor de voltaje AC-DC diseñado y construido mostrado en la figura 68, se caracterizó empleando el banco de medición que se muestra en la figura 69. El banco de medición consiste de un multímetro digital Agilent modelo 34401A, una fuente de voltaje Agilent modelo 3644A y un osciloscopio digital Tektronix modelo TDS 220 (100MHz).



Figura 69. Banco para la caracterización de la fuente de alimentación.

En primer lugar, al circuito convertidor AC-DC se le efectúan mediciones del voltaje alterno a las salidas del transformador. Para un voltaje de entrada de 110V AC aplicado al primario del transformador, en el secundario se tienen dos voltajes de DC: el primero de 42.6 Volts y el segundo de 27.8 Volts. La corriente en el primario medida fue de 0.38A para el transformador cargado con los rectificadores y capacitores.

En las salidas del transformador se midieron los voltajes medio ( $V_{med}$ ), el pico-pico ( $V_{pico-pico}$ ) y el RMS ( $V_{RMS}$ ). Las características de AC del transformador en ambas salidas se muestran en la Tabla XIII y en la figura 70.

**Tabla XIII. Mediciones en el secundario del transformador.**

Salida	$V_{med}$	$V_{pico-pico}$	$V_{RMS}$	Frec(Hz)
1 (44V)	-0.46V	88.8V	32.3V	60
2 (28V)	-0.14V	60.0V	21.6V	60

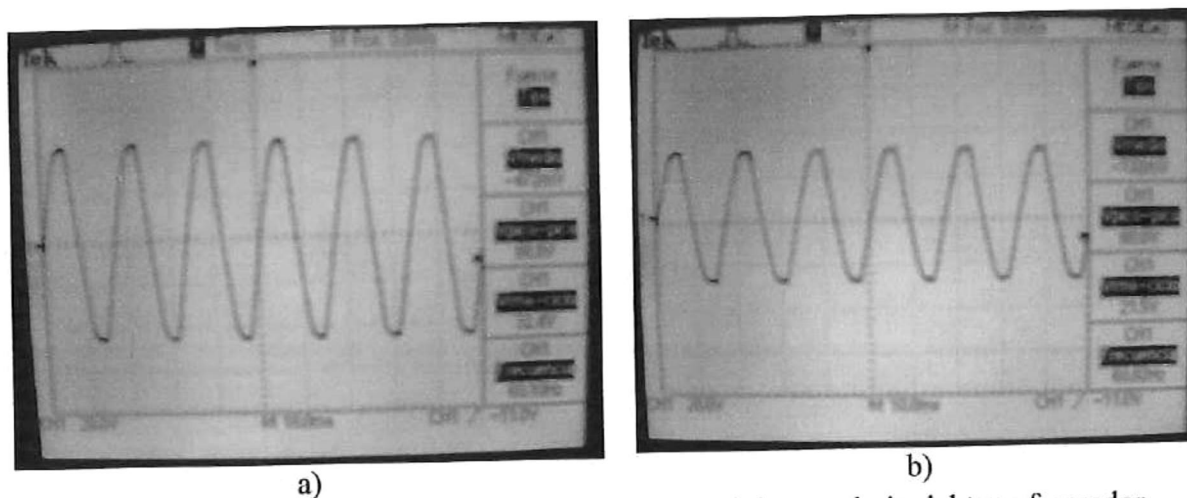


Figura 70. Mediciones de alterna a las salidas 1 y 2 del secundario del transformador.

Las señales a las salidas del transformador mostradas en la figura 70 se midieron con el osciloscopio Tektronix TDS 220. La figura 70a), presenta la forma de onda a la salida 1 del transformador en una escala vertical de 20v/div, resultando un voltaje de 44.4 Volts AC o 88.8 Volts pico-pico. En la figura 70b) se muestran los resultados correspondientes a la salida 2 con la misma escala de la figura 70a), resultando un voltaje de 30volts AC o 60 Volts pico-pico.

Las salidas en DC ya rectificadas y filtradas correspondientes al convertidor AC-DC se muestran en la Tabla XIV y en las figuras 71 y 72. La figura 71 muestra las mediciones efectuadas en la salida 1, mientras que la figura 72 presenta las correspondientes a la salida 2.

**Tabla XIV. Características AC y DC a las salidas del convertidor.**

Número de salida	Característica	$V_{med}$	$V_{pico-pico}$	$V_{RMS}$
1	DC	42.6V	1.6V	42.6V
1	AC	4.21mV	360mV	76.1mV
2	DC	27.8V	0.8V	27.7V
2	AC	-3.3mV	620mV	13.5mV

Las figuras 71a) y 72a), muestran el comportamiento de DC medido a las salidas de las dos fuentes con una escala vertical de 20v/div y 10V/div respectivamente, mientras que

las figuras 71b) y 72b) muestran la medición de la componente de AC en cada una de las salidas con escalas de 500mV/div y 50mV/div respectivamente. Se puede apreciar que las componentes de AC de ambas salidas tienen una forma de onda casi triangular, y que la salida 2 proporciona una componente de AC menor que la salida 1.

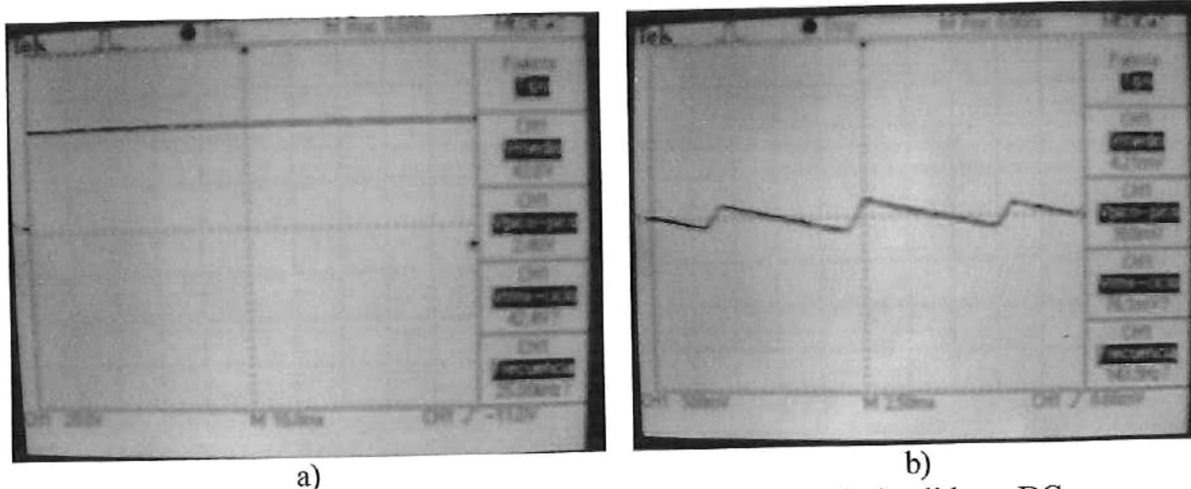


Figura 71 Medición a la salida 1 del convertidor AC-DC. a) salida en DC y b) componente alterna.

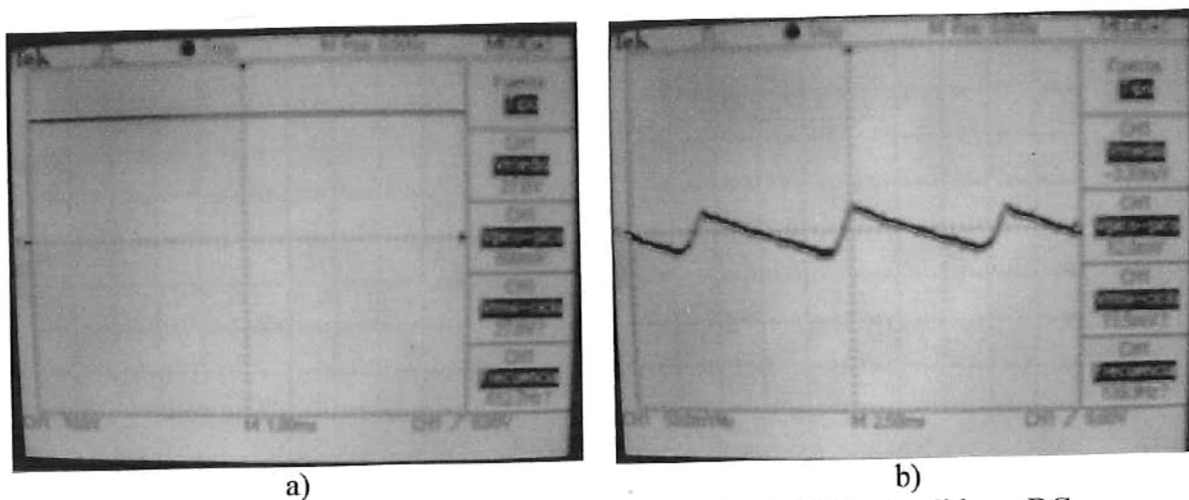


Figura 72 Medición a la salida 2 del convertidor AC-DC. a) salida en DC y b) componente alterna.

