

13163-

T-228

N 972

1997

450 -

UNIVERSIDAD DON BOSCO
ESCUELA DE ESTUDIOS TECNOLÓGICOS



REMODELACIÓN DE INCUBADORA
BACTERIOLÓGICA ELCONAP C-4

TRABAJO DE GRADUACIÓN PRESENTADO POR:

JUAN RENÉ NUÑEZ DÍAZ
MANUEL ANTONIO MUÑOZ AVILÉS
NESTOR ANTONIO QUEZADA MEJÍA

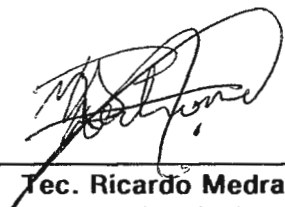
PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

TÉCNICO EN INGENIERÍA BIOMÉDICA

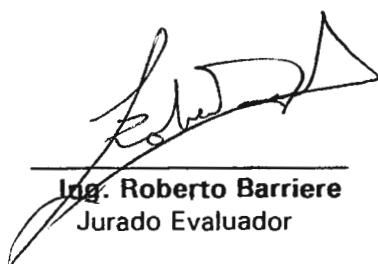
JUNIO DE 1997

SOYAPANGO, EL SALVADOR, CENTRO AMERICA

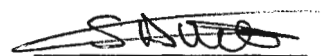
Distinguido grupo que conformó el jurado evaluador de este trabajo de graduación:



Tec. Ricardo Medrano Hidalgo
Jurado Asesor



Ing. Roberto Barriere
Jurado Evaluador



Ing. Mario López
Jurado Evaluador

JUNIO DE 1997

SOYAPANGO

EL SALVADOR

CENTROAMÉRICA

AGRADECIMIENTOS

A DIOS TODOPODEROSO, por habernos iluminado el camino que atravesamos desde que iniciamos nuestros primeros estudios, hasta hoy que culminamos parte de ellos.

Profundamente a nuestros padres, familiares, profesores, amigos y a aquellas personas muy queridas que siempre nos apoyaron y creyeron en nosotros.

A nuestro asesor Tec. Ricardo Medrano Hidalgo por su conducción y apoyo.

De manera especial al Ing. Federico Laínez, y al Tec. Francisco Rodríguez Campos por su ayuda e incondicional apoyo.

También al Personal del Departamento de Mantenimiento del Hospital Nacional de Neumología por el apoyo brindado durante la realización del presente proyecto.

A las autoridades de la Universidad Don Bosco, por la confianza puesta en nosotros para la culminación del presente proyecto.

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	i-ii
RESUMEN DEL PROYECTO A REALIZAR	iii
OBJETIVOS GENERALES Y ESPECIFICOS	iv
1. EL ENTORNO DEL LABORATORIO CLÍNICO	1-2
2. MICROORGANISMOS	3
2.1 DESCRIPCIÓN	3
2.1.1 Bacterias	3-4
2.1.2 Hongos	4
2.1.3 Protozoos	4
2.1.4 Virus	4
2.2 EL CULTIVO DE MICROORGANISMOS	4
2.2.1 Necesidades del crecimiento	5
2.2.2 Fuentes de energía metabólica	5
2.2.3 Factores ambientales que afectan el crecimiento	6
2.2.3.1 Nutrimientos	6
2.2.3.2 Concentración de pH	6
2.2.3.3 Temperatura	6-7
2.2.3.4 Aereación	7
2.2.3.5 Fuerza iónica y presión ósmotica	8
2.3 MEDIOS DE CULTIVO DE MICROORGANISMOS	8
2.3.1 Características y normas en aparatos de incubación	9
3. EL CALOR Y SU CONDUCCIÓN	10
3.1 TRANSFERENCIA DE CALOR	10
3.1.1 Conducción	10
3.1.2 Convección	11
3.1.3 Radiación	11
4. MEDICIÓN DE TEMPERATURA	12
4.1 EL TERMÓMETRO	12-13
4.2 TRANSDUCTORES DE TEMPERATURA	13-14
4.2.1 El termistor	14-15
4.2.1.1 Linealización del termistor	15-18
4.3 ESCALAS DE TEMPERATURA	19

5. CONTROL DEL PROCESO	20-21
5.1 SISTEMA DE LAZO CERRADO	21-22
5.2 CARACTERÍSTICAS DE UN BUEN SISTEMA DE LAZO CERRADO	22
5.3 TIPOS DE CONTROLES DE PROCESO	22-23
5.3.1 Control Todo o Nada	23
5.3.2 Control Proporcional Integral Derivativo (PID)	24
5.3.3 Control Proporcional	24
5.3.1.1 Banda proporcional	25
5.3.1.2 Ventajas y desventajas de un control proporcional	25-27
6. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA IMPLEMENTADO	28-29
6.1 Programación de temperatura	30
6.2 Control Proporcional	31
6.3 Termómetro electrónico	31-32
6.4 Etapa de Potencia	32
7. EXPLICACIÓN POR ETAPAS DEL CIRCUITO DEL PROYECTO	33
7.1 TERMÓMETRO ANALÓGICO	33-35
7.2 MUESTREO DE TEMPERATURA	35-37
7.3 CONTROL DE TEMPERATURA PROPORCIONAL	37
7.3.1 Detector de Cruce por cero	37-38
7.3.2 Toma de muestra del voltaje en el secundario	38
7.3.3 Comparación del voltaje del secundario con el nivel de referencia	38-39
7.3.4 Generación de onda cuadrada TTL	39
7.3.5 Generación de pulsos indicadores de cruce por cero	39-41
7.3.6 Temporizador	41-42
7.3.7 Contadores	42
7.3.8 Generación de la rampa de comparación	42-43
7.3.9 Acoplamiento óptico	43-44
7.4 ETAPA DE POTENCIA	44-46
7.5 PROGRAMACIÓN DE TEMPERATURAS	47
7.6 SISTEMA DE ALARMAS	47
7.6.1 Alarma de sobretemperatura	47-48
7.6.2 Alarma de baja temperatura	48
8. DIAGRAMAS ELECTRÓNICOS ESQUEMATICOS Y CIRCUITOS IMPRESOS	49
8.1 DIAGRAMAS DE CIRCUITOS ELECTRONICOS	49-52
8.2 CIRCUITOS IMPRESOS	53-56

9. CONSTRUCCION MECANICA Y DISPOSICION DE ELEMENTOS EN LA INCUBADORA	57
9.1 ESTRUCTURA DE LA INCUBADORA	57-61
9.2 PANEL DE CONTROL DE TEMPERATURA	62-64
10. RESULTADOS OBTENIDOS EN PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO	65-67
10.1 RESUMEN DE RESULTADOS OBTENIDOS	68
 ANEXO A. EXPLICACION DE ELEMENTOS ELECTRONICOS	 69
A.1 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL	70
A.1.1 Operación General	70
A.1.2 Montajes Utilizados	70
A.1.2.1 Amplificador Inversor	70-71
A.1.2.2 Amplificador Comparador	71
A.1.2.3 Amplificador Diferencial	71-72
A.1.3 Amplificadores operacionales utilizados en el proyecto	72
A.1.3.1 El LM239	72
A.1.3.2 El LF353XN	72
A.1.3.3 El LF351N	72
A.2 COMPUERTAS LOGICAS	72
A.2.1 Operación AND	72-73
A.2.1.1 Compuerta AND	73
A.2.1.2 Compuerta AND: CI TTL 7408	73
A.3 MULTIVIBRADOR MONOESTABLE	73
A.3.1 Generalidades	73-74
A.3.2 Dispositivos Reales	74-75
A.3.3 Operación del MV Monoestable No Reactivable	75
A.3.4 MV Monoestable No Reactivable. CI 74LS221	75
A.4 EL TEMPORIZADOR CI 555	76
A.4.1 Operación General	76
A.4.2 Modos de Operación	76-77
A.4.2.1 Modo de Operación Astable	77-78
A.4.3 Frecuencia de Oscilación	78
A.4.4 Ciclo de Trabajo	79

A.5 CONVERTIDOR DIGITAL A ANALOGICO (DAC)	79
A.5.1 Generalidades	79
A.5.2 Características de un DAC	79
A.5.2.1 Resolución	79-81
A.5.2.2 Ecuación de Entrada-salida	81
A.5.2.3 Proceso de Conversión Digital/Analógico	82
A.5.3 El DAC 0806	82
A.6 CONTADORES	82
A.6.1 Definiciones asociadas con la Salida	82-83
A.6.2 Definiciones asociadas con la Entrada	83
A.6.3 Contador Binario Síncrono 74LS193	84
A.7 TRANSISTORES	84
A.7.1 El transistor como interruptor	84
A.7.1.1 Corriente de Base	84-85
A.8 EL CONVERTIDOR ANALOGO A DIGITAL (ADC)	85
A.8.1 Tipos de ADC	85-86
A.8.1.1 El ADC Integrador de Doble Pendiente	86
A.8.1.1.1 Fase Integradora de Señal T1	86-87
A.8.1.1.2 Fase Integradora de Referencia T2	87-88
A.8.1.1.3 La Conversión	88
A.8.1.1.4 Fase de Auto-Cero TZ	88-89
A.8.2 El CI Intersil 7107	89
A.8.2.1 Descripción General	89
A.9 ACOPLADORES OPTICOS	89-90
A.9.1 Construcción Mecánica	90
A.9.2 Funcionamiento	90
A.9.3 Propiedades de Aislamiento	90
A.9.4 Resistencia Aisladora	90-91
A.9.5 Tensión de Aislamiento	91
A.10 EL TRIAC	91
A.10.1 Teoría y Operación	91-92
A.10.2 Formas de Onda	92-93
A.10.3 Características Eléctricas	93-95
A.10.4 Velocidad de Aumento Crítico en el Voltaje aplicado a un TRIAC bloqueado	95-96

ANEXO B. HOJAS TECNICAS DE ELEMENTOS ELECTRONICOS	97
---	----

B.1 LM239	98-99
B.2 LF353XN	100-101
B.3 LF351N	102-103
B.4 74LS08	104-105
B.5 74LS221	106-108
B.6 NE555	109-111
B.7 DAC0806	112-115
B.8 74LS193	116-117
B.9 ICL7107	118-122
B.10 NTE3047	123-124
B.11 ECG5675	123-124

BIBLIOGRAFÍA	125
GLOSARIO	126

INDICE DE FIGURAS Y TABLAS

Figura 1. Esquema Secuencial de etapas necesarias para un diagnóstico de laboratorio clínico. Pág.#2

Figura 2. Curva clásica de un termistor. Página #14

Figura 3. Curva característica de un termistor linealizado. Página #16

Figura 4. Representación de un sistema de lazo cerrado. Página #21

Figura 5. Comportamiento de un control solo proporcional. Página #25

Figura 6. Gráficos Temperatura vrs. Tiempo después de un disturbio en la carga. Página #26

Figura 7. Diagrama a bloques del Sistema de Remodelación de la incubadora bacteriológica. Página #28

Figura 8. Modelo detallado del sistema de incubación electrónico. Página #29

Figura 9. Comportamiento del control proporcional para 7 puntos. Página #46

Figura A1. El amplificador inversor. Página #71

Figura A2. El amplificador diferencial. Página #72

Figura A3. Tabla de verdad AND & Símbolo de compuerta. Página #73

Figura A4. Símbolo y formas de onda del multivibrador monoestable. Página #74

Figura A5. Multivibrador monostable No reactivable. Página #75

Figura A6. Circuito equivalente del LM555. Página #76

Figura A7. Modos de operación del LM555. Página #77

Figura A8. Modo astable y formas de ondas. Página #78

Figura A9. Símbolo y características entrada-salida del DAC. Página #80

Figura A10. Diagrama a bloques de un DAC básico. Página #81

Figura A11. Contador síncrono. Página #83

Figura A12. El transistor como interruptor. Página #85

Figura A13. ADC integrador de doble pendiente & Diagrama a bloques. Página #87

Figura A14. Construcción del DIP-6 (Optotriac). Página #90

Figura A15. Símbolo de un Triac. Página #91

Figura A16. Formas de onda entre los terminales principales de un Triac. Página #93

Figura A17. Polarización directa e inversa de un Triac. Página #94

Tabla 1. Tiempos de incubación de ciertas bacterias y hongos. Página #8

Tabla 2. Variación de temperatura vrs. Resistencia del termistor Radio Shack. Página #18

Tabla 3. Voltaje de salida para diferentes valores de temperatura. Página #33

Tabla 4. Función de jumpers de termómetro analógico. Página #35

INTRODUCCIÓN.

El laboratorio de microbiología juega un papel importante en el trabajo diario de una institución hospitalaria. En este se hace necesario la simulación de ambientes adecuados para asegurar el crecimiento y desarrollo de los agentes microscópicos que se investigan. Es de suma importancia que dicha simulación se realice utilizando métodos efectivos para garantizar la validez de los estudios correspondientes. Para este fin se deberán usar aparatos que automáticamente regulen variables de interés como lo es la temperatura a que se harán desarrollar los agentes microscópicos. A los aparatos diseñados para cumplir con los requisitos de temperatura en el desarrollo de microorganismos se le conoce como Incubadora bacteriológica.

El presente documento es una descripción de los pasos que se siguieron para efectuar la remodelación del Sistema electrónico y parcialmente del mecánico, perteneciente a un antiguo incubador bacteriológico modelo ELCONAP C-4, que se encontraba fuera de uso en el Hospital Nacional de Neumología (Planes de Renderos, 1997).

En primer lugar se tratan aspectos puramente teóricos, los cuales han de tomarse en cuenta para la realización del diseño óptimo del sistema de incubación bacteriológico; esto conlleva a abordar tópicos relacionados con la clasificación, desarrollo y necesidades básicas de los microorganismos que se deben cultivar. Por esta razón, se tratan los factores fundamentales del crecimiento de los mismos, de los cuales la temperatura es el más importante; esto conduce a tratar el tema de El Calor y sus formas de Conducción, constituyendo un elemento necesario de incluir y manejar en la investigación.

Una vez se establece la importancia de la temperatura en el sistema de incubación, se hace necesario conocer las distintas formas utilizadas para su correcta medición, abordándose principalmente los medios electrónicos utilizados para cuantificar dicho parámetro, haciéndose énfasis en el dispositivo que se escogió para ser usado en el presente proyecto.

Siendo la principal característica en un sistema incubador la temperatura y su óptimo control, se describen los parámetros físicos que los relacionen. Es por consiguiente importante saber sobre los instrumentos y elementos que sirven de apoyo para controlarla, por lo que se tratan los tipos de Control de procesos, enmarcándose el control de proceso de Lazo Cerrado Proporcional, pues previa justificación es el implementado en este proyecto tecnológico.

Posteriormente se realiza una descripción de las diferentes partes que conforman la totalidad de circuitos del sistema implementado, desarrollándose luego una descripción detallada de las etapas electrónicas que lo conforman. Se incluyen también los diagramas esquemáticos y circuitos impresos diseñados, así como ciertas figuras que ilustran detalladamente las partes físicas existentes y las que serán remodeladas.

Una vez se implementan las mejoras en el aparato, fue posible realizarle una serie de pruebas que describen en mejor manera su funcionamiento general; los resultados de las pruebas también son

incluidos al final del documento.

Para finalizar, también se desarrolla una eficaz fuente de información de los dispositivos electrónicos mas relevantes; esto se hace con la finalidad de tener sólidas bases de conocimiento acerca del funcionamiento de los mismos, así el posterior diseño del aparato utilizando esta información se vuelve más efectivo. Se incluyen tanto elementos lineales como análogos; integrados y discretos (Amplificadores, DACs, ADCs, osciladores, tiristores, transistores, optoacopladores, etc) y de lógica digital (Contadores, compuertas lógicas, multivibradores, etc). Se presenta luego, algunas hojas técnicas del manual del fabricante de cada dispositivo, buscando así elevar la información disponible para cada dispositivo utilizado en el diseño del Incubador Bacteriológico en mención.

RESUMEN DEL PROYECTO

El presente Proyecto Tecnológico consiste en la remodelación de una Incubadora Bacteriológica modelo ELCONAP C-4 (1975), perteneciente al Hospital Nacional de Neumología, dándole realce al diseño de un mejorado Control de Temperatura ajustado a las condiciones del aparato y a los beneficios que aporta, así mismo se incluye el diseño de una etapa de medición de temperatura que contenga módulos de muestreo y programación de la misma; implementando a la vez un Sistema de Alarmas que garantice el monitoreo continuo del trabajo del aparato. Dentro de las mejoras mecánicas realizadas se encuentra la reestructuración del sistema de conducción de aire interno, con el fin de obtener una mejor conducción y distribución del mismo; éste se lleva desde un sistema de convección por gravedad a uno de convección mecánica forzada.

Con todo esto, se supera grandemente el antiguo sistema perteneciente al aparato, dejándose atrás el uso de una variedad de dispositivos obsoletos y de poca exactitud. Se logra obtener un sistema actualizado capaz de funcionar en forma similar a cualquier sistema actualmente encontrado en el mercado, con existencia de repuestos, fácil manejo por parte de los operarios y oportuno mantenimiento por parte de los técnicos.

El factor económico es muy relevante, ya que se logra un ahorro considerable a la institución remodelando un aparato discontinuado y en total abandono, debido entre varios factores a la falta de repuestos y de recursos; reutilizando así la mayoría de sus partes físicas (con una inversión de aproximadamente ¢ 3,000.00, en base a datos de 1,997) se soluciona un problema, de manera que es mucho más viable que incurrir en la compra de un aparato nuevo cuyo valor rebasa la inversión prevista en el presente proyecto de remodelación (un aparato nuevo posee un valor aprox. de ¢ 28,000.00., según datos de 1,997).

OBJETIVO GENERAL.

Desarrollar sistemas tecnológicos modernos que apoyen el trabajo del sistema hospitalario nacional, e influyan de forma directa en la eficiencia del mismo, a través de la remodelación de un incubadora bacteriológica perteneciente al Hospital Neumológico.

OBJETIVOS ESPECÍFICOS.

1. Desarrollar un sistema más eficiente y completo de regulación de temperatura en el equipo y que a la vez ofrezca durabilidad, favoreciendo al departamento de laboratorio clínico de la institución.
2. Aportar mayor exactitud en la regulación de temperatura, aspecto que es básico en el tipo de trabajo que realiza una incubadora de bacterias.
3. Facilitar el manejo del equipo al personal de Laboratorio Clínico mediante la visualización de la temperatura actual a través de un sistema digital y optando fácilmente a un nuevo valor requerido.
4. Proporcionar protección al uso continuo del equipo, mediante la implementación de un sistema indicador de desenergizado.
5. Implementar los sistemas electrónicos en circuitos impresos que se adapten a la estructura.
6. Facilitar el mantenimiento preventivo y correctivo del mismo, conformando los sistemas implementados con elementos existentes en el mercado nacional e implementación de manuales.

1. ENTORNO DEL LABORATORIO CLÍNICO

La principal función del laboratorio de microbiología clínica es la de ayudar al médico en el diagnóstico y tratamiento de pacientes con enfermedades infecciosas. La excelente atención del paciente debe continuar siendo el objetivo primordial, y el trabajo llevado a cabo por lo microbiológico, que se extiende más allá del período en que los resultados pueden ser de utilidad para encaminar el cuidado de los pacientes, constituye una de las principales críticas de los médicos sobre el desempeño de los laboratorios clínicos.

La prestación de servicios en los laboratorios clínicos se ha vuelto muy compleja y requiere la atención constante de jefes, supervisores y personal calificado. La figura 1 es una representación esquemática de la secuencia de etapas necesarias para la obtención de un diagnóstico clínico y de laboratorio de una enfermedad infecciosa. Nótese que el ciclo comienza con el paciente que se presenta con signos o síntomas de enfermedades infecciosas.

Una vez que el médico examina al paciente, formula un diagnóstico tentativo, y confecciona órdenes para pruebas de laboratorio, a fin de confirmar o descartar este diagnóstico. Las órdenes del médico son comúnmente transcritas a una solicitud y la muestra son enviadas prontamente al laboratorio. La información contenida en la solicitud se asienta en el libro diario del laboratorio, y la muestra se procesa; el procesamiento comprende un examen directo, un examen microscópico si se indica, y la inoculación de una pequeña porción de la muestra en una batería cuidadosamente seleccionada de medios de cultivo para aislamiento primario. Todos los medios inoculados se colocan en una incubadora en condiciones apropiadas como para que puedan desarrollarse normalmente y luego de un determinado período de incubación poder ser identificadas los microorganismos aislados. Los resultados finales se consignan a un protocolo que se envía al médico o se adjunta al registro del paciente, como sea conveniente. El médico a su vez utiliza los datos que figuran en el informe para tratar al paciente e instituir la terapia apropiada.

Cada una de las etapas del ciclo descrito debe ejecutarse con exactitud y precisión y en el menor tiempo posible, debido a que la falla en un punto de alguna de las etapas alteraría el curso normal del mismo. Por tanto es necesario que cada uno de los mecanismos involucrados en dicho ciclo se encuentre en condiciones favorables. [1]

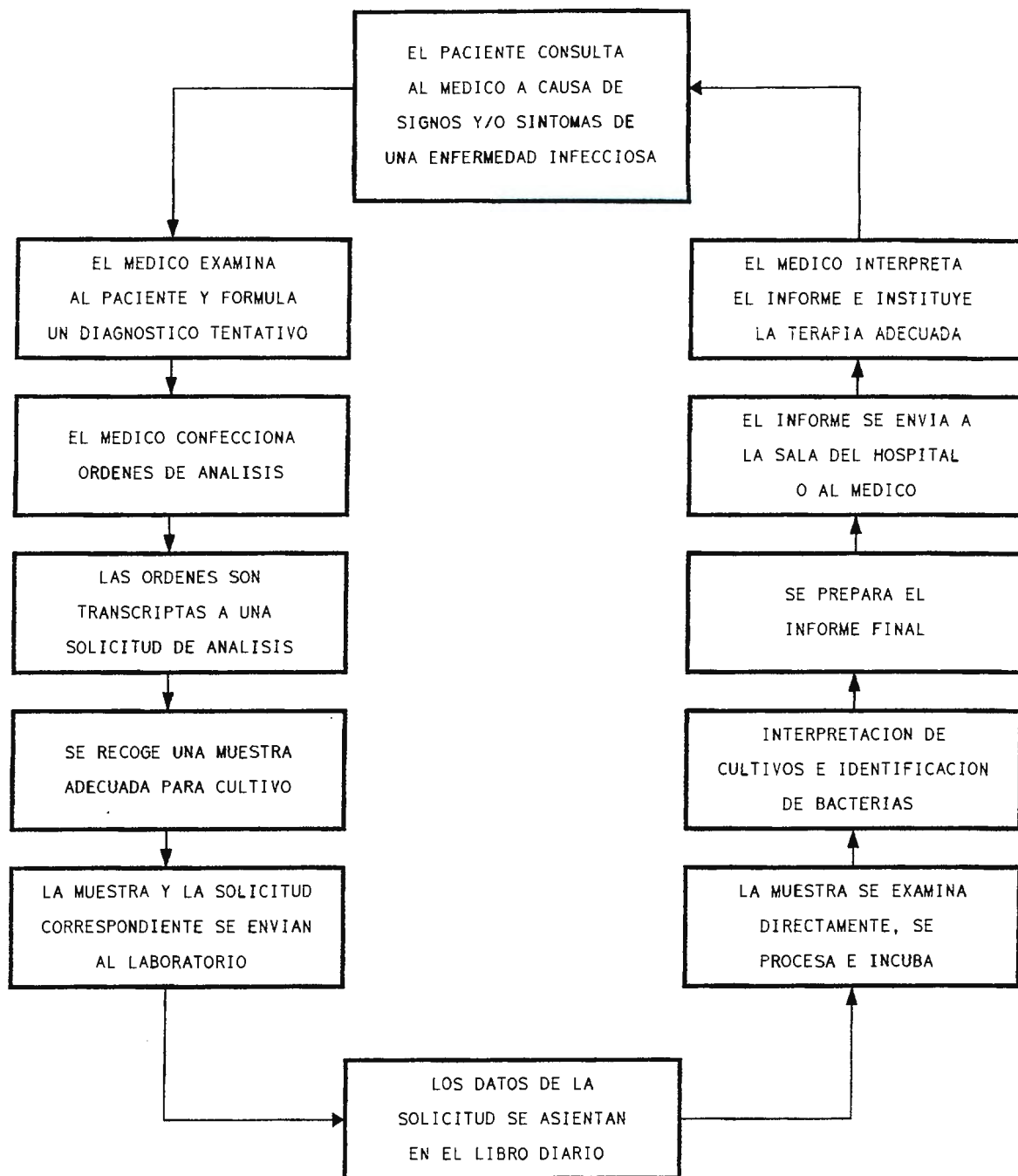


FIGURA 1. Representación esquemática de la secuencia de etapas necesarias para la obtención de un diagnóstico clínico y de laboratorio de una enfermedad infecciosa.

2. MICROORGANISMOS

2.1 DESCRIPCIÓN

Se denomina Microorganismo a cualquier organismo diminuto habitualmente microscópico capaz de realizar los diferentes procesos vitales. Estos suelen ser patógenos y pueden en un momento determinado momento producir una infección.

Los microorganismos se clasifican de la siguiente manera:

- *Bacterias*
- *Hongos*
- *Protozoos*
- *Virus*

2.1.1 BACTERIAS.

Se le da el nombre de bacteria a un vasto grupo de organismos unicelulares que componen la más pequeña, simple y talvés primera forma de célula que existió. Son seres unicelulares capaces de proveer tanto la materia prima como el mecanismo químico para su propia reproducción.

Al estudio de bacterias se le conoce como Bacteriología, el cual pertenece a una ciencia más amplia llamada Microbiología, encargada de estudiar todo tipo de microorganismos. A la microbiología médica le concierne el estudio del comportamiento y control de seres patógenos, que son microorganismos capaces de causar enfermedades infecciosas en humanos u otros animales.

Basándose en su forma, las bacterias pueden ser clasificadas en tres grupos principales: Los *bacilos alargados* (con forma de varilla), que usualmente poseen estructuras en forma de látigo conocidas como flagelos, con los cuales el organismo es capaz de impulsarse. Los *cocos esféricos* (cocos singulares), que pueden crecer en cadenas (streptococos) o que pueden agruparse como un racimo de uvas (estafilococos); y las *espiroquetas* en forma de espiral o de coma.

Una técnica muy utilizada para la identificación de bacterias es la de 'Coloramiento de Gram'. En este proceso, las bacterias son tratadas con una tintura especial, mancha u otros químicos. Las bacterias tratadas se clasifican en dos grupos: *Bacterias Gram positivas*, que aparecen con un color violeta profundo, y la *Bacterias Gram negativas*, que aparecen con un color rojizo. Los médicos usualmente utilizan la coloración de Gram para elegir el antibiótico apropiado para el tratamiento de una infección bacterial.

Las bacterias también pueden ser clasificadas en base a sus requerimientos de oxígeno atmosférico. Aquellas que requieren de oxígeno son llamadas *aerobias*; las que no pueden subsistir en presencia de oxígeno son llamadas *anaerobias*, y aquellas que pueden vivir con oxígeno pero son capaces de subsistir sin él son llamadas *anaerobias facultativas*. En ausencia de oxígeno, las anaerobias obtienen suficiente energía para sus necesidades utilizando la fermentación (rompiendo las moléculas orgánicas por medio de enzimas).

La mayoría de bacterias se reproducen asexualmente por división binaria, en este proceso, una célula se divide en dos luego de desarrollar una pared en su interior. Muchas especies se dividen una vez cada veinte minutos bajo condiciones favorables. Si todos los descendientes sobreviven, una célula inicial podría resultar en unas 500,000 células luego de seis horas.

Con lo que respecta a la destrucción de bacterias es notorio saber que la mayoría de bacterias mueren con las altas temperaturas. Ejemplo de esto se da en la leche, donde pueden encontrarse una serie de bacterias patógenas; estas pueden ser destruidas manteniendo la temperatura a 62°C por 30 minutos, un proceso llamado pasteurización. Una rápida pasteurización puede efectuarse a 71°C durante 15 segundos.

2.1.2 HONGOS.

Es un organismos heterótrofo similar a los vegetales pero que se diferencia de estos por carecer de clorofila. Es incapaz, por tanto, de fabricar sus alimentos, y depende de otras formas de vida. Entre las 100,000 especies de hongos identificadas, 100 son comunes en el hombre y 10 tienen carácter patógeno.

2.1.3 PROTOZOOS.

Microorganismos unicelulares pertenecientes al género Protozoos. La forma más simple de vida animal. Son más complejos que las bacterias, pues constituyen una unidad que contiene orgánulos que llevan a cabo funciones como la locomoción, excreción, respiración y la unión con otros organismos. Hay unos 30 protozoos patógenos para el hombre.

2.1.4 VIRUS.

Es un microorganismo diminuto, mucho más pequeño que una bacteria, que, al no poseer una actividad metabólica independiente, sólo puede reproducirse dentro de una célula vegetal o animal viva. Se han identificado más de 200 virus capaces de producir enfermedades en el ser humano. [2] y [3]

2.2 EL CULTIVO DE MICROORGANISMOS.

Se denomina cultivo al proceso de propagar microorganismos brindándoles las condiciones ambientales adecuadas. Los microorganismos en crecimiento están haciendo réplicas de sí mismos, y requieren los elementos que se encuentran en su composición química.

Los nutrientes deben brindarles estos elementos en una forma accesible desde el punto de vista metabólico. Además, estos microorganismos requieren energía metabólica con objeto de sintetizar macromoléculas y conservar los gradientes químicos esenciales a través de sus membranas. Los factores que se deben regular durante el crecimiento son nutrientes, pH, temperatura, aeración, concentración de sales y potencia iónica del medio.

Una vez se han regulado los diferentes factores ambientales de crecimiento, se puede garantizar un desarrollo controlado de los microorganismos que conforman el cultivo.

2.2.1 NECESIDADES DEL CRECIMIENTO.

La mayor parte del peso seco de los microorganismos consiste en materia orgánica que contiene los elementos carbono, hidrógeno, nitrógeno, oxígeno, fósforo y azufre. Además se requieren iones inorgánicos como potasio, sodio, hierro, magnesio, calcio y cloruro para facilitar la catálisis enzimática y conservar los gradientes químicos a través de la membrana celular.

En su mayor parte, la materia orgánica se encuentra en macromoléculas. La síntesis de los enlaces de anhídrido requiere la energía química proporcionada por los dos enlaces del ATP (*Trifosfato de Adenosina*). La energía adicional necesaria para conservar una composición citoplasmática relativamente constante durante el crecimiento en cierta variedad de ambientes químicos extracelulares se deriva de la **fuerza motriz protónica**. Esta es la energía potencial que se puede derivar al pasar un protón a través de una membrana. La fuerza motriz protónica es un gradiente electroquímico que tiene dos componentes: una diferencia de pH (concentración de iones hidrógeno) y una diferencia de carga iónica. La carga en el exterior de la membrana bacteriana es más positiva que la que hay en el interior, y la diferencia de carga contribuye a la energía libre liberada cuando entra un protón en el citoplasma desde el exterior. La fuerza metabólica genera una fuerza motriz protónica. La energía libre puede emplearse para mover la célula, conservar los gradientes iónicos o moleculares a través de la membrana, sintetizar enlaces de anhídrido en el ATP o producir una combinación de estos fenómenos. De manera alternativa, las células que cuentan con la fuente de ATP suelen emplear su energía de enlaces de anhídrido para crear una fuerza motriz protónica que, a su vez, se empleará para mover a la célula y conservar sus gradientes químicos.

Con objeto de crecer, un microorganismo requiere todos los elementos de su materia orgánica y el complemento total de iones necesarios para la energética y la catálisis. Además debe haber una fuente de energía que establezca la fuerza motriz protónica y permita la síntesis macromolecular. Los microorganismos varían ampliamente en cuanto a sus demandas nutricionales y sus fuentes de energía metabólica.

2.2.2 FUENTES DE ENERGÍA METABÓLICA.

Los tres mecanismos principales para generar energía metabólica son :

Fermentación

Respiración

Fotosíntesis

Para poder crecer, el microorganismo debe emplear por lo menos uno de estos mecanismos.

2.2.3 FACTORES AMBIENTALES QUE AFECTAN EL CRECIMIENTO

Un medio de cultivo adecuado debe contener todos los nutrimentos requeridos por el microorganismo que va a ser cultivado, y factores tales como pH, *temperatura* y aeración deberán ser controlados cuidadosamente. Se emplea un medio líquido, que pueda formar gel para fines específicos agregando agar ó gel de sílice.

2.2.3.1 Nutrimentos.

Los nutrimentos de los medios de cultivo deben contener todos los elementos necesarios para la síntesis biológica de los microorganismo. En la enunciación posterior, se clasifica a los nutrimentos según los elementos que ofrecen.

Fuentes de carbono

Fuentes de nitrógeno

Fuentes de fósforo

Fuentes de minerales

Factores de crecimiento

2.2.3.2 Concentración de Iones Hidrógeno (pH)

La mayor parte de los microorganismos tienen una gama de pH bastante estrecha. Debe determinarse empíricamente el pH óptimo de cada especie. Casi todos los microorganismos (neutrófilos) crecen mejor en un pH de 6.0 a 8.0, aunque algunos (acidófilos) tienen un pH óptimo tan bajo como 3.0 y otros (alcalófilos) tan alto como 10.5. El pH interno es regulado por un conjunto de sistemas de transporte de protones en la membrana citoplásmica, incluyendo una bomba primaria de protones manejada por el ATP y un intercambiador de iones Na^+/H^+ . Se ha propuesto que el sistema de intercambio de los iones K^+/H^+ también contribuye a la regulación del pH interno en los neutrófilos.

2.2.3.3 Temperatura.

La temperatura de un objeto o de un sistema es un índice de las condiciones térmicas del sistema u objeto. Es además una medida de la tendencia del calor a fluir dentro o fuera del objeto o sistema en un ambiente dado. La temperatura esta relacionada al calor, pero ambas dos no son términos semejantes. El calor es un estado de la energía, mientras que la temperatura es una medida de la intensidad de calor relativo de un objeto. El calor y por lo tanto la temperatura, están ambos relacionados al grado actual de movimiento molecular en un objeto dado. Esto es, a mayor desorden existente en los movimientos de una molécula, mayor será el calor contenido y la temperatura de ese objeto.

Diferentes especies microbianas varían ampliamente en sus fluctuaciones de la temperatura óptima para su desarrollo: las formas psicrófilas crecen mejor a temperaturas bajas (15 a 20°C); las

formas mesófilas lo hacen mejor de 30 a 37°C y la mayor parte de las termófilas de 50 a 60°C. La mayor parte de los microorganismos son mesófilos ; 30°C es la temperatura óptima para muchas de las formas de vida libre y la temperatura del huésped es óptima para los simbioses de los animales de sangre caliente.

El límite superior de la gama de temperatura tolerado por cualquier especie se correlaciona bien con la estabilidad térmica general de las proteínas de dicha especie, según mediciones hechas en extractos celulares. Los microorganismos comparten con los vegetales y animales la **respuesta al choque por calor**; síntesis transitoria de un conjunto de "proteínas del choque por calor" cuando son expuestos a una elevación súbita en la temperatura por arriba de la óptima para el crecimiento. Al parecer, estas proteínas son extraordinariamente resistentes al calor y estabilizan a las proteínas de la célula sensibles al calor.

En cuanto a la relación de la velocidad de crecimiento con la temperatura para cualquier microorganismo, Arrhenius demostró que el logaritmo de la velocidad de cualquier reacción química ($\log K$) es una función lineal de la recíproca de la temperatura ($1/T$); puesto que el crecimiento de las células es el resultado de un conjunto de reacciones químicas, cabe esperar que muestre esta relación.

Además de su efecto en la velocidad de crecimiento , las temperaturas extremas matan a los microorganismos. El calor extremo se utiliza para esterilizar las preparaciones; el frío extremo también destruye las células microbianas, aunque no puede utilizarse con demasiada seguridad para la esterilización. La bacteria también exhibe un fenómeno denominado **choque por frío**: la muerte de las células por un enfriamiento rápido , en oposición a uno lento.

2.2.3.4 Aeración.

Muchos microorganismos son aerobios obligados, requiriendo específicamente oxígeno como aceptor de hidrógeno; otros son facultativos y capaces de vivir aerobia o anaerobiamente ; por último, otros más son anaerobios obligados, requiriendo una sustancia diferente del oxígeno como aceptor de hidrógeno y son sensibles a la inhibición por aquél.

La provisión de aire a los cultivos de microorganismos aerobios es un problema técnico muy importante. Generalmente los recipientes son agitados mecánicamente para introducir oxígeno en el medio, o bien, el aire es forzado a través del mismo por presión. Frecuentemente la difusión del oxígeno se vuelve el factor limitante para el crecimiento de las bacterias aerobias.

Por otra parte, los anaerobios obligados presentan el problema de la exclusión del oxígeno. Para este propósito se cuenta con muchos métodos:

1. Se pueden agregar a los medios líquidos de cultivo, agentes reductores como el tioglato de sodio.
2. Los tubos de agar pueden ser sellados con una capa de vaselina y parafina.
3. El cultivo puede ser colocado en un recipiente del cual se elimina el oxígeno por evacuación o por medios químicos.

2.2.3.5 Fuerza iónica y presión osmótica.

En menor grado, puede ser necesario controlar factores como la presión osmótica y la concentración salina. Para casi todos los microorganismos, las propiedades de los medios ordinarios son satisfactorias. Esto es debido a que la mayor parte de las bacterias pueden tolerar una amplia gama de presiones osmóticas externas y de fuerzas iónicas debido a su capacidad de regular la osmolaridad interna y la concentración iónica.

2.3 MEDIOS DE CULTIVO DE MICROORGANISMOS

En el área de laboratorio clínico se hace necesario la simulación de ambientes adecuados para los distintos tipos de microorganismos que se analizan, de esta forma se garantiza un adecuado proceso de detección y un posterior estudio de los mismos.

Para la simulación de estos ambientes se utilizan aparatos de cultivo artificial llamados incubadoras bacteriológicas. Dichos aparatos se encargan principalmente de la regulación del factor ambiental de temperatura, debido a que la temperatura ambiente es muy baja como para que la mayoría de microorganismos de interés puedan desarrollarse eficientemente.

Los microorganismos se llevan al interior del incubador (recámara) dentro de recipientes especiales que también llevan el medio adecuado para que los organismos puedan nutrirse y desarrollarse adecuadamente, de esta forma se reunirán todas las condiciones ambientales necesarias.

