

Escuela Superior Politécnica del Litoral

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SIMULADOR DEL PROCESO
DE CONTROL DE LA TEMPERATURA DE FLUJO DE AIRE "**

TESIS DE GRADO

Previa a la obtención del Título de
INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: **ELECTRONICA**

Presentada por:

JIMMY SALVADOR ALVARADO BUSTAMANTE

Guayaquil - Ecuador

1.986

A G R A D E C I M I E N T O

Al ING. CARLOS VILLAFUERTE PENA,
Director de Tesis, cuya valiosa
colaboración hizo posible la
realización del presente trabajo.


Al CICYT por su apoyo económico
y logístico para el desarrollo
de esta tesis.

Al Ing. GAUDENCIO ZURITA H. de
manera especial, y a todos mis
profesores y amigos politécnicos.

D E D I C A T O R I A

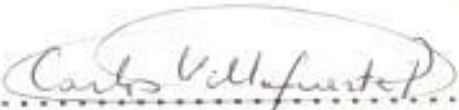
A MI MADRE

Con todo cariño
de su hijo Jimmy



.....

ING. GUSTAVO BERMUDEZ F.
SUB - DECANO DE LA FACULTAD DE
INGENIERIA ELECTRICA



.....

ING. CARLOS VILLAFUERTE P.
DIRECTOR DE TESIS



.....

ING. HUGO VILLAVICENCIO
MIEMBRO PRINCIPAL DEL
TRIBUNAL



.....

ING. SERGIO FLORES M.
MIEMBRO PRINCIPAL DEL
TRIBUNAL

DECLARACION EXPRESA

"La responsabilidad por los hechos, ideas y doctrinas expuestas en esta tesis, me corresponden exclusivamente; y el patrocinio intelectual de la misma, a la ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la ESPOL).


.....
JIMMY SALVADOR ALVARADO BUSTAMANTE

RESUMEN

El objetivo de este trabajo es el de diseñar y construir un simulador del proceso de control de la temperatura del flujo de aire utilizando los modos de control proporcional, proporcional integral y proporcional integral derivativo.

El proceso de control de la temperatura del flujo del aire se basa principalmente en sensar la temperatura del aire que es impulsado por un ventilador centrífugo a lo largo de un tubo de polipropileno llevándola a una señal de voltaje y compararla con una tensión de referencia obteniendo una señal de error la cual podrá ser amplificada, integrada o derivada por bloques individuales dando como resultado un voltaje de control que luego al compararse con rampas lineales podrá controlar por medio del método de fase la potencia disipada por el elemento calefactor que es parte del proceso.

Además otra modalidad de control que se diseñó y construyó fué un control de dos posiciones con histéresis variable.

Cabe indicar que en los tres primeros capítulos se hace una introducción sobre los modos de control en los sistemas térmicos, una introducción sobre los mismos y además sobre el modelo matemático del proceso aunque no en una forma muy rigurosa.

INDICE GENERAL

	PAG
RESUMEN.....	VI
INDICE GENERAL.....	VIII
INDICE DE FIGURAS.....	XII
ABREVIATURAS.....	XIX
INTRODUCCION.....	22
CAPITULO I	
CARÁCTERISTICAS GENERALES DEL SIMULADOR Y SUS MODOS DE CONTROL	
1.1 ELEMENTOS Y BLOQUES FUNCIONALES DEL SISTEMA..	24
1.2 DIAGRAMA DE BLOQUES COMPLETO DEL SISTEMA.....	27
1.3 MODOS DE CONTROL.....	29
1.3.1 Control de dos posiciones (on-off).....	29
1.3.2 Control Proporcional.....	36
1.3.3 Control Proporcional Integral.....	40
1.3.4 Control Proporcional Integral Derivati- VO.....	43
CAPITULO II	
SISTEMAS TERMICOS Y MODELO MATEMATICO DEL PROCESO	
2.1 INTRODUCCION A LOS SISTEMAS TERMICOS.....	46
2.1.1 Sistemas de Procesos Térmicos.....	47
2.1.2 Controladores de Sistemas Térmicos.....	52
2.1.3 Consideraciones Generales para la selec-	

ción de controladores.....	58
2.1.4 Instrumentación de Temperatura.....	61
2.2 REPRESENTACION DE FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SISTEMAS TERMICOS.....	66
2.3 RESPUESTA TRANSITORIA DE LOS SENSORES DE TEM- PERATURA.....	71
2.4 RESPUESTA DE ESTADO ESTABLE DEL PROCESO.....	75
2.5 RESPUESTA TRANSITORIA DEL PROCESO Y DEL ELE- MENTO DE MEDICION A LAS VARIACIONES DE LA TENSION DE ENTRADA APLICADA AL CALEFACTOR....	82