#### IV.3.2 Fuente de alimentación regulada

Una vez construido y caracterizado el circuito convertidor AC-DC, se procede a construir el circuito regulador de voltaje diseñado en la sección III.2.2. En la figura 49, se muestra el diagrama esquemático completo del circuito regulador de voltaje. Se puede

observar que este circuito tiene dos voltajes de entrada proporcionados por el circuito convertidor de voltaje AC-DC, el cual entrega una primera salida de 42.6 Volts con capacidad de entregar una corriente de 15 Amperes y una segunda salida de 27.8 Volts con una corriente de 4 Amperes. Como se mencionó en la sección III.2.2, este circuito utiliza circuitos reguladores de voltaje ajustables LM317 y TL783, un circuito convertidor de voltaje DC – DC (PT6604), que convierte de +12 Volts a –5 Volts, un circuito de protección para falta de voltaje negativo formado por un transistor BD437 o 2N6121 y 7 transistores reforzadores de corriente. El circuito impreso se generó empleando el programa EAGLE de Cadsoft y se construyó utilizando la metodología de fabricación mencionada en la sección IV.2.

El circuito construido del regulador de voltaje con los componentes ya ensamblados, se muestra en la figura 73, mientras que el circuito impreso del lado de las pistas y soldaduras se muestra en la figura 74.

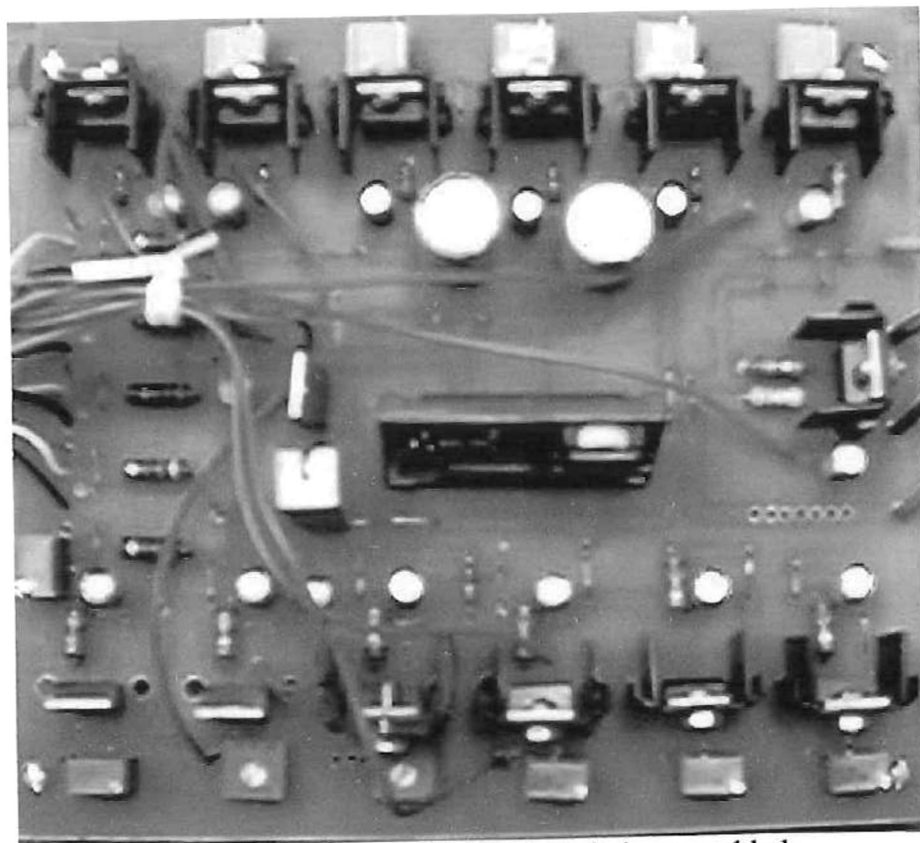


Figura 73. Circuito regulador de voltaje ensamblado.

En la parte central del circuito presentado en la figura 73, se muestra el circuito convertidor DC-DC PT6604, mientras que la figura 75 presenta un acercamiento de éste convertidor.

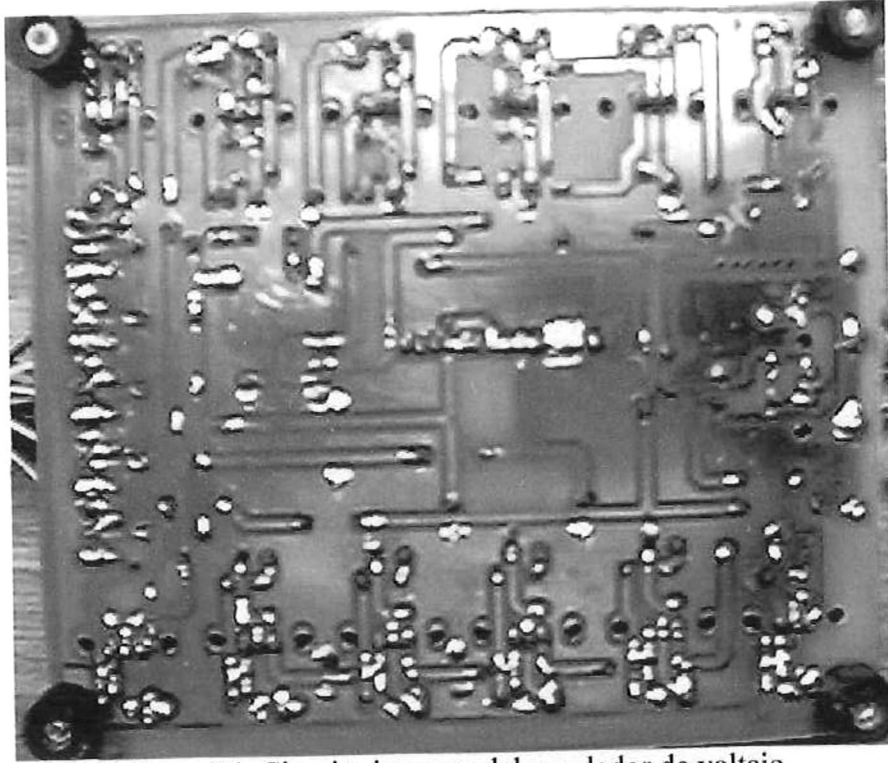


Figura 74. Circuito impreso del regulador de voltaje.