Una incubadora bacteriológica deberá entonces mantener un control adecuado de los niveles de temperatura a los que son sometidos los microorganismos que son cultivados, partiendo de que se posee un medio de cuantificar dichas temperaturas.

En el Hospital Nacional de Neumología la utilización de la Incubadora es normalmente para casos de Bacterias y Hongos, tal y como se muestra en la Tabla 1, sin embargo eventualmente se utiliza para los otros dos tipos de microorganismos (Protozoos y Virus).

USO DE LA INCUBADORA BACTERIOLÓGICA	
TIPO DE BACTERIA	TIEMPO DE INCUBACIÓN
Bacilos Gram Negativos Bacilos Gram Positivos	24 a 48 Horas
Cocos Gram Negativos Cocos Gram Positivos	24 a 48 Horas
Hongos	15 Días

TABLA 1. Tiempos de incubación de algunas bacterias y hongos.

2.3.1 CARACTERÍSTICAS Y NORMAS EN APARATOS DE INCUBACION

Un aparato de incubación ó incubadora bacteriológica está clasificado según la norma internacional de seguridad IEC 601 (2a. Ed.) como clase I del tipo B. Esto implica que se deberá reunir ciertas condiciones eléctricas para que el equipo pueda ser catalogado como seguro. Se requiere en este caso, que las corrientes máximas de fuga a tierra sean de 0.5mA, y las corrientes de fuga de la carcasa de 0.1mA.

En laboratorio clínico el rango de precisión de dichos aparatos es de $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$. Además, se establece que se deberá contar con un sistema de interrupción de potencia y de alarmas opcionales. Asimismo debe contar con métodos para distribuir eficientemente la temperatura, ya sea por convección natural ó forzada.

[3],[6]

3. EL CALOR Y SU CONDUCCIÓN

El calor es una forma de energía producida por el movimiento de los átomos y moléculas que integran un cuerpo. Entre los distintos cuerpos existe un constante intercambio de calor, dado que las diferencias de temperatura tienden a equilibrarse entre sí. Todo cuerpo transmite calor a otros más fríos y lo absorbe de aquellos que están a una temperatura más elevada.

Es necesario mencionar que los tamaños y tipos de material de los objetos, tanto como la temperatura, determina la cantidad de energía calorífica que contienen. La energía calorífica fluye naturalmente solo en una dirección, desde los objetos calientes hasta los objetos 'fríos'. Aparatos especializados, son necesarios para revertir esta dirección natural de la transferencia de calor.

3.1 TRANSFERENCIA DE CALOR

Existen tres mecanismos básicos con los cuales se puede lograr transferencia de calor :

Conducción, Convección y Radiación.

3.1.1 Conducción.

La transferencia de calor por conducción es el flujo de energía térmica como un resultado de las colisiones moleculares. Por ejemplo, si la punta de una barra de metal es mantenida en una llama, el calor es conducido a lo largo de la barra. Esta conducción es iniciada por la excitación o aumento de la vibración de las moléculas de metal que se encuentran en la punta caliente de la barra. Las moléculas excitadas entonces, colisionan con otras moléculas logrando su excitación. Este proceso transfiere energía térmica a lo largo de la barra y continúa tanto como la diferencia de temperatura sea mantenida a lo largo de las dos puntas.

Cabe mencionar, que los fenómenos de conducción son más evidentes en los cuerpos formados por moléculas muy próximas entre sí, como los metales; mientras que los gases, por ejemplo , conducen el calor con mayor dificultad, por estar sus moléculas muy dispersas.

3.1.2 Convección.

La transferencia de calor convectivo, es el resultado del movimiento de cantidades a gran escala de materia. La convección es importante en gases y líquidos, los cuales pueden expandirse en forma significativa al aceptar energía térmica, y puede desarrollar corrientes de flujo material. Por ejemplo, la transferencia de calor convectivo ocurre en una cacerola de agua la cual es calentada en una estufa. El agua en el fondo de la estufa, acepta la energía calorífica de la estufa, por conducción. El agua en esta región sufre una expansión térmica y es elevada debido al agua más densa que la rodea. El agua más liviana lleva la energía térmica a todas las partes de la cacerola por medio de un proceso de convección.

Esta dinámica de movimiento de fluidos de mayor temperatura, junto con otros de menor temperatura, puede mejorarse con la ayuda de medios mecánicos, a saber: Turbinas, Ventiladores, etc.. Cuando se conduce por Convección, se aprovecha la temperatura adquirida por el fluido, para determinar la dirección del flujo dentro de la recámara en la que este circula. En el caso de la incubadora, el aire es calentado por las resistencias calefactoras. Al absorber calor, las moléculas del aire se dispersan de modo que en un mismo volumen pueden pesar menos; al ser más ligero, el aire caliente es capaz de elevarse, ocupando el aire frío su lugar. A su vez, este es calentado y asciende, con lo cual se establece un flujo permanente de aire. Es posible asegurar que si este flujo de aire es acelerado, se logrará alcanzar con una mayor rapidez la temperatura de equilibrio de la incubadora.

3.1.3 Radiación.

La transferencia de calor por radiación involucra el flujo de energía térmica por medio de ondas electromagnéticas. El calor puede ser transferido de esta forma aún a través del medio vacío. La radiación difiere fundamentalmente de la conducción y convección en que no necesita la presencia de materia para realizar un movimiento de energía calorífica. De esta forma, todas las sustancias cuya temperatura se halla por encima del cero absoluto ($0^{\circ}\text{K} = -273^{\circ}\text{C}$) emiten calor. [3],[6] y [7]

4. LA MEDICIÓN DE TEMPERATURA

Existen dos leyes fundamentales en las cuales se basa la medición de temperatura. La más conocida es la ley de Robert Boyle & J. L. Gay-Lussac, de acuerdo a la cual, la presión de los gases depende de la temperatura. Por tanto la medición de la temperatura puede realizarse indirectamente al medir la presión con ayuda de un manómetro.

La segunda ley es la de Radiación, de acuerdo a la cual, la cantidad de radiación emitida por una sustancia depende de su temperatura. La medición en este caso se efectúa en función de la intensidad de radiación y se realiza con un Bolómetro. Se conocen muchos otros métodos de medición de temperatura, estos hacen uso de termocuplas, termómetros, bimetales y termómetros de presión de vapor. El proyecto a realizar utiliza para la medición de temperatura un termómetro, por lo cual, a este aparato es al que se le dará el mayor énfasis.

4.1 EL TERMÓMETRO

El termómetro es un aparato utilizado para la medición de temperatura. Se divide básicamente en tipo Eléctrico y Mecánico.

El del tipo mecánico más conocido es el *termómetro de líquido dentro de cristal*, y uno del tipo Eléctrico muy importante es el *termómetro de resistencia*.

El termómetro de líquido dentro de cristal consiste en un pequeño reservorio que contiene un líquido que se expande o contrae, dentro de una columna, a medida se dan cambios en la temperatura a la cual se encuentra sometido. El líquido preferido es el mercurio, y con este se llega a tener una exactitud del 1% de la escala de la columna.

Los termómetros de resistencia operan usando el principio que dice que la resistividad de la mayoría de metales se incrementa al aumentar su temperatura. Este principio fue descubierto en 1821 por Sir Humphry Davy, pero el fenómeno no fue utilizado hasta 1861, con la construcción de un termómetro de resistencia de platino realizada por Ernest W. Von Siemens. Hoy en día el Departamento

Nacional de Estándares de Estados Unidos usa termómetros de resistencia de platino de alta precisión, con exactitudes de 0.001°C , para definir los puntos claves en la Escala Internacional de Temperatura Practica. Los termómetros de resistencia de alambre de cobre y de alambre de níquel poseen un precio mucho menor que los de platino, y tienen una precisión de 0.05°C . En el rango de 2° a 10° , después del cero absoluto, se usan termómetros de resistencia de germanio dopado de impurezas, calibrado con la temperatura del helio líquido. [3] y [7]

4.2 TRANSDUCTORES DE TEMPERATURA

El funcionamiento de los termómetros eléctricos está basado en el uso de dispositivos transductores (se convierte una variación de temperatura a una variación de resistencia eléctrica); Los más utilizados son los termistores y las termocuplas.

La termocupla consiste de dos alambres de metales no semejantes, unidos en sus puntas, formando dos juntas. Si las juntas se encuentran a temperaturas diferentes, se producirá un voltaje proporcional a la diferencia de temperatura. Este fenómeno se basa en los efectos Seebeck, Peltier y Thompson.

Los termistores son componentes electrónicos contruidos de un semiconductor (usualmente Manganeso y Oxidos de níquel). Estos son capaces de cambiar su resistencia eléctrica en respuesta a los cambios de temperatura. Si los cambios de resistencia se realizan en una forma directamente proporcional a los cambios de temperatura, se dice que se trata de un *termistor del tipo PTC* (coeficiente de temperatura positivo), de lo contrario, se estará tratando a un *termistor NTC* (coeficiente de temperatura negativo).

La termocupla y el termistor difieren en factores como la linealidad de respuesta de *salida vrs. temperatura* (donde la salida representa un cambio de voltaje o de resistencia en el dispositivo), velocidad de respuesta, precio, etc.

Las termocuplas poseen como ventaja una buena linealidad de salida, pero son relativamente

lentas en su velocidad de respuesta a los cambios de temperatura; además, poseen una estabilidad y sensibilidad limitada. Por lo general su precio es alto.

Los termistores poseen la desventaja de que su salida no es del todo lineal, sino exponencial, pero su velocidad de respuesta es muy eficiente.

4.2.1 EL TERMISTOR

Los termistores poseen cualidades como su alta sensibilidad a cambios de temperatura, tamaño reducido, buenas características de estabilidad para largos períodos, etc. Su principal desventaja se debe a la no linealidad que se puede apreciar en la curva de resistencia vrs. temperatura.

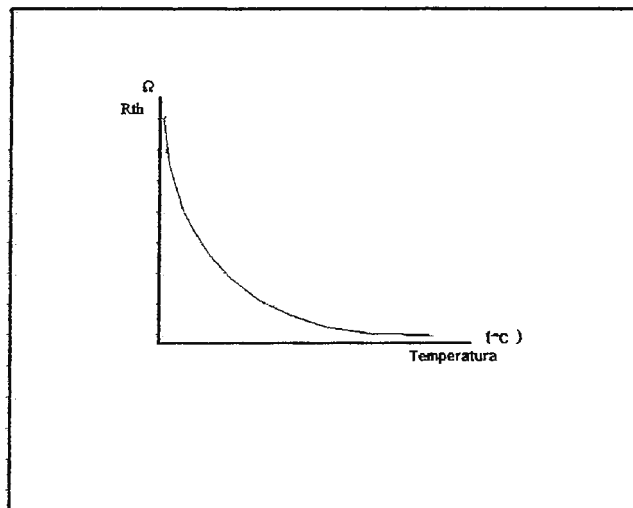


FIGURA 2. Curva clásica de un termistor.

La relación empírica entre la resistencia del termistor R_t y la temperatura absoluta T en $^{\circ}\text{K}$ se expresa como sigue:

$$R_t = R_o \exp \left[\frac{\beta \cdot (T_o - T)}{T \cdot T_o} \right]$$

Donde: β = constante del material para el termistor, $^{\circ}\text{K}$

T_o = temperatura standard de referencia, $^{\circ}\text{K}$

La expresión anterior explica el porque del comportamiento exponencial de la curva característica del dispositivo.

La no linealidad del termistor es el mayor problema a vencer cuando se utiliza dicho dispositivo en aplicaciones que pueden llegar a necesitar cierto grado de respuesta lineal.

En casos como el de un termómetro electrónico a base de termistor, su linealidad para los rangos de temperatura de trabajo es hasta cierto punto indispensable, por tanto es necesario recurrir a un método que garantice la linealización del termistor.

4.2.1.1 Linealización del Termistor.

Existen varios métodos para la linealización del termistor. Las alternativas eficientes van desde el uso de un dispositivo pasivo acoplado al termistor mismo, hasta el uso de un computador que procese las señales digitalizadas provenientes del termistor.

Un método confiable es el que utiliza una resistencia de valor conocido (R_p) la cual se conecta en paralelo al termistor R_t , lográndose así un efecto de limitación y mejoramiento de la curva de respuesta del mismo.

Al realizar esta conexión se tendrá que la resistencia equivalente es de:

$$R = \frac{R_p R_t}{R_p + R_t}$$

Nótese que el problema estriba en el cálculo del valor de la resistencia de linealización R_p .

Para realizar el cálculo de la resistencia de linealización se utiliza un breve análisis matemático en el que se considera la existencia de tres puntos equidistantes de temperatura conocida (T_a , T_b y T_c); a cada uno de estos puntos le corresponde un valor de resistencia que posee el termistor para cada temperatura (A, B y C). Cabe mencionar que esto implica que para poder utilizar un determinado termistor se deberá entonces conocer la resistencia que poseerá para tres temperaturas distintas pero equidistantes entre sí.

Al sustituir R_{pa} , R_{pb} y R_{pc} en la ecuación de paralelo se tendrá:

$$\frac{R(R_a)}{R+R_a} - \frac{R(R_b)}{R+R_b} = \frac{R(R_b)}{R+R_b} - \frac{R(R_c)}{R+R_c}$$

Luego puede dividirse entre R:

$$\frac{R_a}{R+R_a} - \frac{R_b}{R+R_b} = \frac{R_b}{R+R_b} - \frac{R_c}{R+R_c}$$

Similarmemente con un voltaje constante a través de R_T se tiene:

$$ER = \frac{ER - ER_T}{R + R_T}$$

Utilizando la división de voltaje y por el criterio de equidistancia se obtiene entonces:

$$\frac{E(R_a)}{R+R_a} - \frac{E(R_b)}{R+R_b} = \frac{E(R_b)}{R+R_b} - \frac{E(R_c)}{R+R_c}$$

Finalmente, dividiendo entre E y despejando R, se llega a la siguiente expresión llamada *Formula para la linealización del termistor*:

$$R = \frac{R_b(R_a + R_c) - 2R_a R_c}{R_a + R_c - 2R_b}$$

(R_{paralelo})

*

Con la expresión anterior se logra cuantificar el valor de la resistencia de linealización, lográndose una respuesta similar a la que se muestra en la curva siguiente:

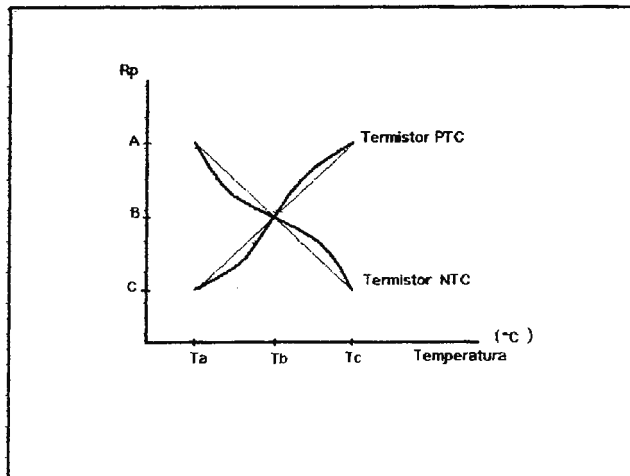


FIGURA 3. Curva característica de un termistor linealizado.

Por conveniencia, para la implementación del termómetro electrónico se utiliza un termistor Radio Shack de $10\text{K}\Omega \pm 1\%$ a 25°C (cat. 271-110, 1996). El fabricante de este termistor proporciona una tabla de valores de resistencia para distintas temperaturas. Esto hace que el cálculo de la resistencia de linealización de este dispositivo sea muy sencillo. De lo contrario, si el termistor que se usa no posee una tabla confiable de R vs. T° , se tendría que realizar la medición de la respuesta del mismo utilizando otro termómetro de referencia; para esto se deberá generar distintos medios cambiantes de temperatura que hagan llegar al termistor a los puntos equidistantes de interés.

En la tabla 2 se presenta la tabulación de respuestas R vs. T° del termistor Radio Shack a utilizar.

En la citada tabla se muestra una franja oscurecida que abarca desde los 25°C hasta los 45°C . Este es el intervalo en el cual se linealiza el termistor que se utiliza en el proyecto. Esto es, que durante el intervalo de temperaturas existente entre ambas, el dispositivo termistor tendrá una curva característica tal y como se presenta en la figura 3.

Los puntos equidistantes de temperatura que se usan son:

$$T_a = 25^\circ\text{C} = 10\text{K}\Omega$$

$$T_b = 35^\circ\text{C} = 6.941\text{K}\Omega$$

$$T_c = 45^\circ\text{C} = 4.912\text{K}\Omega$$

Nótese que la separación entre cada uno es de 10°C , tal valor de separación no es aleatorio, sino que viene del análisis de la banda de trabajo óptima, siendo esta la banda de trabajo más recomendable. Luego, utilizando la fórmula de linealización del termistor, el valor resultante de la resistencia de linealización para este intervalo de temperaturas es de $R_p \approx 5.11\text{K}\Omega$.

Ahora, con un valor de $5.11\text{K}\Omega$ de resistencia, acoplado en paralelo al termistor, se garantiza un correcto funcionamiento lineal de la respuesta del mismo dentro de los rangos establecidos. Un error típico en los puntos de mayor No linealidad, no sobrepasa los 0.1°C .

$^{\circ}\text{C}$	$\text{K}\Omega$
-25 $^{\circ}$	86.39
-20 $^{\circ}$	67.74
-15 $^{\circ}$	53.39
-10 $^{\circ}$	42.45
-5 $^{\circ}$	33.89
0 $^{\circ}$	27.28
5 $^{\circ}$	22.05
10 $^{\circ}$	17.96
15 $^{\circ}$	14.68
20 $^{\circ}$	12.09
25 $^{\circ}$	10.00
30 $^{\circ}$	8.313
35 $^{\circ}$	6.941
40 $^{\circ}$	5.828
45 $^{\circ}$	4.912
50 $^{\circ}$	4.161
55 $^{\circ}$	3.537
60 $^{\circ}$	3.021
65 $^{\circ}$	2.589
70 $^{\circ}$	2.229
75 $^{\circ}$	1.924
80 $^{\circ}$	1.669
85 $^{\circ}$	1.451
90 $^{\circ}$	1.366
95 $^{\circ}$	1.108

TABLA 2. Variación $^{\circ}\text{T}$ vrs R del termistor Radio Shack.

4.3 ESCALAS DE TEMPERATURA

Las escalas de temperatura que han sido desarrolladas para el uso común y el uso específico están basados, en sus orígenes, en la ebullición y el congelamiento de puntos de agua. Los valores de los números para esos dos puntos fueron arbitrariamente seleccionados - particularmente en el caso de la escala FAHRENHEIT (F), donde el punto de congelamiento le fue dado un valor de 32°F y el punto de ebullición el valor de 212 °F. En la escala Centígrada o CELSIUS, los valores asignados fueron matemáticamente más útiles, de 0 a 100 °C respectivamente. El nombre de escala CELSIUS fue adoptado en 1948 por la Novena Conferencia de Pesos y Medidas en honor al astrónomo sueco Anders Celsius (1701-1744). Los valores antes mencionados para los puntos de ebullición y congelamiento fueron invertidos muchos años después por el botánico sueco Carolous Linnaeus ya que la escala original, presentaba el punto de ebullición a 0°C y el punto de congelamiento a 100°C.

La escala KELVIN (K) usada mas comúnmente en trabajos científicos, es equivalente a la escala CELSIUS en el cero K, que es el cero absoluto.

Las temperaturas en la escala Celsius están relacionadas a la temperatura en la escala absoluta o escala Kelvin, por medio de la siguiente formula:

$$T(^{\circ}C) = T(K) - 273.15$$

Luego, la formula para la conversión de la escala Celsius a la escala Fahrenheit es:

$$T(^{\circ}F) = \left[\frac{9}{5} T(^{\circ}C) \right] + 32$$

[6] y [8]

5. CONTROL DEL PROCESO

Un control de proceso es un término general aplicado para describir los muchos métodos de regulación de variables envueltas en operaciones industriales. Estas variables, son parámetros tales como temperatura, flujo, etc. En realidad, toda aquella cantidad que requiere regulación en un proceso industrial puede ser tratada como una variable para el control del proceso.

El control de procesos emerge como un campo de estudio independiente cuando se ha realizado la regulación de alguna variable por medio de un proceso externo al proceso en el cual la variable ocurre. La manera en la cual el control de procesos puede ser entendido es en términos de tres operaciones: Medición, Evaluación y Ajuste.

- **Medición.** La función de Medición en un control de proceso, es realizada por la conversión de la información acerca de una variable, por ejemplo, su valor numérico, en una señal proporcional a este valor a ser usada como realimentación. Así, si se tiene el caso en el que una temperatura será regulada en cualquier punto dentro de un rango de 19°C a 50°C , entonces, el valor de 19°C podría ser representado, por ejemplo, por 4mA, y el valor de 50°C por unos 20mA, con los valores intermedios proporcionalmente distribuidos.

La medición es realizada por un transductor y un transmisor. El transductor, convierte los valores cambiantes de la variable en un efecto eléctrico y el transmisor, la salida del transductor en una señal.

- **Evaluación.** La función de Evaluación es realizada por instrumentos llamados controladores. Los controladores comparan el valor de la variable con el valor deseado, el cual es el valor programado, siendo la diferencia entre ambos, la señal de error generada para la retroalimentación.

- **Ajuste.** Para realizar la operación de ajuste automático, la señal de retroalimentación determinada por la Evaluación es usada para afectar al mismo proceso. El dispositivo que realiza esta función es llamado elemento de control final.

El completo y correcto ensamblaje de estos tres elementos:

Medición, Ajuste y Evaluación, constituyen lo que se llama Sistema de Lazo Cerrado, donde la palabra lazo transmite la idea del uso de realimentación de ajuste al proceso, siguiendo medidas del mismo proceso.

5.1 SISTEMA DE LAZO CERRADO

El control de temperatura utilizado en el actual proyecto, puede describirse como un sistema de lazo cerrado, ya que se tiene la capacidad de tomar automáticamente una acción para corregir cualquier diferencia entre un parámetro real y uno deseado, sin que se analice cual es el verdadero motivo de la diferencia.

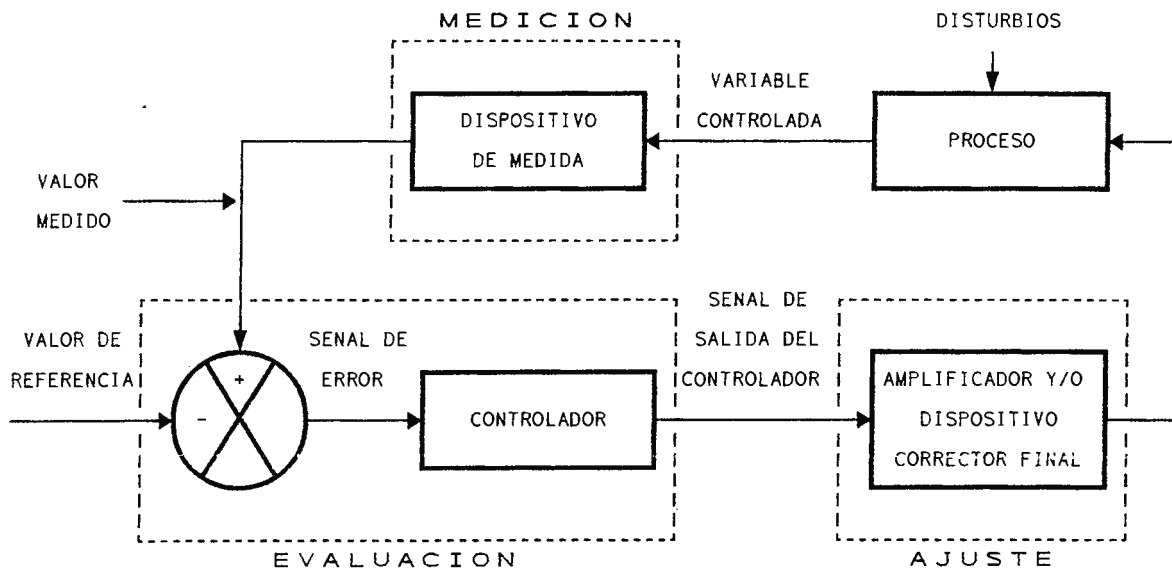


FIGURA 4. Representación de un sistema de lazo cerrado.

En este, la referencia (Temperatura programada) es comparada con la variable controlada (Temperatura de la Incubadora) con la ayuda de un comparador constituido por un circuito que permite obtener la diferencia entre ambas señales. Esta señal se envía al controlador, quien hará que el proceso se altere, proporcionando mayor o menor potencia a la resistencia calefactora a través de un circuito de potencia.

5.2 CARACTERÍSTICAS DE UN BUEN SISTEMA DE LAZO CERRADO

- Habilidad para mantener el valor medido muy cercano al valor de referencia, proporcionando un desbalance muy pequeño.
- La velocidad de respuesta del circuito.
- Estabilidad. A menos violencia en las oscilaciones de la variable controlada, se tendrá mayor estabilidad.

5.3 TIPOS DE CONTROLES DE PROCESO

La manera como reacciona un controlador a una señal de error es una indicación del modo de control. Existen cinco modos básicos de control de lazo cerrado, estos son:

1. *Todo o nada*
2. *Proporcional (P)*
3. *Proporcional - Integral (PI)*
4. *Proporcional - Derivativo (PD)*
5. *Proporcional - Integral - Derivativo (PID)*

La complejidad en el funcionamiento, y en el manejo de la variable de control depende del tipo de control que se posea. Es decir, que un control Todo o Nada es menos sofisticado que

un control Proporcional-Integral-Derivativo.

De los cinco tipos de control mencionados, el de interés es el control proporcional ya que este es el tipo utilizado en el control de temperatura de la incubadora bacteriológica, pero antes de pasar a una debida ampliación del tema se presentará una introducción a los sistemas de control TODO O NADA y PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO, con el fin de tener un modelo comparativo que permita justificar el uso del control proporcional en el actual proyecto.

5.3.1 CONTROL TODO O NADA

En el modo de control todo o nada, el dispositivo corrector final tiene solamente dos estados de operación. Esto es que si la señal de error es positiva el controlador envía al dispositivo corrector final a una de las dos posiciones, y si la señal es negativa entonces el controlador enviará al dispositivo a la otra posición.

Un ejemplo muy claro del control todo o nada se encuentra en el sistema de regulación de temperatura que se utilizó en la incubadora ELCONAP C-4 hasta que se presentará este proyecto de remodelación. El control de temperatura era capaz de generar únicamente dos estados en las resistencias calefactoras: ENCENDIDO, que implica el consumo de una máxima potencia, y el estado de APAGADO, el cual produce una desconexión total de las resistencias calefactoras. El controlador era capaz de distinguir por medio de sensores térmicos, el momento en que se sobrepasaba una temperatura mínima (que hacia entrar al estado de encendido de resistencias calefactoras) y una temperatura máxima (que hacia desconectar la alimentación de las resistencias).

La gran desventaja del control todo o nada radica en que solo se cuenta con estados mínimos y máximos, esto crea una forma de señal de respuesta con oscilación constante, lo que a su vez implica cierto error de salida de amplitud considerable, por tanto este método no es del todo recomendable si se desea guardar una buena precisión en el sistema controlador. Para el caso de una incubadora, el uso de este método implicaría variaciones considerable de la temperatura de la recámara.

5.3.2 CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO (PID)

En el control proporcional integral derivativo, la acción correctora es determinada por tres factores: La magnitud del error (que es la parte proporcional), la integral con respecto al tiempo de error (o la magnitud del error multiplicada por el tiempo que ha permanecido), que es la parte integral, y por ultimo la razón de tiempo de cambio del error; Un rápido cambio en el error produce una acción correctora mayor que un cambio lento en el error. Esta es la parte derivativa.

En un sentido intuitivo, la parte derivativa del controlador intenta "mirar adelante" y prevé que el proceso sufrirá un gran cambio basándose en las medidas actuales. Es decir, si la variable medida esta cambiando muy rápidamente, es seguro que tratará de cambiar en una gran cantidad. Siendo este el caso, el controlador trata de "anticiparse" al proceso aplicando mas acción correctora que la que aplicaría un control proporcional-integral solo.

En resumen, se puede decir que el control PID es el mas adecuado para manejar cualquier retardo de acción de proceso y cualquier tamaño de disturbio en la carga, por tanto es muy eficaz si se utiliza para regular procesos que de antemano se sabe que su característica principal es una gran variabilidad y/o dificultad de regulación. Se considera que para el actual proyecto no es posible llegar a tales condiciones de variabilidad debido no solo al uso dado al aparato sino también a la estructura del mismo.

5.3.3 CONTROL PROPORCIONAL.

En el modo de control proporcional, el Ajuste tiene un rango continuo de posiciones posibles, donde cada una de las posiciones que el control toma, es proporcional a la salida de error. Es decir, que la salida del controlador en la etapa de Evaluación es proporcional a la diferencia existente entre el valor medido y la señal de error. Esto finalmente conlleva a un significativo ahorro de energía, puesto que los dispositivos de potencia que se utilizan en el proceso no siempre llegarán a trabajar bajo condiciones del 100% de carga.

5.3.1.1 Banda Proporcional.

La banda proporcional, se puede definir como el porcentaje del rango total del controlador en el cual el valor medido cambiaría en orden de producir que el dispositivo de corrección cambie en un 100%. Esto es:

$$\text{BANDA PROPORCIONAL} = \text{VALOR PROGRAMABLE MINIMO} / \text{VALORES DE PROGRAMACION DISPONIBLES} * 100\%$$

La banda proporcional es muy importante, ya que de ella depende se logre en realidad tener un verdadero control proporcional, ya que si la banda es muy grande o muy pequeña, las funciones de control proporcional no son cumplidas.

5.3.1.2 Ventajas y desventajas de un control proporcional.

Una de las mayores ventajas que presenta el control proporcional respecto al control todo o nada, es que existirá una oscilación inicial hasta que el controlador se ajuste apropiadamente a la temperatura final de control. Es decir que la oscilación constante que presenta el modo de control Todo o Nada es reducida por el Proporcional. Esto gráficamente se representa de la siguiente forma:

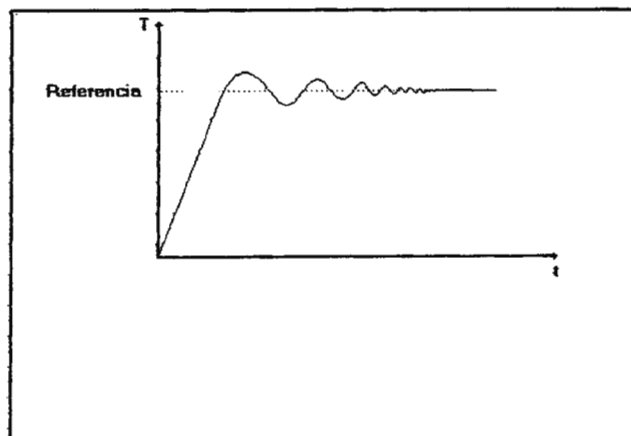


FIGURA 5. Comportamiento de un control proporcional.

Otra ventaja que se presenta es el hecho que el dispositivo controlador final, tendrá una vida útil mayor en un modo de control proporcional que en uno todo o nada, debido a las características intrínsecas de funcionamiento en cada uno de estos.

La respuesta a un disturbio eventual es mejor en un control todo o nada que en uno proporcional. Lo anterior se puede ver claramente con el estudio de las siguientes gráficas:

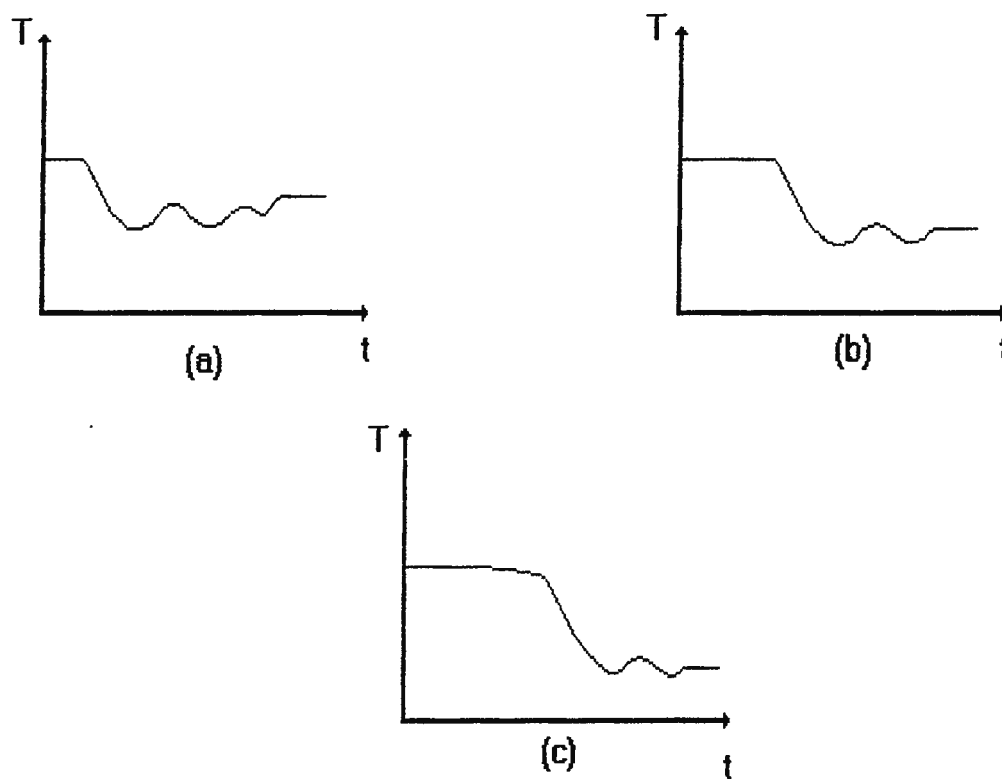


FIGURA 6 . Respuestas a Disturbios eventuales en la carga (Temp. vrs. tiempo). a) Banda proporcional estrecha b) Banda proporcional mediana c) Banda proporcional amplia.

En la primera de ellas se ve un control proporcional con una banda proporcional muy estrecha (esto significa que se asemeja mucho a un control Todo o Nada), pero que luego de un disturbio le es mas fácil llegar al valor de la temperatura real programada. Esta facilidad se pierde con el aumento en la banda proporcional, esto es que para un banda mediana o grande siempre será difícil para el control llegar a su valor real de programación.

En las figuras, se muestra que tan capaz es el control proporcional de volver a su valor original luego de un disturbio en el proceso. Esta capacidad, como se dijo anteriormente, dependerá del tipo de los controles de tipo proporcional, son útiles donde los cambios en el proceso son muy pequeños y lentos, tal y como se registran en el funcionamiento de una incubadora bacteriológica.

El control todo o nada es más barato que el proporcional, y es útil en procesos donde no se necesite precisión. [15]

6. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA A IMPLEMENTAR

El sistema a implementar esta constituido en dos partes, un mejoramiento a nivel electrónico y un mejoramiento a nivel mecánico; este ultimo esta enfocado únicamente a la transformación del sistema de ventilación interna en uno de convección forzada por medio de ventiladores.

El mejoramiento de las partes electrónicas se basa en el rediseño e implementación de un sistema de temperatura a través del uso de dispositivos mas avanzados y fácilmente accesibles en el mercado.

Las remodelaciones electrónicas en que se subdivide el proyecto se encuentran representadas en el diagrama a bloques que aparece en la figura .

Las principales partes electrónicas son :

- a) *Programación de temperatura*
- b) *Control Proporcional*
- c) *Termómetro electrónico*
- d) *Etapas de Potencia*

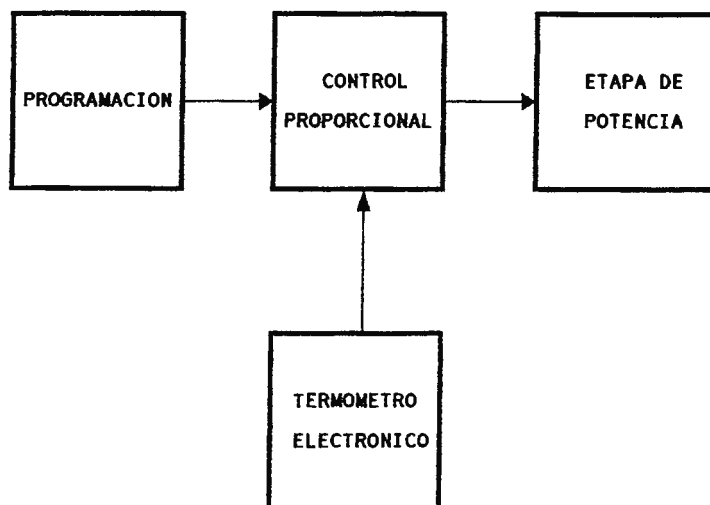


FIGURA 7. Diagrama general del sistema de control de la incubadora.

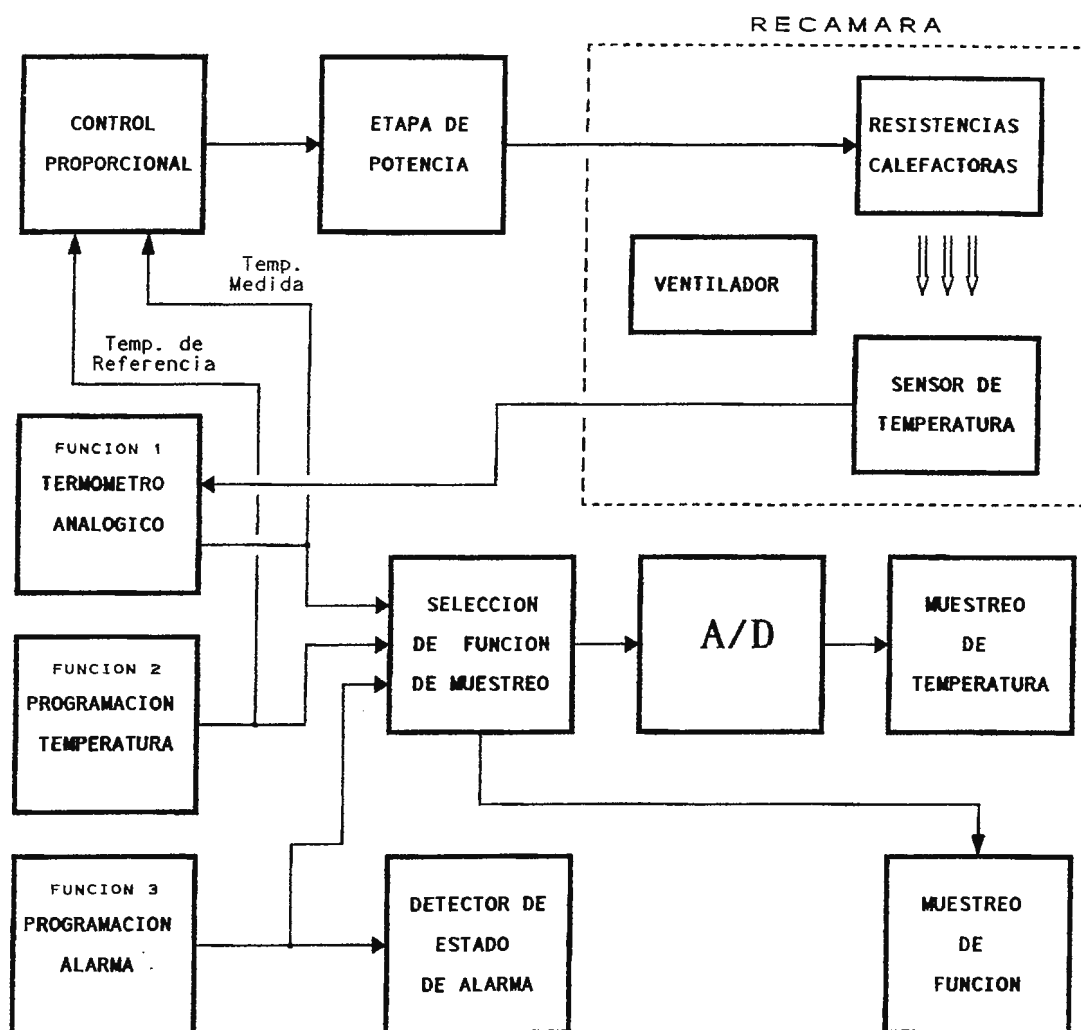


FIGURA 8. Modelo detallado del sistema de incubación electrónico.