CAPITULO III

MEDICION Y AMPLIFICACION DE SEÑALES DE TEMPERATURA

3.1 AMPLIFICACION Y ANALISIS DE DERIVAS.....	84
3.2 IMPORTANCIA DE LAS MASAS DE ALTA CALIDAD.....	87
3.3 MEDICION EN AMBIENTES RUIDOSOS.....	94
3.4 INFLUENCIA DE LA GANANCIA EN LOS COMPARADO- RES.....	98
3.5 MEDICION MEDIANTE TERMISTORES DE COEFICIENTE NEGATIVO DE TEMPERATURA (NTC).....	102
3.6 CONSTANTE DE TIEMPO DE LOS TERMISTORES NTC....	106
3.7 LINEALIZACION DE LAS CARACTERISTICAS DE LOS TERMISTORES NTC.....	107

CAPITULO IV

DISEÑO DEL CONTROL DE TEMPERATURA DEL FLUJO DE AIRE

4.1 CRITERIOS DE SELECCION DE LOS ELEMENTOS DEL	
---	--

PROCESO: VENTILADOR CENTRIFUGO, ELEMENTO CA- LEFACTOR, TUBO DE POLIPROPILENO Y SENSORES...	108
4.2 CIRCUITO SENSOR DE TEMPERATURA.....	111
4.3 CIRCUITO REFERENCIAL DE TEMPERATURA.....	113
4.4 CIRCUITO DETECTOR DE ERROR.....	115
4.5 CIRCUITO INTEGRADOR.....	117
4.6 CIRCUITO DIFERENCIADOR.....	118
4.7 CIRCUITO GENERADOR DE ONDAS CUADRADA Y TRIAN- GULAR.....	121
4.8 CIRCUITO DE AMPLIFICACION Y SUMA	123
4.9 CIRCUITO DE CONTROL DE DOS POSICIONES (ON- OFF).....	125
4.10 CIRCUITO DE INTERFASE DE POTENCIA.....	129
4.11 CIRCUITO DE DESPLIEGE VISUAL.....	144
CAPITULO V	
CONSTRUCCION DEL SISTEMA	
5.1 LISTA DE COMPONENTES DEL DISEÑO.....	146
5.2 TARJETAS DE LAS DIFERENTES PARTES DEL SISTEMA, MONTAJE Y DISPOSICION DE LAS MISMAS.....	159
CAPITULO VI	
RESULTADOS EXPERIMENTALES	
6.1 PRUEBAS Y RESULTADOS DE CADA ACCION DE CON- TROL.....	169
APENDICE	
APENDICE A: MANUAL DEL USUARIO.....	184

APENDICE B: DOCUMENTACION DEL DISEÑO.....	186
BIBLIOGRAFIA.....	208

I N T R O D U C C I O N

La temperatura es una variable preponderante en un gran número de procesos industriales; su control debe ser preciso y estable.

El control de la temperatura de flujo de aire es de importancia primordial en muchos procesos industriales, tales como secado de granos, esterilización de equipos en la medicina, secado de papel, etc, en los cuales se requiere que la temperatura sea constante para valores ya prefijados, o a lo mucho dependiendo del proceso a controlar, que la temperatura esté dentro de un margen de tolerancia admisible.

Por las razones indicadas anteriormente y también por el convencimiento de que existen los recursos suficientes para acometer la tarea de construir equipos pedagógicos a nivel de prototipo, que aunque no tengan la apariencia de un acabado depurado, sirvan para los propósitos de instrucción en nuestros laboratorios. Me decidí a realizar este trabajo esperando que el mismo sirva de estímulo para que otros estudiantes realicen trabajos similares que tengan como objetivo

el control de otras variables físicas que son de mucha importancia en el control de procesos industriales.