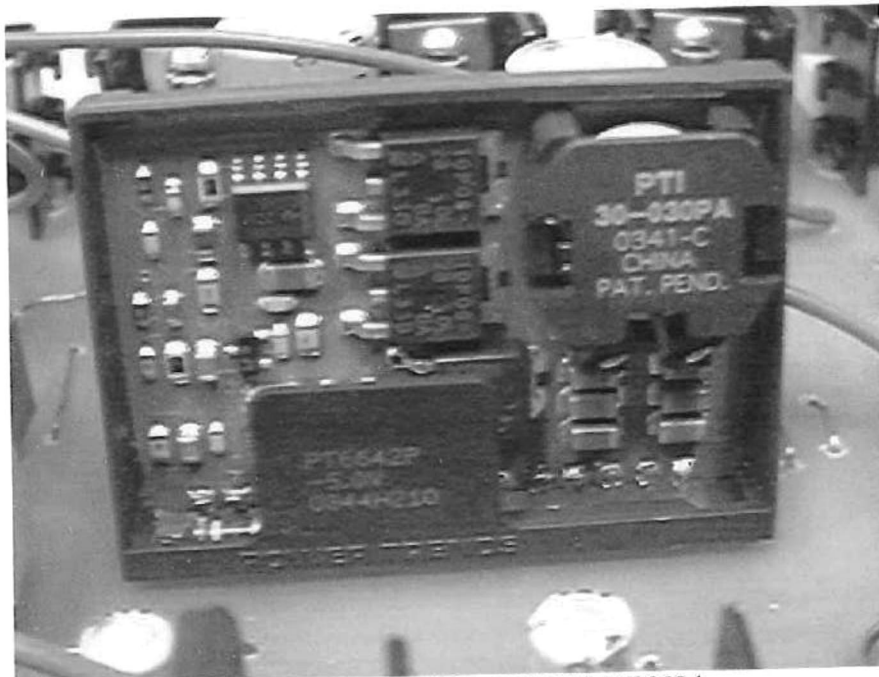


Figura 75. Convertidor DC-DC PT6604.

Como se mencionó anteriormente, el circuito diseñado requiere de 7 transistores de potencia 2N3771 en configuración TO-3, los cuales se muestran en la figura 76 montados en un disipador de aluminio, para estar en disponibilidad de manejar corrientes elevadas de tres amperes para un solo transistor y de seis amperes cuando se conectan dos transistores en paralelo.

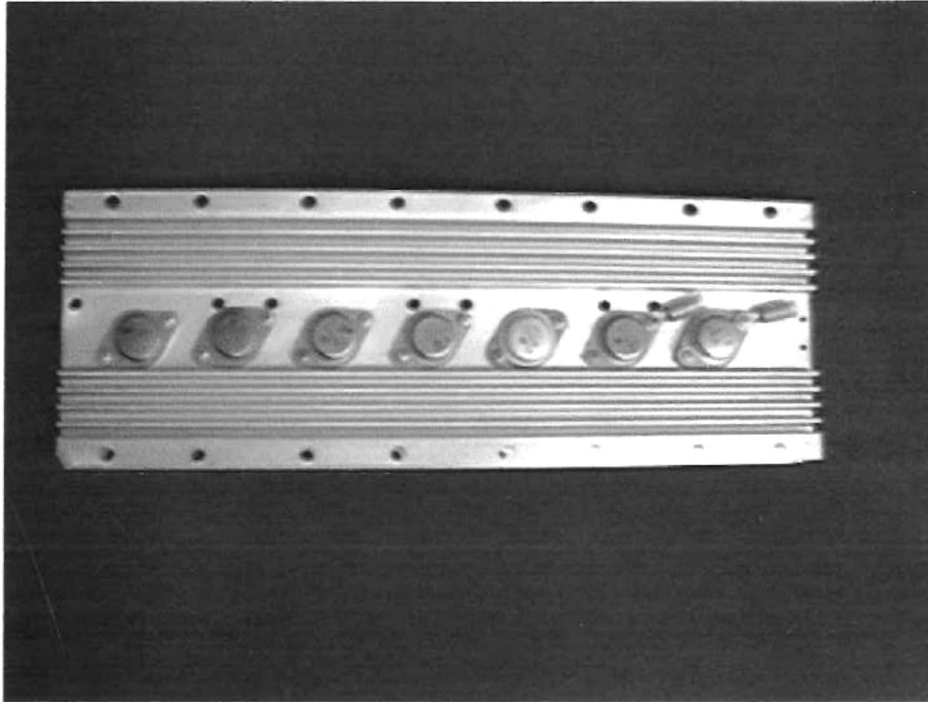


Figura 76. Transistores de potencia montados en un disipador.

En la figura 77 se muestra el circuito regulador de voltaje completo, incluyendo los potenciómetros necesarios para ajustar los voltajes negativos entre  $-5$  y  $0$  Volts. Se puede apreciar en esta figura, la manera en que se encuentran conectados los transistores de potencia y los potenciómetros de precisión de 10 vueltas empleados para ajustar los voltajes negativos. La Tabla XV presenta los diferentes voltajes de salida de este circuito y la corriente requerida para cada una de las salidas, mientras que la Tabla XVI presenta los voltajes medidos con el osciloscopio Tektronix TDS 220 y con el multímetro digital Agilent 34401A. En esta tabla, las últimas dos columnas (derecha) son las correspondientes al voltaje obtenido con el multímetro, y el voltaje medido agregándole una resistencia de carga de  $200 \Omega$  respectivamente.

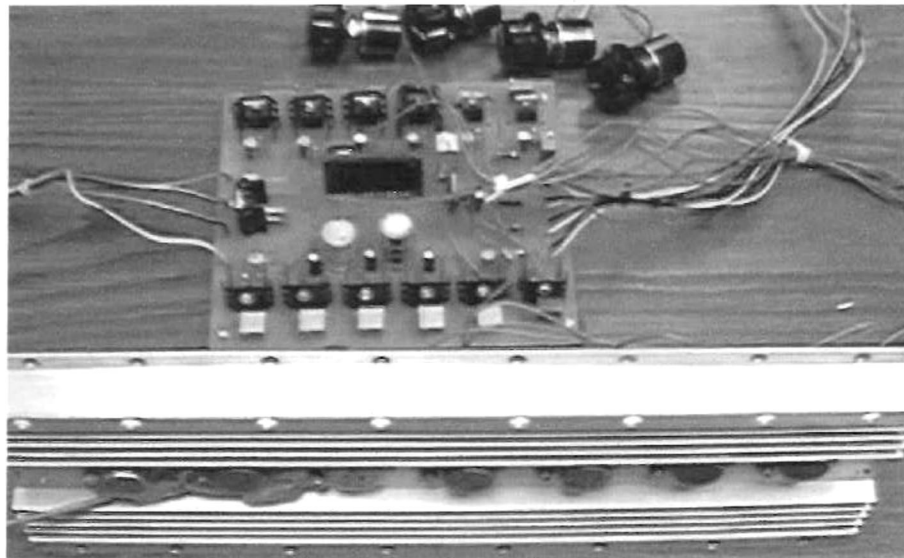


Figura 77. Circuito regulador de voltaje completo.

Tabla XV. Características de las salidas de voltaje de la fuente.

Salida	Voltaje (V)	Corriente (A)	Característica
1	5	3	Fija
2	9	1	Fija
3	12	3	Fija
4	15	3	Fija
5	2-15	6	Variable y protegida
6	24	1	Fija
7	28	1	Fija
8	34	3	Fija
9	2 -30	1	Variable
10	2-30	1	Variable
11	2-30	1	Variable
12	2-30	1	Variable
13	2-30	3	Variable
14	-5 - 0	0.5A	Variable
15	-5 - 0	0.5A	Variable
16	-5 - 0	0.5A	Variable
17	-5 - 0	0.5A	Variable
18	-5 - 0	0.5A	Variable

Las características obtenidas de corriente alterna se muestran en la Tabla XVII. Se puede notar que la fuente de +5 volts (salida 1) es la que presenta el menor rizo o voltaje pico-pico de 19.2mV, y que la fuente de 34 volts (salida 8) presenta un mayor rizo de 0.8 volts. Tanto en la salida 8 como en la 13, el rizo se debe a que se está empleando un

transistor reforzador que toma la corriente del convertidor AC-DC por el colector del transistor.

Tabla XVI. Resultados de la medición en DC de las salidas de la fuente.

Salida	V <sub>med</sub> (V)	V <sub>pico-pico</sub> (V)	V <sub>RMS</sub> (V)	V <sub>multímetro</sub>	V <sub>carga200</sub>
1	4.77	0.8	4.61	5.008	4.731
2	8.89	0.8	8.76	9.021	8.954
3	12.0	1.0	11.9	12.106	12.007
4	14.9	1.2	14.9	15.003	14.95
5	1.25-15	0.6	14.9	15.038	14.4
6	23.8	1.2	23.6	24.043	23.87
7	27.8	1.6	27.6	28.019	27.963
8	34.3	2.8	34.4	34.199	34.215
9	1.25 -28	.24	3.04	3.047	3.044
10	1.25 -28	.25	2.96	3.023	3.018
11	1.25 -28	.24	3.02	3.006	3.008
12	1.25 -28	.24	3.05	3.026	3.025
13	1.25 -28	.27	3.03	3.064	3.061
14	-4.82 - 0	0.2	4.84	-4.799	-1.47
15	-4.815 - 0	0.19	4.80	-4.803	-2.13
16	-4.923 - 0	0.17	4.90	-4.921	-1.85
17	-4.712 - 0	0.21	4.82	-4.710	-1.63
18	-4.834 - 0	0.18	4.85	-4.831	-1.75

Tabla XVII. Resultados de la medición en AC de las salidas de la fuente.