6.1 PROGRAMACIÓN DE TEMPERATURA

Una de las partes más importantes del sistema de control de temperatura en la incubadora bacteriológica es la etapa de programación. Por medio de esta etapa el operador da entrada, utilizando un sistema a base de potenciómetros, a los datos que conformarán los parámetros de funcionamiento del control de temperatura.

Es posible realizar dos tipos de ajustes o programaciones: Programación de la temperatura de recámara y programación de la temperatura de activación del sistema de alarma (ver fig.8). La primera se refiere a ajustar el valor de temperatura al cual se desea que se mantenga el interior de la recámara de la incubadora, dicha programación se realiza mediante un potenciómetro de precisión con la finalidad de obtener una mayor resolución en los valores de temperatura que se desea ajustar. El potenciómetro proporciona un nivel ajustable de voltaje el cual es comparado con el nivel de voltaje producido por el termómetro analógico, a la vez, este nivel de voltaje también es llevado hasta un selector de función, para que pueda ser visualizado en la etapa de muestreo, de esta forma el operador tendrá la facultad de visualizar la temperatura a la cual ajusta la programación del control de temperatura.

La programación de la temperatura de activación del sistema de alarma se refiere a un ajuste que se realiza, utilizando también un potenciómetro, con la finalidad de introducir un valor numérico de temperatura límite para el interior de la recámara. Si este valor límite de temperatura es sobrepasado por cualquier motivo, el detector de estado de alarma es capaz de sensor dicha condición y realizar inmediatamente una desconexión total de la etapa de potencia que energiza las resistencias calefactoras, a la vez un LED colocado en el panel frontal de control indica que la alarma ha sido activada.

Con la utilización de potenciómetros, se garantiza un medio mecánico para mantener los valores de programación, esto es importante si se llegase a dar el caso de una falta de energía eléctrica, puesto que aún en ausencia de energía, los valores preseteados se mantendrían debido a que la posición de los potenciómetros no puede variar a menos que sea manipulada directamente.

6.2 CONTROL PROPORCIONAL.

La parte del control proporcional, corresponde al circuito electrónico que genera tal efecto. Su función principal como se indicó anteriormente en la sección 5.3.3 , es la de generar un ajuste al proceso, proporcional a la señal de error presente en la entrada del controlador en la etapa de Evaluación. Para la consecución de tales efectos se hace necesario el uso de circuitería de tipo digital y de tipo analógica. La circuitería de tipo analógica es imprescindible para la determinación de la diferencia (voltaje de error) entre la temperatura de incubación deseada o programada y la temperatura sensada en la recámara, dadas las características operacionales de estos dispositivos.

Posteriormente, para obtener una generación adecuada de las señales de salida del controlador, se hace uso de circuitería digital, dadas sus condiciones de estabilidad, precisión y economía.

6.3 TERMÓMETRO ELECTRÓNICO.

Se encarga de transformar un cambio de temperatura a un valor proporcional de voltaje. Su funcionamiento esta basado en la utilización de un dispositivo transductor. Para el caso, se utiliza un termistor (descrito en la sección 4.2.1) el cual es linealizado mediante el uso de una resistencia calculada (sección 4.2.1.1). Este proceso es indispensable si se quiere que la totalidad del sistema posea la característica de linealidad. El termistor se encuentra dentro de un circuito de amplificador diferencial, de esta forma las variaciones de resistencia producen un voltaje diferencial el cual es posteriormente amplificado. Hasta este punto se tendrá conformado un termómetro analógico. Si se desea realizar una visualización directa de la temperatura que es sensada por el termómetro, se deberá realizar la conexión de la salida del mismo con la etapa del convertidor A/D (constituido por un convertidor A/D de 3 1/2 dígitos) para que la visualización se realice mediante los displays contenidos en la etapa de muestreo. Dicha conexión se realiza mediante un selector capaz de elegir la entrada que tendrá el convertidor A/D.

Cabe mencionar que la salida del termómetro analógico también es llevada hacia la etapa del control proporcional, donde es amplificada diferencialmente junto al valor analógico de la temperatura

de referencia. De esta forma es obtenido un valor de *voltaje de error* que es un indicativo de la diferencia que existe entre la temperatura de la recámara y la temperatura que ha sido programada.

6.4 ETAPA DE POTENCIA.

La etapa de potencia se encarga de proporcionar la potencia necesaria a las resistencias calefactoras como para mantener la temperatura deseada en la recámara. Dicha potencia es proporcional a la magnitud del voltaje de error que es cuantificado en la etapa del control proporcional.

La etapa de potencia se encuentra aislada ópticamente del resto de los circuitos electrónicos, de esta forma se logra separar la etapa de DC con la de AC, con el fin de reducir los riesgos de cortocircuitos.

El dispositivo esencial de la etapa de potencia es un TRIAC, el cual se encarga de regular la cantidad de potencia que será entregada a la carga. El momento exacto donde se realiza la activación del TRIAC esta determinado por la cantidad de voltaje de error existente durante un semiciclo de la señal alterna; esto quiere decir que se regulará un ángulo de disparo del dispositivo con el fin de mantener una potencia controlada en la carga.

El circuito de activación del TRIAC también incluye un circuito pasabajos, capaz de bloquear señales de altas frecuencias que pudiesen gatillar al dispositivo accidentalmente.

El proyecto también incluye la restauración de implementos físicos internos como las bandejas para muestras; éstas deben recibir limpieza y nueva pintura. Además se librarán de corrosión las demás partes que lo requieran, y se dará un nuevo acabado a las paredes de la carcasa.

Una vez se realicen todas las remodelaciones, la incubadora poseerá un confiable sistema electrónico de regulación de temperatura, un sistema de termómetro electrónico-digital, contara con la implementación de facilidades en el manejo, así como también poseerá un nuevo acabado en su estructura.

7. EXPLICACIÓN DE LOS CIRCUITOS POR ETAPAS

7.1 TERMÓMETRO ANALÓGICO

El termómetro analógico es el circuito encargado de producir a su salida, un voltaje proporcional a la temperatura a que es expuesto un transductor linealizado (termistor); Se encuentra representado en el diagrama *Termómetro Analógico & Etapa de Muestreo*.

Por medio del termómetro, es posible cuantificar eléctricamente la temperatura que existe en el interior de la recámara de incubación.

Su salida analógica proporciona niveles conocidos de voltaje que van desde 1V (para 25°C) hasta 1.84V (para 45°C), llegándose a obtener una resolución aproximada de 40 mV/°C.

TEMPERATURA	VOLTAJE S_{out}
25°C	1.0V
30°C	1.2V
35°C	1.4V
40°C	1.6V
45°C	1.8V

TABLA 3. Voltaje de salida para diferentes valores de temperatura.

Es importante tomar en cuenta, en el momento de diseñar una etapa sensora como ésta, la necesidad de que la salida sea lineal en cualquier instante, puesto que esta etapa es una de las partes fundamentales de la cadena o lazo cerrado que representa un control proporcional. El uso de un amplificador operacional, garantiza en parte la linealidad de respuesta del circuito. Para ello, se utiliza un amplificador LF351 (IC11) conectado en la modalidad de diferencial. Se utiliza este integrado debido a sus atractivas cualidades de estabilidad y fidelidad, (Ver sus hojas técnicas en la parte de ANEXOS) las cuales se vuelven indispensables si lo que se persigue es obtener un sistema estable, poco influenciado por ruido externo y lineal.

Las cualidades del amplificador serían irrelevantes sino se contase con un elemento sensor adecuado para el caso, es por ello que se procura mantener la linealidad del termistor usado. Este termistor junto a su resistencia de linealización constituyen la rama de retroalimentación del amplificador diferencial.

El amplificador cuenta con una conexión para regular el voltaje de offset. Se utiliza el potenciómetro P_{14} ; esto trae como consecuencia un mayor control del nivel de salida, debido a que se logra tener así un ajuste fino de los valores de voltaje de salida del mismo amplificador. A la vez, la regulación del voltaje offset garantiza una reducción de cualquier nivel de error que pudiese ser sumado a los voltajes diferenciales del amplificador y que podría producir un voltaje de salida ligeramente desviado al verdadero.

En la rama de retroalimentación del LF351 se cuenta con un sistema de jumpers o conectores con los cuales es posible realizar la calibración del termómetro utilizando valores fijos de resistencia. Estos valores son establecidos partiendo de los valores de resistencia que posee el termistor a las temperaturas de 25°C y 45°C, de tal forma que para lograr una calibración se desconecta el termistor y se conecta cualquiera de los dos conectores de calibración; se esperará que el nivel de voltaje de salida sea el correspondiente al valor de temperatura preestablecido.

FUNCIÓN DE JUMPERS DEL TERMÓMETRO ANALÓGICO	
NÚMERO DE JUMPER	FUNCIÓN
JP1 - TERMISTOR	Las dos terminales de este Jumper sirven para conectar el TERMISTOR. Este sólo se desconecta en el momento que se desea realizar algún tipo de calibración del termómetro.
JP2 - CALIBRACIÓN 25°C	Con este Jumper cerrado se obtiene una resistencia de 10KΩ (R33) entre los pines 4 y 6 de IC11, con lo que se espera que la salida analógica sea de 1.0 V, para poder visualizar 25.0°C en los displays de muestreo. En el momento de esta calibración JP3 y JP1 deben estar desconectados, mientras que JP4 cerrado.
JP3 - CALIBRACIÓN 45°C	Con JP3 cerrado se simula 4.912KΩ (P8) con lo que la salida del termómetro analógico debe ser de es 1.8V; esto debe hacer que la salida de displays muestre una medición de 45.0°C. En el momento de esta calibración JP1 y JP2 deben estar desconectados, mientras que JP3 y JP4 cerrados.
JP4 - LINEALIZACION	Si este jumper esta cerrado, se cumple con la función de linealización en el termistor, puesto que se agregan en paralelo 5.11KΩ. Este jumper deberá permanecer cerrado en todo momento excepto cuando se quiera comprobar la resistencia de P7 (potenciómetro de linealización - 5.11KΩ).

TABLA 4. Función de jumpers del termómetro analógico.

7.2 MUESTREO DE TEMPERATURAS

La etapa de muestreo de temperaturas tiene la finalidad de convertir un nivel de voltaje analógico (que representa un valor de temperatura) a una representación digital del mismo la cual, posteriormente es visualizada directamente en dispositivos optoelectrónicos comúnmente llamados displays.

Para que un nivel analógico de voltaje pueda ser representado en un display, primero se hace necesario transformarlo a niveles de voltaje digitales que a su vez son modificados hasta poseer siete líneas de datos, los cuales controlan el encendido y apagado de cada uno de los segmentos del display. Para lograr el proceso anterior se utiliza un integrado especialmente diseñado para este tipo de

aplicaciones; se trata del ICL7107 (IC12), el cual realiza una transformación de Análogo a Digital capaz de representar un nivel analógico de voltaje en 3½ displays. Este circuito integrado utiliza el método de Integración por Doble Rampa (abordado en la sección de tipos de ADC) para la Conversión. Al utilizar este integrado se garantiza la disminución de circuitería puesto que se llega a ahorrar el utilizar circuitos integrados de menor tamaño como ADCs, Latches, Decodificadores, y hasta dispositivos pasivos como las resistencias limitadoras de los displays.

El ICL7107 posee una entrada diferencial de voltaje (pines 35 y 36) que para el caso esta referida a tierra con la finalidad de que sólo sea necesario utilizar una línea de voltaje analógico de entrada. A la vez este voltaje es reducido en un factor de 10 mediante un arreglo de divisores de voltaje (R34 & R35). Este arreglo principalmente se realiza como una medida de protección para evitar posibles niveles de sobretensión en la entrada del integrado.

Uno de los cuidados que también se deben de tener para utilizar el integrado es el control del voltaje de referencia (pin 36 y 37); para el caso este se encuentra referido a tierra. Se deberá asegurar que la variación de este voltaje sea nula, puesto que una variación en éste, hará que toda la medición varíe al mismo ritmo, produciendo una lectura imprecisa e inestable.

Las salidas (negadas) del integrado son conectadas directamente a displays ánodo común, siendo los dos displays más significativos utilizados para la representación de los niveles ENTEROS de temperatura; el display menos significativo (pines 2...8) es utilizado para la representación de los niveles de DECIMALES, de tal forma que en conjunto se tendrá una resolución de 0.1 °C . La medición es representada en la escala CENTÍGRADA.

Los tres displays de muestreo de temperatura, presentan lecturas de ***temperatura de recámara*** (voltaje S_{out}), ***temperatura programada*** (P_{out}) o también ***temperatura de alarma*** (A_{out}); solo se puede visualizar una a la vez de las temperaturas antes mencionadas. La selección de la temperatura que se desea visualizar, se realiza mediante el uso de un switch DPDT con centro en OFF. Cuando el switch se encuentra en la posición de OFF (en el centro) una compuerta lógica AND (IC3C) detecta dicha condición y se encarga de realizar por medio de un relay una conexión directa entre el termómetro analógico y la entrada del integrado ICL7107, de esta forma se tendrá en los displays una lectura directa

de la temperatura de la recámara. Con las dos posiciones de ON de switch es posible visualizar los niveles de temperatura de programación o de alarma.

Además de los tres displays de muestreo de temperaturas se utiliza un cuarto display colocado a la izquierda de los antes mencionados. Éste se encarga de representar la función de muestreo que se está realizando, siendo posible proporcionar tres estados de visualización:

a) Un estado de apagado: Que representa al estado de muestreo de la temperatura de recámara (estado normal de muestreo)

b) Un estado de muestreo de la letra "P": Que representa que en los tres displays de muestreo de temperatura se observa la temperatura de Programación.

c) Un estado de muestreo de la letra "A": Que representa que se está visualizando la temperatura de alarma.

Lo anterior puede ejemplificarse de la siguiente forma: Si se está trabajando con una temperatura de programación de 37.5 °C, y la temperatura de recámara es de 37.2 °C, y la de alarma es de 40 °C, al colocar el switch selector de muestreo en la posición de programación, la visualización que se obtendrá en los cuatro displays en conjunto se verá así: **P 37.5**; luego si el switch es colocado en la posición central se tendrá una lectura en displays de: **37.2** ; si el switch es colocado en la posición de alarma, se obtendrá una lectura así: **A 40.0**

7.3 CONTROL DE TEMPERATURA PROPORCIONAL

7.3.1 Detector de Cruce por Cero

El detector de cruce por cero es aquella parte del circuito controlador de potencia que es capaz de generar una salida determinada, ante la presencia del cruce de la señal de entrada por el nivel de voltaje de referencia, en este caso cero voltios.

Para la realización de tal efecto, el detector de cruce por cero se divide en cuatro partes:

- Toma de muestra del voltaje en el secundario.
- Comparación del voltaje muestra con el nivel de referencia.

- Generación de onda cuadrada TTL.
- Generación de pulsos indicadores de cruce por cero.

7.3.2 Toma de Muestra del Voltaje en el Secundario

En esta parte del circuito, lo que se pretende es reducir el voltaje a la entrada inversora para proteger el dispositivo comparador, ya que de acuerdo a los voltajes de alimentación, solamente se posee una diferencia de potencial absoluta de 10V, mientras que en la entrada del voltaje secundario se tienen:

$$V_s = \sqrt{2} \cdot 18V = 25.45V$$

Lo que significa que sesenta veces por segundo se tendrán voltajes mayores que los de alimentación, por lo que se hace necesario muestrear ó reducir el voltaje secundario.

Esto se logra con un divisor de voltaje, el cual reducirá el voltaje en el secundario en un factor determinado, para lo cual tenemos que para $R_1 = 10K\Omega$ y $R_2 = 2.2K\Omega$:

$$V_o = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_i = \frac{2.2K\Omega}{10K\Omega + 2.2K\Omega} \cdot \sqrt{2} \cdot 18V = 4.59V$$

7.3.3 Comparación del Voltaje del secundario con el nivel de referencia

Esta operación es realizada con la ayuda de un comparador de voltaje (IC1A), correspondiente a uno de los cuatro encapsulados en el LM339, el cual generará una señal determinada por los voltajes en las entradas del mismo. Esto es, que como el nivel de referencia (0 Voltios) se coloca en la terminal no inversora del comparador, y la entrada inversora es mayor que 0 V, la salida será $-V_{SAT}$ mientras que si se tiene en la entrada inversora un voltaje menor que 0 V la salida será $+V_{SAT}$. Con lo que se tendrán pulsos positivos y negativos como indicadores de un cruce por cero de la señal.

Para una entrada senoidal, como la que se muestrea del voltaje en el secundario, el comparador

con el nivel de referencia es capaz de saturarse positivamente durante el semiciclo negativo de la onda. Mientras que en el ciclo negativo de la onda, la saturación será positiva, es decir que a la salida del mismo se poseerá una salida con las características del secundario, con la diferencia en el voltaje máximo y en la fase de la misma, ya que la frecuencia se mantiene igual que la del voltaje en el secundario, esto es 60Hz.

El comparador a su salida necesita una resistencia R3 (Pull-Up) de $3K\Omega$, dadas sus características de funcionamiento.[17]

7.3.4 Generación de Onda Cuadrada TTL

Ya que la salida del detector de cruce por cero es tanto positiva como negativa, esta señal no puede ser utilizada por la circuitería TTL que sucede al comparador, es necesario convertir estos pulsos a una señal TTL, que contenga las transiciones positivas o negativas necesarias y fundamentales para el correcto funcionamiento del detector de cruce por cero. Esto se logra con la ayuda del transistor Q1 como interruptor (Ver en diagrama del control de temperatura) , con una configuración de Emisor Común, la cual es la más idónea en el uso del transistor como interruptor, lo que proporciona salidas compatibles con la tecnología TTL.

El transistor Q1 está polarizado adecuadamente con ayuda de las resistencias R4 y R5; éstas permiten el correcto funcionamiento del transistor, y su operación dentro de los límites estipulados por sus características.

La salida de esta etapa, se tendrá una señal idéntica en cuanto a fase que la señal muestreada del secundario, sin embargo, el voltaje máximo será de 5 V aproximadamente y el mínimo será 0 V.

7.3.5 Generación de Pulsos indicadores de Cruce por Cero

Los pulsos indicadores de cruce por cero, son generados por un dispositivo capaz de sensar las transiciones positivas y negativas de la señal TTL generada, y ante la presencia de tales, generar un pulso muy pequeño, que será capaz de resetear el conteo que ayuda en la generación de la rampa de comparación. Esto se hace con la finalidad de sincronizar la acción del control de potencia con la señal

AC del circuito de potencia.

La generación de tales pulsos se debe a la acción de un Multivibrador Monostable con entradas Schmitt Trigger 74LS221 (Ver ANEXO B.5), que es capaz de seguir una transición negativa ó positiva de entrada. Para el caso, tal y como se ha configurado cada uno de los multivibradores, el IC2A se encarga de seguir la transición negativa, mientras que el IC2B se encarga de seguir la transición positiva. Tales pulsos de disparo ocurren como un nivel de voltaje y no están directamente relacionados al tiempo de transición del pulso de entrada. Una vez disparado, las salidas son independientes de más transiciones en las entradas A y B, pero son función de los dispositivos de tiempo, R_{ext} y C_{ext} . El ancho del pulso está definido por la relación:

$$t_w(out) = C_{ext} R_{ext} \ln 2$$

Para el caso,

$$R_{ext} = 220 \, \Omega$$

$$C_{ext} = 2.2 \, nF$$

$$t_w(out) = 220 \, \Omega \cdot 2.2 \, nF \cdot \ln 2 = 0.3354 \, \mu Seg$$

Lo cual corresponde a un 0.004025% del período total de un semiciclo de la señal alterna. Con lo que se asegura que el pulso no interfiera con el circuito generador de la rampa de comparación y por ende con el circuito de potencia. El ancho del pulso se enmarca dentro de las características técnicas que presenta este dispositivo, ya que como se puede observar en el ANEXO B.5, el ancho de pulso mínimo es de 20nS.

Como se obtendrán dos salidas diferentes una representativa de las transiciones positivas y otra representativa de las transiciones negativas, las cuales en conjunto darán la información del total de cruces por cero generados por la señal alterna, es necesario reunir ambas. Esto se logra con el uso de la compuerta AND que realiza la multiplicación binaria de las mismas, para así poder obtener los ceros necesarios que garanticen el reseteo de la cuenta inmediatamente se termina un semiciclo de la onda AC, independientemente si este es negativo ó positivo.

El tiempo de salida permite el perfecto acoplamiento al RESET de la etapa de conteo ya que con éste no se sobrepasan los límites de operación del contador, ya que tal y como se puede observar en las hojas de datos técnicos (ANEXO B.8) el valor mínimo de tiempo aplicable a cualquier entrada es de 20 nS.

7.3.6 Temporizador

Es la parte fundamental del generador de la rampa de comparación, su función es generar intervalos de tiempo calculados (Pulsos) que servirán para la realización del conteo que generará una secuencia determinada, capaz de conformar una rampa de comparación.

El tiempo de cada uno de los pulsos viene dado por las características del Convertidor Digital Analógico y por el período de un semiciclo de la señal AC.

Este tiempo, además depende de los valores resistivos y capacitivos externos que configuran el temporizador. Para el caso, se utiliza el CI 555, en función Astable, con lo que se hace necesario el cálculo ó la determinación de tres parámetros, a saber:

R_A, R_B y C , para obtener la cantidad de pulsos necesarias para el convertidor en un intervalo de tiempo determinado por el período de un semiciclo.

Para calcular el tiempo, primero se debe conocer cual es el período de medio ciclo de la señal AC, el cual es de 8.33 mSeg. Luego es necesario conocer, cuantos pasos posee el convertidor; en este caso son 256, por lo que el tiempo entre cada pulsación de reloj será:

$$t = \frac{8.33 \text{ mSeg}}{256} = 32.55 \mu\text{Seg}$$

Por lo tanto la frecuencia de salida del CI 555 será :

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{32.55 \mu\text{Seg}} = 30.720 \text{ KHz}$$

Ahora el problema esta en conocer los valores de los componentes externos R_A, R_B y C que

hagan que el CI 555 genere esta frecuencia:

Tomando a $R_A = 820 \Omega$ y $C = 0.01 \mu F$ tenemos que:

$$R_B = \frac{1.446 - R_A f C}{2 f C} = \frac{1.446 - 820 \Omega \cdot 30720 \text{ Hz} \cdot 0.01 \mu F}{2 \cdot 30720 \text{ Hz} \cdot 0.01 \mu F} = 1943.51 \Omega$$

la cual será determinada por la combinación de un potenciómetro RB1 (P1) y una resistencia RB2 (R9) en el diagrama del control de temperatura. Con lo anterior se asegura que la frecuencia de salida sea la frecuencia deseada, y que el ciclo de trabajo por lo tanto sea :

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B} = 0.4128$$

7.3.7 Contadores

Su función es simple, es la de generar un conteo descendente, de acuerdo a los requerimientos del proceso. El conteo es realizado por el Contador Síncrono de 4 bits Ascendente/Descendente 74LS193, el cual contando ascendentemente y siendo solamente uno es capaz de contar desde 0 hasta 15 , sin embargo, cuando dos de estos son colocados en cascada el conteo puede llegar hasta 255. Para el caso descendente, puede comenzar en 255 y llegar hasta 0, que es el caso que se presenta en este proceso. Es por esta razón que se puede observar en el diagrama de control de temperatura, que la salida del temporizador esta directamente aplicada a la entrada de reloj DOWN del IC6 el cual es el contador de los bits menos significativos. La salida BORROW de éste es aplicada a la entrada de reloj del IC7, el cual es el contador de los bits más significativos. Con esto se logra la configuración en cascada lo que permite tener un conteo máximo de 255.

7.3.8 Generación de la Rampa de Comparación

Para la generación de la rampa de comparación, el conteo descendente realizado por los contadores conectados en cascada, fue convertido en una señal analógica por medio del DAC0806 (IC8)

que tal y como se expone en el ANEXO B.7 solamente es un dispositivo capaz de convertir la entrada digital en una salida proporcional de corriente I_o , la cual es utilizada para lograr con un amplificador operacional, obtener un voltaje de salida proporcional a la entrada digital. Es decir que, el voltaje de salida de esta rampa irá desde un valor máximo (que viene dado por la amplitud de la onda) que es proporcional a la corriente de salida I_o , que a su vez viene definida por:

$$I_o = \frac{V_{REF}}{R_{14}} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{16} + \frac{A_4}{32} + \frac{A_5}{64} + \frac{A_6}{128} + \frac{A_7}{256} \right)$$

$$V_o = \frac{V_{REF}}{R_{14}} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{16} + \frac{A_4}{32} + \frac{A_5}{64} + \frac{A_6}{128} + \frac{A_7}{256} \right) \cdot R_o$$

Donde, $R_o \approx 1K\Omega$

$$R_{14} = 1k\Omega$$

Por lo tanto $V_o(\max) \approx 5V$

Con la rampa de comparación controlada, es posible ahora obtener una ventana proporcional al voltaje de error presente, esto se logra comparando la rampa de control con el voltaje de error que es la diferencia entre el voltaje programado y el voltaje sensado.

Mientras el voltaje de rampa de comparación sea mayor que el voltaje de error, la salida del comparador se mantendrá en $+V_{SAT}$, con lo que la polarización del transistor Q2 (en la etapa de control de potencia y alarmas) será imposible, impidiendo la activación del optoaislador. Por el contrario, en el momento en el que el voltaje de error sea mayor que el voltaje de rampa, la salida del comparador será $-V_{SAT}$ lo que polarizará al transistor con la ayuda de R17 y por consiguiente el optoaislador se activará, dando paso al funcionamiento del control de potencia.

7.3.9 Acoplamiento óptico

El acoplamiento óptico se da como una necesidad, para la separación galvanica entre partes a diferentes potenciales, para el caso, la separación se da entre un circuito con voltajes de corriente

directa de $\pm 5V$ a un circuito cuya diferencia de potencial máxima normal es $162.6 V_{CA}$ que es el voltaje de trabajo del circuito control de potencia. El aislamiento óptico permite la activación de la etapa de control de potencia.

A través del acoplamiento óptico, se puede activar el Triac principal, que controla la corriente promedio que se aplicará a la resistencia calefactora. Por medio de la activación del fototriac, se controla el ángulo de conducción de la señal AC aplicada a la resistencia calefactora. El ángulo de conducción tiene una duración en tiempo igual a la ventana proporcional al voltaje de error presente generada por el comparador IC1B. Por lo tanto, el período de activación del Triac es proporcional al tiempo de duración de la mencionada ventana.

Para la activación del optoaislador, se hace necesario la existencia de una resistencia de protección (R18) capaz de controlar los valores límites de corriente y voltaje .

La activación del optoaislador está supeditada a la señal presente en el comparador (IC1C) de S_{out} (salida del sensor) y A_{out} (salida de la alarma) la cual normalmente debe permanecer en $-V_{SAT}$ (que indica que la voltaje en la salida de alarma es mayor que el voltaje sensado) para permitir que se accione el transistor como interruptor y permita la conexión a tierra del dispositivo optoaislador. Si la salida del comparador de S_{out} y A_{out} es $+V_{SAT}$ (lo que indica que la señal de voltaje sensado es mayor que el voltaje en la salida de alarma), por más que existan cambios en la generación de la ventana proporcional, el dispositivo optoaislador no responderá a los mismos debido a que el transistor de conexión a tierra se mantendrá abierto.

7.4 ETAPA DE CONTROL DE POTENCIA

Durante el tiempo en el que el Optotriac (encontrado en el diagrama de *Control de Potencia & Alarmas*) se mantiene activo, este se comporta como un interruptor cerrado; cuando esto sucede debe proveerse al pin de compuerta del Triac principal una diferencia de potencial determinada no mayor a $2.5V$ que lo active.

Esto se logra con base en un circuito resistivo-capacitivo constituido por R46, R47, R48 y C11 (Diagrama de control de potencias y alarmas) que permite obtener la diferencia de potencial deseada.

Este circuito se ha combinado de tal manera que estos mismos componentes generen un filtro pasabajos que impida la existencia de transientes de voltaje que sobrepasen el dv/dt estipulado para el NTE 5675 que es de $100V/\mu\text{Seg}$. La frecuencia de corte de este filtro es:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.4K\Omega \cdot 0.01\mu F} = 663.14Hz$$

con lo que se asegura que no se sobrepase este límite.

El Triac, es el encargado de proporcionar la corriente promedio que determinará cuanto será la potencia promedio suministrada a la carga, de aproximadamente 20Ω (Que implica una entrega de aproximadamente 800 Watts a plena carga).

Una representación gráfica, que explica como se realiza el proceso de control proporcional de temperatura se muestra en la figura 9, en la cual se tiene el comportamiento del circuito control de potencia en 7 puntos diferentes:

1. Voltaje en el Secundario .
2. Señal muestra del voltaje en el secundario.
3. Señal obtenida de la comparación de la señal muestra AC con el nivel de referencia.
4. Señal obtenida de la comparación de la señal muestra AC con el nivel de referencia, para lógica TTL.
5. Señal del detector de transiciones negativas.
6. Señal del detector de transiciones positivas.
7. Salida del detector de cruce por cero
8. Rampa de comparación.
9. Ventana proporcional a dos diferentes voltajes de error.
10. Comportamiento del Control de Potencia para 7 puntos.

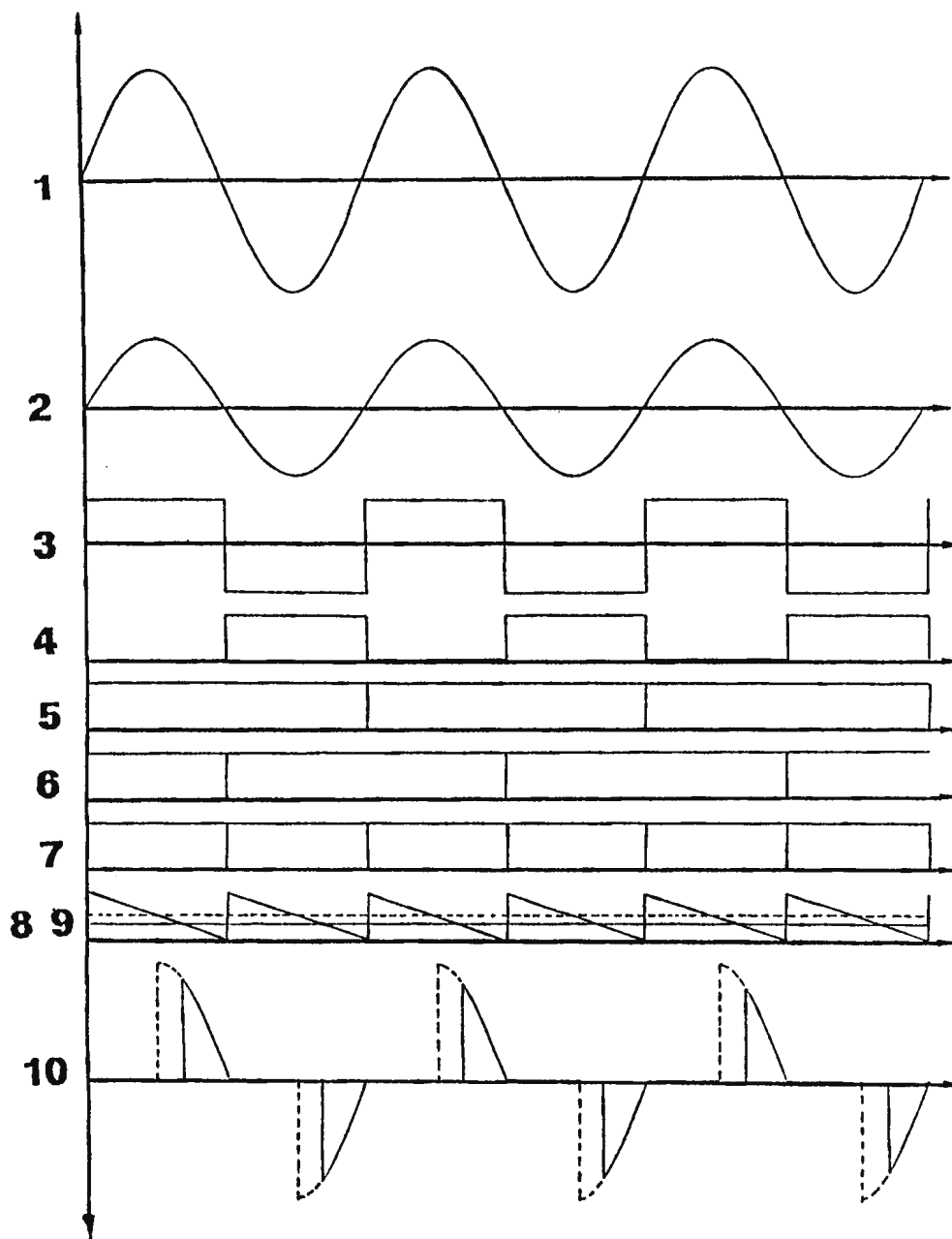


FIGURA 9. Comportamiento del circuito control de potencia en 7 puntos diferentes:

1. Voltaje en el Secundario; 2. Señal muestra del voltaje en el secundario; 3. Señal obtenida de la comparación de la señal muestra AC con el nivel de referencia; 4. Señal obtenida de la comparación de la señal muestra AC con el nivel de referencia, para lógica TTL; 5. Señal del detector de transiciones negativas; 6. Señal del detector de transiciones positivas; 7. Salida del detector de cruce por cero 8. Rampa de comparación; 9. Dos diferentes voltajes de error; 10. Señal AC con diferentes ángulos de conducción.

7.5 PROGRAMACIÓN DE TEMPERATURAS

Por medio de la etapa de programación de temperaturas es posible seleccionar dentro de un rango establecido, niveles de voltaje analógico que corresponden a niveles representables de temperatura.

Es posible realizar dos diferentes programaciones de temperatura:

- a) **Temperatura de PROGRAMACIÓN:** Que representa la temperatura a la cual idealmente se deberá llevar el interior de la recámara.
- b) **Temperatura de ALARMA:** Que representa la temperatura en la cual se activa el proceso de alarma.

Ambas selecciones de temperatura se realizan por separado mediante dos potenciómetros colocados en serie con valores de resistencia calculados para que con las variaciones de resistencia de los potenciómetros se obtengan, en sus terminales, variaciones de voltaje que puedan representar niveles de temperatura en los rangos establecidos (de 25°C a 45°C).

*Al nivel de voltaje obtenido en la rama de resistencias de la parte de programación de alarma se le conoce como **A_{out}**. Al nivel de voltaje obtenido en la rama de temperatura de programación se le conoce como **P_{out}**.*

7.6 ALARMAS

Básicamente se cuenta con dos tipos de alarmas; una de sobretemperatura y otra de baja temperatura. Ambos sistemas están constituidos por una serie de elementos encargados de detectar la presencia de ciertas condiciones de trabajo. Cuando se cumplen dichas condiciones, elementos de aviso son activados con la finalidad de advertir al operador acerca de la situación anormal por la cual pasa el equipo.

7.6.1 Alarma de Sobretemperatura

Esta alarma se activa en el momento que la temperatura sensada en la recámara sobrepasa un valor límite de temperatura (temperatura de alarma - A_{out}) preestablecida por el usuario.

Su activación implica el apareamiento de una señal audible y también la interrupción total del

la alimentación de las resistencias calefactoras. Utilizando el potenciómetro P10 (Ver diagrama 'Termómetro Analógico & Etapa de Muestreo') el operador es capaz de variar un voltaje (A_{out}) que es directamente comparado (IC1 C) con el voltaje sensado en la recámara (S_{out}); Si el voltaje S_{out} llega a sobrepasar al voltaje de alarma (A_{out}), el SCR 1 es gatillado y activado. Si el SCR se encuentra activo, se interrumpe la corriente del LED interno del Optoacoplador (Optotriac 1) por efecto de la colocación en estado de corte del transistor Q3 (PNP); esto trae como consecuencia una conducción nula de corriente en las resistencias calefactoras, por lo que la temperatura tenderá a disminuir. Además, al estar el SCR activado, Q4 (NPN) entra en conducción, permitiendo el paso de una corriente hasta una bocina, haciendo que ésta produzca un sonido fácilmente identificable por el operador. Este sonido se produce debido a que en la rama donde se encuentra la bocina se encuentra también un transistor (Q5) cuya base es excitada por la salida QA del 74LS193 (IC7). La frecuencia del sonido es de aprox. 480Hz.

Para inhibir la condición de alarma el operador debe auxiliarse del botón de presión (Pushbutton - PBNC) ubicado físicamente en la consola de control; al presionar dicho botón, el SCR es desactivado por efecto de interrupción de la corriente de conducción, por lo que la condición de alarma es finalizada.