El presente trabajo comenzó con la construcción del proceso a controlar, para luego proceder al diseño y construcción del control del mismo.

En el primer capítulo se trata globalmente del trabajo en forma de bloques funcionales y una pequeña introducción sobre los modos de control en un proceso que involucra a la temperatura; en el capítulo II se expone sobre los procesos térmicos y se hace un análisis matemático aunque no muy exhaustivo sobre el proceso de la temperatura del flujo de aire. Antes de abordar al diseño del control, en el capítulo III se trata sobre los problemas en la medición de señales de temperatura sin la intención de establecer normas correctivas sobre los inconvenientes que se presentan, sino con el propósito de tener un conocimiento de tipo general sobre ellas.

El diseño del control es ampliamente explicado en el capítulo IV. La etapa de construcción y listado de elementos se describe en el capítulo V. La etapa de

CAPITULO I

CARACTERISTICAS GENERALES DEL SIMULADOR Y SUS MODOS DE CONTROL

1.1 ELEMENTOS Y BLOQUES FUNCIONALES DEL SISTEMA.

El sistema a diseñar está compuesto por los siguientes elementos y bloques funcionales:

El Elemento de Proceso.- Este consiste en la turbina o ventilador, la unidad de calentamiento y el tubo de aire. Durante los experimentos se podrá modificar el flujo de aire variando la abertura del ventilador.

Bloque sensor de la temperatura del aire.- El sensor y su circuito miden la temperatura del aire. En la salida de este circuito se lee la tensión, que es directamente proporcional a la temperatura .

Bloque de Referencia de Temperatura .- Mediante un potenciómetro se ajusta la temperatura deseada del flujo de aire. La temperatura de referencia será

proporcional a una tensión de referencia.

Bloque Detector de Error.- En el bloque detector de error puede medirse la diferencia entre la tensión que es proporcional a la temperatura real del proceso y la tensión de referencia de temperatura.

Bloque Integrador.- Integra la señal de error. El integrador posee una constante de tiempo ajustable. El procedimiento de calibración se lleva a cabo mediante el generador de onda cuadrada.

Bloque Diferenciador.- Efectúa la operación matemática de derivación de la señal de error. También posee una constante de tiempo ajustable. El procedimiento de calibración se lleva a cabo mediante un generador de onda triangular.

Bloque Sumador y Amplificador.- Suma las tensiones a la entrada y amplifica el resultado. La ganancia es ajustable.

Bloque de Control ON-OFF.- Contiene el circuito para el control de apagado-encendido (ON-OFF) con histéresis ajustable.

Bloque de interfaz de Potencia.- La potencia suministrada al elemento calefactor es proporcional al voltaje continuo a la entrada del bloque de interfaz de potencia . La potencia varía mediante la técnica de control de fase.