Salida	V <sub>med</sub> (mV)	V <sub>pico-pico</sub> (mV)	V <sub>RMS</sub> (mV)
1	4.29	19.2	7.63
2	196	40.8	56.96
3	-2.23	51.2	12.0
4	-6.76	52.0	9.41
5	8.47	34.4	16.0
6	4.25	42.4	9.1
7	1.26	63.2	18.8
8	-47	800	58.7
9	11.9	24	17.8
10	14.7	32	16.3
11	12.4	30	15.2
12	13.7	28	14.3
13	-9.86	100	34.5
14	-2.12	64.0	18.4
15	-2.15	62.0	18.7
16	-2.23	67.0	17.8
17	-2.09	61.0	16.4
18	-2.03	58.0	14.6

Como ejemplo de la medición de los voltajes obtenidos, en la figura 78 se muestra la medición en corriente alterna para la salida 4 de 15 Volts, 3 Amperes, en una escala de 20mV/div., resultando un voltaje pico – pico de 52mV. Las mediciones de corriente directa de cada una de las salidas son similares a las figuras 71a) y 72a), mostrando un comportamiento lineal en una línea horizontal, cuya posición depende de los voltajes de cada una de las salidas. Por último, en la figura 79 se muestra el rizo de la fuente ajustable correspondiente a la salida 13 (1.25 a 28 volts / 3Amperes), ajustada a 28 volts. Se puede observar de esta figura que el voltaje pico – pico es de 100mV, de acuerdo a la escala vertical de 200mV/div, lo cual es excelente.

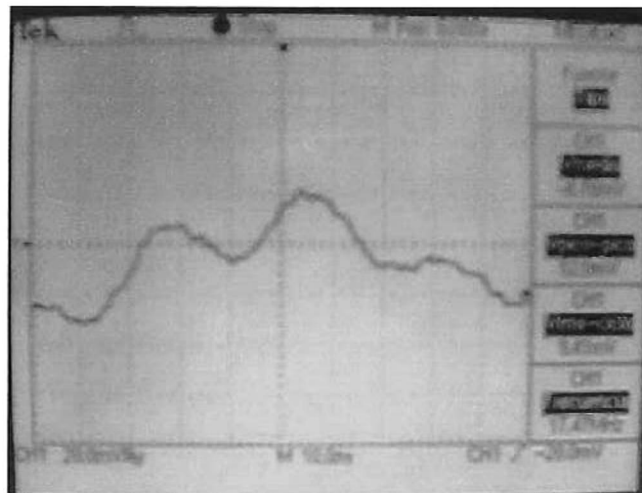


Figura 78. Medición de las características AC de la salida #4.

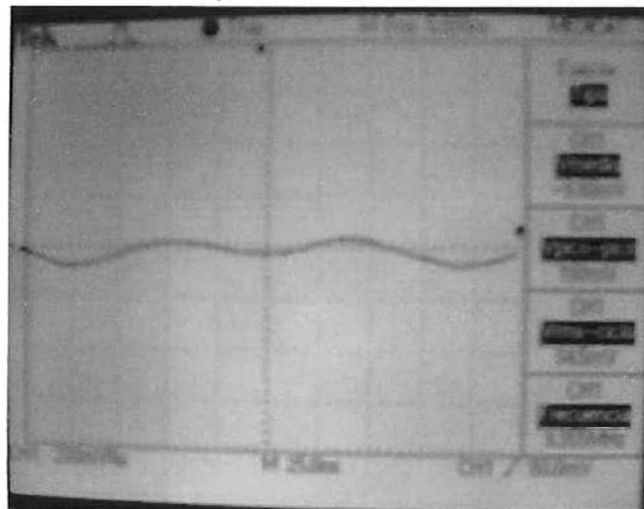


Figura 79. Medición del rizo en AC de la salida #13.

### IV.3.3 Controlador de temperatura

En la figura 80 se muestra el sistema completo de control auxiliar terminado, el cual incluye el arreglo de relevadores de potencia. Un acercamiento del circuito de control auxiliar se muestra en la figura 81.

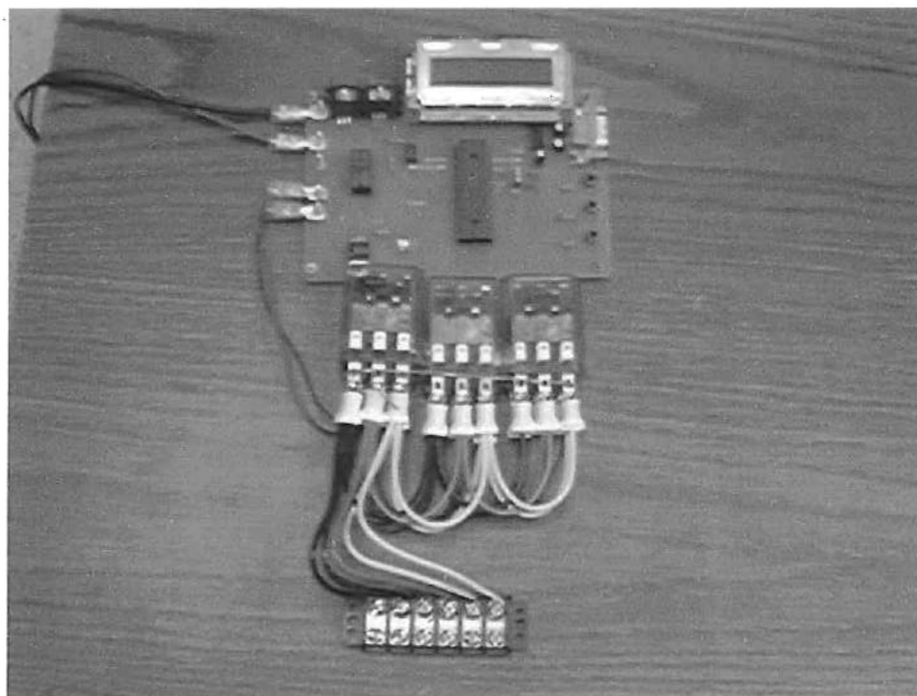


Figura 80. Controlador auxiliar de temperatura completo.

En el circuito de la figura 81, el primer botón (de abajo hacia arriba) es para la descarga de los datos hacia la computadora (Download fig. 58), el segundo botón es para iniciar la función de monitoreo-control (fig. 57), mientras que el tercer botón es el de RESET o inicio (fig. 56). Inmediatamente por arriba de los interruptores se tiene el conector DB9 que se utiliza para conectar el circuito con el medidor – controlador Lakeshore, y además para estar en disponibilidad de descargar los datos hacia una computadora personal PC.

En el centro del circuito se encuentra el microcontrolador Microchip PIC16F877P, el cual es la parte fundamental del controlador de temperatura, y es en donde reside un software conteniendo un algoritmo de control, el cual permitirá sensar la temperatura y decidir en que momento encender o apagar el compresor del sistema criogénico.