7.6.2 Alarma de baja temperatura

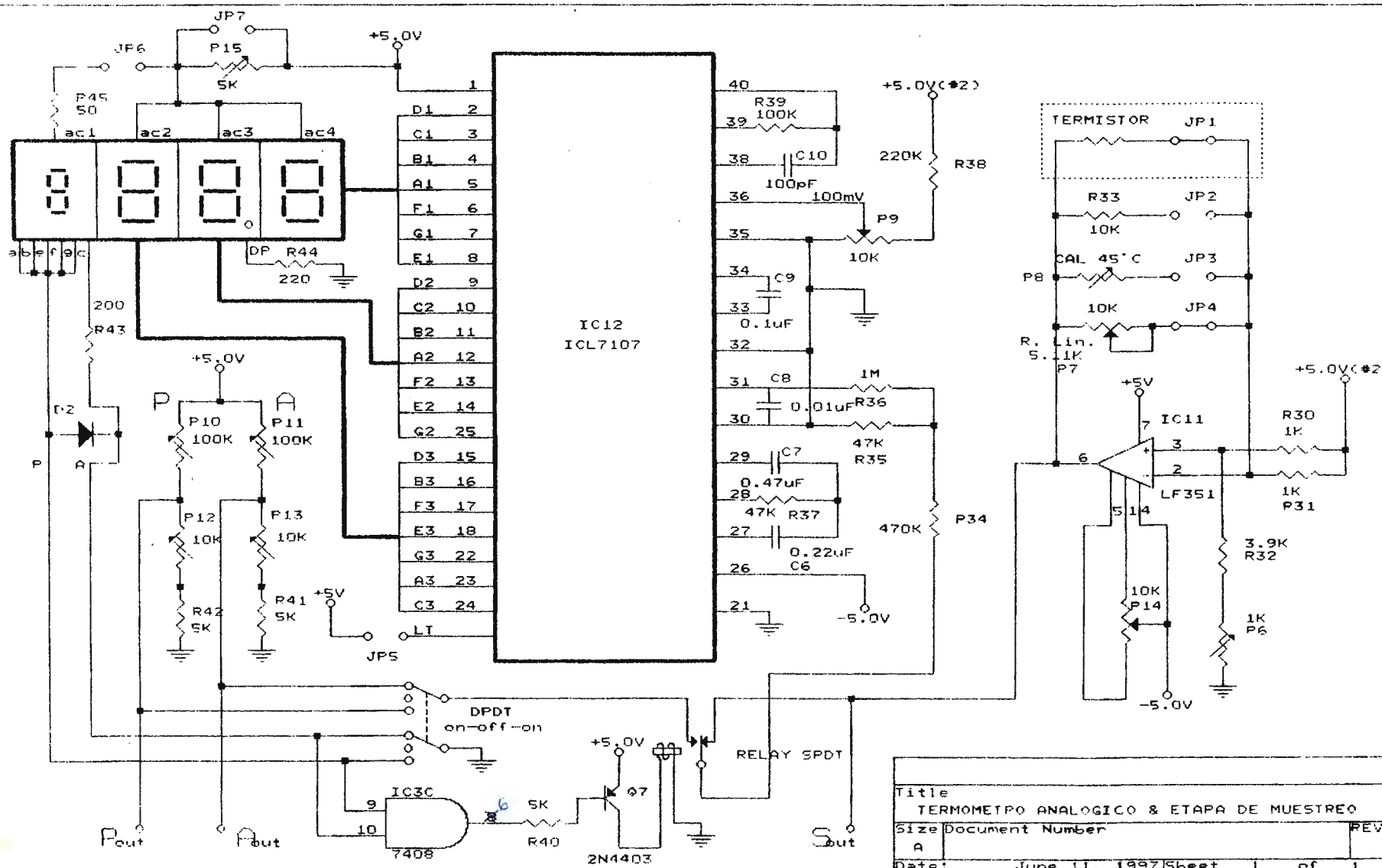
Esta alarma detecta el momento en que la temperatura de la recámara se encuentra por debajo de la temperatura programada; el rango de diferencia entre ambos puntos, suficiente como para activar la alarma es de aproximadamente 5°C. La activación de la alarma se hace utilizando un amplificador diferencial (IC10) capaz de detectar un máximo de diferencia entre las temperaturas programada (P_{out}) y la temperatura sensada (S_{out}); la diferencia entre ambas es amplificada con cierta ganancia constante (no puede ser regulada directamente por el operador), y si la diferencia es lo suficientemente grande, el transistor Q6 es polarizado para lograr encender el LED1 de aviso.

Esta alarma silenciosa puede servir para detectar un posible exceso de fuga de calor de recámara al exterior, ó una posible falla en la etapa de potencia; además, es totalmente automática pues no depende del ajuste *directo* del operador.

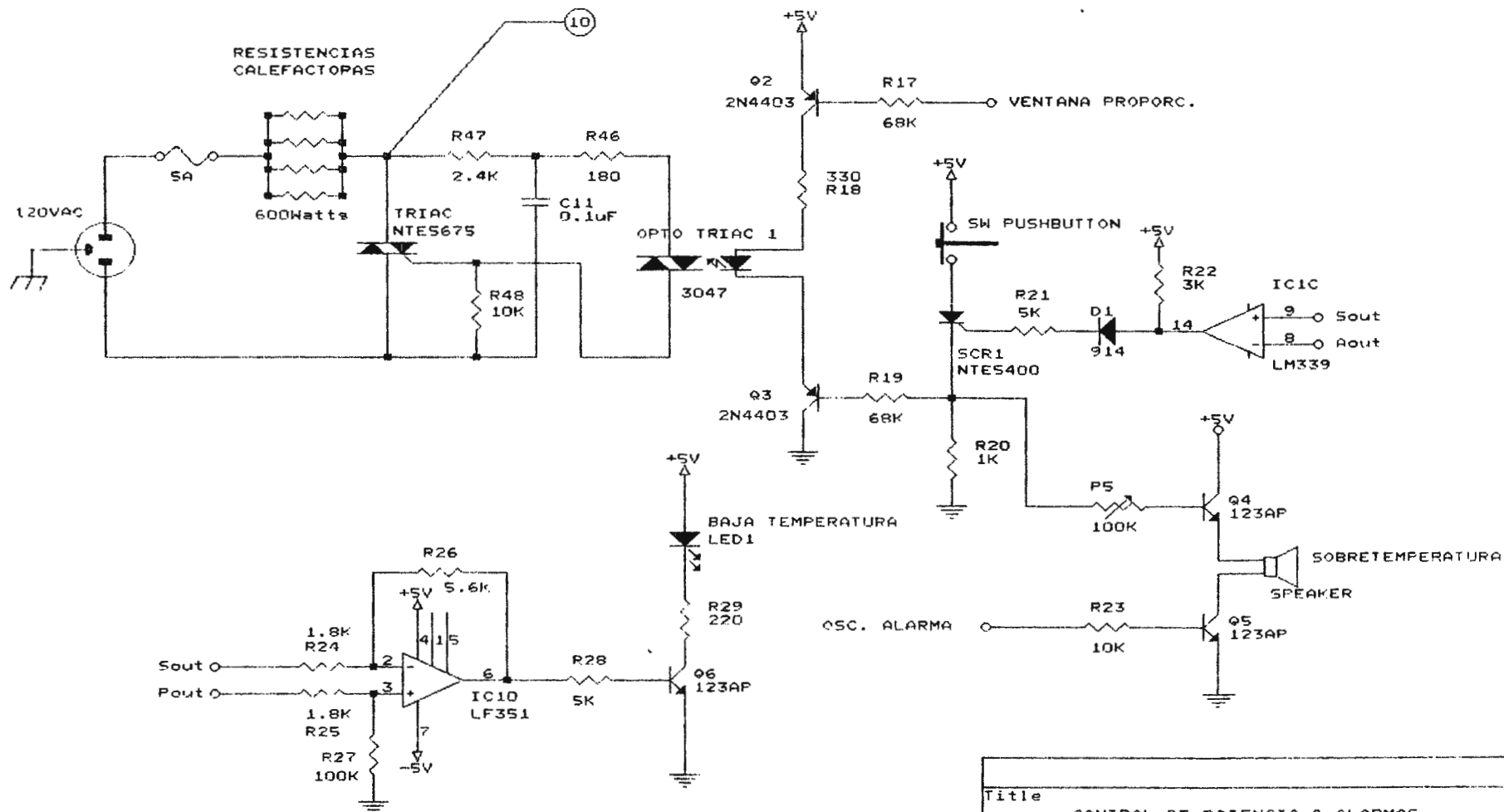
8. DIAGRAMAS ELECTRONICOS ESQUEMATICOS

Y

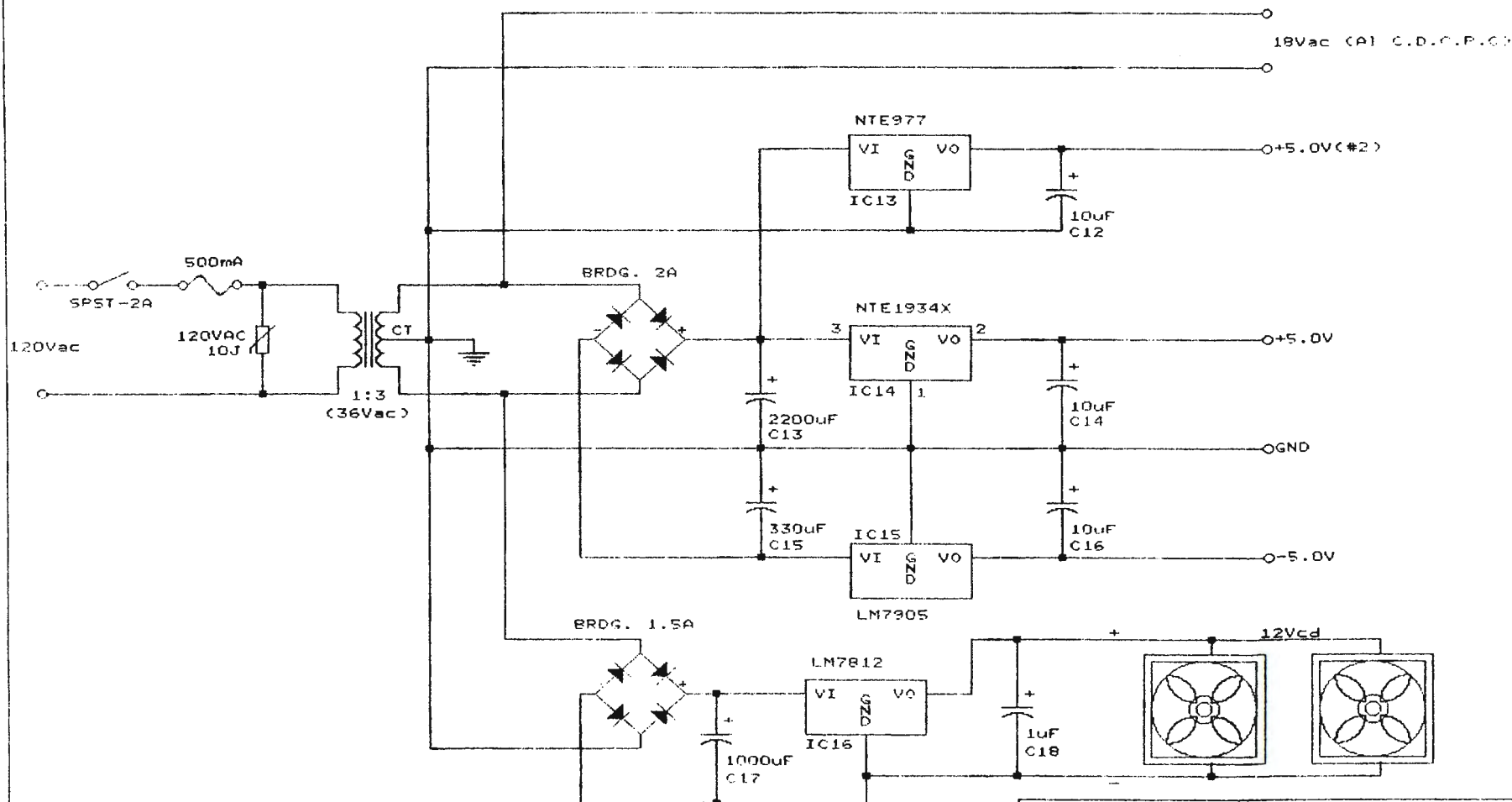
CIRCUITOS IMPRESOS



Title		
TERMOMETRO ANALOGICO & ETAPA DE MUESTREO		
Size	Document Number	REV
A		
Date:	June 11, 1997	Sheet 1 of 1



Title		
CONTROL DE POTENCIA & ALARMAS		
Size	Document Number	REV
A		
Date:	June 21, 1997	Sheet of



* C.D.C.P.C = Circuito Detector de Cruce por Cero

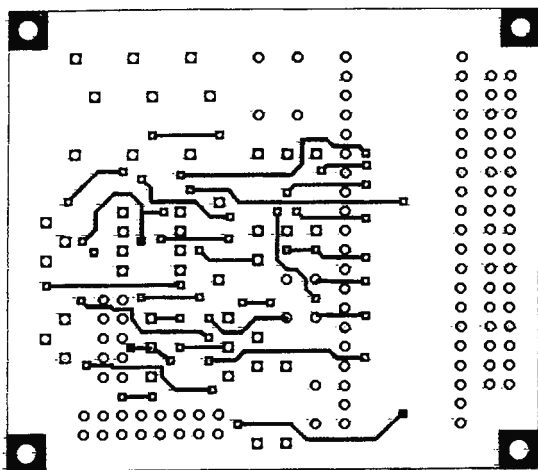
Title		
FUENTE DE ALIMENTACION - CKTS Y VENTILADORES		
Size	Document Number	REV
A		
Date:	June 6, 1997	Sheet of

8.2 CIRCUITOS IMPRESOS UTILIZADOS EN EL PROYECTO

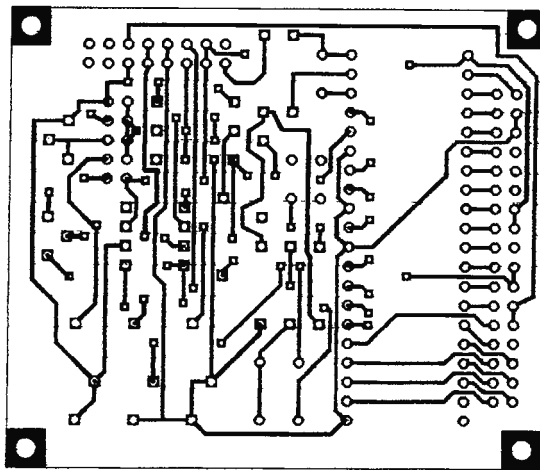
CIRCUITO DE TERMOMETRO ELECTRONICO

Este circuito impreso incluye el termómetro analógico y el circuito de muestreo que incluye al ICL7107; también incluye los jumpers de calibración del termómetro y prueba de displays; así mismo posee la conexión del termistor. Esta diseñado de la siguiente forma:

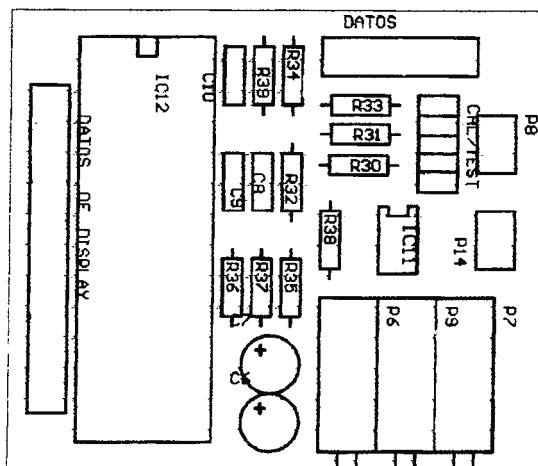
- a) Vista superior (elementos)
- b) Vista inferior (soldaduras)
- c) Vista de elementos montados.



a)



b)

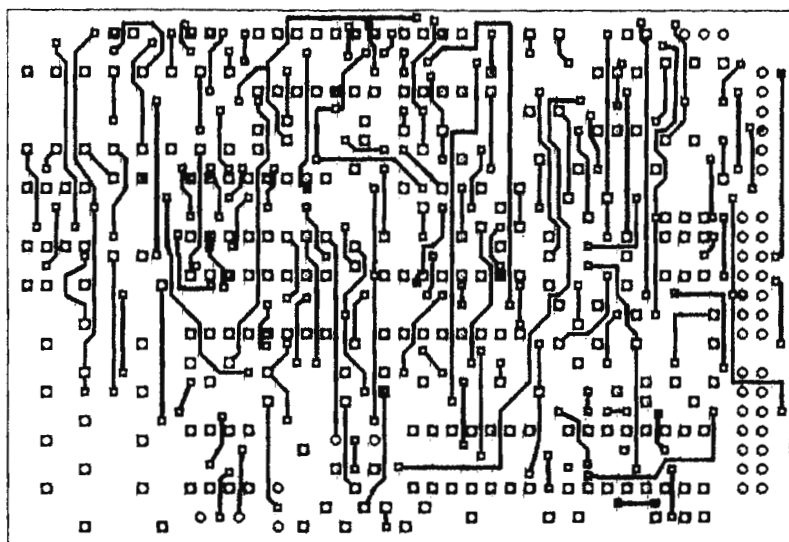


c)

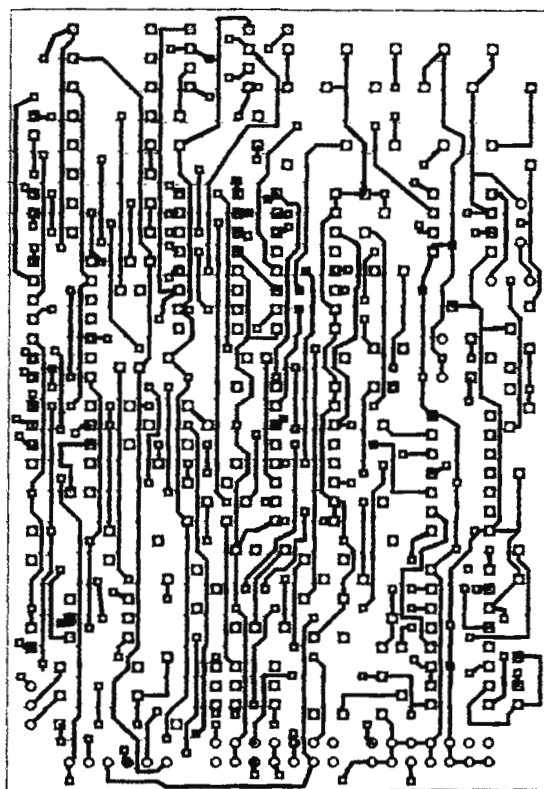
CIRCUITO DEL CONTROL PROPORCIONAL, DE POTENCIA Y ALARMAS

Es la parte fundamental de todo el proyecto; incluye toda la circuitería del control proporcional de temperatura, a la vez contiene el control de potencia, las alarmas de alta y baja temperatura, y las diferentes conexiones a los switch y potenciómetros del sistema. Está diseñado de la siguiente manera:

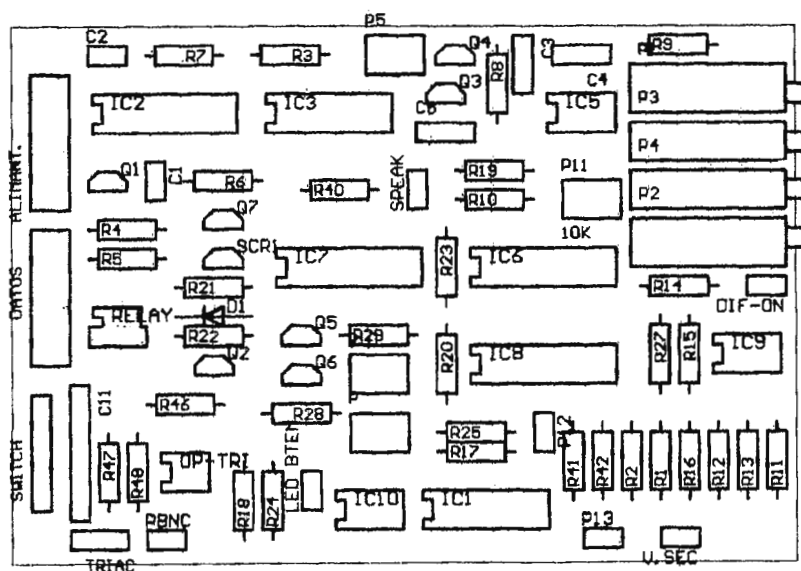
- a) Vista superior (elementos)
- b) Vista inferior (soldaduras)
- c) Vista de elementos montados.



a)



b)

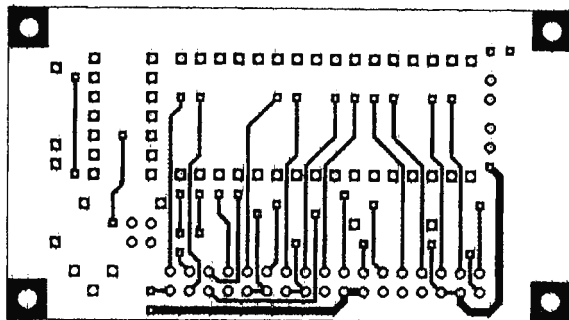


c)

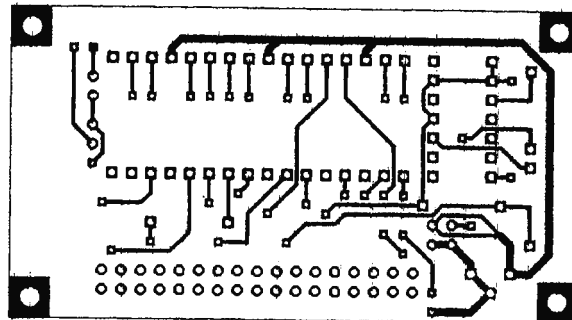
CIRCUITO DE MUESTREO DE TEMPERATURA

En este circuito se encuentra montados los tres displays donde se muestra las temperaturas de trabajo; así mismo el display que representa el tipo de muestreo. Este último puede ser deshabilitado usando JP6. JP7 deshabilita la variación de intensidad de luminosidad lograda mediante P15. El impreso esta diseñado de la siguiente manera:

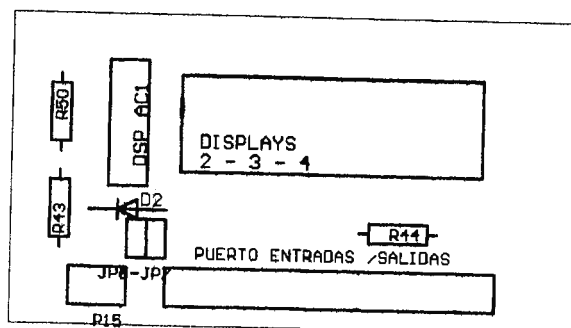
- a) Vista superior (elementos)
- b) Vista inferior (soldaduras)
- c) Vista de elementos montados.



a)



b)

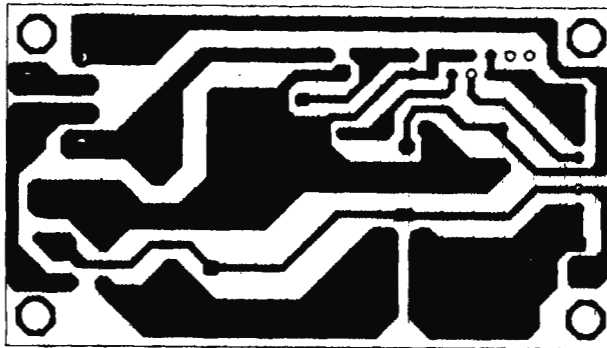


c)

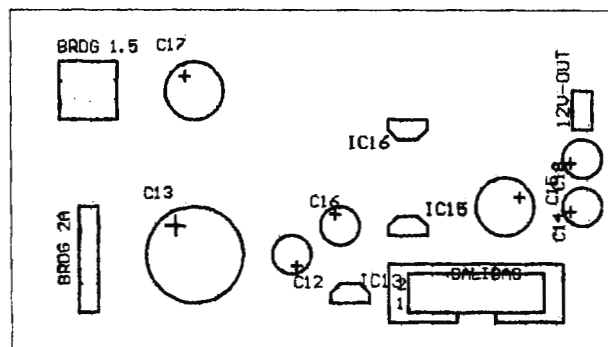
CIRCUITO DE FUENTE DE PODER

Este circuito está encargado de proporcionar alimentación en DC a las demás etapas. Proporciona +5V, +5V (#2), 5V, y +12V (para los ventiladores). Fue diseñado de la siguiente forma:

- a) Vista inferior (soldaduras)
- b) Vista de elementos montados.



a)



b)

9. CONSTRUCCIÓN MECÀNICA Y DISPOSICIÓN DE ELEMENTOS EN LA INCUBADORA

9.1 ESTRUCTURA DE LA INCUBADORA

La estructura de la incubadora bacteriológica, es similar a la que presentan los diferentes equipos existentes en el mercado; siendo su capacidad de aproximadamente 14 pies cúbicos. La forma física que esta presenta puede verse en la figura 13.

Como la función de la incubadora bacteriológica es generar un ambiente de calor seco con temperatura constante, para ser usado dentro de las rutinas de laboratorio clínico, lo que obliga a que su construcción se haga utilizando material aislante del calor, para independizarlo de las fluctuaciones de la temperatura ambiente y proporcionar gran inercia térmica en su interior. Para tal efecto, las paredes de la incubadora bacteriológica son de asbesto, un material capaz de realizar la función antes mencionada.

La forma de la incubadora bacteriológica, es tal que permite una fácil limpieza y una circulación de aire uniforme. Permite la observación interna por medio de ventanas de vidrio pyrex.

El calentamiento, es como se dijo en la explicación del funcionamiento, debido a la acción de los dispositivos calefactores (resistencias calefactoras), las cuales son fácilmente observables en la fig. 14.

La cámara interior es casi en su totalidad hermética, para conservar la temperatura interna muy cercana del valor de temperatura programada. Para este fin también es de gran ayuda, el movimiento del aire interno de la recámara que realizan los ventiladores, los cuales en las entradas y salidas de aire permiten un recirculación de aire efectiva. Tales dispositivos se ven claramente en la figura 15 y 16.

La disposición de todos estos elementos dentro y fuera de la incubadora bacteriológica se muestran en las figuras 13, 14, 15, 16 y 17.

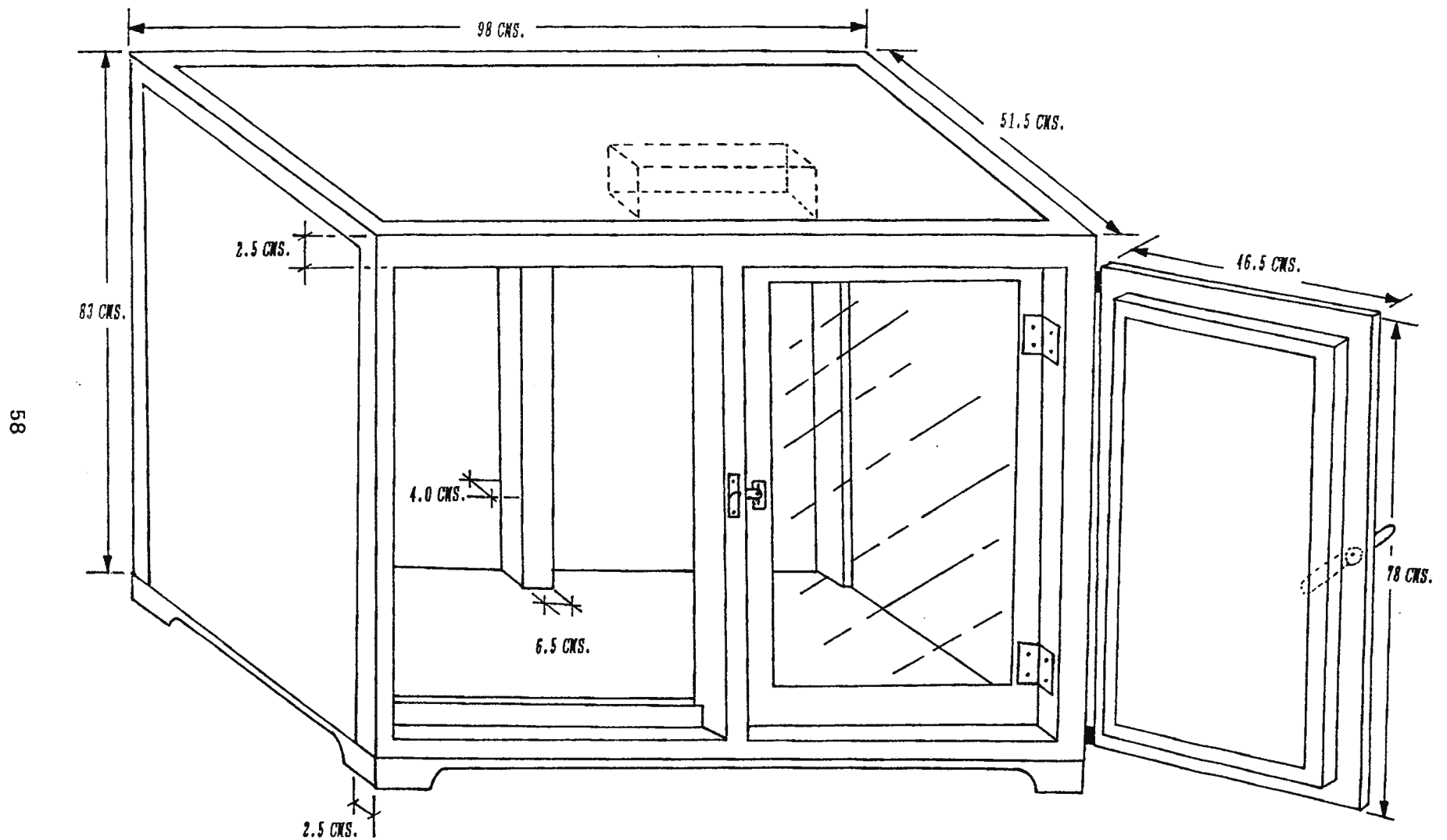


FIGURA 13. Estructura de incubadora bacteriológica "Elconap C-4"

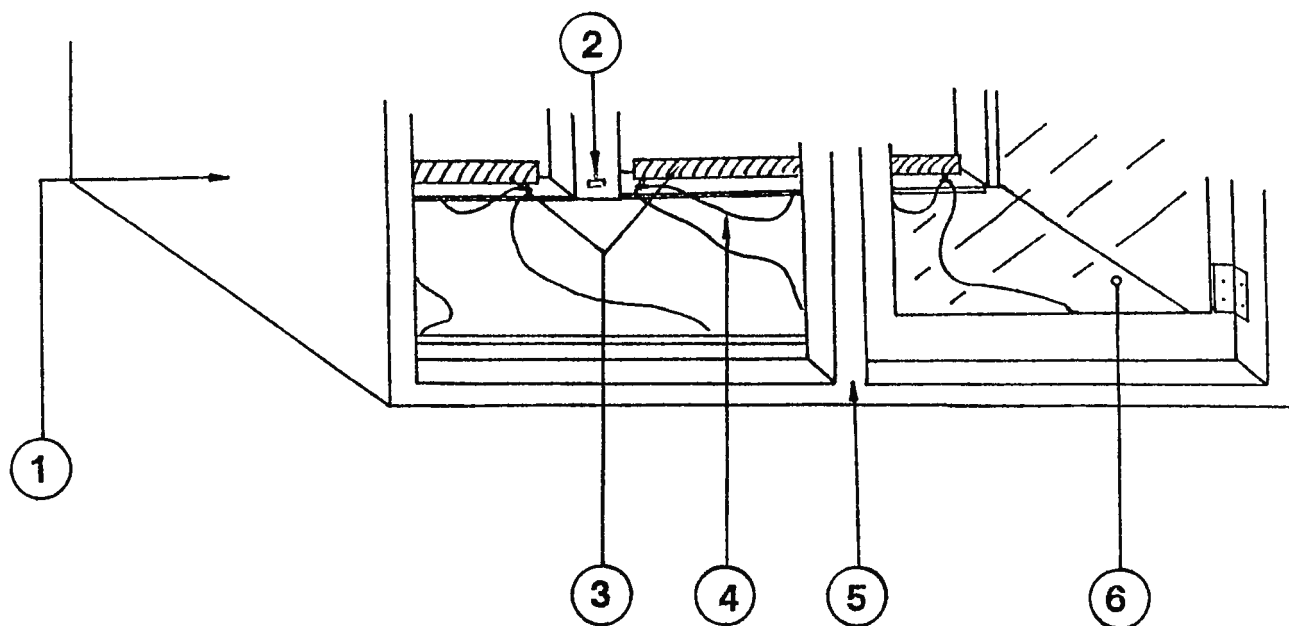


FIGURA 14. Vista frontal de la disposición de elementos en la incubadora.

1. Paredes de asbesto.
2. Entrada de conectores de los ventiladores.
3. Dispositivos calefactores (Resistencias).
4. Alambres de interconexión de los dispositivos calefactores.
5. Estructura de acero inoxidable.
6. Ventana de vidrio pyrex.

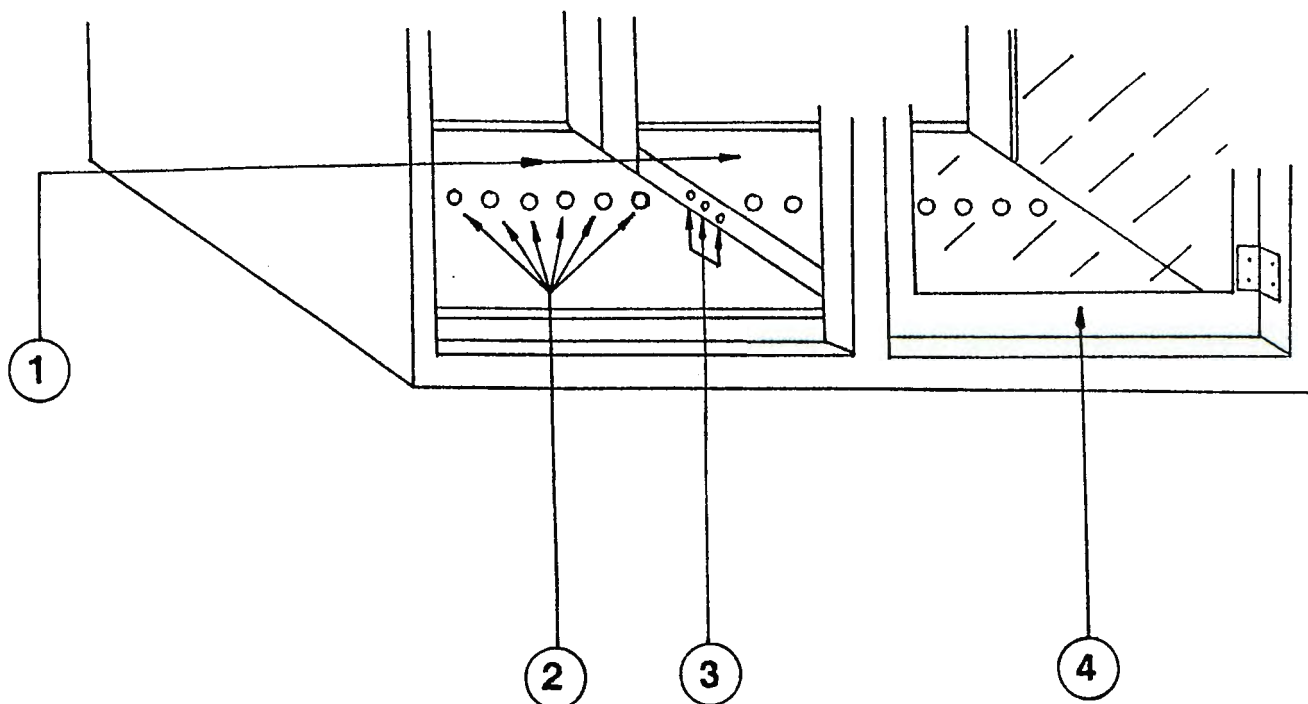


FIGURA 15. Vista frontal de los elementos de recirculación de aire.

1. Bandejas contenedoras de ventiladores
2. Entradas y salidas de recirculación de aire.
3. Salidas de aire recirculado.
4. Estructura de la ventana de vidrio pyrex.

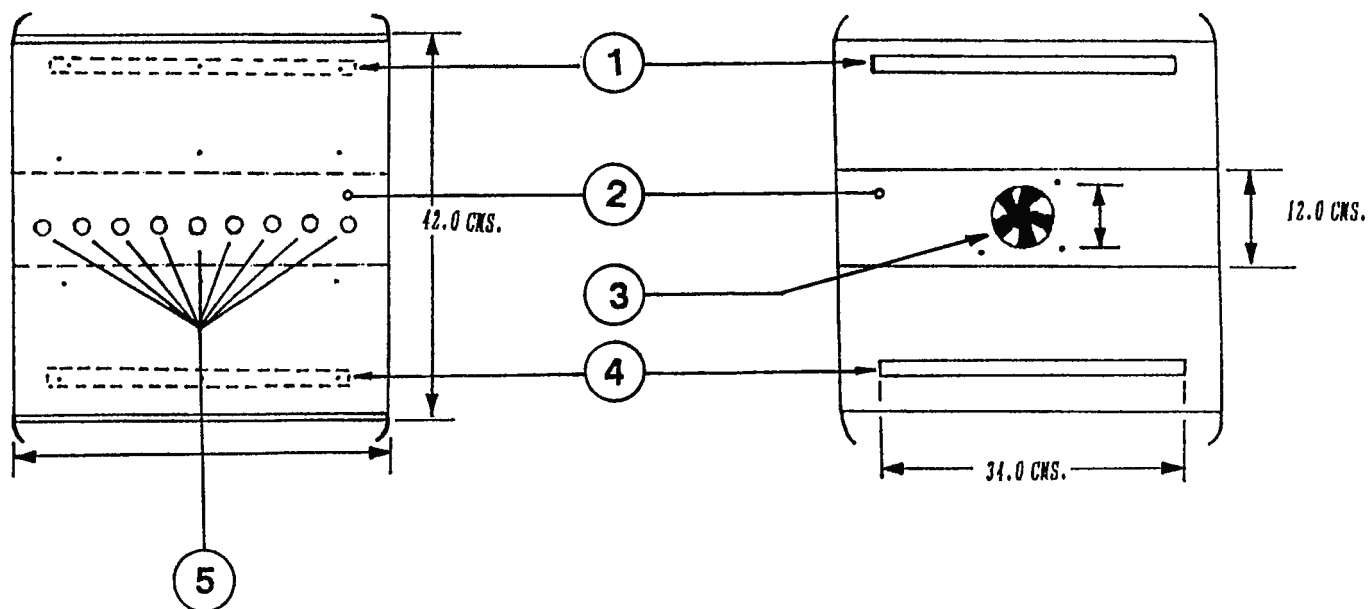


FIGURA 16. Disposición de elementos en la bandeja contenedora de ventiladores.