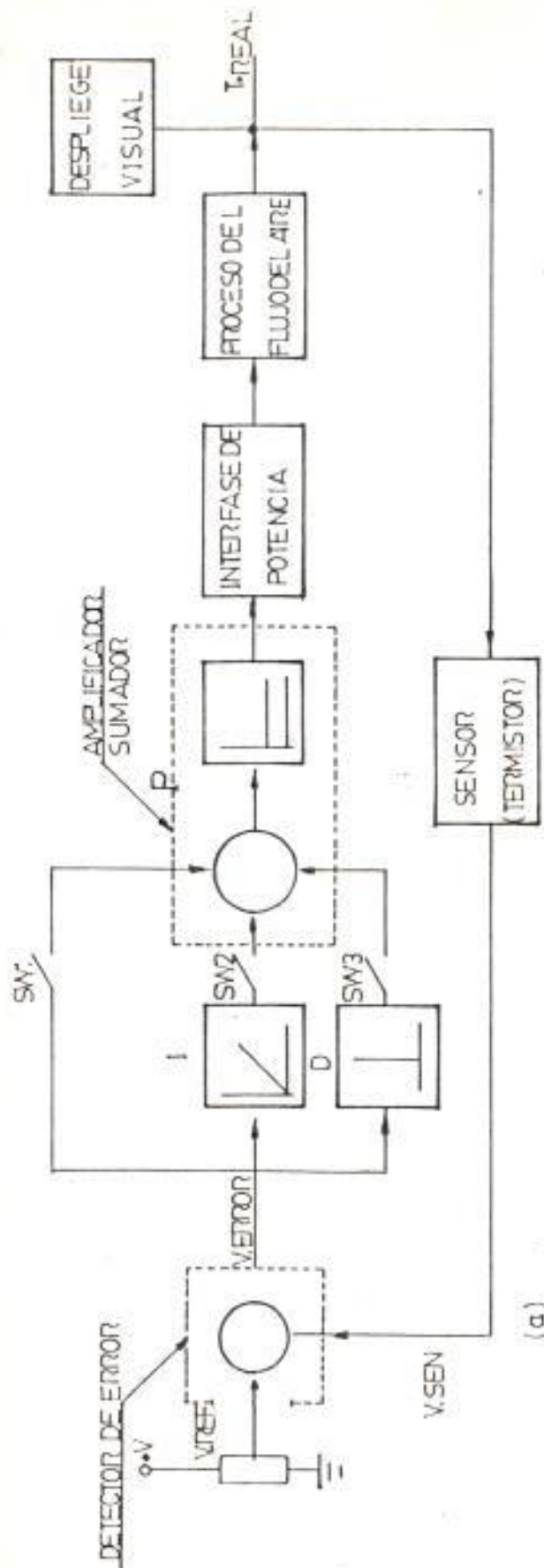
1.2 DIAGRAMA DE BLOQUES COMPLETO DEL SISTEMA

En la figura 1.1 se muestra el diagrama completo del sistema con los bloques funcionales.

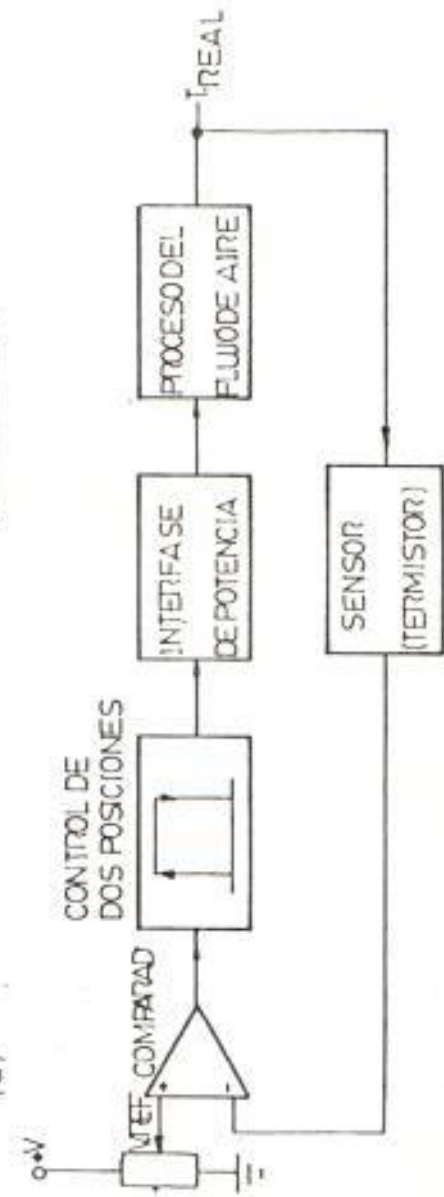
En la parte a) del gráfico se tiene que un voltaje de referencia es comparado en el detector de error con el voltaje que proviene del circuito sensor cuyo transductor es un termistor generando un voltaje de error al cual se le aplica uno de los modos de control que se pueden obtener al cerrar los interruptores pudiendo ser proporcional, proporcional integral o proporcional integral derivativo, luego de pasar por estos bloques son sumadas y amplificadas estas señales generando el voltaje llamado de control pasando a controlar a la interface de potencia para provocar mayor o menor disipación de potencia en el elemento calefactor que es parte del proceso junto con el ventilador y el tubo. Luego la temperatura que genera este es sensada por el termistor cerrando así el lazo.

En la parte b) del gráfico se tiene el control de dos posiciones, cuya acción depende del resultado de la comparación entre la referencia y el voltaje de salida del circuito sensor con termistor.