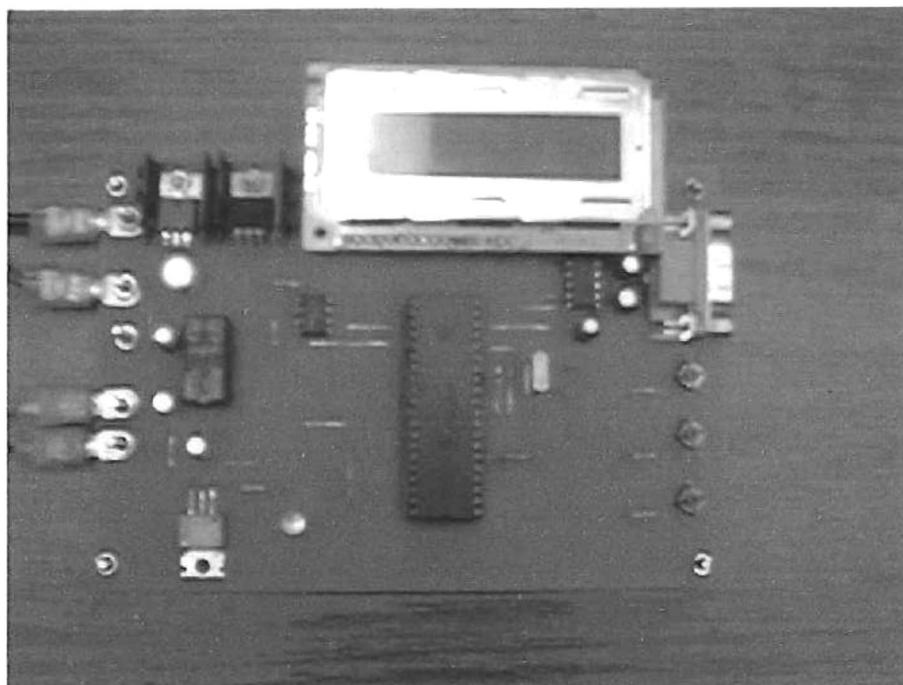


Figura 81. Fotografía del controlador de temperatura auxiliar.

A la derecha del microcontrolador se encuentra el circuito ST232CN (MAX232) correspondiente a la interfase RS232, mientras que a la izquierda se localiza la memoria EEPROM I2C número 24LC512, la cual se encarga de almacenar los datos de temperatura medida en función del tiempo o del número de muestra. También a la izquierda, se localizan dos circuitos reguladores de voltaje y el circuito encargado de encender o apagar al compresor, por medio de un transistor reforzador y un relevador de 5 volts, el cual se encargará de controlar los relevadores de potencia mostrados en la figura 55. Se cuenta además, con un Diodo Emisor de Luz (LED) que se enciende o apaga, indicando el momento en que el compresor se encuentra encendido o apagado.

La figura 82 muestra el circuito impreso del controlador de temperatura, en donde se pueden apreciar las pistas o líneas que se grabaron para poder hacer las interconexiones y las soldaduras de los diversos componentes que constituyen el controlador. Durante una prueba inicial, se conectó el circuito controlador como se muestra en la figura 83, en donde se puede apreciar la manera en que se encuentra conectado el circuito controlador desarrollado, con el medidor de temperatura Lakeshore 321 y los relevadores que encienden o apagan al compresor del sistema criogénico.

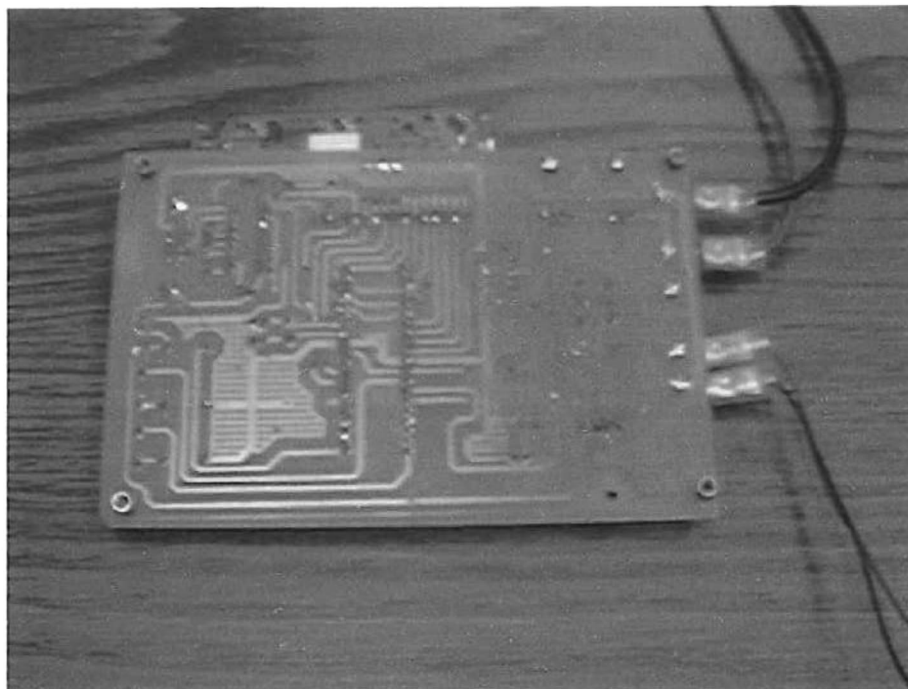


Figura 82. Fotografía del circuito impreso del controlador de temperatura terminado.

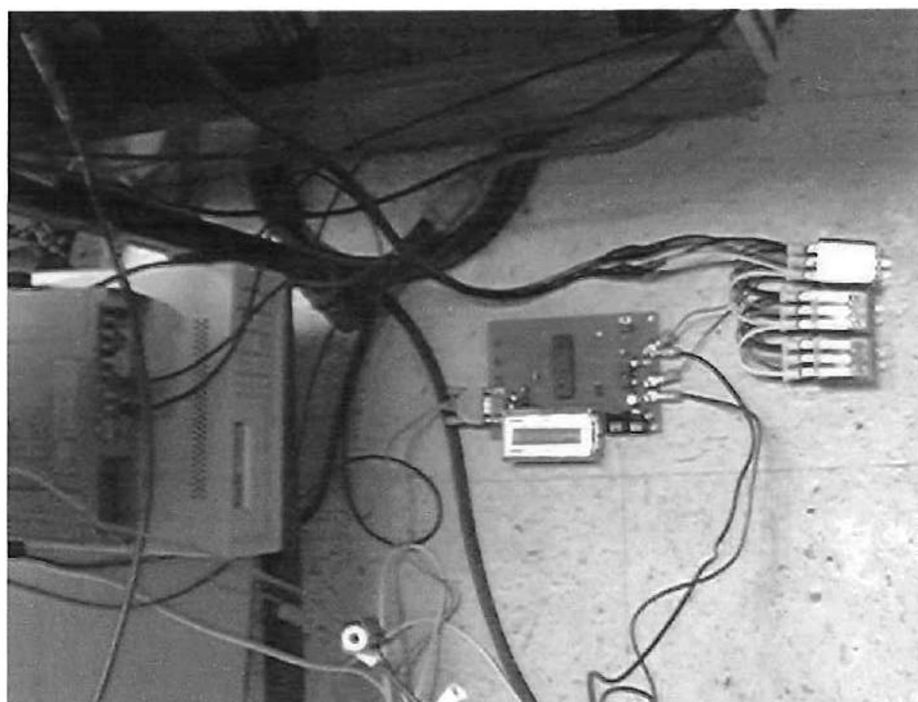


Figura 83. Conexión del controlador de temperatura con el sistema criogénico.

Terminado y conectado el circuito como se muestra en la figura 83, se procedió a efectuar el control de temperatura. Para ello, se encendió la bomba de vacío, alcanzando un vacío primario de 1 militorr en 45 minutos aproximadamente. Enseguida, se encendió el medidor – controlador Lakeshore modelo 321 y se encendió el circuito controlador auxiliar desarrollado en CICESE, así como el interruptor del compresor del sistema criogénico. Al encender el interruptor del compresor el sistema continua apagado, hasta que se introduce la temperatura deseada “Setpoint” a la cual se debe de controlar el sistema.

En una de las pruebas, se introdujo un Setpoint de  $130^{\circ}K$  y la temperatura comenzó a disminuir. Debido a que la temperatura del sistema continúa disminuyendo una vez que se apaga el compresor, se determinó que la temperatura disminuye entre  $8$  y  $20^{\circ}K$  menos que el setpoint (como se muestra en la figura 52), una vez que se apaga el sistema. Es por ello, que en el software se programó que el sistema se apague  $5^{\circ}K$  antes de alcanzar el setpoint y para tomar muestras cada 5 segundos. En la figura 84 se muestra este efecto, en donde se puede apreciar como va disminuyendo la temperatura hasta sobrepasar los  $130^{\circ}K$ , llegando a alcanzar un mínimo de  $128^{\circ}K$  (muestra #80 = 6.66 minutos). Posteriormente, la temperatura comenzó a aumentar hasta llegar al setpoint nuevamente (muestra #90 = 7.5 minutos).