1. Apoyo inferior de las bandejas.
2. Estructura soporte de los ventiladores.
3. Disposición de los ventiladores.
4. Apoyo inferior de las bandejas.
5. Entradas y salidas de recirculación de aire.

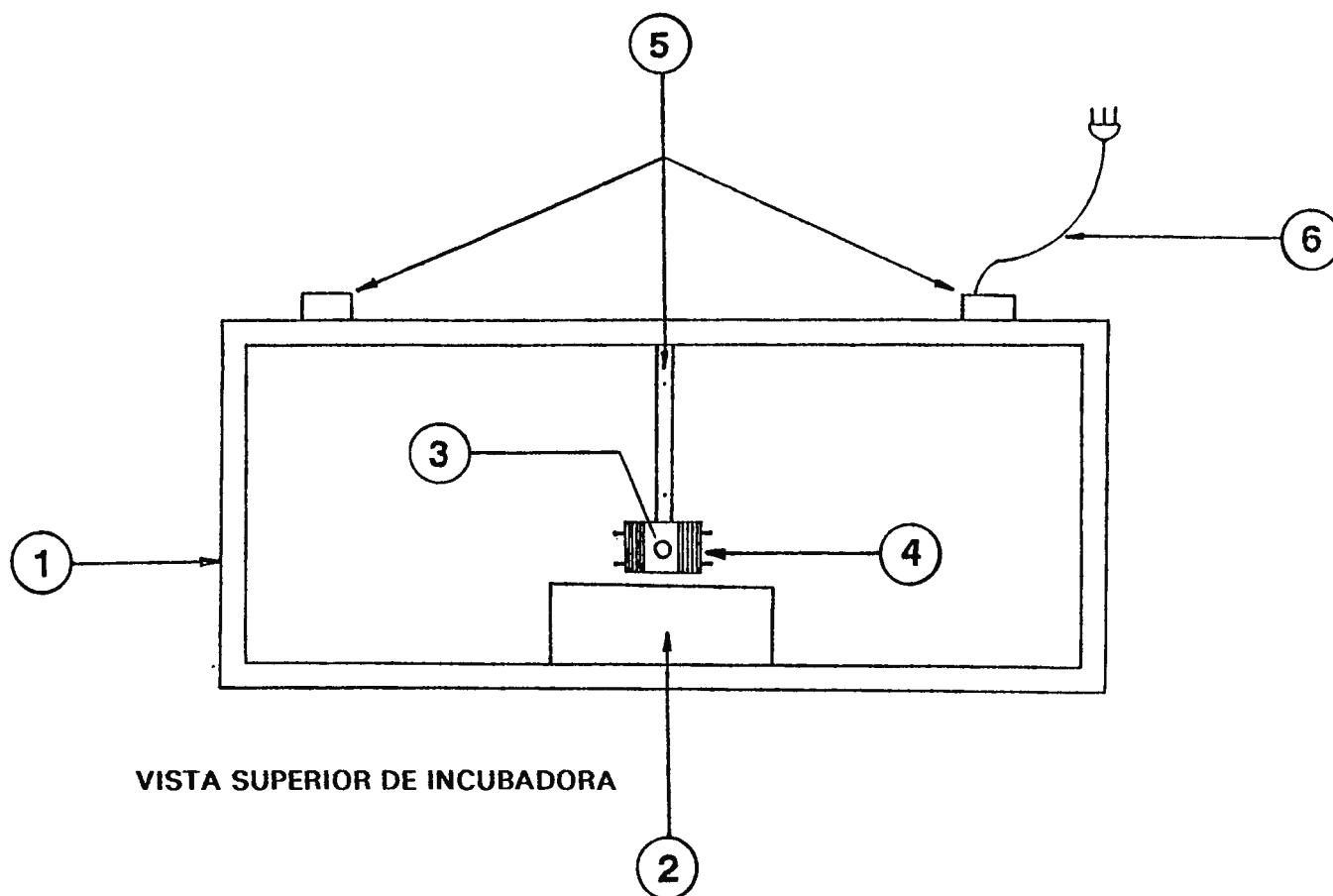


FIGURA 17. Disposición de elementos en el exterior de la incubadora.

1. Pared exterior de asbesto.
2. Panel de control.
3. Cobertor del Triac.
4. Disipador del Triac.
5. Protectores de alambres .
6. Conector principal con la línea AC.

9.2 PANEL DE CONTROL DE TEMPERATURA

El panel de control de la incubadora se encuentra ubicado en la parte superior de la misma; en él es posible controlar el encendido y apagado de todo el aparato, además de visualizar y controlar las temperaturas de trabajo y de alarma.

Para ser más específico el detalle, el panel está constituido por las siguientes partes:

1- Switch de encendido/apagado. Con este switch es posible controlar el encendido/apagado total de la incubadora.

2- Switch de selección de visualización. Este switch posee tres posiciones posibles, a saber:

- El **centro** (posición normal), habilita la visualización directa de la temperatura de la recámara de la incubadora.
- La **posición superior**, habilita la visualización de la temperatura programada para activar la ALARMA DE ALTA TEMPERATURA.
- La **posición inferior**, habilita entonces la visualización de la temperatura programada de recámara.

La lectura en la posición normal del switch, se mantendrá variando mientras la temperatura generada por el efecto Joule en las resistencias calefactoras no lleve a la recámara de la incubadora a la temperatura programada.

Cuando la temperatura en la recámara alcance el valor de temperatura programada la visualización en la posición normal debe concordar con la visualización en la posición inferior dentro de un rango de ± 0.35 °C.

3- Displays de visualización. Mediante dichos displays es posible visualizar directamente la temperatura sensada en recámara, la temperatura de la alarma de alta temperatura o la temperatura programada de recámara. Los tres displays más grandes sirven para representar la temperatura en grados centígrados: se usan dos displays de enteros y uno de decimales.

El display más pequeño es capaz de presentar la letra P, para representar que se visualiza la temperatura de programación de recámara; la letra A, que indica que se visualiza el valor de activación de la alarma de alta temperatura. El display se mantendrá apagado (posición normal) en el momento que se esté visualizando la temperatura de recámara.

4- Perilla para el ajuste de programación de temperatura en la recámara.

Con esta perilla, se puede ajustar la temperatura requerida en la recámara

La disposición de elementos dentro y fuera del panel de controles puede visualizarse de mejor manera en las siguientes figuras.

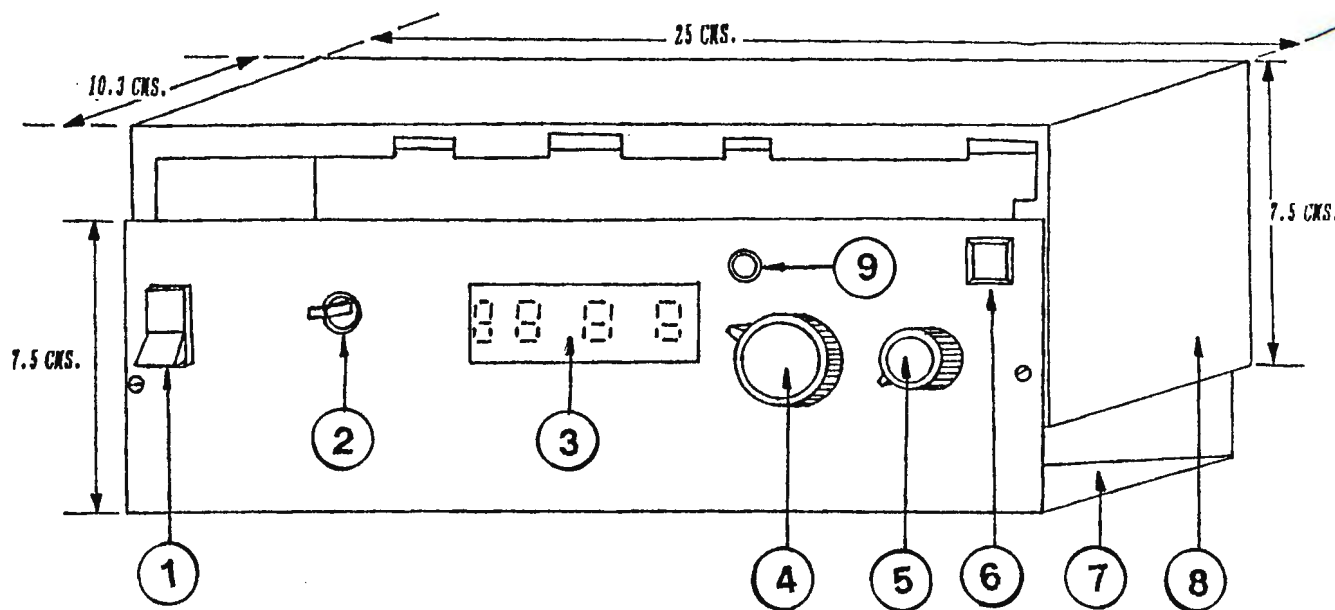


FIGURA 18. Vista frontal de la disposición de elementos en el exterior del panel de control.

1. Switch de encendido/apagado.
2. Switch selector de visualización.
3. Displays de visualización.
4. Perilla para el ajuste de temperatura en la recámara.
5. Perilla para el ajuste de la alarma de sobretemperatura.
6. Reset de la alarma de sobretemperatura.
7. Caja de acero inoxidable (Base).
8. Caja de acero inoxidable (Tapa de la caja de controles).
9. LED indicador de baja temperatura.

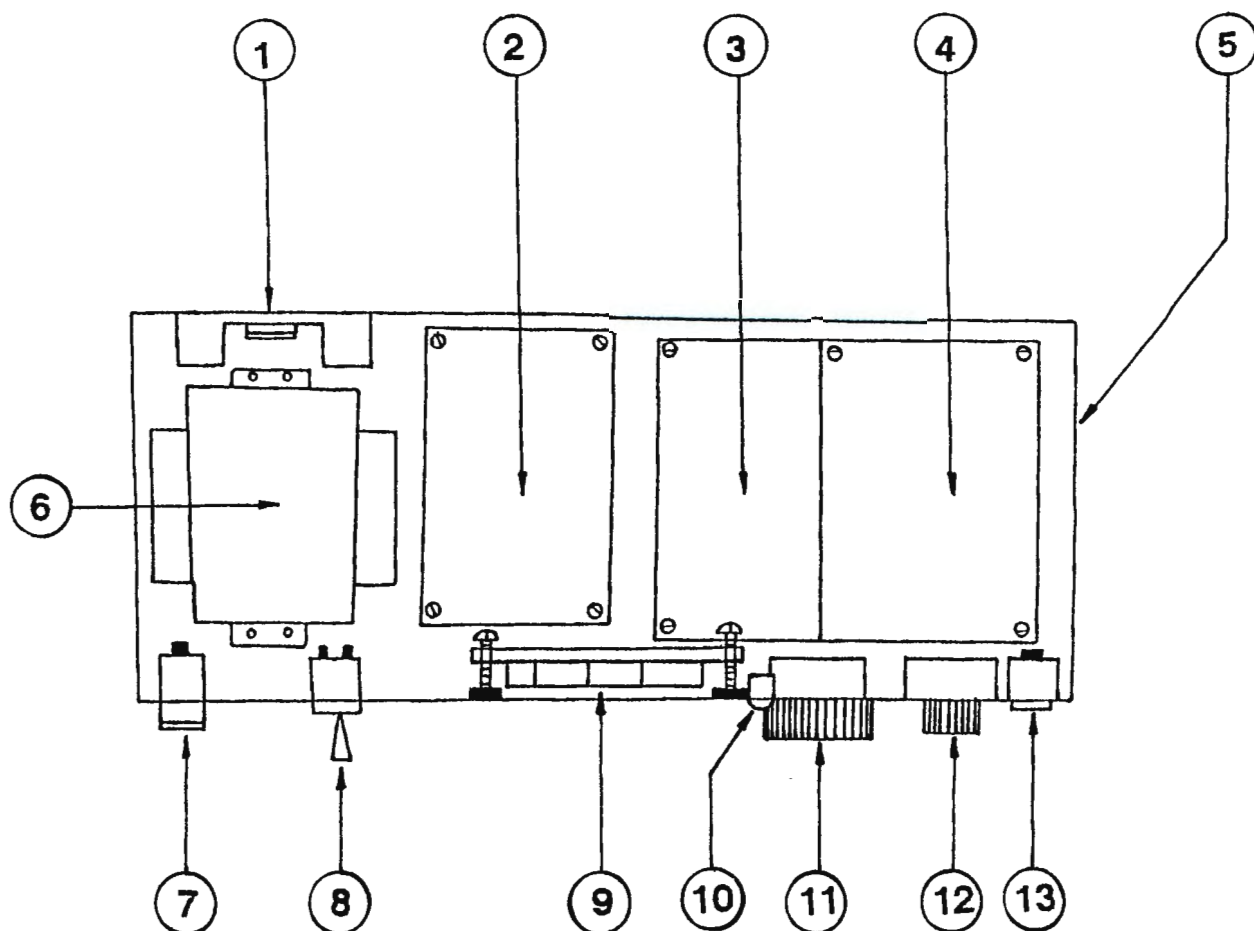


FIGURA 19. Vista superior de la disposición de elementos en el panel de controles.

1. Disipador con el regulador de voltaje NTE 1934x.
2. Tableta de la fuente de alimentación.
3. Tableta del termómetro.
4. Tableta del control proporcional.
5. Caja de acero inoxidable (Base).
6. Transformador principal.
7. Switch de encendido/apagado.
8. Switch selector de visualización.
9. Displays de visualización.
10. LED indicador de baja temperatura.
11. Perilla para el ajuste de temperatura en la recámara.
12. Perilla para el ajuste de la alarma de sobretemperatura.
13. Reset de la alarma de sobretemperatura.

10. RESULTADOS OBTENIDOS EN PRUEBAS DE FUNCIONAMIENTO

Una vez se realizó la remodelación del aparato de incubación bacteriológica ELCONAP C-4, se procedió a realizar una serie de pruebas con las que se cuantificó el grado de eficiencia que se logró obtener con las mejoras aplicadas. De esta forma se corrobora que el proyecto haya logrado llenar las expectativas que se buscaban antes de la realización del mismo.

Básicamente se realizan tres pruebas diseñadas para aportar la mayor cantidad de información respecto a la respuesta del aparato ante distintas situaciones. Estas pruebas deben realizarse en condiciones controladas para así garantizar la veracidad de los datos obtenidos.

PRUEBA 1: TIEMPO DE ELEVACION DE TEMPERATURA.

Al realizar esta prueba, se busca cuantificar el tiempo necesario para que la temperatura de la recámara se eleve en 10°C desde una temperatura inicial. De esta forma los resultados aportarán información acerca de la respuesta del aparato ante una situación similar; Se tendrá una idea de la respuesta del control proporcional implementado y de la facilidad de la estructura para aislar el calor acumulado internamente. Así mismo se evaluará la respuesta de las cuatro resistencias internas y del sistema de ventilación mecánica, que facilita y apresura la convección del calor generado por los dispositivos calefactores.

Condiciones en que se realizó la prueba:

- a) La prueba se realiza partiendo de la temperatura ambiente de la recámara ('Recámara en frío') hasta una temperatura 10°C por encima de esta.
- b) Todos los accesos deben mantenerse cerrados.
- c) Se utiliza una carga interna para simular muestras de laboratorio que puedan aportar inercia térmica: Se usa un galón de agua a temperatura ambiente dentro de un contenedor de plástico delgado.
- d) Temperatura inicial de recámara: 26.2°C
- e) Temperatura ambiente: 26.3°C
- f) Temperatura programada: 45.0°C
- g) Temperatura de finalización de prueba: 36.2°C

TIEMPO DE ELEVACION DE TEMPERATURA EN 10°C

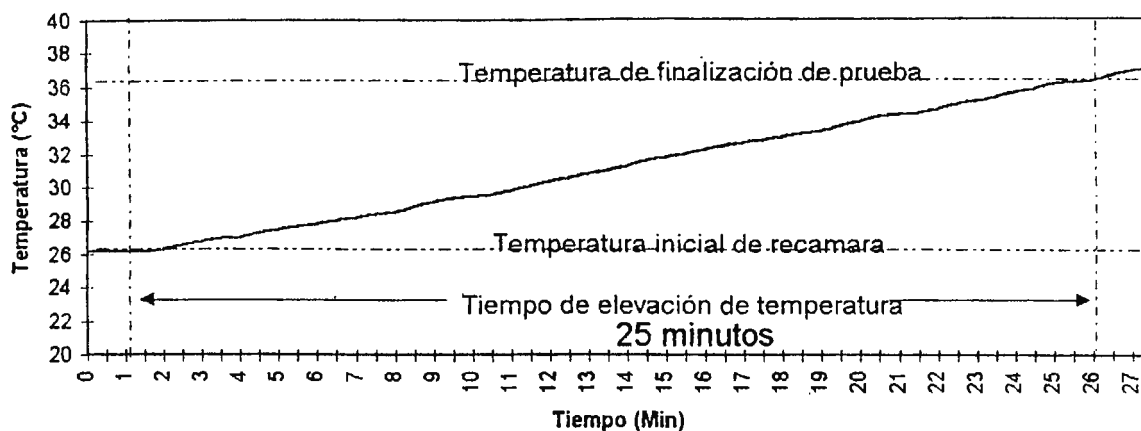


FIGURA 10. Tiempo de elevación de temperatura en 10 °C.

PRUEBA 2: VARIABILIDAD DE TEMPERATURA.

Cuando se realiza esta prueba se busca cuantificar la variación que tiene la temperatura de recámara respecto a una temperatura programada. La mayoría de aparatos de incubación tienen un límite de $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ de variación respecto a la temperatura programada.

La prueba aporta información sobre la capacidad del sistema de mantener el valor de temperatura a la que se programa con anterioridad.

Condiciones en que se realizó la prueba:

- a) La prueba se realiza una vez se ha alcanzado una temperatura estable. Esta se alcanza ya transcurrida al menos una hora después de la última programación de temperatura.
- b) Todos los accesos deben mantenerse cerrados
- c) Se utiliza una carga interna para simular muestras de laboratorio que puedan aportar inercia térmica: Se usa entonces un galón de agua a temperatura ambiente dentro de un contenedor de plástico delgado.
- d) Temperatura ambiente: 31.0°C
- e) Temperatura programada: 39.9°C

VARIABILIDAD DE TEMPERATURA

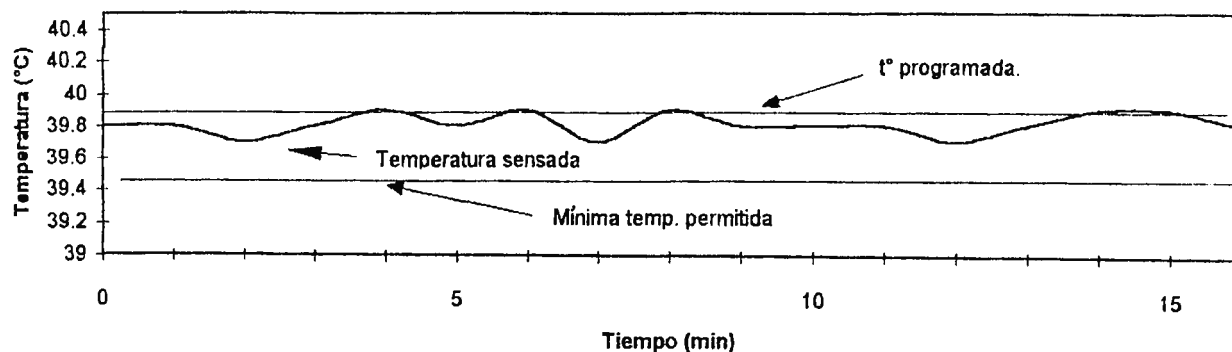


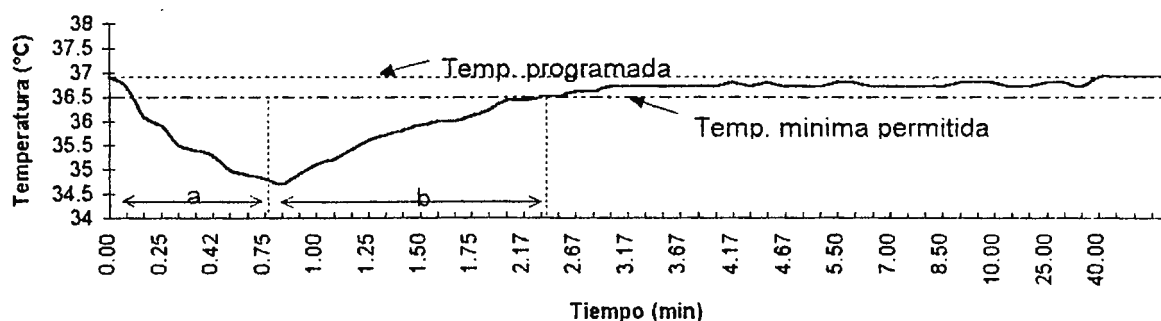
FIGURA 11. Variabilidad de temperatura

PRUEBA 3: RESPUESTA ANTE APERTURA DE PUERTAS DE ACCESO.

Con esta prueba se busca conocer la forma en que el sistema responde cuando se realiza una apertura intencional de las puertas de acceso. De esta forma se puede llegar a conocer un 'Tiempo de Recuperación' en el que el sistema busca llevar la temperatura de recámara hasta la temperatura programada, luego de una pérdida grande de calor.

Condiciones en que se realizó la prueba:

- a) La prueba se realiza una vez se ha alcanzado una temperatura estable. Esta se alcanza ya transcurrida al menos una hora después de la última programación de temperatura.
- b) La apertura de las puertas de acceso se realiza durante 45 segundos. Luego de transcurrido este tiempo, las puertas deberán cerrarse debidamente.
- c) No se utiliza una carga interna para simulación.
- d) Temperatura ambiente: 25°C
- e) Temperatura programada: 36.9°C



- a) Tiempo en el que permanece abierta la puerta
- b) Tiempo de recuperación

FIGURA 12. Variación de temperatura luego de la apertura de las puertas de recámara durante 45 segundos.

RESUMEN DE RESULTADOS OBTENIDOS

Con base a las anteriores pruebas realizadas en la incubadora remodelada ELCONAP C-4, se puede hacer una recopilación de las nuevas características de funcionamiento del sistema:

- **Tiempo de elevación de temperatura:** 25 minutos; con un promedio de aumento de 0.1°C cada 15 segundos.
- **Variabilidad de temperatura:** Un máximo de $\pm 0.35^{\circ}\text{C}$.
- **Al abrir la puerta durante 45 segundos, a temperatura ambiente de 25°C :** Se pierde hasta un 7% de la temperatura de recámara.
- **Tiempo de recuperación:** 1 minuto, 40 segundos.
- **Tiempo de estabilización luego de apertura de puerta de acceso:** 40 minutos

ANEXO A.

EXPLICACION DE ELEMENTOS ELECTRONICOS

A. EXPLICACIÓN DE ELEMENTOS ELECTRÓNICOS

A.1 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL

A.1.1 Operación General

El Amplificador Operacional posee las características esperadas de un circuito: Alta impedancia de entrada, baja impedancia de salida, alta ganancia de tensión, alta ganancia de corriente, amplio ancho de banda y una muy alta razón de rechazo de modo común. Dadas sus características y facilidad de uso, se utilizó hace algunos años para realizar operaciones matemáticas. Actualmente, en el campo industrial se utiliza para el control de dispositivos cuyo funcionamiento depende de operaciones matemáticas sencillas, tales como la suma y la comparación de algunas tensiones. En el área de la instrumentación se usa para la amplificación de señales muy pequeñas en potencia ó rectificación de ellas.

En el caso particular del presente proyecto, se utilizan amplificadores operacionales cuando se requiere de algún procesamiento entre dos señales analógicas distintas entre sí. [10],[13]

A.1.2 Montajes Utilizados

Las configuraciones del Amplificador Operacional utilizadas en el proyecto son:

- a) Amplificador Inversor.
- b) Amplificador Comparador.
- c) Amplificador Diferencial.

A.1.2.1 Amplificador Inversor: El operacional como Inversor es una de las más usuales aplicaciones. Es un amplificador cuya ganancia en lazo cerrado desde V_i a V_o está dada por R_f y R_i . Puede amplificar señales de CA ó CD. Para entender como opera, se hacen dos suposiciones de simplificación apegadas a la realidad. [10]

1. La diferencia de voltaje entre las entradas (+) y (-) es esencialmente 0, si V_o no está en Saturación.
2. La corriente requerida por las terminales de entrada (+) o (-) es despreciable.

Tomando en cuenta los puntos anteriores, se plantean igualdades matemáticas que conducen a la ecuación del Amplificador Inversor:

$$V_o = \left(-\frac{R_f}{R_i} \right) \cdot V_i$$

Este se presenta en la figura A.1.

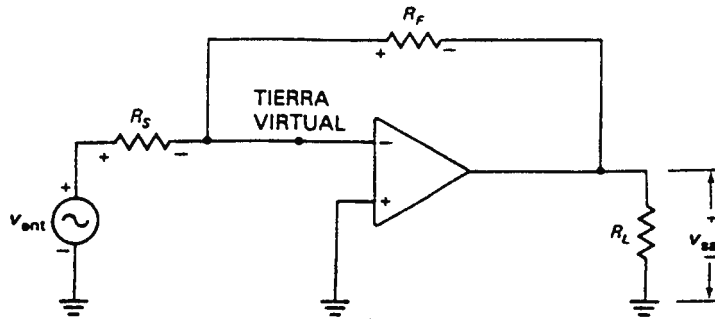


FIGURA A.1. El Amplificador Inversor.

A.1.2.2 Amplificador Comparador: Un comparador analiza una señal de voltaje en una entrada respecto a un voltaje de referencia en la otra entrada. El amplificador operacional de propósito general se usa como sustituto de los circuitos integrados diseñados para aplicaciones de comparación. Desafortunadamente, el voltaje de salida del amplificador operacional no cambia con mucha velocidad. Además su salida cambia, entre los límites fijados por los voltajes de saturación, los cuales dependen del voltaje de alimentación del operacional, llamados $+V_{SAT}$ y $-V_{SAT}$. Es decir, el operacional compara que entrada posee un nivel de voltaje mayor, proporcionando a la salida V_{SAT} del signo de dicha entrada. [10]

A.1.2.3 Amplificador Diferencial: Este puede medir y amplificar pequeñas señales que quedan ocultas en señales mucha más intensas. Cuatro resistencias de precisión (1%) y un amplificador operacional componen un amplificador diferencial, como se muestra en la figura A.2. Si E_1 es reemplazado por un cortocircuito, E_2 ve un amplificador inversor con una ganancia de $-m$. Por tanto, el voltaje de salida debido a E_2 es $-mE_2$. Ahora póngase E_2 en cortocircuito. E_1 se divide entre R y mR para aplicar un voltaje de $E_1m/(1+m)$ a la entrada (+) del operacional. Este voltaje dividido ve un amplificador no inversor con una ganancia $(m+1)$. El voltaje de salida debido a E_1 es el voltaje dividido, $E_1m/(1+m)$, multiplicado por la ganancia del amplificador no inversor $(1+m)$, lo cual da mE_1 . Cuando E_1 y E_2 están presentes en las entradas (+) y (-), respectivamente,

$$V_o = mE_1 - mE_2 = m(E_1 - E_2).$$

En esta ecuación se muestra que el voltaje de salida del amplificador diferencial, V_o es proporcional a la diferencia de voltajes aplicada a las entradas (+) y (-). El multiplicador m se denomina "ganancia diferencial" y se establece por la relación entre resistores. [10]

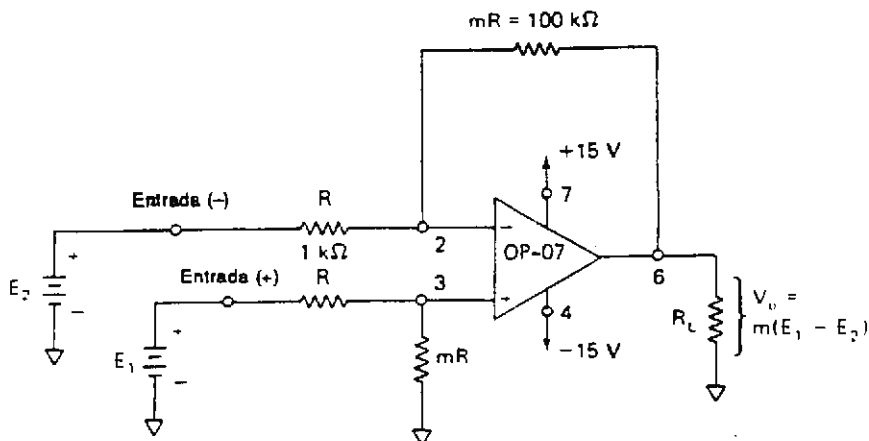


FIGURA A.2. El amplificador diferencial.

A.1.3 Amplificadores operacionales utilizados en el proyecto.

Los Circuitos integrados Amplificadores y Comparadores empleados son:

A.1.3.1 LM239 (ECG834). Consiste en un encapsulado de 14 pines que contiene a cuatro comparadores de baja potencia y un bajo nivel offset. La descripción general de operación, el diagrama esquemático, así como una tabla con sus principales características son presentadas en las hojas técnicas del ANEXO B.1.

A.1.3.2 LF353XN (ECG858M). Consiste en un encapsulado de 8 pines que contiene a dos comparadores JFET de bajo ruido con compensación interna de frecuencia. Para mayores detalles se recomienda observar las hojas técnicas incluidas en ANEXO B.2.

A.1.3.3 LF351N (ECG857M). Consiste en un encapsulado de 8 pines que contiene un solo Operacional con entrada JFET de bajo ruido y compensación interna de frecuencia, que a diferencia del LF353XN posee dos pines para ajuste del nivel offset. Las descripciones técnicas del integrado pueden encontrarse en la parte ANEXO B.3. [11],[17]

A.2 COMPUERTAS LÓGICAS

A.2.1 La operación lógica AND

Si dos variables lógicas A y B se combinan mediante la multiplicación AND el resultado, x, se puede expresar como

$$x = A.B$$

En esta expresión el signo "." representa la operación booleana de la multiplicación AND, cuyas reglas se dan en la tabla de verdad de la figura A.3(a). Al observar la tabla, se advierte que la

multiplicación AND es exactamente igual que la multiplicación ordinaria. Siempre que A o B sean cero, su producto será cero; cuando A y B sean 1, su producto será 1. Por lo tanto, podemos decir que en la operación AND el resultado será 1 solo si todas las entradas son 1; en todos los otros casos el resultado será 0.

A.2.1.1 La Compuerta Lógica AND

En la figura A.3(b) se muestra una compuerta AND de dos entradas. La salida es $x = AB$. Esta misma operación es característica de las compuertas AND con más de dos entradas.

A.2.1.2 Compuertas AND: El CI 7408

Se trata de un Circuito Integrado de Lógica TTL en un encapsulado de 14 pines. Este contiene 4 compuertas AND de dos entradas cada una. El diagrama esquemático del CI 7408, así como muchos otros datos de fabricación se presentan en las hojas técnicas del ANEXO B.4. [14],[16]

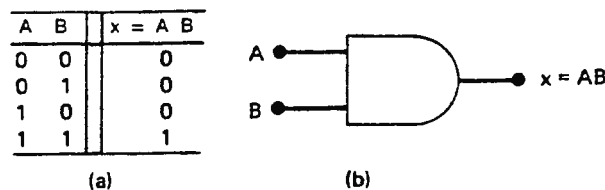


FIGURA A.3. Tabla de verdad AND (a) y símbolo de compuerta (b).

A.3 EL MULTIVIBRADOR MONOESTABLE

A.3.1 Generalidades

Un circuito digital que se relaciona en cierta forma con el flip-flop es el Multivibrador (MV) monoestable o de un solo disparo. Al igual que el flip-flop, el MV monoestable tiene dos salidas, Q y Q_{NEG} (negado), que son inversas entre sí. A diferencia del flip-flop, el MV monoestable tiene un solo estado de salida estable (normalmente $Q = 1$, $Q_{\text{NEG}} = 0$), donde permanece hasta que es disparado por una señal de entrada. Una vez disparadas, las salidas del MV monoestable se cambian al estado opuesto ($Q = 0$, $Q_{\text{NEG}} = 1$), permanece en este estado casi estable por un período fijo, t_p , que por lo general es determinado por una constante R-C de tiempo que resulta de los valores de los componentes externos que se conectan al MV monoestable. Después de transcurrido un tiempo t_p , las salidas del MV monoestable regresan a su estado estable hasta que vuelven a ser disparadas. La figura A.4 muestra el símbolo lógico de un MV monoestable. El valor de t_p por lo general se indica en alguna parte del símbolo MV

monoestable. En la práctica t_p puede variar de varios nanosegundos a varias decenas de segundos. El valor exacto de t_p se determina esencialmente por los valores de los componentes externos R_T y C_T . [14]

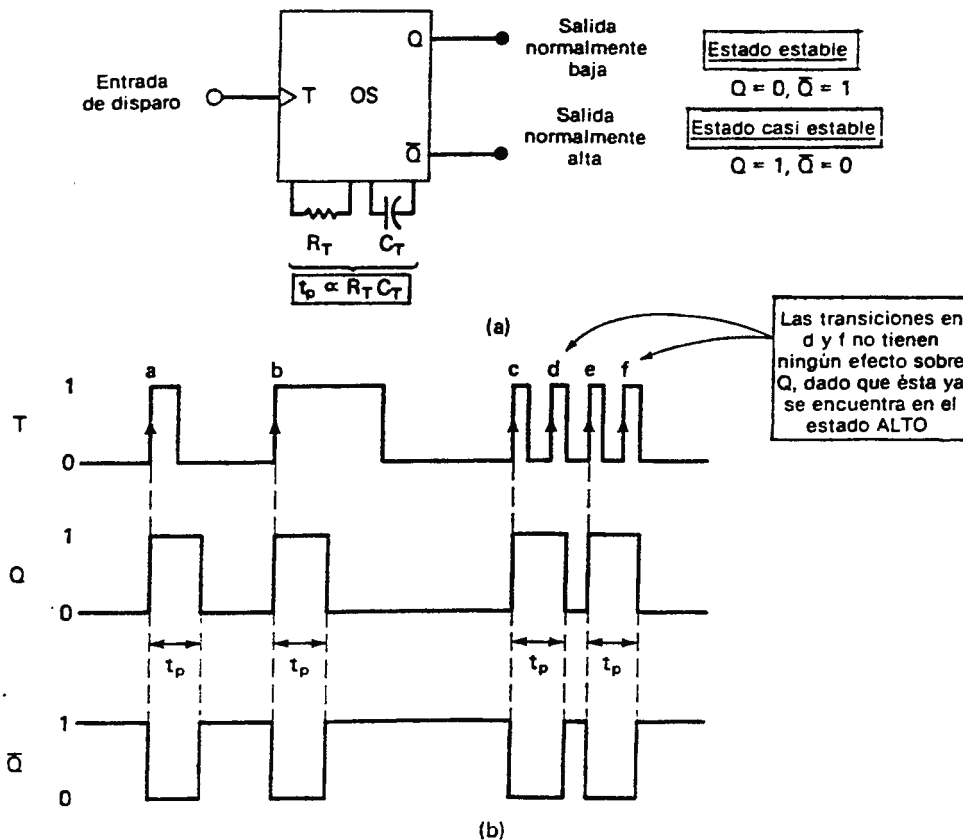


FIGURA A.4. Símbolo lógico de un multivibrador Monoestable (a) y formas de onda para el modo de operación no reactivable.

Se dispone de dos tipos de MV monoestables en CI: *no reactivables* y *reactivables*.

A.3.2 Dispositivos Reales

Existen varios MV monoestables de Circuito Integrado (CI) disponibles en ambas versiones, *no reactivables* y *reactivables*. Los circuitos 74121 y 74LS121 contienen un solo MV monoestable no reactivable; los CI 74221, 74LS221 y 74HC221 contienen dos MV monoestables no reactivables; los CI 75122 y 74LS122 contienen un MV reactivable mientras que los CI 74123, 74HC123 y 74LS123 contienen dos MV monoestables reactivables.

Para el caso del presente proyecto, se abordará el funcionamiento del *MV monoestable No reactivable CI 74LS221* ya que éste se emplea en el circuito. [14]

A.3.3 Operación del MV Monoestable No Reactivable

Las formas de onda de la figura A.4(b) ilustran la operación de este MV monoestable, en "Transiciones con Pendiente Positiva" (TPP) en su entrada de disparo.

1. Las TPP en los puntos a, b, c y e dispararán al MV monoestable a su estado casi estable en un tiempo t_p , después del cual retorna al estado estable.
2. Las TPP en los puntos d y f no tienen efecto sobre el MV monoestable porque ya fue disparado al estado casi estable. El MV monoestable debe regresar al estado estable antes de que pueda ser reactivado.
3. La duración del pulso de salida del MV monoestable siempre es la misma, independientemente de la duración de los pulsos de entrada. Como se indicó antes, t_p depende solo de R_T y C_T y de la circuitería interna del MV monoestable. Un MV monoestable común puede tener un t_p dado por $t_p = 0.7 R_T C_T$.

A.3.4 El MV Monoestable No Reactivable CI 74LS221

Se trata de un CI con encapsulado de 16 pines, conteniendo a Dos MV monoestables No Reactivables. La figura A.5 muestra el símbolo de uno de estos MV contenidos en el CI 74LS221. Nótese que contiene compuertas lógicas para permitir que las entradas A_1 , A_2 y B disparen el MV monoestable de varias formas. La entrada B es de tipo Schmitt para permitir tiempos de transición lentos y aun así garantizar un disparo confiable del MV. Las terminales marcadas R_{INT} , R_{EXT}/C_{EXT} y C_{EXT} se emplean para conectar un resistor y capacitor externos que sirven para lograr la duración deseada del pulso.