ESOWLA SOFTWARE (P. 11-12-13-14-15-16-17-18-19-20-21-22-23-24-25-26-27-28-29-30-31-32-33-34-35-36-37-38-39-40-41-42-43-44-45-46-47-48-49-50-51-52-53-54-55-56-57-58-59-60-61-62-63-64-65-66-67-68-69-70-71-72-73-74-75-76-77-78-79-80-81-82-83-84-85-86-87-88-89-90-91-92-93-94-95-96-97-98-99-100)
 Depto. de Ingeniería Informática
 BILBAO
 Ins. No. _____



(a)



(b)

FIGURA 1:1 DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SIMULADOR

- a) CON MODO P, I, D DE CONTROL
- b) CON MODO DE DOS POSICIONES (ON/OFF)

1.3 MODOS DE CONTROL

En los procesos industriales, el control de temperatura es, sin duda, uno de las más importantes.

Entre los tipos de regulación más usados se tienen:

- a) Regulación SI/NO (ON-OFF)
- b) Regulación Proporcional
- c) Regulación Proporcional + Integral
- d) Regulación Proporcional + Integral +
Diferencial

1.3.1 CONTROL DE DOS POSICIONES (ON-OFF)

El diagrama esquemático de una instalación de regulación todo o nada (on-off) se representa en la figura 1.2, mientras en la figura 1.3 se representa a la temperatura en función de tiempo.

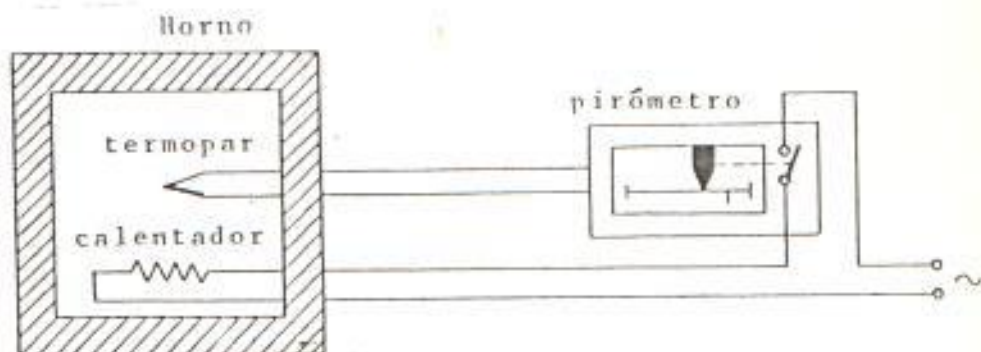


Figura 1.2. Instalación de regulación todo o nada (on-off).

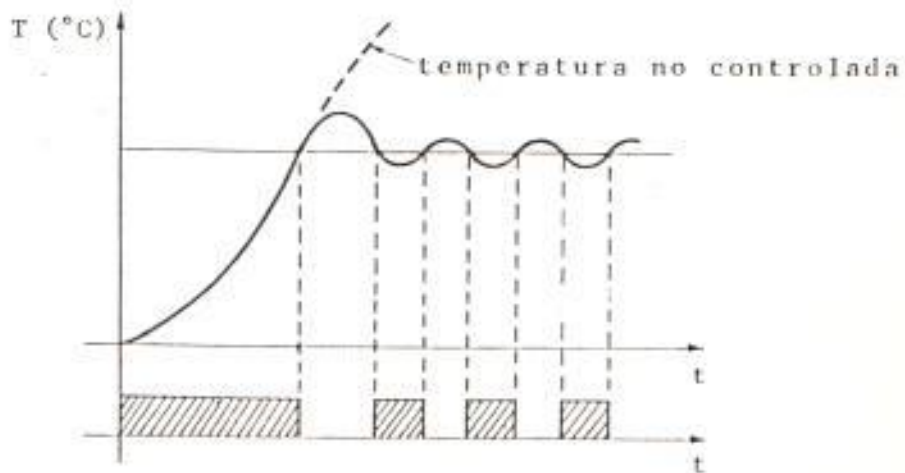


Figura 1.3 Gráfico de la temperatura en función del tiempo.