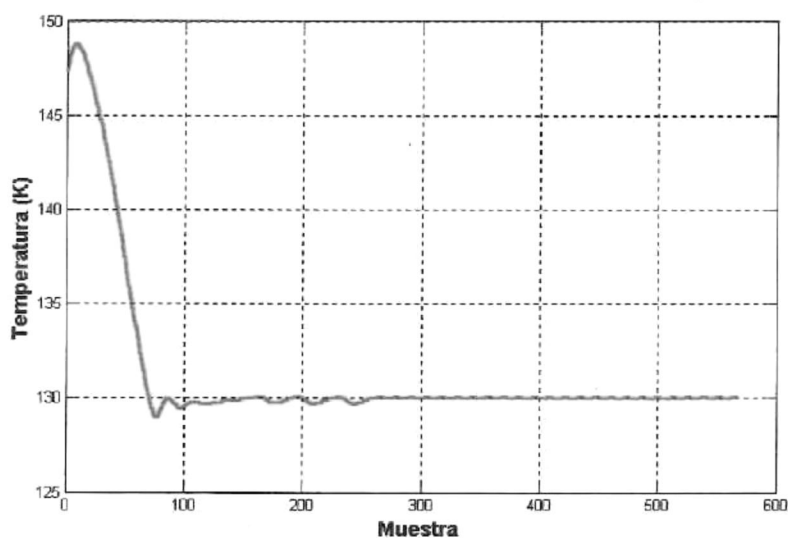


Figura 84. Resultados del control de temperatura a  $130^{\circ}K$ .

Cuando el sistema detecta que la temperatura fue mayor que la temperatura deseada indicada en el setpoint, el compresor se enciende nuevamente, y en cuanto detecta un cambio

en la temperatura se apaga nuevamente y este ciclo se repite continuamente durante el tiempo que duren las mediciones. Se puede observar entonces que el sistema se va corrigiendo automáticamente hasta estabilizar la temperatura con una precisión de  $\pm 0.2^\circ K$  como se puede apreciar en la figura 84, en donde después de la muestra 250 (20.8 minutos) se estabiliza la temperatura. Es importante mencionar que durante este tiempo se estuvieron variando los valores de P (Ganancia Proporcional), I (Reset Integral) y D (Rate Derivada) y la corriente proporcionada al calentador, el cual se activa en nivel alto con la tecla Heater High. Los valores iniciales de P, I y D son 50, 20 y 100 respectivamente. Cuando se selecciona  $I=20$ , la constante de tiempo de reset se ajusta aproximadamente a  $(900/I= 900/20=50)$  50 segundos.

Después de 48 minutos de permanecer estabilizada la temperatura en  $130 \pm 0.2^\circ K$ , se apagó el sistema durante un tiempo adecuado para alcanzar una temperatura cercana a los  $185^\circ K$ . Al alcanzar esta temperatura, se introdujo un setpoint de  $150^\circ K$  y el sistema se encendió automáticamente para disminuir la temperatura como se muestra en la figura 85. A los 10.25 minutos (muestra 123) se alcanza la temperatura de  $150^\circ K$  y se mantiene controlada durante un tiempo de 46.6 minutos, hasta la muestra 560, que fue la última muestra que se tomó antes de cambiar el setpoint a  $77^\circ K$ .

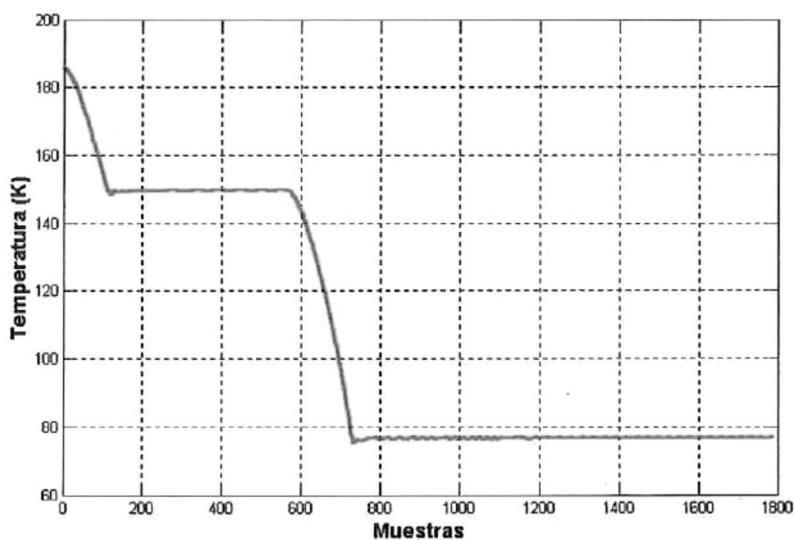


Figura 85. Estabilización de temperatura en  $150^\circ K$  y  $77^\circ K$ .

Cuando se introdujo el setpoint de  $77^{\circ}K$ , tardó 14.58 minutos en disminuir la temperatura desde  $150^{\circ}K$  hasta  $77^{\circ}K$  (muestra 735) y alcanzó un mínimo de  $75.5^{\circ}K$ . Posteriormente, comenzó a subirla temperatura nuevamente hasta alcanzar  $77^{\circ}K$  como se muestra en la figura 86. Se puede apreciar en la figura que inicialmente se tiene una variación aproximada de  $\pm 0.5^{\circ}K$ . Durante la muestra 740 y la 1180 (36 minutos), el controlador trata de ajustar los tiempos de encendido y apagado, así como los valores P,I y D del medidor Lakeshore 321, con el propósito de mejorar la precisión como se puede observar en las figuras 85 y 86.

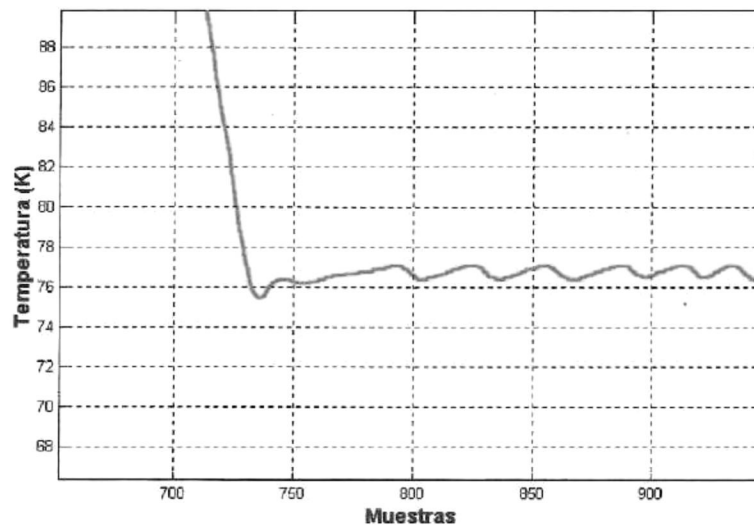


Figura 86. Estabilización inicial de la temperatura en  $77 \pm 0.5^{\circ}K$ .

Después de la muestra 1180, se estabilizó la temperatura en  $77 \pm 0.2^{\circ}K$  como se puede apreciar en la figura 87. Se logró mantener estabilizada la temperatura durante 50.4 minutos (hasta la muestra 1785), tiempo en que se apagó el sistema. Es importante mencionar que una vez que se alcanza la mejor precisión (por ejemplo de  $\pm 0.2^{\circ}K$ ), la temperatura se mantiene hasta que se introduzca otro valor de setpoint o hasta que se apague el sistema. De esta manera se logra mantener estabilizada la temperatura durante tiempos muy largos, dando oportunidad de realizar las mediciones de los parámetros estáticos, dinámicos (“S”) y de ruido de transistores de microondas y ondas milimétricas.