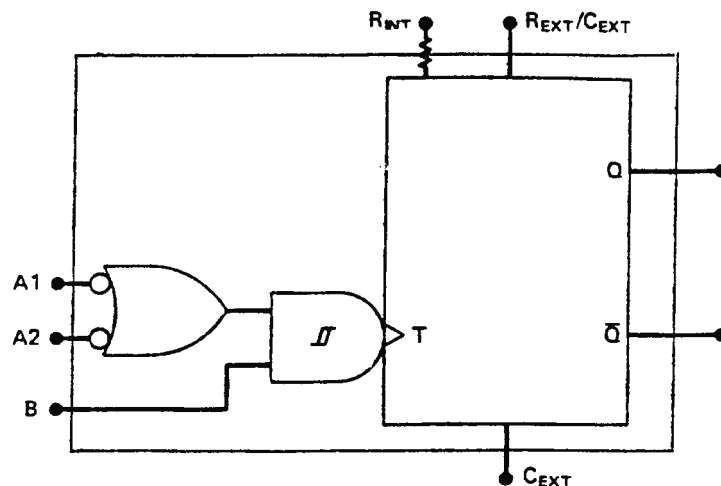


FIGURA A.5. MV Monoestable No Reactivable.

Las características técnicas de fabricación, así como tablas y otros parámetros del CI 74LS221 son presentadas en las hojas del ANEXO B.5.

A.4 EL TEMPORIZADOR CI 555

A.4.1 Operación General

Las aplicaciones como osciladores, generadores de pulso, generadores de rampa u onda cuadrada; multivibradores de un disparo, alarmas contra robo y monitores de voltaje, requieren un circuito capaz de producir intervalos de tiempo medido. El circuito integrado temporizador más popular es el 555, introducido primero por Signetics Corporation. Similar a los amplificadores operacionales de propósito general, el 555 es confiable, fácil de usar en gran variedad de aplicaciones y de bajo costo. El 555 también puede operar con voltajes de alimentación de +5V a +18V, por tanto es compatible tanto con los circuitos TTL (lógica de transistor-transistor) como con amplificadores operacionales. El temporizador 555 puede considerarse como un conjunto funcional que tiene dos comparadores, dos transistores, tres resistencias iguales, un flip-flop y la etapa de salida, según se muestra en la figura A.6. [10]

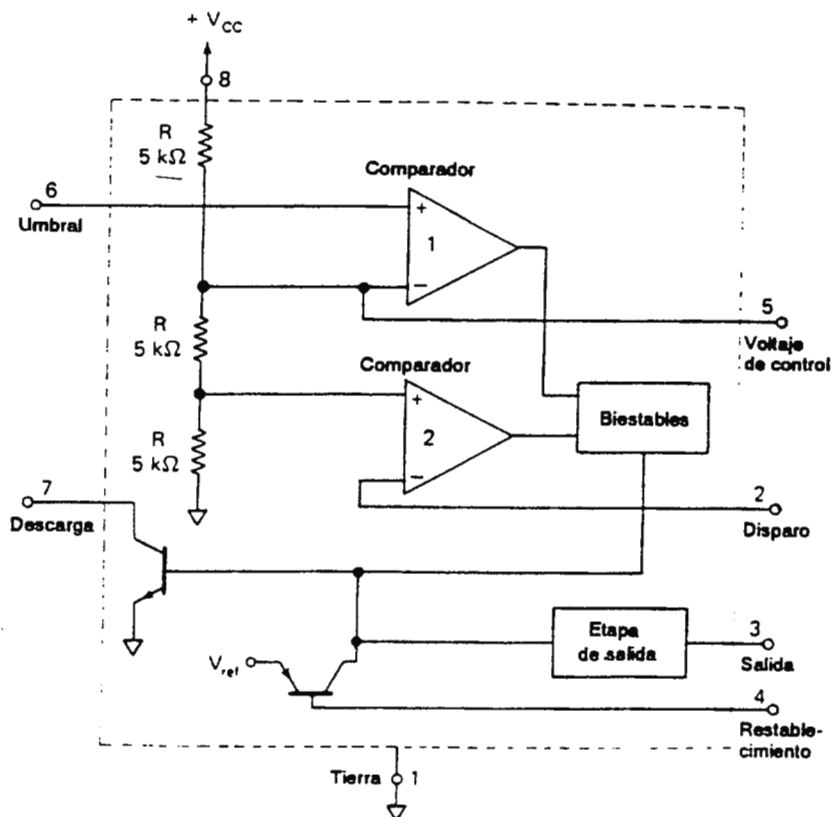


FIGURA A.6. Circuito equivalente del temporizador 555.

A.4.2 Modos de Operación del CI 555.

El temporizador CI 555 tiene dos modos de operación, ya sea como un multivibrador

Astable (de oscilación libre) ó como un multivibrador Monoestable (un disparo). Estos modos se muestran en la figura A.7(a) y (b). Para el caso, la operación en oscilación libre del CI 555 es de mayor relevancia en la realización del presente proyecto.

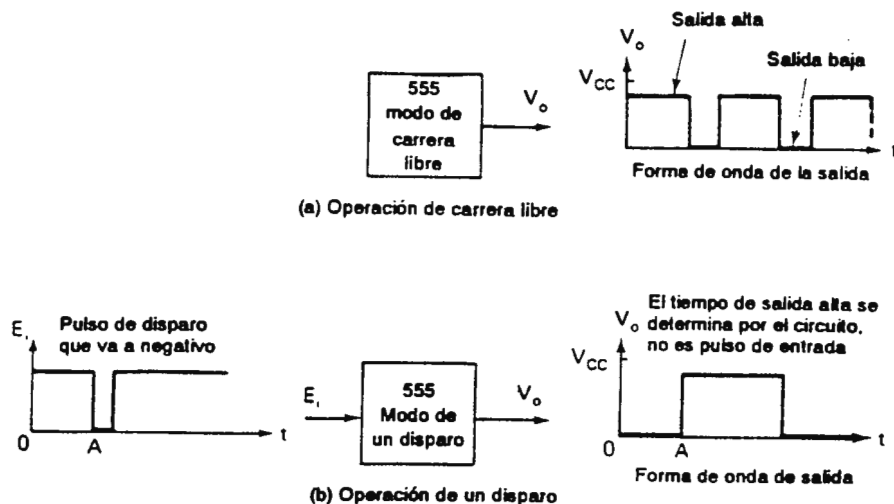


FIGURA A.7. Modos de Operación del CI 555. (a) Astable;(b) Monostable.

A.4.2.1 El Temporizador CI 555 en Modo Astable.

El voltaje de salida cambia de un estado alto a un bajo y reinicia el ciclo. El tiempo de salida en alto o bajo, lo determina el circuito resistencia-capacitor conectado en forma externa al CI 555. El valor del voltaje alto de salida es ligeramente menor que V_{cc} . El valor del voltaje de salida en el estado bajo es aproximadamente de $0.1V$.

Las conexiones realizadas en el CI 555 para este modo de operación se muestran en la figura A.8(a). Con relación a las formas de onda de la figura A.8(b) para seguir la operación del circuito se tiene que; en el tiempo 'A' las terminales 2 y 6 van exactamente abajo de $V_{LT} = 1/3V_{cc}$ y la terminal de salida 3 a alto (estado A). La terminal 7 también queda abierta, de modo que el capacitor C se carga a través de $R_A + R_B$. Durante el tiempo alto de salida A-B, el 555 está en el estado de memoria C, recordando el estado anterior A. Cuando V_c pasa justo arriba de $V_{UT} = 2/3V_{cc}$ en el tiempo B, el 555 entra al estado D y envía una señal baja. La terminal 7 también pasa a baja y el capacitor C se descarga a través de la resistencia R_B . Durante el tiempo de salida baja B-C, el 555 está en estado de memoria C, recordando el estado previo D. Cuando V_c cae precisamente abajo de V_{LT} se repite la secuencia.

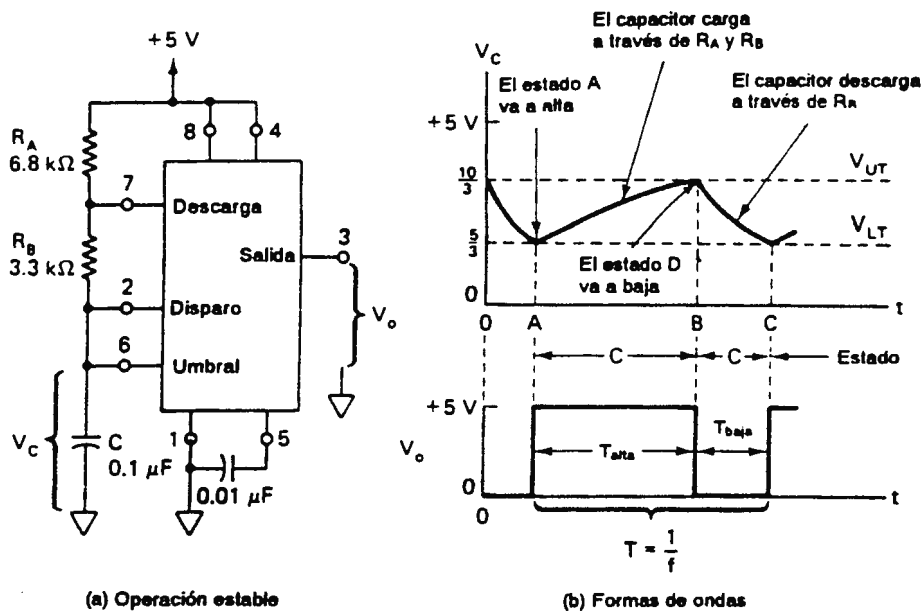


FIGURA A.8. Conexiones para el modo estable (a), formas de onda en el mismo (b).

A.4.3 Frecuencia de Oscilación

La salida permanece alta durante el intervalo de tiempo en que C se carga desde $1/3V_{CC}$ a $2/3V_{CC}$ como se muestra en la figura A.8(b). Este intervalo está dado por

$$t_{ALTA} = 0.695 (R_A + R_B) C$$

La salida está baja durante el intervalo en que C se descarga de $2/3V_{CC}$ a $1/3V_{CC}$ y está dado por

$$t_{BAJA} = 0.695 R_B C$$

Así el período total de Oscilación T es

$$T = t_{ALTA} + t_{BAJA} = 0.695 (R_A + 2R_B) C$$

La frecuencia de oscilación "f" es

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1.446}{(R_A + 2R_B) C}$$

De la ecuación de "f" es claro que para diferentes valores de $(R_A + 2R_B)$ y C existen valores de frecuencia diferentes, con lo que se confirma la relación existente entre las cuatro variables [10]

A.4.4 Ciclo de Trabajo.

La razón de tiempo cuando la salida está baja, t_{BAJA} , el período total T se denomina "ciclo de trabajo D ". En forma de ecuación :

$$D = \frac{t_{baja}}{T} = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

Una descripción detallada del CI 555, construcción, curvas, así como otros datos de fabricación técnica se presentan en el ANEXO B.6.

A.5 EL CONVERTIDOR DE DIGITAL A ANALÓGICO. EL DAC

A.5.1 Generalidades

Los procesos del mundo real producen señales analógicas que varían constantemente. La velocidad puede ser muy lenta, como la variación de la temperatura ambiente o muy rápida, como sucede en un sistema de audio. Los procesos analógicos se describen mejor por medio de números decimales y letra del alfabeto. En cambio, en los microprocesadores y las computadoras utilizan patrones binarios para representar números, letras o símbolos.

Cuando se recurre a la tecnología analógica no es fácil almacenar, manipular, comparar, calcular o recuperar información con exactitud. En cambio, las computadoras pueden efectuar estas tareas rápidamente y hacerlo con precisión en una cantidad casi ilimitada de datos, empleando técnicas digitales. Así, nació la necesidad de los *convertidores* para interrelacionar el mundo analógico con el digital. Los convertidores analógico a digital (ADC) permiten que el mundo analógico se comuniquen con las computadoras, y estas a su vez se comunican con el hombre y con los procesos físicos a través de convertidores digital a analógico (DAC).

A.5.2 Características de un Convertidor Digital a Analógico

Plantearemos tres preguntas cuyas respuestas describen las características más importantes de un DAC. Primero, ¿Cuántos valores de salida puede proporcionar el convertidor digital a analógico? Segundo, ¿Cuánto cambiará el voltaje de salida analógica en respuesta a un cambio en el bit menos significativo de la palabra digital de entrada? Tercero, ¿Cuál es la ecuación de salida-entrada del DAC que permite predecir el voltaje de salida si se conoce la palabra de entrada digital?

A.5.2.1 Resolución. El símbolo del circuito como las características de salida-entrada de un convertidor digital a analógico de bits se muestra en la figura A.9.a. Cada entrada digital requiere una señal eléctrica que represente un 1 lógico ó bien un 0 lógico. 'D₀' es el bit menos

significativo, LSB. 'D₃' es el bit más significativo, MSB. En la figura A.9.b, el voltaje de salida analógica V_o se gráfica contra 16 posibles palabras de entrada digital. También V_o se muestra en función del bit menos significativo. La resolución se define en dos formas:

1. La resolución es el número de valores distintos de salida analógica que pueden ser suministrados por un convertidor digital analógico. En el caso de un convertidor de 'n' bits, se tiene

$$\text{Resolución} = 2^n$$

2. La resolución se define también como la razón del cambio en el voltaje de salida producido por un cambio del bit menos significativo en la entrada digital.

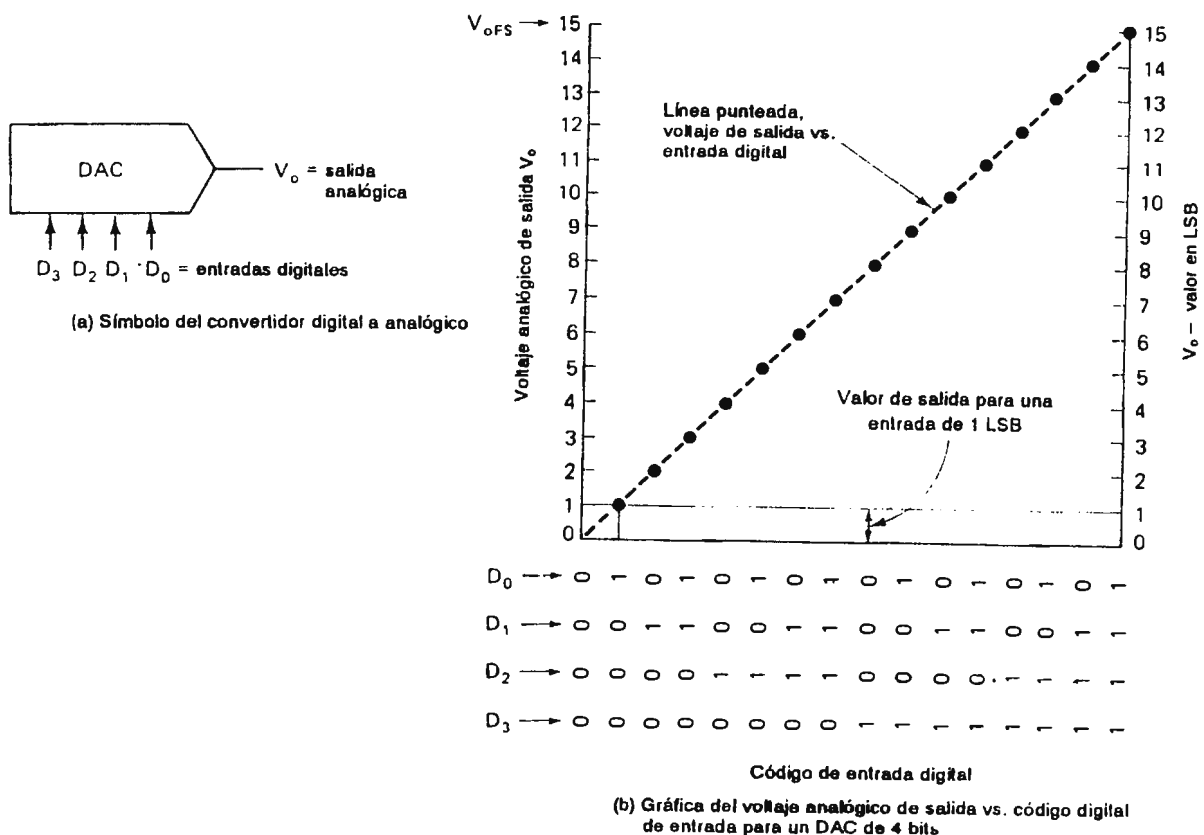


FIGURA A.9. Símbolo (a) y características entrada-salida del DAC (b).

Para calcular la resolución con esta definición, se necesitan dos datos contenidos en las hojas técnicas: El voltaje de salida a escala completa V_{oFS} y el número de entradas, n . V_{oFS} se define como el voltaje resultante cuando todas las entradas digitales son unos. Por lo tanto la resolución puede calcularse mediante :

$$Resolución = \frac{V_{oFS}}{2^n - 1}$$

A.5.2.2 Ecuación de entrada-salida. En el caso de un DAC, la función de transferencia o la Ecuación de entrada-salida contesta a la pregunta: ¿Cuál es el cambio en el voltaje de salida analógica producido por una palabra digital de entrada?. Esta Ecuación se obtiene al multiplicar la resolución por el cambio en la entrada digital dada en bits menos significativos. En forma de Ecuación, esto se expresa así:

$$V_o = Resolución \cdot D$$

donde V_o es el voltaje analógico de salida, la resolución está dada por la ecuación ya vista y D es el 'valor decimal' de la entrada digital.

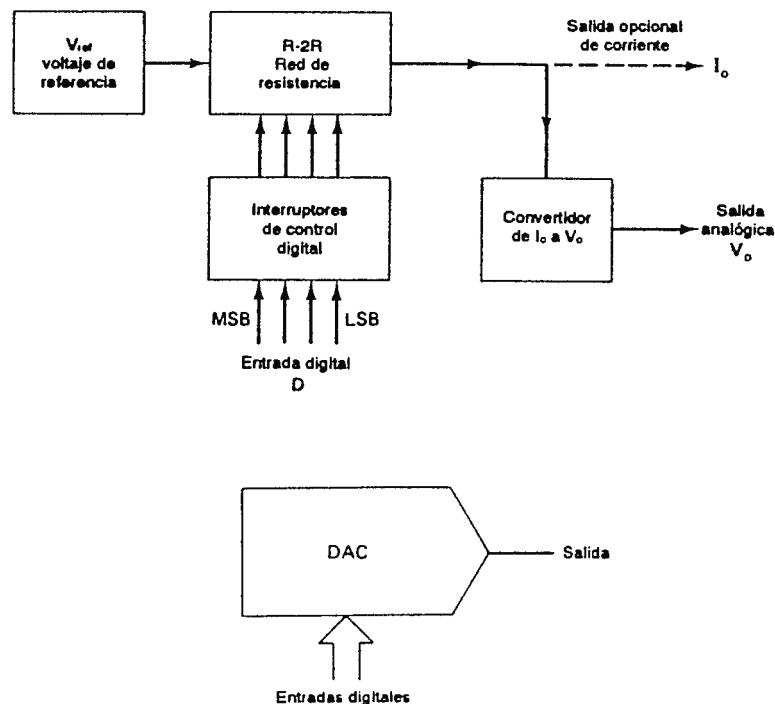


FIGURA A.10. Diagrama a bloques de un DAC básico.

A.5.2.3 Proceso de Conversión Digital a Analógico. En la figura A.10 se presenta un diagrama a bloques para un DAC básico. El voltaje de referencia V_{ref} , está conectado a una red de resistencias. Un código digital de entrada, a través de los circuitos de control, acciona los interruptores (uno por cada bit) conectados a la red de resistencias. La salida de esta red se da en forma de corriente. Esta última debe convertirse a voltaje. Tanto las salidas de corriente como de voltaje son representaciones analógicas del código digital de entrada.

A.5.3 El DAC 0806 (ECG 2056)

El DAC 0806 es un CI Convertidor de Digital a Análogo con 8 bits de entrada, un bajo costo y alta rapidéz, encapsulado en un empaque doble de 16 terminales. La información técnica de fabricación sobre este DAC, así como datos importantes y curvas características se presentan en el ANEXO B.7. [19]

A.6 CONTADORES

Un contador de módulo N simple es un circuito secuencial que cambia de estado con cada pulso sucesivo en su entrada única, generando una secuencia prescrita de N estados diferentes dentro del circuito y que repite esta secuencia para cada conjunto de N pulsos de entrada. Los N estados de la memoria son implementados por M multivibradores biestables que se sincronizan en respuesta a los pulsos de entrada del contador.

Todas las entradas de control de los multivibradores están conectadas internamente y son funciones lógicas adecuadas de las salidas de los multivibradores. Las salidas del contador son también funciones de los estados de los multivibradores.

La mayoría de los contadores tienen, además de la línea de entrada del pulso, una o más entradas que controlan la operación del contador de alguna manera. Muchos de los contadores tienen así mismo un número suficiente líneas de salida para identificar todos los N estados de la secuencia. Se dispone de contadores de diversas formas en pastillas de circuitos integrados a mediana escala (MSI) en las tres tecnologías MSI más difundidas, a saber lógica transistor-transistor (TTL), lógica acoplada al emisor (ECL) y lógica de semiconductores de metal óxido complementarios (CMOS).

A.6.1 Definiciones asociadas con las Salidas

Los contadores con líneas de salida suficientes para codificar los N estados generan una secuencia de salidas de módulo N. El método estándar de caracterización de una secuencia de salida es el ordenamiento de líneas de salida para representar bits de un número binario, del bit menos significativo (LSB) al bit más significativo (MSB). La secuencia de salida puede

identificarse entonces con una secuencia de números binarios que define el "código de salida" de ese contador.

Los dos códigos de salida más usados conducen a las siguientes definiciones:

Contador binario de M etapas (o M bits). Contador de módulo $N(N=2^M)$, cuyas salidas generan la secuencia de números binarios naturales.

Contador de decenas en decimal codificado en binario (BCD, de *binary coded decimal*)
Contador de módulo 10 y 4 etapas, cuyas cuatro salidas generan el equivalente binario de la secuencia de números decimales del 0 al 9.

Cada uno de los contadores anteriores cuenta en la secuencia binaria natural. El contador de decenas es en realidad un contador binario especial de módulo 10. En asociación con cada uno se tienen las siguientes definiciones simples:

Contador ascendente. Contador que produce la secuencia binaria natural de números en orden creciente.

Contador descendente. Contador que recorre los números binarios naturales en orden decreciente.

A.6.2 Definiciones asociadas con la Entrada

Contador asíncrono. Contador cuya entrada de reloj se aplica solamente al multivibrador de almacenamiento menos significativo, donde la salida del multivibrador del LSB activa la entrada de reloj al siguiente multivibrador que está después del LSB, y así sucesivamente.

Contador síncrono. Contador cuya entrada de reloj se aplica a todas las entradas de reloj del multivibrador de la memoria de estado, tal y como se muestra en la figura A.11, de manera que todos los multivibradores destinados a cambiar de estado en un pulso de entrada determinado lo hagan en forma simultánea.

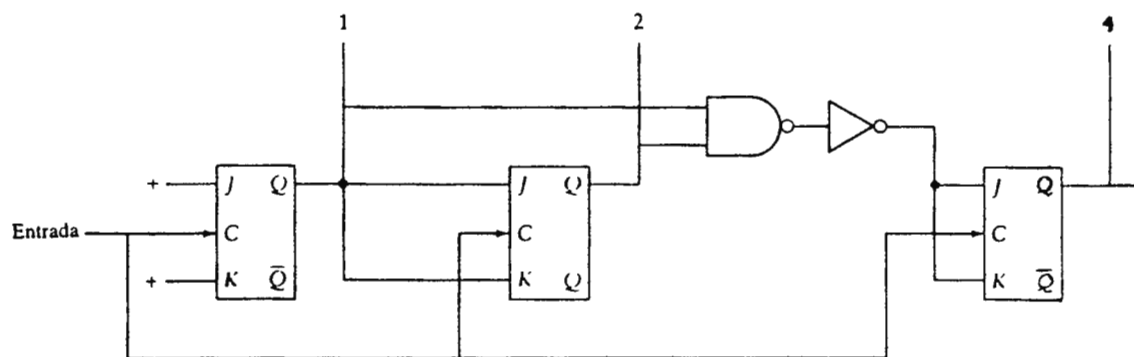


FIGURA A.11. Contador síncrono.

A.6.3 Contador Binario Sincrónico Ascendente/Descendente 74LS193

El CI 74193 es un contador binario ascendente/descendente. Se usan relojes aparte para el conteo ascendente y descendente para programar el conteo ascendente ó el conteo descendente, el 74LS193, posee dos entradas de reloj (UP/DOWN) que son los pines 5 y 4 respectivamente. Es claro, como se puede observar, que si la entrada de reloj es aplicada al pin UP, el conteo será ascendente mientras que si es aplicado al pin DOWN, el conteo será descendente. El conteo se dá cuando ocurre una transición positiva.

En la configuración de cascada, los contadores fueron diseñados para ser configurados de tal forma que no necesitan de circuiteria externa. Estos poseen dos salidas (BORROW/CARRY) las cuales son capaces de generar la función de cascada para un conteo descendente o ascendente respectivamente. Esto es, la salida BORROW produce un pulso de igual duración, que cada uno de aquellos que es aplicado en la entrada de reloj DOWN, luego de haber llegado a la cuenta menor. Similarmente, la salida CARRY luego de haber llegado a la cuenta máxima en función ascendente.

El diagrama interno esquemático del CI 74LS193, configuración de pines, así como datos de fabricación técnica se presentan en las hojas del ANEXO B.8. [8],[14],[16]

A.7 TRANSISTORES

A.7.1 El Transistor como Interruptor

La forma más fácil de utilizar un transistor es como un *interruptor*, significa que debe operarse en el punto de saturación ó de corte y no en alguna otra parte de la trayectoria de la línea de carga. Cuando un transistor se satura, actúa como un interruptor cerrado entre el colector y el emisor. Cuando un transistor está en corte, actúa como un interruptor abierto.

A.7.1.1 Corriente de Base

La figura A.12 muestra el circuito que hemos analizado hasta ahora; la figura A.12(b) es la forma en que normalmente se dibujará el circuito. Sumando los voltajes alrededor de la malla de entrada, se obtiene

$$I_B R_B + V_{BE} - V_{BB} = 0$$

Despejando I_B se obtiene

$$I_B = V_{BB} - V_{BE} / R_B$$

Esta es la ley de Ohm para el resistor de base; por ejemplo, suponiendo que $V_{BB} = 5V$ y $R_B = 1M\Omega$, entonces

$$I_B = 5V - 0.7V / 1M\Omega = 4.3 \mu Amp.$$

Si la corriente de base es mayor o igual a $I_{B(sat)}$, el punto de operación Q está en la parte superior

de la línea de carga (Figura A.12(c)). En este caso, el transistor actúa como un interruptor cerrado. Por otra parte, si la corriente de base es cero, el transistor opera en la parte inferior de la línea de carga y actúa como un interruptor abierto. [12]

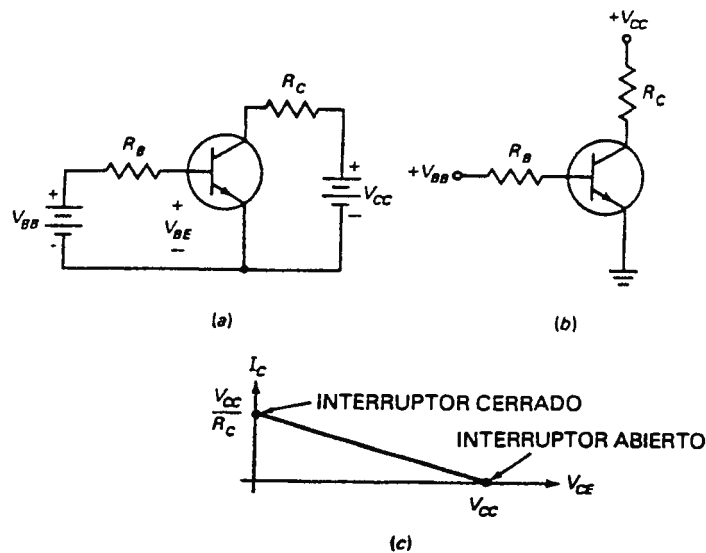


FIGURA A.12. El transistor operando como interruptor.

A.8 CONVERTIDOR DE ANALOGO A DIGITAL: EL ADC

Los *convertidores Análogo Digital (A/D)* convierten un nivel de tensión analógico en una palabra digital correspondiente.

A.8.1 Tipos de Convertidores A/D

Existen muchos métodos de producir un convertidor A/D. Una forma de producir dicho convertidor es incrementar un contador, que alimenta a un convertidor Digital a Análogo (D/A), y parar el contador cuando la salida del D/A exceda la tensión analógica en cuestión. La salida del convertidor D/A es una función *escala*. Se puede pensar como una serie de funciones rampa discretas. El número de pasos antes de que la rampa cruce el valor analógico es proporcional a ese valor. La palabra de salida digital es la salida del contador. Un contador de 8 bits comienza desde cero para cada medida.

Un segundo método es generar una palabra digital a partir de una tensión analógica lo cual es utilizar *aproximaciones sucesivas*. Si se asignan números binarios a diferentes niveles de tensión iniciando con el más bajo (todos cero) y contando hacia el mayor (todos uno), se pueden utilizar las propiedades básicas de las secuencias binarias para simplificar la conversión.

El bit más significativo en el número binario indica si la tensión se encuentra en la mitad superior o inferior del intervalo. El siguiente bit subdivide este intervalo a la mitad, y así sucesivamente. Esto equivale a la observación de que en un contador binario, cada bit oscila a la mitad de la frecuencia del bit anterior. La conversión se lleva a cabo mediante una serie de comparaciones con los puntos de división regional.

Un tercer método es el de doble pendiente (o doble rampa), el cual por ser el utilizado en este proyecto se detallará a continuación.

A.8.1.1 Convertidor A/D Integrador (Doble Pendiente)

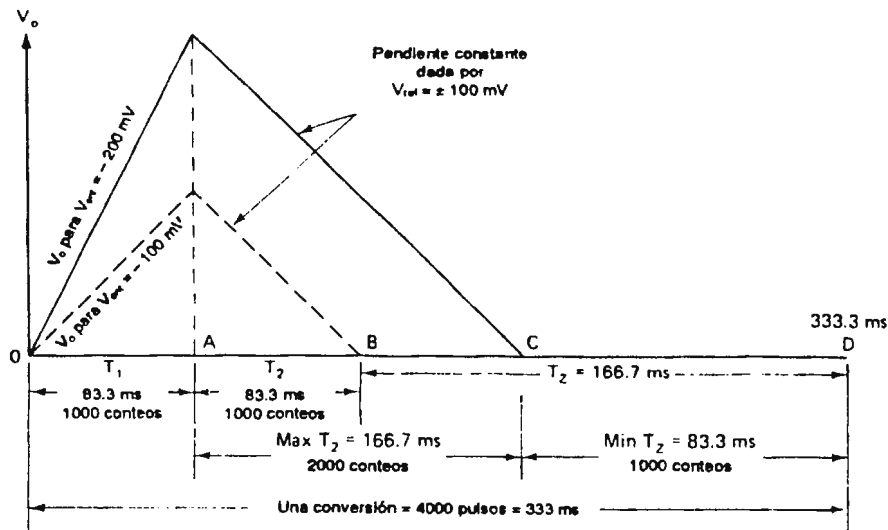
El diagrama de bloques de un convertidor integrador de doble rampa, como el contenido en el CI Intersil 7107 (del cual se hablará más adelante), se muestra en la figura A.13.

El contador divisor entre 4 controla la lógica a una velocidad de 12KHz. Esta frecuencia la establece el usuario mediante una resistencia y un capacitor externo, R_T y C_T . Debe ser un múltiplo de la frecuencia de la línea local (50 o 60 Hz) para que el ADC sea inmune al ruido de la línea. La unidad de control lógico activa una compleja red de circuitos lógicos e interruptores analógicos para convertir el voltaje analógico de entrada a salida digital. Esta conversión se realiza en tres fases y requiere cerca de un tercio de segundo. A las fases de operación se les da el nombre de *fase integradora de señal* T_1 , *fase integradora de referencia* T_2 y *fase de puesta a cero* T_3 . Estas fases se explican a continuación.

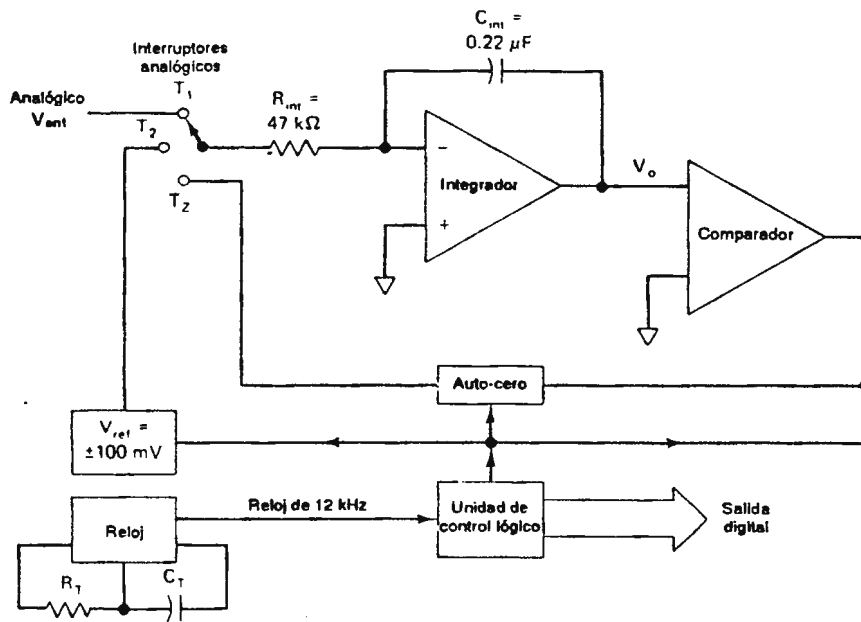
A.8.1.1.1 Fase Integradora de Señal T_1

La unidad de control lógico del diagrama a bloques (figura A.13) conecta V_{ent} a un integrador para iniciar la fase T_1 . La salida V_o del integrador o generador de rampa aumenta o disminuye según la polaridad de V_{ent} y la velocidad establecida por V_{ent} , R_{ent} y C_{ent} . Si V_{ent} es negativo, V_o aumenta como se aprecia en la figura A.13.a. La unidad lógica fija T_1 para 1000 pulsos de reloj. T_1 dura 83.33 mS porque el reloj de 12KHz tiene un período de 83.3 μ S.

Si $V_{ent} = -100\text{mV}$, V_o aumentará de 0V a 833mV. El valor máximo permitido de V_{ent} a plena escala es $\pm 200\text{mV}$. Cuando $V_{ent} = -200\text{mV}$, V_o aumentará a un máximo de 166mV. Por supuesto, V_o es directamente proporcional a V_{ent} . Al final de 1000 pulsos la unidad lógica desconecta V_{ent} y conecta V_{ref} al integrador. Esta acción termina T_1 y comienza T_2 .



(a) Temporizado para las fases T_1 , T_2 y T_z



(b) Diagrama de bloques simplificado

FIGURA A.13. ADC Integrador de Doble Pendiente (a) y diagrama a bloques simplificado (b).

A.8.1.1.2 Fase Integradora de Referencia T_2

Durante la Fase T_1 la unidad lógica determina la polaridad de V_{ent} y carga al capacitor de referencia, C_{ref} (que no se muestra) a un voltaje de referencia $V_{ref} = 100\text{mV}$. Al iniciarse la fase T_2 , la unidad lógica conecta C_{ref} al integrador, de manera que V_{ref} tiene la polaridad opuesta a V_{ent} . En consecuencia, V_{ref} llevará el integrador otra vez a cero. Dado que V_{ref} es constante,

la salida del integrador V_o disminuirá a velocidad *constante*, como se indica en la figura A.13.a.

Cuando V_o llega a cero, un comparador le indica a la unidad lógica que termine la fase T_2 e inicie la fase de puesta a cero. Así, T_2 es proporcional a V_o y, por lo mismo, a V_{ent} . La relación exacta es

$$T_2 = T_1 * V_{ent} / V_{ref}$$

Puesto que $T_1 = 83.33 \text{ mS}$ y $V_{ref} = 100\text{mV}$, $T_2 = (0.833 \text{ mS/mV})V_{ent}$

A.8.1.1.3 La Conversión

La conversión propiamente dicha del voltaje analógico V_{ent} en el conteo digital se produce durante T_2 como sigue. La unidad de control conecta el reloj a un contador interno binario codificado en decimal, al iniciarse la fase T_2 . El reloj se desconecta del contador al terminar T_2 y el valor alcanzado se convierte en la salida digital. Salida que establecen T_2 y la frecuencia de reloj:

$$\text{Salida digital} = (\text{Pulsos/seg})T_2$$

pero T_2 se establece mediante V_{ent} a partir de la ecuación

$T_2 = T_1 * V_{ent} / V_{ref}$ y, por consiguiente,

$$\text{Salida digital} = (\text{pulsos/seg})(T_1)(V_{ent}/V_{ref})$$

Puesto que la frecuencia de reloj es 12KHz en el caso del convertidor digital 7107, $T_1 = 83.33 \text{ mS}$ y $V_{ref} = 100\text{mV}$, la ecuación de salida-entrada es

$$\text{Salida digital} = (12,000 \text{ pulsos/seg})(83.33\text{mS}/100\text{mV})V_{ent}$$

o bien

$$\text{Salida Digital} = (10 \text{ pulsos/mV})V_{ent}$$

La salida del contador está conectada a un exhibidor apropiado de 3 dígitos.

A.8.1.1.4 Fase de Auto-Cero T_3

El diagrama de bloques de la figura A.13.b contiene una sección rotulada *puesta a cero*. Durante la tercera y última fase de conversión, T_3 (T_2), la unidad lógica activa varios interruptores analógicos y conecta un capacitor de puesta a cero C_{AZ} (que no aparece en la figura).

El capacitor de auto-cero se conecta a través del capacitor integrador C_{ent} y de cualquier desviación de voltaje de entrada de los amplificadores operacionales integradores y comparadores. C_{AZ} se carga a un voltaje aproximadamente igual al voltaje de error promedio debido a C_{ent} y a la desviación de voltajes. Durante las siguientes fases T_1 y T_2 , el voltaje de error almacenado en C_{AZ} se conecta para cancelar cualquier voltaje de error en C_{ref} . Por lo tanto,

el convertidor analógico a digital automáticamente se pone a Cero.

A.8.2 El Circuito Integrado Intersil 7107

A.8.2.1 Descripción General

El CI7107 es un circuito integrado de mucha utilidad gracias entre otras cosas al número de etapas, baja alimentación, 3 1/2 dígitos de salida y Convertidor Análogo a Digital (ADC) Integrador que incluye en su interior. Se trata de un CI de 40 pines fabricado por INTERSIL (Ver ANEXO B.9 y Diagrama Funcional del Termómetro Electrónico). Este integrado es capaz de transformar una entrada analógica en una salida cuya magnitud es representada por medio de displays. Todos los elementos necesarios para activar este proceso están contenidos en un simple integrado CMOS, incluyendo decodificador de siete segmentos, manejador de Displays, una referencia y pulsos de reloj. Un CI similar, el IC7106 está diseñado para interfase con un display de cristal líquido, mientras que el IC7107 fue directamente diseñado para manejar un display formado por diodos emisor de luz (leds).