Una instalación de regulación de dos posiciones posee básicamente los siguientes elementos

-Elemento calentador, que puede ser eléctrico o combustible líquido o gaseoso.

-Transductor de temperatura, que suministra, en forma de magnitud eléctrica, la información del valor de la temperatura en el interior del horno.

-Pirómetro, que es un instrumento capaz de comparar la señal proveniente del termopar o sensor con una señal llamada "de referencia" cuyo valor depende de la temperatura escogida. Si la señal proveniente del termopar es inferior a la de referencia el pirómetro cierra el contacto de alimentación del calentador. Si por el contrario, la señal supera la de referencia, el pirómetro abre el circuito de potencia del calentador. Indudablemente para no tener oscilaciones es necesario que el pirómetro tenga dos niveles suficientemente espaciados entre ellos. El primer nivel se llama "nivel superior" y

representa la temperatura que el horno debe alcanzar en la fase de calentamiento para provocar la apertura del contacto de alimentación del calentamiento. El segundo nivel se llama "nivel inferior" y representa la temperatura que el horno debe alcanzar en la fase de enfriamiento para provocar el cierre del contacto que alimenta al calentador como se muestra en la figura 1.4.

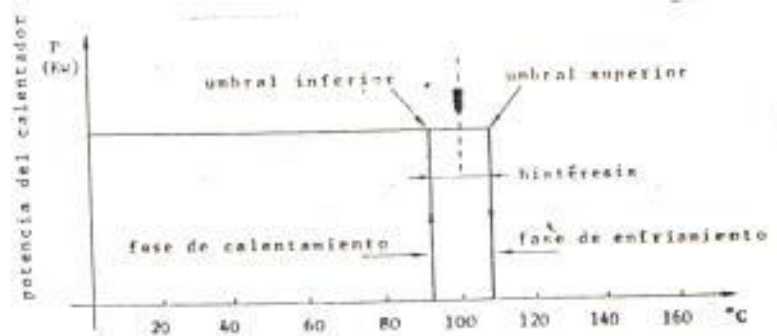


Figura 1.4. Potencia del calentador en función de la temperatura

La diferencia entre el nivel superior y el nivel inferior se llama «histéresis» o «banda muerta». Valores muy reducidos de la banda pueden causar oscilaciones, o bien

una excesiva frecuencia de intervención del contactor que activa el calentador (figura 1.5.a). Valores muy amplios de la banda producen, frecuentemente, oscilaciones no aceptables de la temperatura en el interior del horno (figura 1.5.b) se buscarán ahora algunas soluciones de compromiso.

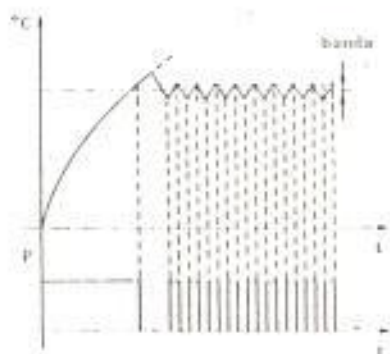


Figura 1.5.a
Efecto de la
histéresis reducida

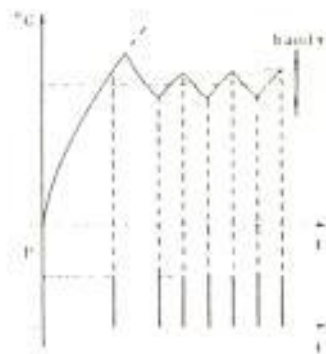


Figura 1.5.b
Efecto de la
histéresis amplia

- No queriendo renunciar a la banda estrecha, un método para reducir la excesiva frecuencia de intervención del contactor consiste en interrumpir sólo una parte de la potencia del

calentador dejando la otra en funcionamiento la misma que, debe ser menor que las pérdidas naturales del horno, de otra manera no descendería nunca la temperatura y no sería posible una regulación. El funcionamiento de este tipo de calentador se representa en la figura 1.6.