Una vez construido y caracterizado el circuito controlador de temperatura, se procedió a ensamblar los tres circuitos desarrollados en este trabajo, que son el convertidor AC-DC, la fuente de alimentación regulada y el circuito controlador de temperatura. En la

figura 88 se muestra la manera en que se montaron los tres circuitos sobre una placa de aluminio de 30 x 50 cms. Se pueden observar, además de los tres circuitos mencionados, un ventilador utilizado para enfriar los circuitos, así como los relevadores empleados para encender y apagar el compresor del sistema criogénico. La figura 89 presenta el montaje de los circuitos desarrollados, dentro del estante "rack" donde se encuentra el sistema criogénico. Finalmente, la figura 90 presenta la manera en que los circuitos desarrollados en este trabajo se conectan con los equipos que constituyen el banco de medición de dispositivos y componentes de microondas y ondas milimétricas a temperaturas criogénicas.

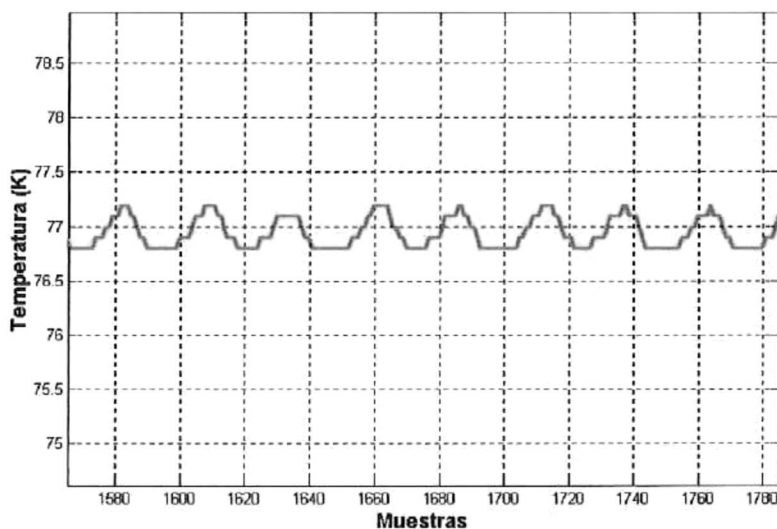


Figura 87. Estabilización de la temperatura en  $77 \pm 0.2^\circ K$ .

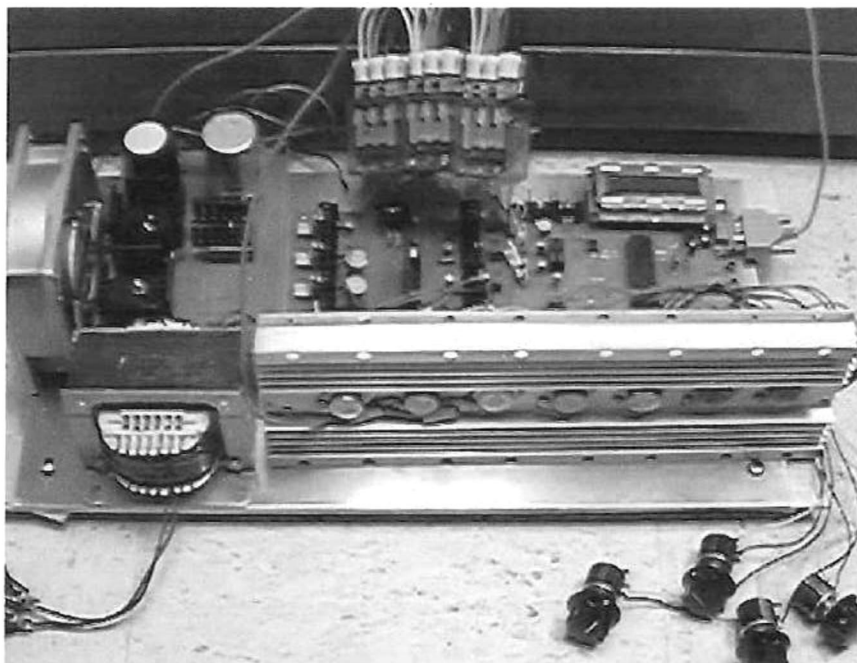


Figura 88. Montaje global de los circuitos desarrollados.

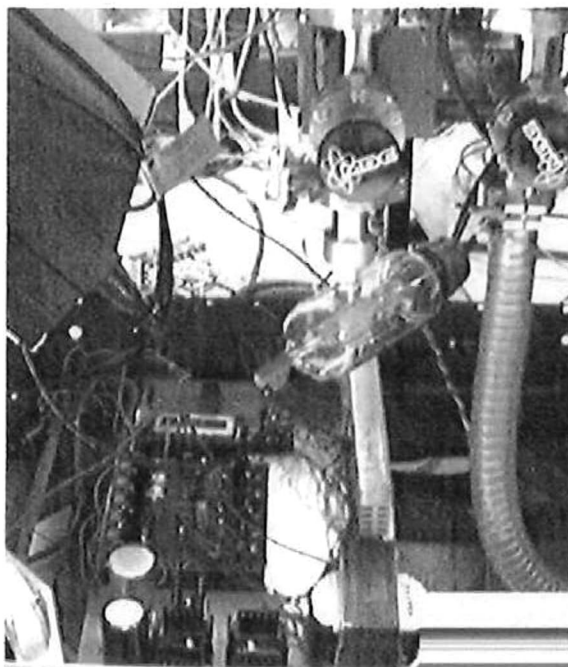


Figura 89. Montaje de los circuitos desarrollados en el sistema criogénico.

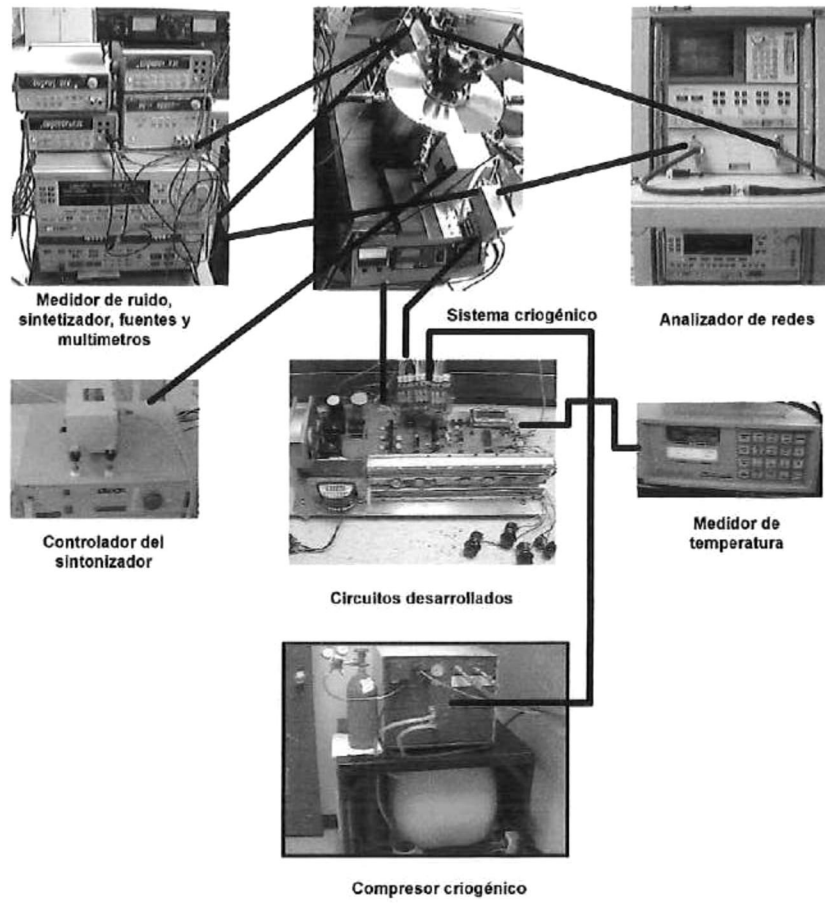


Figura 90. Conexión de los circuitos desarrollados con los equipos del banco de medición.

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

En este trabajo se presentó el proceso llevado a cabo para diseñar y construir un circuito de alimentación regulado y protegido, utilizado en la caracterización de dispositivos y componentes de microondas y ondas milimétricas, así como para el diseño y construcción de un circuito controlador de temperatura de un sistema criogénico desarrollado en el CICESE.