El CI7107 brinda una impresionante combinación de alta precisión, versatilidad y economía. La alta precisión de auto-cero para menos de 10 μ Volts, cero deriva de menos de 1 μ Voltio / °C, entrada de corriente de 10 pico Amperios máximo, error de corrimiento de menos de una cuenta. La versatilidad de la entrada diferencial exacta y referencia es usada en todos los sistemas, pero proporciona el diseñador una ventaja cuando las medidas se cargan en las celdas, calibración forzada y otros tipos de transductores de puente. Y finalmente, la economía y simple operación de la fuente de poder, contribuyendo a un alto funcionamiento de la estructura del panel medidor con la única adición de 7 elementos pasivos y los dígitos de display.

El montaje físico, la explicación por pines del CI, la selección de componentes externos, así como otros parámetros técnicos dados por el fabricante se presentan en las Hojas del ANEXO B.9.

A.9 ACOPLADORES ÓPTICOS

Los elementos optoelectrónicos han irrumpido en muchos campos de la electrónica moderna y en casi todos los ámbitos de nuestra vida. Han participado en gran medida en el proceso de conversión de la mecánica en electrónica y, por su función como transformadores de señales ó energías luminosas en señales ó energía eléctrica, ha hecho posible encontrar una solución moderna ha muchos problemas electrónicos.

Los elementos de acoplamiento optoelectrónico sirven para la separación galvanica entre

circuitos cuya diferencia de potencial es grande y también para evitar bucles de tierra perturbadores. Su amplio margen de frecuencias, puesto que en principio se pueden utilizar desde corriente continua hasta frecuencias francamente altas, y su pequeño tamaño les permiten sustituir en muchas aplicaciones a las bobinas y los transformadores de repetición.

A.9.1 Construcción Mecánica

Los acopladores ópticos son construidos en cápsulas de plástico del tipo DIP-6 (figura A.14), con la que se pueden conseguir factores de acoplamiento grandes.

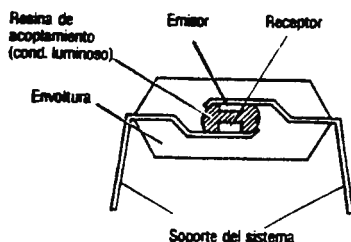


FIGURA A.14. Construcción en cápsula de plástico del tipo DIP-6.

A.9.2 Funcionamiento

La transmisión de información se realiza por caminos ópticos. En el acoplador óptico, la señal eléctrica de un emisor se transforma en otra óptica, se transporta por el camino óptico y se reconvierte en eléctrica por un receptor. En este caso en particular, como emisor sirve un diodo luminiscente de arseniuro de galio, y como receptor un fototriac.

A.9.3 Propiedades de Aislamiento

Los acopladores ópticos sirven con preferencia para la separación galvanica de dos circuitos que en la mayoría de los casos se encuentran a distinto potencial. Las diferencias de potencial que se pueden separar con seguridad en el sentido de las prescripciones VDE no solo dependen de las características de los elementos de acoplamiento, sino también del tipo de circuito y de las condiciones ambientales en el momento de su empleo.

A.9.4 Resistencia de Aislamiento

Se trata de la resistencia en corriente continua entre la entrada y la salida del acoplador

óptico. Ascende a $10^{11}\Omega$ como mínimo y por consiguiente es mayor que la que puede lograrse en la mayoría de las aplicaciones (un montaje en una placa de circuito impreso por ejemplo).

A.9.5 Tensión de Aislamiento

La tensión de aislamiento es la tensión máxima admisible que puede existir en un instante entre la entrada y la salida del acoplador óptico (por ejemplo los picos de tensión inductiva).

La tensión nominal de aislamiento indica las tensiones máximas con las que puede cargarse un componente en régimen permanente. La tensión de aislamiento está condicionada por los recorridos de las corrientes superficiales y por los tramos de aire, además de la forma constructiva.

El dispositivo optoaislador utilizado en el presente proyecto es el ECG3065, del cual se presentan las características técnicas de fabricación y operación en las hojas del ANEXO B.10. [13]

A.10 EL TRIAC

A.10.1 Teoría y Operación

Un Triac es un dispositivo de tres terminales utilizado para controlar el valor promedio de la corriente que fluye a una carga. Un Triac es diferente de un SCR en que puede conducir corriente en cualquier dirección cuando es llevado a conducción. El símbolo esquemático de un Triac se muestra en la figura A.15, junto con los nombres y abreviaturas de sus terminales.

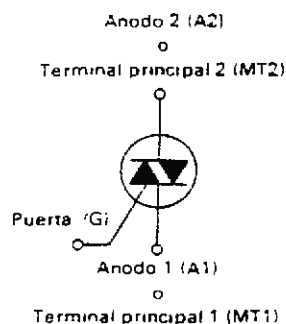


FIGURA A.15. Símbolo esquemático de un TRIAC.

Cuando el Triac es bloqueado, no puede fluir corriente entre sus terminales principales independiente de la polaridad de la fuente externa aplicada. Por tanto, el Triac actúa como un interruptor abierto.

Cuando el Triac es llevado a conducción, presenta una resistencia muy baja al paso de la corriente en el camino de un terminal principal al otro, donde el sentido del flujo depende de la polaridad de la fuente externa aplicada. Cuando el voltaje es más positivo en MT2, la corriente fluye de MT2 a MT1. Cuando el voltaje es más positivo en MT1, la corriente fluye de MT1 a MT2. En cualquier caso el Triac actúa como un interruptor cerrado. El valor promedio de la corriente que se entrega a una carga puede afectarse variando la cantidad de tiempo por ciclo que el Triac permanece en estado de conducción. Si permanece en el estado de conducción durante una pequeña porción del tiempo de ciclo, el promedio de la corriente que fluye durante muchos ciclos será bajo. Si permanece en el estado de conducción durante una gran porción del tiempo de ciclo, entonces el promedio de la corriente será alto. Cabe recordar que la potencia disipada por el efecto Joule en cualquier resistencia es directamente proporcional al valor de la corriente que por ella recorre.

Un Triac no está limitado a 180° de conducción por ciclo. Con el adecuado arreglo de disparo, puede conducir por la totalidad de los 360° por ciclo. Entonces esto proporciona control de potencia de onda completa.

A.10.2 Formas de Onda de los TRIACS

En las formas de onda de los Triacs se observa muy claramente, pueden hacerse conducir en el semiciclo negativo. La figura A.16 muestra la forma de onda de voltaje en la carga y voltaje en el Triac (entre los terminales principales) para dos condiciones diferentes.

La forma de onda de la figura A.16.a muestra el Triac en corte durante los primeros 30° de cada semiciclo; durante estos 30° el Triac está actuando como un interruptor abierto. Durante este tiempo la totalidad del voltaje de línea cae a través de los terminales principales del Triac, y no se aplica voltaje a la carga. Entonces no hay flujo de corriente por el Triac ó por la carga. La porción del semiciclo durante el cual existe esta situación se denomina ángulo de disparo.

Continuando con la figura, después de transcurridos los 30° el Triac conduce, es decir, actúa como interruptor cerrado. En este instante, el Triac comienza a conducir a través de sus terminales principales y a través de la carga y continúa la conducción de corriente por el resto del semiciclo. La porción del semiciclo durante la cual el Triac está en conducción se denomina ángulo de conducción. El ángulo de conducción en la figura A.16.a es de 150° . Las formas de onda muestran que durante el ángulo de conducción la totalidad del voltaje de línea se aplica a la carga, y cero voltios aparecen a través de los terminales principales del Triac.

La figura A.16.b muestra la misma forma de onda con un ángulo de disparo más grande. Dado que la corriente fluye durante una pequeña porción de la totalidad del ciclo, en este caso,

el promedio de corriente es menor que en el caso anterior. Por tanto, se transfiere menos potencia a la carga.

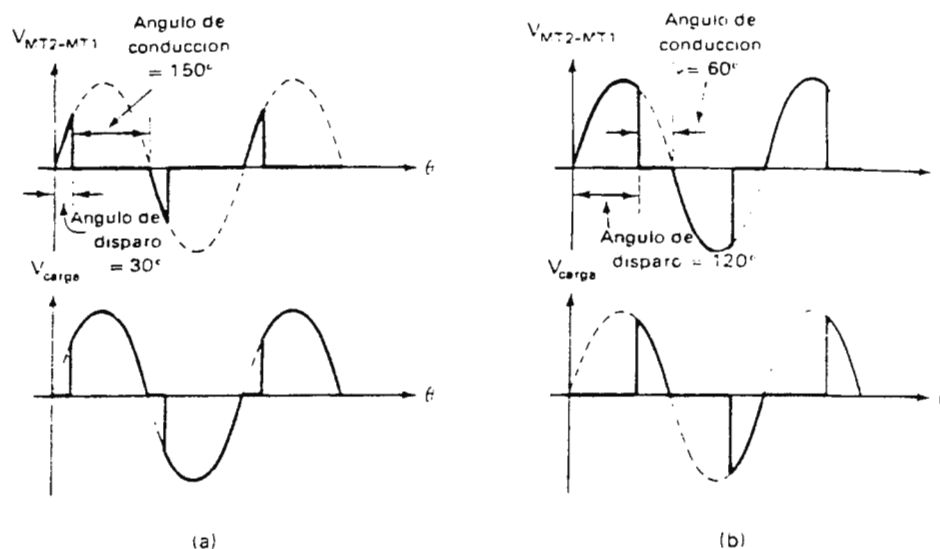


FIGURA A.16. Formas de onda de voltajes entre los terminales principales del triac y del voltaje en la carga para dos condiciones diferentes.

Los Triacs presenta un notorio rango de variación en sus características eléctricas. Este problema es especialmente evidente con los Triacs porque usualmente sucede que los requerimientos de disparo son diferentes para las dos polaridades de la fuente de voltaje. Algunas veces tal inconsistencia en la operación de disparo no puede tolerarse, por lo que se hace necesario utilizar métodos para evitar desigualdades en los ángulos de disparo.

A.10.3 Características Eléctricas de los TRIACS

Cuando un Triac está polarizado con un voltaje externo más positivo en MT2 (llamada directa o polarización de terminal principal positivo), generalmente se dispara por una corriente que fluye de la puerta a MT1. Las polaridades de los voltajes y las direcciones de las corrientes en este caso se muestran en la fig. 17.a.

Cuando está polarizado como se muestra en la figura A.17.a, el terminal G es positivo con respecto a MT1, lo cual hace que la corriente de disparo fluya hacia el dispositivo por el terminal MT1. El voltaje de puerta necesario para disparar el Triac está simbolizado por V_{GT} ; la corriente de puerta necesaria para el disparo está simbolizada por I_{GT} . Como es usual estas características varían considerablemente con cambios en la temperatura. Las variaciones típicas de las características con la temperatura se encuentran graficadas en la hoja de datos que proporciona el fabricante.

Cuando el Triac está polarizado más positivo en MT1 (denominado inverso o polarización de terminal principal negativo), como se muestra en la figura A.17.b, el disparo generalmente se ejecuta enviando corriente de puerta al Triac por el terminal MT1 y hacia afuera del Triac por el terminal G. El voltaje de puerta será negativo con respecto a MT1 para realizarlo. La polaridad de los voltajes y las direcciones de las corrientes para el caso de polarización inversa se ilustran en la figura A.17.b.

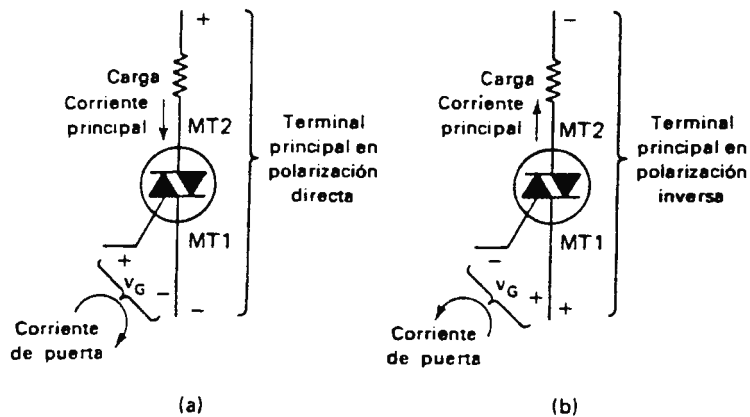


FIGURA A.17. (a) Situación cuando un triac está con terminal principal polarizado directamente. (b) Situación en otro instante cuando el triac está polarizado inversamente.

Para un Triac en particular, la I_{GT} para polarización directa puede ser bastante diferente de la I_{GT} para polarización inversa. Sin embargo, si se consideran muchos Triacs del mismo tipo, la I_{GT} para polarización directa será igual a la I_{GT} de polarización inversa.

Un Triac no requiere que continúe circulando corriente de puerta una vez ha sido activado. El Triac permanece en conducción hasta que cambie la polaridad de sus terminales principales o hasta que la corriente principal caiga por debajo de la corriente de mantenimiento, I_{HO} .

Otras características eléctricas importantes las cuales se aplican a los Triacs son :

- a) El valor RMS de la máxima corriente principal permitida I_T (RMS) y
- b) El valor del voltaje de ruptura, V_{DROM} , el cual es el voltaje máximo de pico aplicado entre los terminales principales que puede bloquear el Triac en cualquier dirección.

Si el voltaje instantáneo aplicado entre los terminales MT2 y MT1 excediera V_{DROM} , el Triac se rompe y comienza a dejar circular corriente por los terminales principales. Esto no daña al Triac, pero significa una pérdida del control de puerta. Para prevenir la ruptura, el Triac deberá tener un valor de V_{DROM} mucho mayor que el valor de pico del voltaje AC que maneja el circuito.

Otro valor eléctrico importante el cual lo dan fabricantes en las hojas de especificaciones es V_{TM} , voltaje a través de los terminales principales en estado de conducción. Idealmente, el voltaje en estado de conducción deberá ser 0 V, pero generalmente V_{TM} esta entre 1 y 2 V en los Triacs reales, lo mismo que para los SCR. Un valor de V_{TM} bajo es deseable porque significa que el Triac en condición cerrado duplica la acción de un interruptor mecánico, aplicando la totalidad del voltaje a la carga. También significa que el Triac mismo disipa una potencia muy pequeña. La potencia disipada en el Triac es el producto de la corriente principal y el voltaje entre los terminales principales. Es indeseable una gran disipación de potencia desde el punto de vista de transferencia económica de energía de la fuente de carga.

A.10.4 Velocidad de aumento crítica del voltaje aplicado a un TRIAC bloqueado (dv/dt)

Una de las principales características que presenta un Triac, es la respuesta que presenta éste a la razón de cambio del voltaje respecto al tiempo, esto es que si la variación de voltaje en un determinado tiempo es mayor que aquella que se estipula en las características del Triac, el dispositivo ya no responderá a los pulsos en la compuerta para entrar en conducción.

Para el caso el dV/dt típico es de $100V/\mu\text{Seg}$, lo que indica que para una variación cercana a 100V durante un intervalo de tiempo de $1\mu\text{Seg}$ el dispositivo entrará en conducción, esté o no activo el terminal de compuerta.

Para lograr tener un control de potencia bastante acoplado, la elección del Triac, debe hacerse tomando en cuenta los criterios antes mencionados. Para el caso del proyecto, el que más se adaptaba a las condiciones de operación a las que estará sometido, el Triac ECG 5675 es el que presenta las características más satisfactorias que son conforme a las que presenta el circuito, tales se exponen en las hojas del ANEXO B.11 .

Algunas de estas características son controlables por medios externos al Triac, tal y como sucede con la velocidad de aumento crítica del voltaje aplicado a un triac bloqueado, en donde el dispositivo es conectado en paralelo con un filtro pasabajos, con la finalidad de evitar estas velocidades de variación propias de los transientes.

Todo lo anterior se hace con la finalidad de evitar perturbaciones en su funcionamiento en el afán de controlar la potencia entregada a la carga de una manera muy exacta, ya que

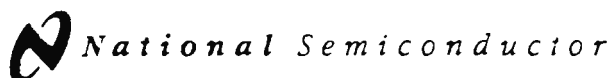
como más adelante se remarca, es en esta etapa adonde todo lo realizado por una serie de circuitos concluye; y es entera responsabilidad del funcionamiento del Triac que todo llegue a concluir de una buena forma. [15]

ANEXO B.

HOJAS TECNICAS DE ELEMENTOS ELECTRONICOS

ANEXO B.1

IC LM239



LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic—where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

Advantages

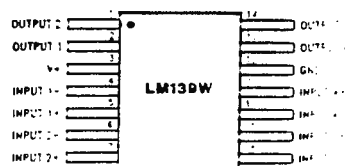
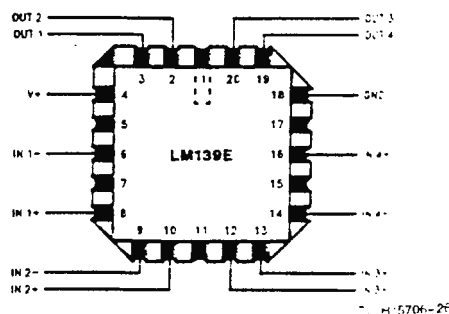
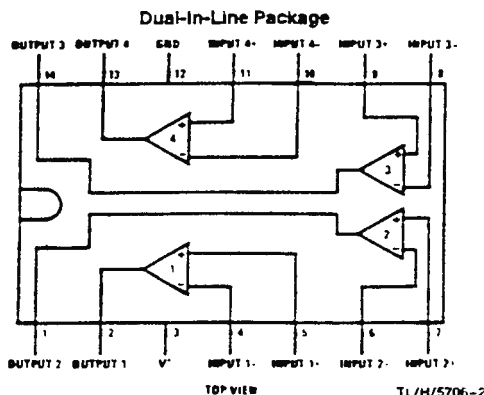
- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature

- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

Features

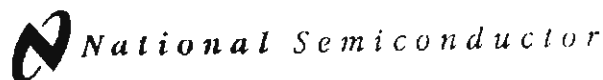
- Wide supply voltage range
LM139 series, $2 V_{DC}$ to $36 V_{DC}$ or $\pm 1 V_{DC}$ to $\pm 18 V_{DC}$
LM139A series, LM2901 $2 V_{DC}$ to $28 V_{DC}$
LM3302 or $\pm 1 V_{DC}$ to $\pm 14 V_{DC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current 25 nA
- Low input offset current ± 5 nA
- and offset voltage ± 3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

Connection Diagrams



ANEXO B.2

IC LF353XN



LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

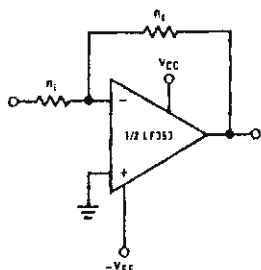
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

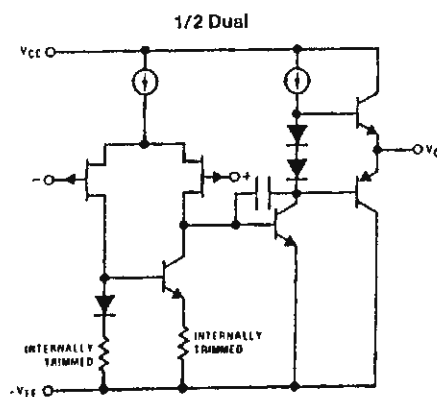
Features

■ Internally trimmed offset voltage	10 mV
■ Low input bias current	50pA
■ Low input noise voltage	25 nV/√Hz
■ Low input noise current	0.01 pA/√Hz
■ Wide gain bandwidth	4 MHz
■ High slew rate	13 V/μs
■ Low supply current	3.6 mA
■ High input impedance	10 ¹² Ω
■ Low total harmonic distortion $A_v \approx 10$, RL = 10k, $V_O = 20V_p - p$, BW = 20 Hz-20 kHz	<0.02%
■ Low 1/f noise corner	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01%	2 μs

Typical Connection

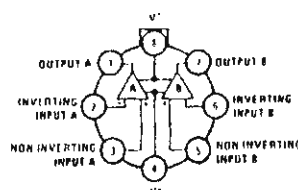


Simplified Schematic



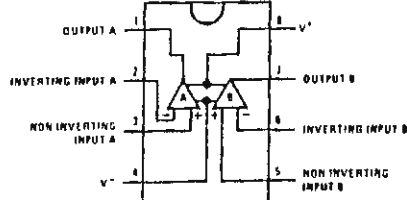
Connection Diagrams

Metal Can Package (Top View)



Order Number LF353H
See NS Package Number H08A

Dual-In-Line Package (Top View)

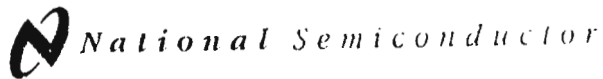


Order Number LF353M or LF353N
See NS Package Number M08A or N08E

1L/11/5648-1

ANEXO B.3

IC LF351N



LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

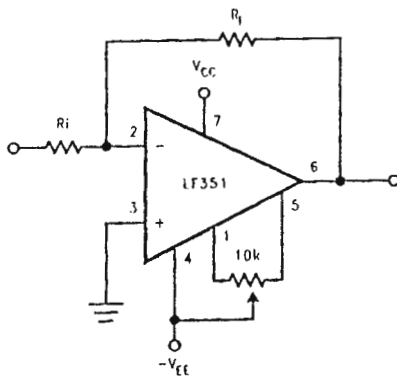
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF356 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

Features

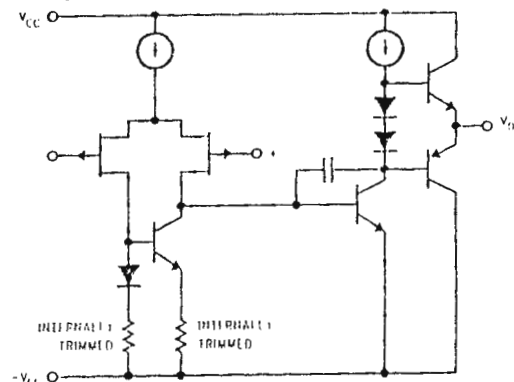
■ Internally trimmed offset voltage	10 mV
■ Low input bias current	50 pA
■ Low input noise voltage	25 nV/√Hz
■ Low input noise current	0.01 pA/√Hz
■ Wide gain bandwidth	4 MHz
■ High slew rate	13 V/μs
■ Low supply current	1.8 mA
■ High input impedance	10 ¹² Ω
■ Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_{CC} = 20$ V p.p., BW = 20 Hz - 20 kHz	0.02%
■ Low 1/f noise corner	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01%	2 μs

Typical Connection



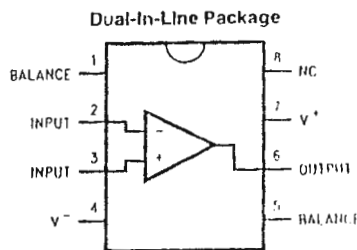
TL 012/564B-11

Simplified Schematic



TL 012/564B-12

Connection Diagrams



TL 012/564B-13

Order Number LF351M or LF351N
See NS Package Number M08A or N08E

ANEXO B.4

IC 74LS08

SN5408, SN54LS08, SN54S08, SN7408, SN74LS08, SN74S08 QUADRUPL 2-INPUT POSITIVE-AND GATES

DECEMBER 1983 — REVISED MARCH 1988

- Package Options Include Plastic "Small Outline" Packages, Ceramic Chip Carriers and Flat Packages, and Plastic and Ceramic DIPs
- Dependable Texas Instruments Quality and Reliability

description

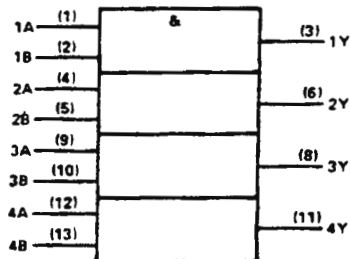
These devices contain four independent 2-input AND gates.

The SN5408, SN54LS08, and SN54S08 are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C . The SN7408, SN74LS08 and SN74S08 are characterized for operation from 0° to 70°C .

FUNCTION TABLE (each gate)

INPUTS		OUTPUT
A	B	Y
H	H	H
L	X	L
X	L	L

logic symbol†

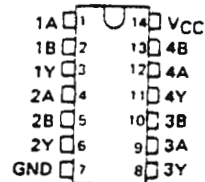


† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

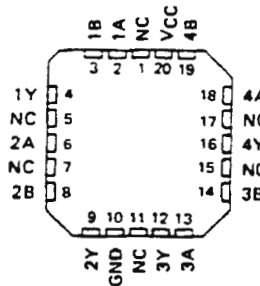
SN5408, SN54LS08, SN54S08 . . . J OR W PACKAGE
SN7408 . . . J OR N PACKAGE
SN74LS08, SN74S08 . . . D, J OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



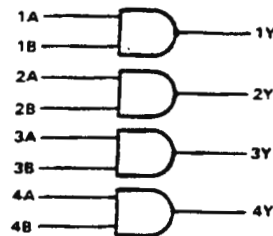
SN54LS08, SN54S08 . . . FK PACKAGE

(TOP VIEW)



NC—No internal connection

logic diagram (positive logic)



$$Y = A \cdot B \text{ or } Y = \overline{A + B}$$

2

TTL Devices

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

2-41

ANEXO B.5

IC 74LS221

SN54221, SN54LS221, SN74221, SN74LS221

DUAL MONOSTABLE MULTIVIBRATORS

WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS

DECEMBER 1981 REVISED MARCH 1988

- SN54221, SN54LS221, SN74221 and SN74LS221 Are Dual Versions of Highly Stable SN54121, SN74121 One-Shots on a Monolithic Chip

- SN64221 and SN74221 Demonstrate Electrical and Switching Characteristics That Are Virtually Identical to the SN54121, SN74121 One-Shots

- Pin-Out Is Identical to the SN54123, SN74123, SN54LS123, SN74LS123

- Overriding Clear Terminates Output Pulse

TYPE	TYPICAL POWER DISSIPATION	MAXIMUM OUTPUT PULSE LENGTH
SN54221	130 mW	21 s
SN74221	130 mW	28 s
SN54LS221	23 mW	49 s
SN74LS221	23 mW	70 s

Description

The '221 and 'LS221 are monolithic dual multivibrators with performance characteristics virtually identical to those of the '121. Each multivibrator features a negative-transition-triggered input and a positive-transition-triggered input either of which can be used as an inhibit input.

Pulse triggering occurs at a particular voltage level and is not directly related to the transition time of the input pulse. Schmitt-trigger input circuitry (TTL hysteresis) for B input allows jitter-free triggering from inputs with transition rates as slow as 1 volt/second, providing the circuit with excellent noise immunity of typically 1.2 volts. A high immunity to V_{CC} noise of typically 1.5 volts is also provided by internal latching circuitry.

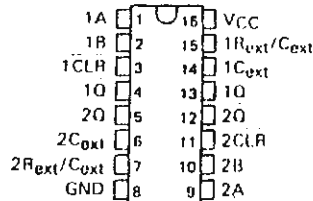
Once fired, the outputs are independent of further transitions of the A and B inputs and are a function of the timing components, or the output pulses can be terminated by the overriding clear. Input pulses may be of any duration relative to the output pulse. Output pulse length may be varied from 35 nanoseconds to the maximums shown in the above table by choosing appropriate timing components. With $R_{ext} = 2 \text{ k}\Omega$ and $C_{ext} = 0$, an output pulse of typically 30 nanoseconds is achieved which may be used as a d-c-triggered reset signal. Output rise and fall times are TTL compatible and independent of pulse length. Typical triggering and clearing sequences are illustrated as a part of the switching characteristics waveforms.

SN54221, SN54LS221 . . . J OR W PACKAGE

SN74221 . . . N PACKAGE

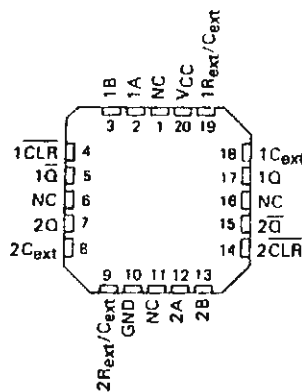
SN74LS221 . . . D OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



SN54LS221 . . . FK PACKAGE

(TOP VIEW)



FUNCTION TABLE
(EACH MONOSTABLE)

INPUTS			OUTPUTS	
CLEAR	A	B	Q	$\bar{Q}$
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	L	H	L
H	L	H	H	L
L	L	H	H	L

Also see description and switching characteristics

¹This condition is true only if the output of the latch formed by the two NAND gates has been conditioned to the logic 1 state prior to CLR going high. This latch is conditioned by taking either A high or B low while CLR is inactive (high).

²Pulsed output patterns are tested during AC switching at 25°C, with $R_{ext} = 2 \text{ k}\Omega$, $C_{ext} = 80 \text{ pF}$.

2

TTL Devices

SN54221, SN54LS221, SN74221, SN74LS221 DUAL MONOSTABLE MULTIVIBRATORS WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS

description (continued)

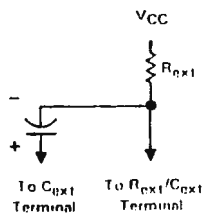
Pulse width stability is achieved through internal compensation and is virtually independent of V_{CC} and temperature. In most applications, pulse stability will only be limited by the accuracy of external timing components.

Jitter-free operation is maintained over the full temperature and V_{CC} ranges for more than six decades of timing capacitance (10 pF to 10 μ F) and more than one decade of timing resistance (2 k Ω to 30 k Ω for the SN54221, 2 k Ω to 40 k Ω for the SN74221, 2 k Ω to 70 k Ω for the SN54LS221, and 2 k Ω to 100 k Ω for the SN74LS221). Throughout these ranges, pulse width is defined by the relationship: $t_W(\text{out}) \sim C_{\text{ext}} R_{\text{ext}} \ln 2 \approx 0.7 C_{\text{ext}} R_{\text{ext}}$. In circuits where pulse cutoff is not critical, timing capacitance up to 1000 μ F and timing resistance as low as 1.4 k Ω may be used. Also the range of jitter-free output pulse widths is extended if V_{CC} is held to 5 volts and free-air temperature is 25°C. Duty cycles as high as 90% are achieved when using maximum recommended R_T . Higher duty cycles are available if a certain amount of pulse-width jitter is allowed.

The variance in output pulse width from device to device is typically less than $\pm 0.5\%$ for given external timing components. An example of this distribution for the '221 is shown in Figure 2. Variations in output pulse width versus supply voltage and temperature for the '221 are shown in Figure 3 and 4, respectively.

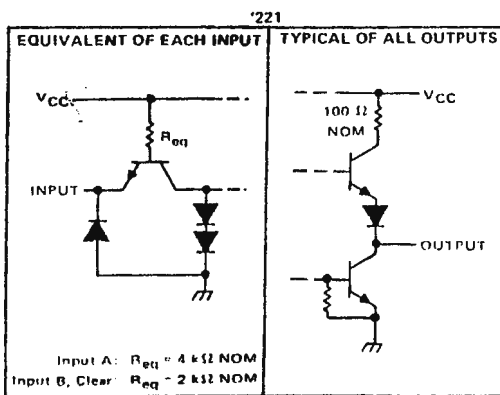
Pin assignments for these devices are identical to those of the SN54123/SN74123 or SN54LS123/SN74LS123 so that the '221 or 'LS221 can be substituted for those products in systems not using the retrigger by merely changing the value of R_{ext} and/or C_{ext} , however the polarity of the capacitor will have to be changed.

TIMING COMPONENT CONNECTIONS

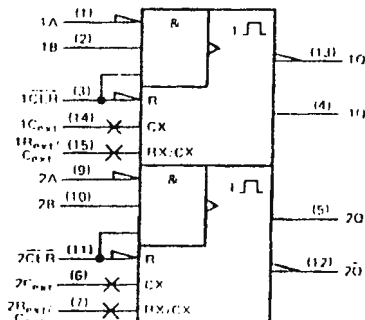


NOTE: Due to the internal circuit, the $R_{\text{ext}}/C_{\text{ext}}$ pin will never be more positive than the C_{ext} pin.
Pin numbers shown are for D, J, N, and W packages.

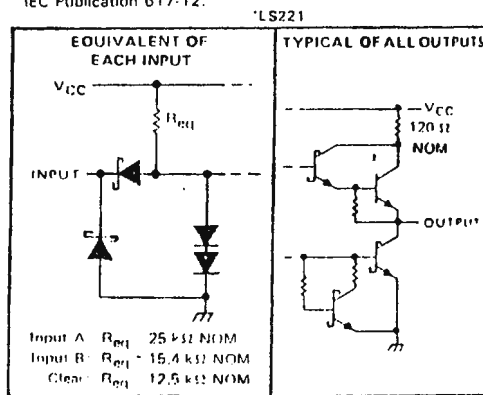
schematics of inputs and outputs



logic symbol†



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std. 91-1984 and IEC Publication 617-12.



ANEXO B.6

IC NE555

DESCRIPCION GENERAL

El circuito temporizador monolítico NE/SE 555 es un controlador muy estable capaz de producir retardos en tiempo preciso u oscilaciones. Incluye terminales adicionales para disparar o restablecer si se desea. En el modo de operación de retraso, el tiempo se controla precisamente por medio de un resistor y capacitor externo. Para una operación estable como oscilador, la frecuencia de oscilación libre y el ciclo de trabajo se controlan con precisión con dos capacitores externos y un capacitor. El circuito puede dispararse y restablecerse en formas de onda decrecientes, y la estructura de salida puede producir o absorber hasta 200 mA o manejar circuitos TTL.

CARACTERÍSTICAS

- TEMPORIZACION DE MICROSEGUNDOS HASTA HORAS
- OPERA TANTO EN MODO MONOESTABLE COMO ASTABLE
- CICLO DE TRABAJO AJUSTABLE
- LA SALIDA DE ALTA CORRIENTE PUEDE ALIMENTAR O TOMAR 200 mA
- LA SALIDA PUEDE IMPULSAR TTL
- ESTABILIDAD DE TEMPERATURA DE 0.005% POR °C
- SALIDA NORMALMENTE APAGADA Y ENCENDIDA

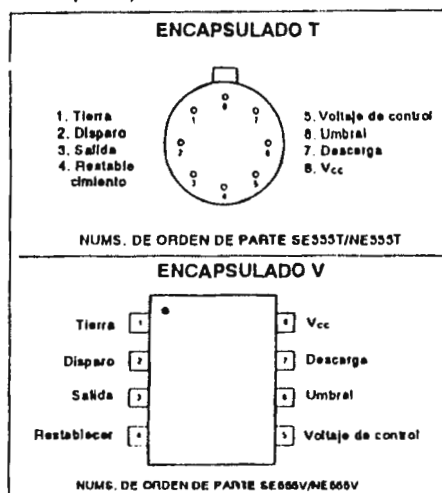
APLICACIONES

TEMPORIZACION PRECISA
GENERACION DE PULSO
TEMPORIZACION SECUENCIAL
GENERACION DE RETRASO
MODULACION DE ANCHO DE PULSO
MODULACION DE POSICION DE PULSO
DETECTOR DE PULSO FALTANTE

CIRCUITOS INTEGRALES LINEALES

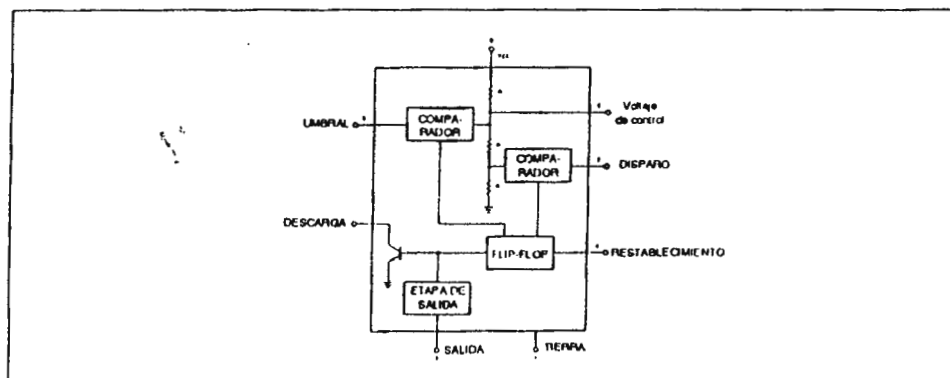
CONFIGURACIONES DE TERMINALES

(Vista superior)

**VALORES MAXIMOS ABSOLUTOS**

Voltaje de alimentación	+18V
Disipación de energía	600 mW
Rango de temperatura de operación	
NE555	0°C a +70°C
SE555	-55 °C a +125°C
Rango de temperatura de almacenamiento	65°C a +150°C
Temperatura de la soldadura en la terminal, 60 segundos	+300°C

DIAGRAMA DE BLOQUE



CARACTERISTICAS ELECTRICAS $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V}$ a $+15$ a menos que se especifique otra cosa

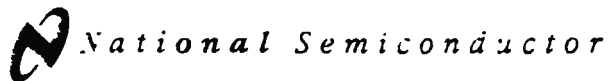
PARAMETROS	CONDICIONES DE PRUEBA	SE 555			NE 555			UNIDADES
		MIN	TIP	MAX	MIN	TIP	MAX	
Voltaje de alimentación		4.5		18	4.5		16	V
Corriente de alimentación	$V_{CC} = 5\text{V}$ $R_L = \infty$		3	5		3	6	mA
	$V_{CC} = 15\text{V}$ $R_L = \infty$		10	12		10	15	mA
	Estado bajo, Nota 1							
Error de alimentación (Monoestable)	$R_A, R_B = 1\text{k}\Omega$ a $100\text{k}\Omega$							
Exactitud inicial	$C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$ Nota 2		0.5	2		1		%
Variación con temperatura			30	100		50		ppm/°C
Variación con voltaje de alimentación			0.05	0.2		0.1		%/V _{oH}
Voltaje de umbral			2/3			2/3		$\times V_{CC}$
Voltaje de disparo	$V_{CC} = 15\text{V}$	4.8	5	5.2		5		V
Error de tiempo (Astable)	$V_{CC} = 5\text{V}$	1.45	1.67	1.9		1.67		V
Corriente de disparo			0.5			0.5		μA
Voltaje de restablecimiento		0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
Corriente de restablecimiento			0.1			0.1		mA
Corriente de umbral	Nota 3		0.1	.25		0.1	.25	μA
Nivel de voltaje de control	$V_{CC} = 15\text{V}$	9.6	10	10.4	9.0	10	11	V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4	V
Voltaje de salida (bajo)	$V_{CC} = 15\text{V}$							
	$I_{\text{toma}} = 10\text{ mA}$		0.1	0.15		0.1	.25	V
	$I_{\text{toma}} = 50\text{ mA}$		0.4	0.5		0.4	.75	V
	$I_{\text{toma}} = 100\text{ mA}$		2.0	2.2		2.0	2.5	V
	$I_{\text{toma}} = 200\text{ mA}$		2.5			2.5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$							
	$I_{\text{toma}} = 8\text{ mA}$		0.1	0.25				V
	$I_{\text{toma}} = 5\text{ mA}$					.25	.35	
Caída del voltaje de salida (bajo)	$I_{\text{fuente}} = 200\text{ mA}$		12.5			12.5		
	$V_{CC} = 15\text{V}$							
	$I_{\text{fuente}} = 100\text{ mA}$							
	$V_{CC} = 15\text{V}$	13.0	13.3		12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	3.0	3.3		2.75	3.3		V
Tiempo de respuesta de la salida			100			100		nseg
Tiempo de caída de la salida			100			100		nseg

NOTAS

- Corriente de alimentación cuando la salida es alta, en forma típica a 1 mA menos.
- Probado a $V_{CC} = 5\text{V}$ y $V_{CC} = 15\text{V}$.
- Esto determinará el valor máximo de $R_A + R_B$ para operación a 15 V, la resistencia máxima total 4 = 20 megohm.