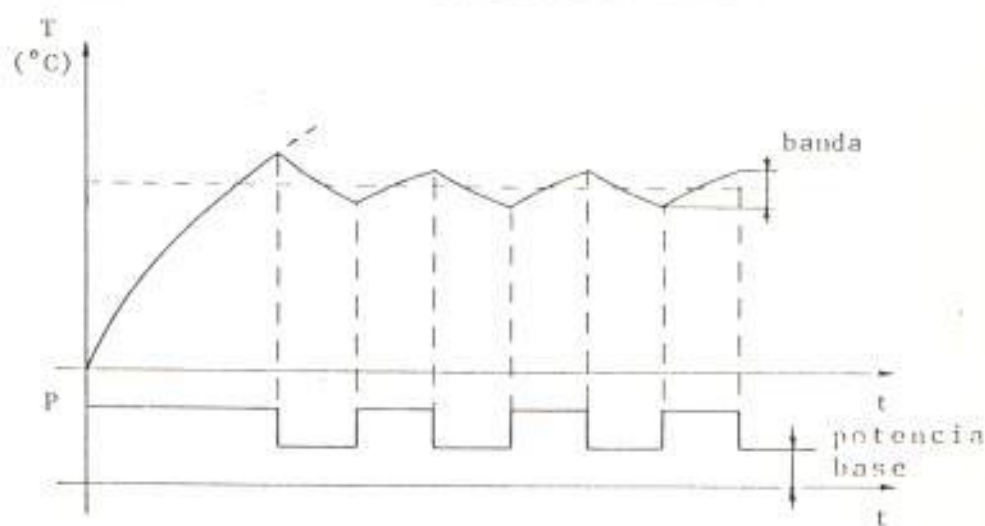


Figura 1.6. Gráficos de Temperatura y Potencia con interrupción de sólo una parte de la potencia.

Conviene ahora examinar cómo varía la frecuencia ($1/T$) de las intervenciones del contactor, así como la relación entre el período de cierre y el período de apertura (T_c/T_a), para

dos valores diversos de temperatura en el interior del horno (Figura 1.7). Se advierte que, con el aumento de la temperatura, aumenta la disipación del horno y, por tanto, para mantener una temperatura más alta es necesaria una mayor potencia de calentamiento.

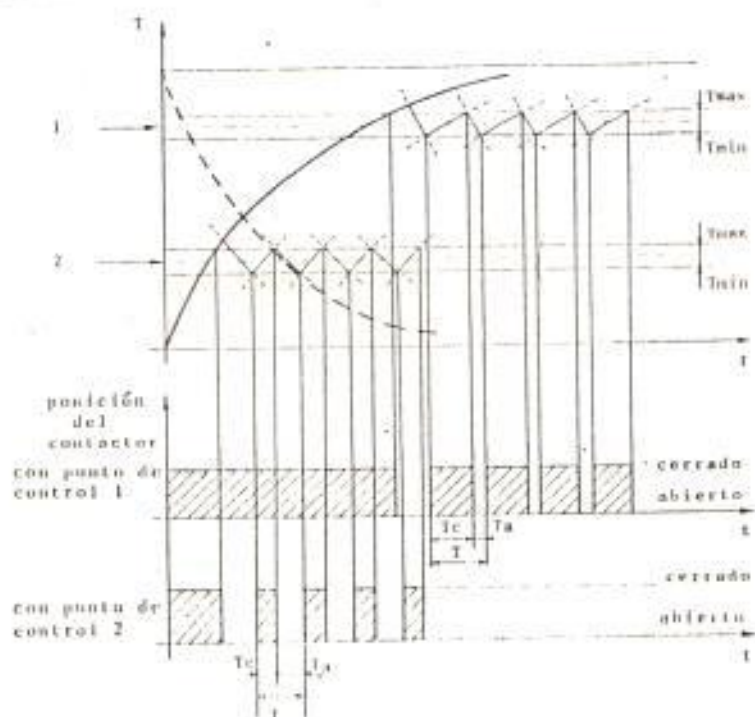


Figura 1.7. Variación de la frecuencia de intervención del contactor para diferentes temperaturas de referencia.

1.3.2 CONTROL PROPORCIONAL

Este consiste en una relación de proporcionalidad lineal y continua entre el valor de la temperatura regulada y la potencia del calentador. El diagrama esquemático se representa en la figura 1.8.