Se presentó una descripción del sistema criogénico y del medidor – controlador de temperatura basado en un calentador, para estar en disponibilidad de entender el problema de control y tener la capacidad de estabilizar la temperatura con excelente precisión.

Para poder abordar el problema de diseño, se describieron con detalle los componentes más relevantes que se utilizaron en el diseño, incluyendo la manera en que estos se programan.

Se describe la metodología de diseño y se presentan resultados de los diagramas esquemáticos completos de los tres circuitos diseñados: el convertidor AC-DC, el circuito regulador de voltajes y el circuito controlador de temperatura.

Se presento la metodología utilizada para construir y ensamblar los circuitos diseñados, haciendo énfasis en la manera en que se realizan las mascarillas y los circuitos impresos.

Se presentan resultados de los circuitos construidos y los obtenidos de la caracterización de los mismos.

Los resultados obtenidos de la caracterización del convertidor AC-DC fueron satisfactorios, teniendo como resultado un circuito que convierte de 110 volts AC a dos voltajes de DC, cuyos resultados finales fueron: Un voltaje de 42.6 volts con capacidad de 15 amperes y 0.36 volts de rizo (voltaje pico-pico) y otro de 27.8 volts con capacidad de 4 amperes y 0.62 volts de rizo.

Los resultados correspondientes al circuito de reguladores de voltaje fueron satisfactorios, lográndose obtener 18 salidas reguladas, de las cuales 7 fueron fijas (+5, +9,+12,+15,+24,+28 y +34) y 11 variables (2-15v, 2-30v y de -5 a 0 volts). Algunas de estas salidas pueden entregar corrientes de 1 ampere, otras de 3 amperes y una más de 6 amperes, la cual está protegida contra falta de voltajes negativos.

Asimismo, se presentan los resultados correspondientes al circuito controlador de temperatura, y los obtenidos de la caracterización del controlador final montado en el sistema criogénico.

La precisión de las temperaturas registradas de las mediciones empleando el controlador auxiliar desarrollado en este trabajo fue excelente, alcanzando una variación de  $\pm 0.2$  °K en cualquier temperatura especificada dentro del rango de 290 °K a 50 °K. En el rango de temperatura de 10 °K a 50 °K, el controlador Lakeshore 321 con un calentador colocado en la oblea de pruebas puede alcanzar precisiones de hasta  $\pm 0.1$  ° K.

La precisión obtenida para temperaturas de 77° K, en general fue muy buena ya que a temperaturas bajas la temperatura en la oblea tiende a cambiar rápidamente haciendo difícil el control apagando y encendiendo el compresor del sistema. Es importante recalcar que la temperatura de 77° K recibió un trato especial por ser la temperatura del nitrógeno líquido, y por ser una temperatura requerida para un gran número de aplicaciones en el área de microondas.

Se puede concluir que los resultados obtenidos cumplen con las especificaciones establecidas inicialmente, haciendo innecesario efectuar alguna modificación del sistema criogénico disponible.

Si se desea implementar un controlador más robusto, se recomienda iniciar con lo aquí presentado, ya que solo se necesitaría depurar el programa para incrementar la velocidad de ejecución, además de corregir eventualmente los problemas que pudiera tener el software.

En el laboratorio de microondas de CICESE la mayoría de los instrumentos utilizados (Fuentes de voltaje, sintetizadores, etc) para medición y caracterización de transistores son controlados mediante GPIB. Para dar un paso adelante en este proyecto, se recomienda acondicionar un puerto GPIB en la cámara criogénica. Este puerto GPIB tendría múltiples usos como fijar la temperatura, capturar temperaturas, automatizar las mediciones, etc.

En los circuitos de alimentación variables de 2 a 15 volts (6A) y de -5 a 0 volts, se recomienda agregar un circuito que permita controlar los voltajes digitalmente en pasos de 0.1 volts o de 0.01volts para cada una de las fuentes. Esto permitirá generar las curvas I-V del transistor automáticamente sin requerir de fuentes externas. Para la fuente regulada de voltaje se podrían utilizar potenciómetros digitales en vez de potenciómetros analógicos y hacer que el puerto GPIB sugerido en el párrafo anterior sea común también para la fuente. De esta forma se podrían fijar los voltajes de polarización ( $V_{gs}$  y  $V_{ds}$ ) del transistor y la temperatura a la que se quiere trabajar, desde una computadora y un programa o software desarrollado en MATLAB.

## REFERENCIAS

1. J. L. Medina, R. Chávez. J. C. Islas, A. Venguer. "Desarrollo de un sistema para la caracterización de dispositivos de microondas y ondas milimétricas a temperaturas criogénicas", Congreso de Instrumentación SOMI XV, Sociedad Mexicana de Instrumentación, Guadalajara, Jal, octubre 16-20, 2000, TEL-12, 11pp.
2. J.L. Medina, R.A. Chávez, A. Venguer P y A. Velázquez, "Desarrollo y optimización de un sistema para la caracterización de dispositivos y componentes de microondas y ondas milimétricas", XXV Congreso Internacional de Ingeniería Electrónica ELECTRO 2003, Octubre, 27 al 31, 2003, pp. 457-462, ITCH, Chihuahua México.
3. Pérez P. L. A. , "Desarrollo de un programa computacional para la medición automatizada de transistores de microondas", Tesis de Licenciatura, Fac. de Ingeniería UABC, 92pp., agosto 2002.
4. Avilez Salcedo M. A., "Automatización de un banco para la medición y obtención de parámetros de ruido de transistores de microondas", Tesis de Licenciatura, Fac. De Ingeniería UABC, a presentarse en agosto del 2004.
5. Anón, "Network Analyzer HP8510", Hewlett Packard Network Analyzer System Manual (1991), p.p. 1-1 a 10-5.
6. Anón, "Applications and operation of the HP8970B Noise Figure Meter and HP8970S Microwave Noise Figure Measurement System" ", Hewlett Packard product note 8970B/S-2 (1987), 70 p.p.
7. Anón, "Tuner controller MT986-49", Maury Microwave Operating Manual ( may 1988), 12 p.p.
8. Anón, "HP8360 Synthesized Sweepers", Hewlett Packard User's Handbook No. 08360-90070 (nov. 1991) 6 Ed., p.p. 1-3 a 1-114.
9. Anón. "Model 321 Autotuning Temperature Controller", User manual, Lakeshore, 1-1 to D-18, july 2001.
10. Anón "Multiple uses of model 22C/350C cryodine refrigerators" Installation and operation instructions CTI-Cryogenics PN 8040272, Helix Technology Corp., 40pp. Mar 1995.
11. Chávez P. R. A., Medina M. J. L., Velázquez V. A. y Venguer P. A. "Estudio de las alternativas para la medición de dispositivos de microondas y ondas milimétricas a temperaturas criogénicas" Reporte técnico CICESE CTETT9709, 18 p.p., septiembre de 1997.

12. Beherens George, Campbell William, Williams Dave and White Steven. "Guidelines for the design of Cryogenic Systems". National Radio Astronomy Observatory. Electronics Division. Internal report No 306, 1997.
13. Weisend II. J.G. "Handbook of Cryogenic Engineering" Taylor & Francis Eds., 504pp. 1998.
14. Anón, "PICmicro Mid-Range MCU Family Reference Manual", Microchip rev/DS33023A, December 1997.
15. Anón, "PIC16F87X Data sheet" Microchip rev/30292C, 2001.
16. Anón, "MAX232 Data sheet", Texas Instruments, 2003.
17. Anón, "The IIC-BUS Specification Version 2.1", Philips rev. /939839340011, 2002.
18. Anón, "24IC512 512K IIC CMOS Serial EEPROM Data Sheet" Microchip, rev. /DS21754D, 2003.
19. Anón, "Aplication note AN690 IIC Memory Autodetect" Microchip, rev. /DS00690A, 1998.
20. Anón, "LM317 adjustable regulador Data sheet" , Texas Instruments , 2003.
21. Anón, "TL783 High-voltage adjustable regulator Data sheet" , Texas Instruments, 2003.
22. Anón, "PT6640 series 24W/12V input positive to negative voltaje converter", Texas Instruments, rev. /SLTS037A, 2000.
23. Anón, "Aplication note AN552 Implementing a wake-up on Key stroke" Microchip, rev. DS00552E, 1997.