ANEXO B.7

IC DAC0806



DAC0808/DAC0807/DAC0806 8-Bit D/A Converters

General Description

The DAC0808 series is an 8-bit monolithic digital-to-analog converter (DAC) featuring a full scale output current setting time of 150 ns while dissipating only 33 mW with $\pm 5V$ supplies. No reference current (I_{REF}) trimming is required for most applications since the full scale output current is typically ± 1 LSB of $255 I_{REF}/256$. Relative accuracies of better than $\pm 0.19\%$ assure 8-bit monotonicity and linearity while zero level output current of less than $4 \mu A$ provides 8-bit zero accuracy for $I_{REF} \geq 2 \text{ mA}$. The power supply currents of the DAC0808 series are independent of bit codes, and exhibits essentially constant device characteristics over the entire supply voltage range.

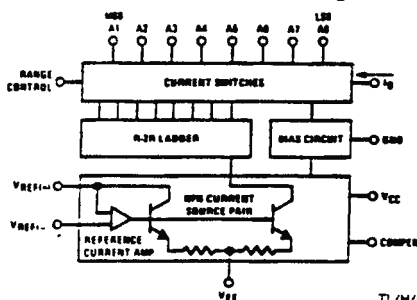
The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the

MC1508/MC1408. For higher speed applications, see DAC0800 data sheet.

Features

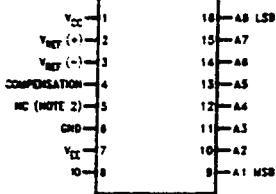
- Relative accuracy: $\pm 0.19\%$ error maximum (DAC0808)
- Full scale current match: ± 1 LSB typ
- 7 and 6-bit accuracy available (DAC0807, DAC0806)
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: $8 \text{ mA}/\mu\text{s}$
- Power supply voltage range: $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$
- Low power consumption: 33 mW @ $\pm 5V$

Block and Connection Diagrams



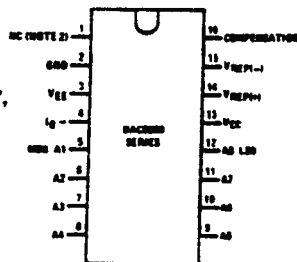
TL/H/5687-1

Small-Outline Package



Top View

Dual-In-Line Package



TL/H/5687-2

Order Number
DAC0808, DAC0807,
or DAC0806
See NS Package
Number J16A,
M16A or N16A

Ordering Information

ACCURACY	OPERATING TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS				
		J PACKAGE (J16A)*		N PACKAGE (N16A)*		SO PACKAGE (M16A)
7-bit	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$	DAC0807LCJ	MC1408L7	DAC0808LCN	MC1408P8	DAC0808LCM
6-bit	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$	DAC0806LCJ	MC1408L6	DAC0807LCN	MC1408P7	DAC0807LCM
				DAC0806LCN	MC1408P6	DAC0806LCM

*Note: Devices may be ordered by using either order number.

DAC0808/DAC0807/DAC0806

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Supply Voltage

V_{CC}	+18 V_{DC}
V_{EE}	-18 V_{DC}

Digital Input Voltage, V_5 - V_{12} -10 V_{DC} to +18 V_{DC}

Applied Output Voltage, V_O -11 V_{DC} to +18 V_{DC}

Reference Current, I_{14} 5 mA

Reference Amplifier Inputs, V_{14} , V_{15} V_{CC} , V_{EE}

Power Dissipation (Note 3) 1000 mW

ESD Susceptibility (Note 4) TBD

Storage Temperature Range -65°C to +150°C

Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)

Dual-In-Line Package (Plastic) 260°C

Dual-In-Line Package (Ceramic) 300°C

Surface Mount Package

Vapor Phase (60 seconds) 215°C

Infrared (15 seconds) 220°C

Operating Ratings

Temperature Range

DAC0808LC Series

$T_{MIN} \geq T_A \leq T_{MAX}$

0 $\leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

($V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15 V_{DC}$, $V_{REF}/R_{14} = 2 \text{ mA}$, DAC0808: $T_A = -55^\circ\text{C}$ to +125°C, DAC0808C, DAC0807C, DAC0806C, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to +75°C, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
E_r	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I_O) DAC0808LC (LM1408-8) DAC0807LC (LM1408-7), (Note 5) DAC0806LC (LM1408-6), (Note 5) Settling Time to Within $\frac{1}{2}$ LSB (Includes t_{PLH})	(Figure 4) $T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 6), (Figure 5)		150	± 0.19 ± 0.39 ± 0.78	% % % ns
t_{PLH} , t_{PHL}	Propagation Delay Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 5)		30	100	ns
TCI_O	Output Full Scale Current Drift			± 20		ppm/ $^\circ\text{C}$
MSB V_{IH} V_{IL}	Digital Input Logic Levels High Level, Logic "1" Low Level, Logic "0"	(Figure 3)	2		0.8	V_{DC} V_{DC}
MSB	Digital Input Current High Level Low Level	(Figure 3) $V_{IH} = 5V$ $V_{IL} = 0.8V$		0 -0.003	0.040 -0.8	mA mA
I_{15}	Reference Input Bias Current	(Figure 3)		-1	-3	μA
	Output Current Range	(Figure 3) $V_{EE} = -5V$ $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	mA mA
I_O	Output Current	$V_{REF} = 2.000V$, $R_{14} = 1000\Omega$, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low	(Figure 3)		0	4	μA
	Output Voltage Compliance (Note 2) $V_{EE} = -5V$, $I_{REF} = 1 \text{ mA}$ V_{EE} Below -10V	$E_r \leq 0.19\%$, $T_A = 25^\circ\text{C}$			-0.55, -0.4 -5.0 -0.4	V_{DC} V_{DC}

Electrical Characteristics (Continued)

($V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V_{DC}$, $V_{REF}/R_{14} = 2mA$, DAC0808: $T_A = -55^{\circ}C$ to $-125^{\circ}C$, DAC0808C, DAC0807C, DAC0806C, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+75^{\circ}C$ and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
SRI_{REF}	Reference Current Slew Rate	(Figure 6)	4	8		mA/ μs
	Output Current Power Supply Sensitivity	$-5V \leq V_{EE} \leq -16.5V$		0.05	2.7	$\mu A/V$
I_{CC} I_{EE}	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)		2.3 -4.3	22 -13	mA mA
V_{CC} V_{EE}	Power Supply Voltage Range	$T_A = 25^{\circ}C$, (Figure 3)	4.5 -4.5	5.0 -15	5.5 -16.5	V_{DC} V_{DC}
	Power Dissipation					
	All Bits Low	$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -5V$		33	170	mW
		$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$		106	305	mW
	All Bits High	$V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -5V$		90		mW
		$V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$		160		mW

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: Range control is not required.

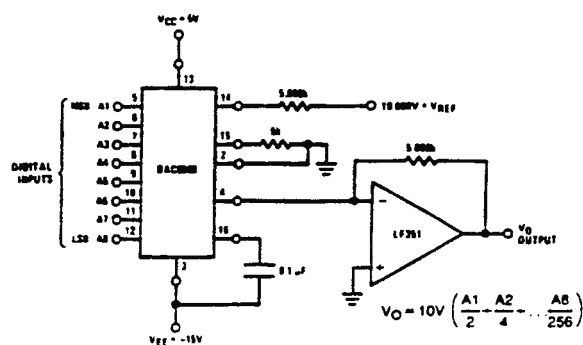
Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device, $T_{JMAX} = 125^{\circ}C$, and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the dual-in-line J package when the board mounted is $100^{\circ}C/W$. For the dual-in-line N package, this number increases to $175^{\circ}C/W$ and for the small outline M package this number is $100^{\circ}C/W$.

Note 4: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 5: All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated current.

Note 6: All bits switched.

Note 7: Pin-out numbers for the DAC080X represent the dual-in-line package. The small outline package pinout differs from the dual-in-line package.

Typical Application

TL/H/5687-3

FIGURE 1. -10V Output Digital to Analog Converter (Note 7)

ANEXO B.8

IC 74LS193

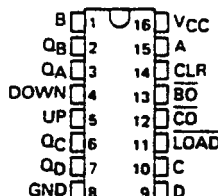
SN54192, SN54193, SN54LS192 SN54LS193, SN74192, SN74193, SN74LS192, SN74LS193 SYNCHRONOUS 4-BIT UP/DOWN COUNTERS (DUAL CLOCK WITH CLEAR)

DECEMBER 1972 - REVISED MARCH 1988

- Cascading Circuitry Provided Internally
- Synchronous Operation
- Individual Preset to Each Flip-Flop
- Fully Independent Clear Input

SN54192, SN54193, SN54LS192,
SN54LS193 . . . J OR W PACKAGE
SN74192, SN74193 . . . N PACKAGE
SN74LS192, SN74LS193 . . . D OR N PACKAGE

(TOP VIEW)



TYPES	TYPICAL MAXIMUM COUNT FREQUENCY	TYPICAL POWER DISSIPATION
'192, '193	32 MHz	325 mW
'LS192, 'LS193	32 MHz	95 mW

description

These monolithic circuits are synchronous reversible (up/down) counters having a complexity of 55 equivalent gates. The '192 and 'LS192 circuits are BCD counters and the '193 and 'LS193 are 4-bit binary counters. Synchronous operation is provided by having all flip-flops clocked simultaneously so that the outputs change coincidentally with each other when so instructed by the steering logic. This mode of operation eliminates the output counting spikes which are normally associated with asynchronous (ripple-clock) counters.

The outputs of the four master-slave flip-flops are triggered by a low-to-high-level transition of either count (clock) input. The direction of counting is determined by which count input is pulsed while the other count input is high.

All four counters are fully programmable; that is, each output may be preset to either level by entering the desired data at the data inputs while the load input is low. The output will change to agree with the data inputs independently of the count pulses. This feature allows the counters to be used as modulo-N dividers by simply modifying the count length with the preset inputs.

A clear input has been provided which forces all outputs to the low level when a high level is applied. The clear function is independent of the count and load inputs. The clear, count, and load inputs are buffered to lower the drive requirements. This reduces the number of clock drivers, etc., required for long words.

These counters were designed to be cascaded without the need for external circuitry. Both borrow and carry outputs are available to cascade both the up- and down-counting functions. The borrow output produces a pulse equal in width to the count-down input when the counter underflows. Similarly, the carry output produces a pulse equal in width to the count-up input when an overflow condition exists. The counters can then be easily cascaded by feeding the borrow and carry outputs to the count-down and count-up inputs respectively of the succeeding counter.

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

	SN54'	SN54LS'	SN74'	SN74LS'	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7	7	7	7	V
Input voltage	5.5	7	5.5	7	V
Operating free-air temperature range	-55 to 125		0 to 70		°C
Storage temperature range	-65 to 150		-65 to 150		°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 658012 • DALLAS, TEXAS 75265

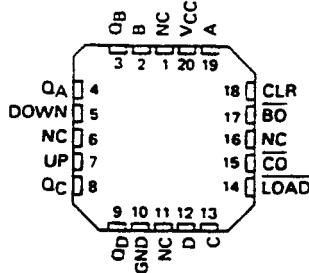
2-633

2

TTL Devices

SN54LS192, SN54LS193 . . . FK PACKAGE

(TOP VIEW)

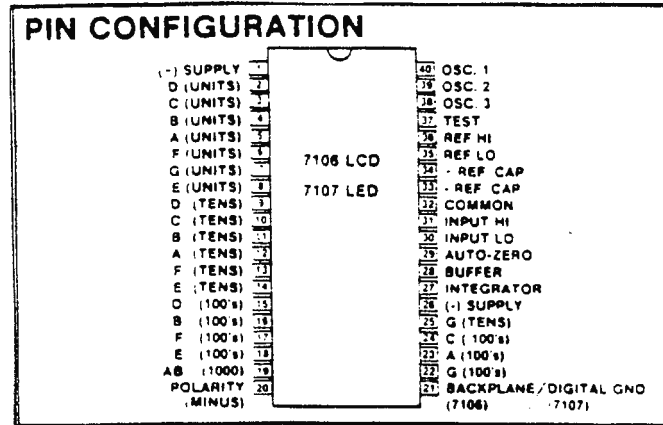


NC No internal connection

ANEXO B.9

IC L7107

HOJAS TÉCNICAS DEL CI INTERSIL 7107



Explicación de principales pines del CI 7107

Entrada Diferencial (pines 30 y 31)

La entrada puede aceptar cualquier voltaje diferencial en el rango de modo común de la entrada amplificadora ; ó específicamente desde 0.5 V abajo de la fuente de poder positiva hasta 1.0 V sobre la fuente negativa. En este rango el sistema tiene un CMRR (Razón de Rechazo de Modo Común) de 86 deciBeles típico. Como siempre, el integrador también oscila con el voltaje de modo común, cuidando que debe ser ejercitado para asegurar que la salida del integrador no se sature. Una condición peor puede ser un voltaje grande de modo común con una entrada diferencial negativa cercana a la escala completa. La señal de entrada negativa maneja al integrador positivo cuando más de estas oscilaciones han sido sobre usadas por el voltaje positivo de modo común. Para estas aplicaciones críticas el oscilador integrador puede ser reducido a menos de el recomendado 2 V de escala completa del oscilador, con pequeñas variaciones de exactitud. La salida del integrador puede oscilar dentro de 0.3 Voltios de la fuente, fuera de variaciones de linealidad.

Referencia Diferencial (pines 35 y 36).

El voltaje de referencia puede ser generado dentro de cualquiera de las alimentaciones de poder del convertidor. La fuente principal de error de modo común es un error de corrimiento de voltaje causado por el capacitor de referencia perdiendo o ganando carga para desviar capacitancia en este nodo. Si hay un alto voltaje de modo común, el capacitor de referencia podrá de nuevo cargarse (incrementar el voltaje) cuando llame el de-integrador una señal positiva, pero pierde la carga (decremento de voltaje) cuando llama el deintegrador una señal de entrada negativa. Esta diferencia en referencia para + o - voltaje de entrada dará un error de corrimiento. Como siempre, para seleccionar el capacitor de referencia debe ser suficientemente grande en comparación a la desviación de capacitancia, este error puede ser reducido a menos de 0.5 de conteo para el peor de los casos.

Análogo Común (pin 32)

Este pin es incluido primeramente para presentar el voltaje de modo común para operación con batería (IC7106) o para algún sistema donde las señales de entrada están flotantes con respecto a la fuente de poder. El pin común presenta un voltaje que es aproximadamente 2.8 voltios más negativo que la fuente positiva. Este es seleccionado para dar un mínimo voltaje de batería de alrededor de 6 voltios. Como siempre, el pin análogo común tiene uno de los atributos de un voltaje de referencia. Cuando el voltaje total de la fuente es mayor que el suficiente a causa de la regulación del zener (>7V), el voltaje común tendrá un coeficiente bajo (0.001% / %), baja impedancia de salida (aprox. 15 Ω), y un coeficiente de temperatura típico menor de 80ppm/ grado C.

Las limitantes de las referencias del integrado son reconocidas como siempre. Con el CI 7107, el calentamiento interno que resulta del manejador de leds puede causar alguna degradación en su funcionamiento. Para resistir la alta temperatura, las partes plásticas son pobres en comparación a la cerámica. La combinación del coeficiente de referencia, disipación interna, y empaquetado térmico puede elevar el ruido cerca de la escala completa de 25 μ V a 80 μ Vp-p. Además la linealidad de ida de una alta disipación, como el conteo de 1000 (20 segmentos encendidos) a un conteo de baja disipación tal como 1111 (8 segmentos encendidos)

puede experimentar un conteo más. Elementos con un positivo coeficiente térmico de referencia podrían requerir conteos severos para salir de una sobrecarga.

Esto porque la sobrecarga es un modo de disipación bajo, con los dígitos menos significativos apagados. Similarmente, las unidades con un coeficiente térmico negativo, pueden estar entre sobrecarga y no sobrecarga como la alternativa dada de caliente y frío. Todos estos problemas son con seguridad eliminados si se usa una referencia externa.

El pin Análogo común es siempre el voltaje de retorno durante el auto cero y el deintegrador. Si una señal baja es diferente de la análogo común, un voltaje de modo común existe en el sistema y esta tomando por el excelente CMRR del convertidor. Como siempre, en algunas aplicaciones la entrada baja debe presentarse o fijarse conociendo el voltaje (fuente de poder común por ejemplo). En esta aplicación, el pin análogo común podría ser llevado a un mismo punto, así se removería el voltaje de modo común del convertidor. El mismo sostenimiento para la referencia de voltaje. Si la referencia puede ser convenientemente referenciada al pin análogo común, deberá ser removido el voltaje de modo común desde el sistema de referencia.

Dentro del circuito integrado, el pin análogo común es unido a un FET canal N que pueda manejar 30 mA de corriente y sostener el voltaje a 2.8 V abajo de la fuente positiva (cuando una carga esta tratando de atraer la línea común positiva). Como siempre, hay sólo 10 μ A de corriente de fuente, pudiendo fácilmente estar unida a un voltaje más negativo, así se sobre protege la referencia interna.

Prueba (pin 37)

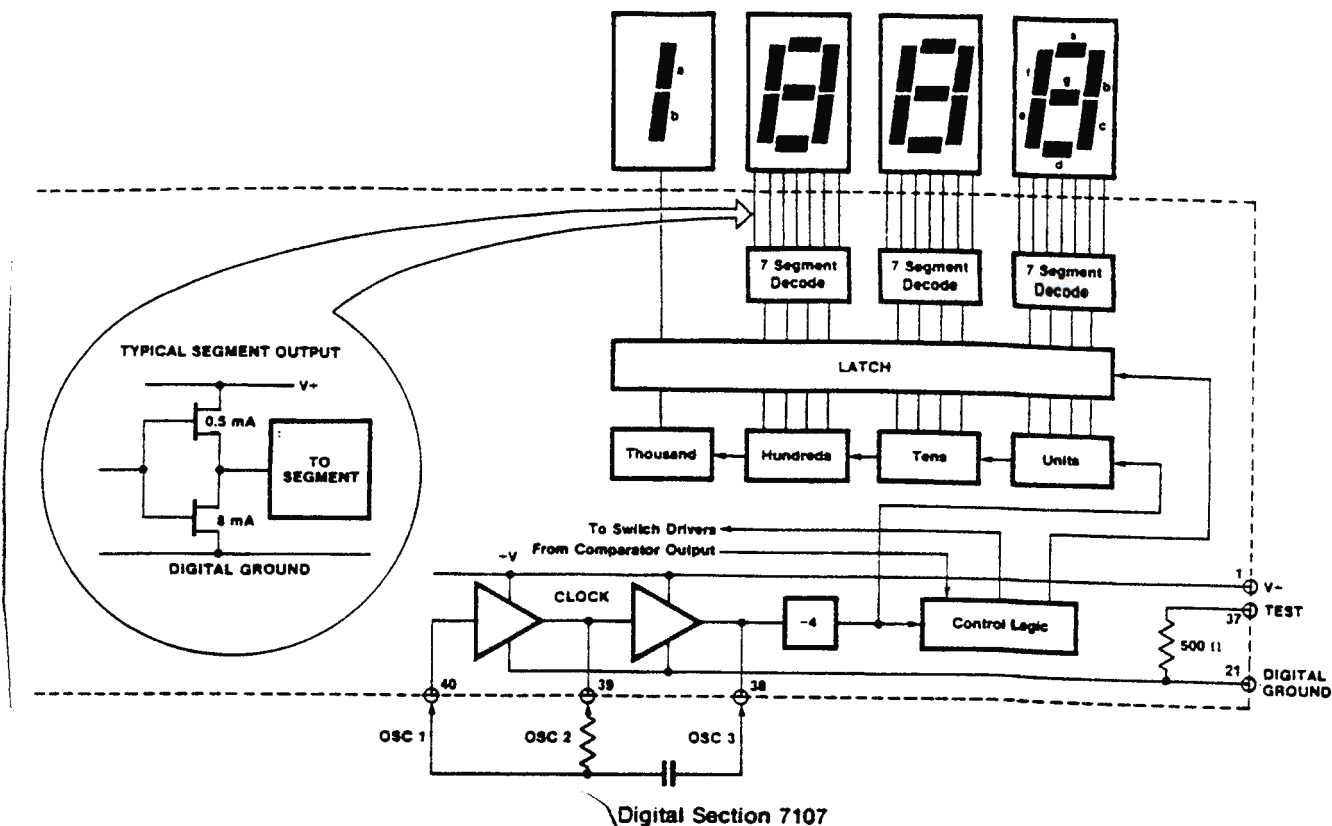
El pin de prueba posee 2 funciones. En el IC7106 acopla internamente la fuente generadora digital a través de un resistor de 500 Ω . Así puede ser usado como fuente negativa para generar externamente manejador de segmentos, tal como punto decimal o alguna otra presentación a usar pudiendo incluirse en el display.

La segunda función es una lámpara de prueba. Cuando la prueba es puesta en alto (+) todos los segmentos deben estar encendidos y la lectura debe ser : 1888.

SECCION DIGITAL.

En el IC7106, una tierra interna es generada para un zener de 6 Voltios y para un dispositivo de canal P. Esta fuente es hecha firme, para absorber la corriente capacitiva relativamente alta cuando el voltaje de plano trasero es interrumpido. La frecuencia del voltaje de plano trasero es la frecuencia del reloj digital dividido entre 800. Para 3 lecturas/segundo este esta a 60 Hz de onda cuadrada con una amplitud nominal de 5 V. Los segmentos son manejados por la misma frecuencia y amplitud y están en fase con el voltaje de plano trasero en apagado, pero fuera de fase cuando esta encendido. En todos los casos, voltaje DC existe entre los segmentos.

La Sección digital del IC 7107 es idéntica con excepciones en la fuente regulada y manejador de plano trasero que se han eliminado, y el manejador de segmentos ha sido incrementado por 2 a 8 mA, típico de un instrumento de display ánodo común. Desde la salida 1000 (pin 19) debe sumirse corriente para 2 segmentos de LED, teniendo doble capacidad o sea 16 mA de corriente.



SISTEMA TEMPORIZADOR (pines 38,39 y 40)

Tres arreglos básicos de conteo de reloj pueden usarse:

- 1- Un oscilador externo conectado al pin #40.
- 2- Un cristal entre los pines #39 Y 40.
- 3- Un arreglo oscilador usando los tres pines (arreglo R-C)

La frecuencia del oscilador se divide entre cuatro antes de los conteos decádicos del reloj. Es dividido además para formar los tres ciclos de conversión. Estas son señales integradas (1000 conteos), referencia de de-integración (0 a 2000 cuentas) y autocero (1000 a 3000 cuentas). Para señales menores a la escala completa, el auto-cero obtiene una inusual porción de referencia de-integrada. Estos hacen un ciclo de medida completa de 4000 (16000 pulsos) independientemente del voltaje de entrada. Para tres lecturas por segundo, una frecuencia oscilatoria de 48 KHz puede usarse.

Para llevar a cabo una máxima exclusión de 60 Hz, la señal del ciclo integrada deberá ser un múltiplo de 60 Hz. Frecuencias oscilatorias de 240 KHz, 120 KHz, 80 KHz, 48 KHz, 40 KHz, 33 1/3 KHz, etc pueden ser seleccionados. Para eliminar los 50 Hz, el oscilador es de 200 KHz, 100 KHz, 66 2/3 KHz, 50 KHz, 40 KHz, etc, pudiendo ser viable. Nótese que a 40 KHz (2.5 lecturas por segundo) se excluirán 50 y 60 Hz (hasta 400 y 440 Hz).

Selección del Valor de los Componentes

1- Resistor de Integración.

Entre el amplificador Buffer y el integrador existe una etapa de salida clase A con 100 μ A de corriente. Pueden suplir 20 μ A de corriente con una insignificante no linealidad. El resistor de Integración debe ser suficientemente grande para mantener sobre esta buena región de linealidad el rango del voltaje de entrada, pero lo suficientemente pequeño para que el requerimiento de fuga indebida no se ubique en PC. Para 2V de escala completa, 470 K Ω esta cerca de lo óptimo y similarmente una de 47 K Ω para una escala de 200mV.

2- Capacitor de Integración.

El capacitor de Integración suele ser seleccionado para proporcionar el máximo voltaje de oscilación que asegura una tolerancia que no sature al oscilador de Integración (aproximadamente 0.3 V de cualquier fuente). En el CI 7107, cuando el común análogo es usado como una referencia, una escala completa de ± 2 V en el oscilador de Integración es adecuada. Para el CI 7107 con fuentes de ± 5 V y común analoga puesta de la fuente a tierra, unos ± 3.5 a ± 4 V de oscilación es nominal. Para tres lecturas por segundo (reloj de 48 KHz), los valores nominales para el capacitor de Integración son 0.22 y 0.10 μ F respectivamente. Seguramente, si las frecuencias del oscilador diferencial son usadas, estos valores suelen ser cambiados en proporción inversa para mantener la misma oscilación de salida.

Un requisito adicional del capacitor de Integración es tener un dieléctrico de baja absorción para prevenir errores de corrimiento. Mientras otros tipos de capacitores son adecuados para esta aplicación, capacitores de polipropileno proporcionan errores indetectables a costos razonables.

3- Capacitor de Auto-Cero.

El tamaño del capacitor de auto cero posee una influencia en el ruido del sistema. Para 200mV de escala completa donde el ruido es muy importante, un capacitor de 0.47 μ F es adecuado. En la escala de 2 Voltios, uno de 0.047 μ F incrementa la velocidad de recuperación desde sobrecarga y es adecuado para el ruido en esta escala.

4- Capacitor de referencia.

Un capacitor de 0.1 μ F da buenos resultados en muchas aplicaciones. Como siempre, cuando existe un voltaje de modo común alto (por ejemplo, la referencia baja no está en común análogo) y 200mV de escala es usada, un valor mayor es requerido para prevenir sobre error. Generalmente 1.0 μ F sostendrá el error de corrimiento para 0.5 cuentas en ese instante.

5- Componentes de Oscilador.

Para todos los rangos de frecuencia un resistor de 100 K Ω es recomendado y el capacitor es seleccionado para la ecuación $f=45/RC$. Para 48 KHz de reloj (tres lecturas por segundo), el Capacitor es de 100 pFarads.

6- Voltaje de Referencia.

La entrada análoga requerida para generar la escala completa de salida (2000 conteos) es : Vent.= 2Vref. De este modo, para la escala completa de 200mV y 2000V, Vref suele ser igual a 100.0mV y 1000V, respectivamente. Como siempre, en muchas aplicaciones cuando el conversor análogo-digital es conectado al transductor, existirá otro factor de escala que una entre el voltaje de entrada y la lectura digital. Por ejemplo, en un sistema pesado, el diseño debe tener una lectura de escala completa cuando el voltaje del transductor es 0.682 V. En vez de dividir la entrada abajo de 200.0mV, el diseño suele usar el voltaje de entrada directamente y seleccionar Vref=0.341V. Valores apropiados para el resistor y capacitor de integración deben ser 120 K Ω y 0.22 μ F. Esto hace al sistema pequeñamente quieto y siempre evitando una red divisora en la entrada. El CI 7107 con fuentes de ± 5 V puede aceptar señales de entrada de sobre ± 4 V. Otra ventaja de este sistema ocurre cuando una lectura digital de cero es deseada para un Vent distinto a Cero. Sistemas de control de temperatura con señales variables son ejemplos de esto.

Este nivel de lectura DC (offset) puede ser convenientemente generado para conectar el transductor de voltaje entre análogo alto y común y el variable (o fijo) nivel de voltaje entre común y análogo bajo.

7- Fuentes de Poder para el 7107.

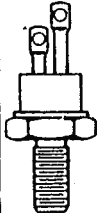
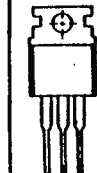
El IC 7107 es diseñado para trabajar con ± 5 V de alimentación. Como siempre, si una fuente negativa no es disponible, puede ser generada de la salida de reloj con dos diodos, dos capacitores, y un circuito integrado barato.

En efecto, en ciertas aplicaciones no se necesita fuente negativa. Las condiciones para sólo usar +5V de alimentación son:

- 1- La señal de entrada puede ser referida al centro del rango de modo común del convertidor.
- 2- La señal es menor que ± 1.5 voltios.
- 3- Una referencia externa es usada.

ANEXO B.10 NTE3047

ANEXO B.11 ECG5675

VRRM DC or Peak Volts	IT RMS Max Forward Current (Amps)											
	12 A	15 A			25 A				40 A			
60							ECG5681					
100							ECG5682					
200		ECG5673	ECG56004		ECG56015	ECG56019	ECG5683		ECG5693	ECG56022		ECG568
400		ECG5675	ECG56006		ECG56016	ECG56020	ECG5685		ECG5695	ECG56024		ECG568
600	ECG5667A	ECG5677	ECG56008	ECG5649	ECG56017		ECG5687	ECG5672	ECG5697	ECG56026	ECG5679	ECG569
800	ECG5668A		ECG56010		ECG56018							
1000	ECG5669A											
IGT Min (mA) Quadrants I & III	100	50	40	50	50 Quads I, II, III	50	75	80	50	50	50	50
IGT Min (mA) Quadrants II & IV	100	80	75	75	75 Quad IV	50	100	100*	80	80	50*	80
VGT Max (V)	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5	3.0	2.5	2.5	2.5	2.5	2.5
ISurge Max (A)	120	100	150	150	250	200	225	250	300	300	300	300
IHold Min (mA)	100	75	40	70	50	70	75	80	60	60	75	60
Von Max (V)	2.2	1.8	1.6	1.6	1.85	1.8	1.9	1.8	2.0	2.0	1.8	2.0
VGM (V)	---	± 5.0	± 10	± 5.0	± 10	± 10	± 5.0	± 10	± 10	± 10	± 10	± 10
PG Av (W)	1	.5	.5	.5	.5	.5	.75	.8	.75	.75	.8	.75
Operating Temperature T _J °C	- 40 to + 125	- 65 to + 100	- 40 to + 125	- 40 to + 100	- 40 to + 125	- 40 to + 110	- 40 to + 100	- 40 to + 110	- 65 to + 110	- 65 to + 110	- 40 to + 110	- 40 + 110
Off State dv/dt (Typ) V/μsec	100	100	50	60	40	60	100	60	100	100	60	100
Operating Quadrants	I, II, III, IV	I, II, III, IV	I, II, III, IV	I, II, III, IV	I, II, III, IV	I, II, III	I, II, III, IV	I, II, III	I, II, III, IV	I, II, III, IV	I, II, III	I, II, III, IV
Fig. No.	Z48A	Z49	Z41	Z60	Z41	Z41	Z49	Z59	Z49	Z50	Z63	Z62
Package	TO-64 Metric 	TO-48 	TO-220 	5/8" Swedge TO-3 (Isolated Flange) 	TO-220 	TO-220 Isolated Tab 	TO-48 	3/4" Swedge TO-3 (Isolated Flange) 	TO-48 	TO-48 Isolated Stud 	Square Pak TO-3 (Isolated Flange) 	1/2" Press Fit 

Photothyristors		Total Device Ratings		LED Max Ratings		Photothyristor Ratings					Ckt. Diag.	Fig. No.
ECG Type	Output Configuration	Isolation Voltage Viso Surge (V)	Power P _T (mW)	Forward Current I _F (mA)	Reverse Voltage V _R (V)	V _{DRM} (V)	I _T RMS (mA)	I _{FT} (mA)	V _F (on) (V) 100 mA	I _{HOLD} (mA)		
ECG3046	SCR	3550	260	60	3	400	100	14	1.3	.5	G	P2F
ECG3047	TRIAC	7500	330	50	3	250	100	10	3.0	.1	H	
ECG3048	TRIAC	7500	330	50	3	400	100	10	3.0	.1	H	
ECG3049	TRIAC with Zero Crossing Circuit	7500	330	50	3	250	100	15	3.0	.1	J	
ECG3091	SCR	4000	400	60	6	400	300	11	1.3 at 300 mA	.5	G	
ECG3097	TRIAC with Zero Crossing Circuit	7500	300	50	6	400	100	15	3.0	.2	J	

BIBLIOGRAFÍA

- [1] KONEMAN, Elmer: *Diagnóstico Microbiológico, texto y atlas a color*, Editorial médica Panamericana S.A., Buenos Aires (Argentina), 1982.
- [2] THE C.V. MOSBY COMPANY: *Enciclopedia Mosby de Medicina y Enfermería*, Barcelona (España), 1983.
- [3] THE SOFTWARE TOOLWORKS: *Multimedia Encyclopedia V.1*_{pg}, Grolier Inc., 1992.
- [4] BURROWS, B. A.: *Tratado de Microbiología de Burrows*, Editorial Interamericana, México D. F., 1983.
- [5] TORTORA, J. Gerard y ANAGNOSTAKOS, Nicholas Peter: *Principios de Anatomía y Fisiología*, traduc. por Dr. Humberto Janer Ruiz, México, 1977.
- [6] MARCOMBO BOIXAREU EDITORES: *Introducción a la Bioingeniería*. Barcelona, España, 1988.
- [7] EDICION OCEANO-EXITO: *Ciencias Exactas Aplicadas I*; traduc. DIORKI, España, 1985.
- [8] BELOVE, Charles: *Enciclopedia de la Electrónica Ingeniería y Técnica*, trad. por Francisco Paniagua B., Versión Original, Barcelona (España), 1986.
- [9] TABORGA, Huáscar: *Cómo hacer una tesis*, Tratados y Manuales Grijalbo, 16ª ed., México, 1982.
- [10] COUGHLIN, Robert: *Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales*, Cuarta Edición, Mexico 1993.
- [11] Savant-Roden-Carpenter: *Diseño Electrónico*. Addison-Wesley Iberoamericana. Segunda edición, 1992.
- [12] MALVINO, Albert P.: *Principios de Electrónica*. McGraw-Hill. Segunda edición. 1984.
- [13] SIEMENS AKTIENGESSELLSCHAFT: *Componentes Electrónicos*. Marcombo S.A. Primera edición, 1987.
- [14] TOCCI, Ronald J.: *Sistemas Digitales*. Prentice-Hall. Quinta edición, 1993.
- [15] MALONEY, Timothy J.: *Electrónica Industrial*. Prentice-Hall. Primera edición, 1983.
- [16] TEXAS INSTRUMENTS. *TTL Logic Data Book*. Texas Instruments. Edición de 1988.
- [17] NATIONAL SEMICONDUCTOR. *National Operational Amplifiers Databook*. National Semiconductor. Edición de 1995.
- [18] NATIONAL SEMICONDUCTOR. *National Power ICs Databook*. National Semiconductor. Edición de 1995.
- [19] NATIONAL SEMICONDUCTOR. *National Data Acquisition Databook*. National Semiconductor. Edición de 1995.
- [20] ECG *Semiconductors Master Replacement Guide*. ECG. Décimo Cuarta edición. 1987.
- [21] OMEGA. *The Temperature Handbook*. Omega Technologies Company, Vol. #27. 1990.

GLOSARIO DE TÉRMINOS

- **Aeración** : Acción del aire atmosférico en las enfermedades. Acción de airear.
- **Aerobio** : Dícese del ser microscopio que necesita de oxígeno para vivir.
- **Agar** : El agar es un polisacárido que se extrae de un alga marina y es particularmente adecuado para el cultivo microbiano porque resiste la acción microbiana y se disuelve a 100°C, pero no forma gel hasta que se enfría por debajo de 45°C; las células pueden ser suspendidas en el medio a 45°C y después enfriar este rápidamente, hasta obtener un gel sin dañarlas.

Los medios de cultivos son muchos, en el Hospital Nacional de Neumología se trabaja con medios de cultivos sólidos y medios de cultivos líquidos. Los medios de cultivos más utilizados son: *Agar sangre, Agar Chocolate, Agar 110, Agar Mac Counkey.*

- **Anaerobio** : Dícese del ser microscopio que no necesita del oxígeno del aire para vivir.
- **ATP (Adenosintrifosfato)** : Enzima que disocia la adenosintrifosfato (ATP) en adenosindifosfato (ADP) con liberación de una gran cantidad de energía utilizable por la célula.
- **Autótrofo** : Dícese del organismo que es capaz de elaborar su propia materia orgánica a partir de sustancias inorgánicas.
- **Bolómetro** : Aparato que mide la energía total de radiaciones poco intensas.
- **Catálisis** : Modificación de la velocidad de una reacción química debida a la presencia de un catalizador (Sustancia que modifica la velocidad de una transformación química).
- **Clorofila** : Pigmento verde de los vegetales. La acción de la luz es necesaria para la producción de la clorofila.
- **Gradiente** : Tasa de variación de una magnitud en función de un parámetro.
- **Heterótrofo** : Que sólo se nutre a partir de elementos orgánicos ya sintetizados por otros organismos.
- **Inoculación** : Introducción en el organismo animal de un germen vivo o de un virus .
- **Metabólico** : Que tiene relación con el conjunto de reacciones bioquímicas que se producen en todo ser vivo mediante las cuales se elaboran ciertas sustancias o se degradan éstas liberando energía.
- **Patógeno** : Dícese de lo que provoca las enfermedades.
- **Presión Osmótica** : Presión debida al paso recíproco de líquidos de distinta densidad a través de una membrana que los separa.
- **Simbionte** : Dícese de los organismos asociados en simbiosis.