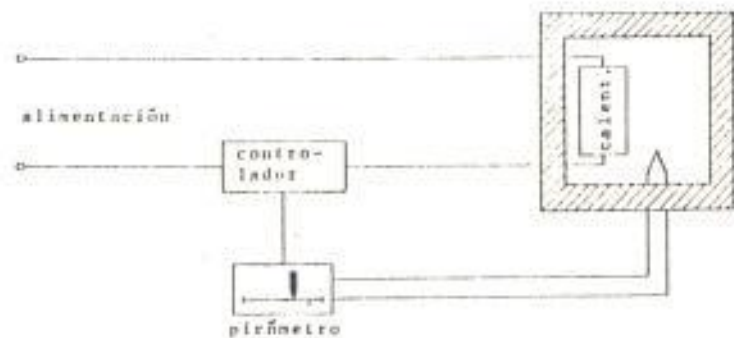


Figura 1.8. Diagramas de bloques de regulación proporcional

La misión del pirómetro en este caso es la de comparar la señal proveniente del termopar con una señal de referencia, cuyo valor depende de la temperatura impuesta con la referencia, y de dar en la salida una señal de amplitud

constante fuera de la banda proporcional, y una variable en el interior de la banda proporcional.

Por <<banda proporcional>> se entiende el intervalo en el campo de medida dentro del cual se produce la variación de la señal de salida del pirómetro y, por consiguiente, la regulación de la potencia del elemento calefactor.

La banda proporcional normalmente es regulable para tener una mayor flexibilidad de aplicación y su valor se expresa en porcentaje del campo de medida.

La misión del controlador es la de regular la potencia que llega al calentador según la señal del pirómetro. La regulación completa de la potencia del calentador se produce dentro de la banda proporcional.

Para valores de temperatura más bajos que el nivel inferior de la banda proporcional, el controlador mantendrá la máxima potencia en el

calentador. Para valores de temperatura más altos que el nivel superior el controlador cortará completamente la corriente suministrada al calentador.

Para todos los valores comprendidos dentro de la banda proporcional la potencia del calentador será una función de la potencia disipada en el horno.

La elección de la amplitud de la banda proporcional depende esencialmente de las características de la instalación. Bandas proporcionales de amplitud limitada mantienen la regulación más precisa; pero pueden dar lugar a oscilaciones en el sistema. Bandas proporcionales amplias son necesarias para instalaciones con baja inercia térmica.

El alejamiento de la temperatura del valor fijado con el de referencia es directamente proporcional a la forma de las variaciones en la carga y a la amplitud de la banda proporcional (Figura 1.9).

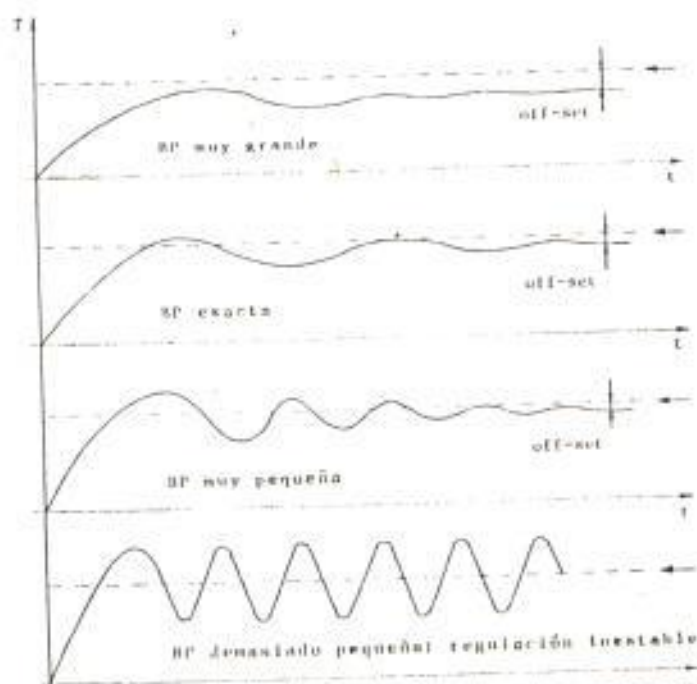


Figura 1.9. Efecto de la banda proporcional en la regulación.

El valor de error respecto a la referencia depende tanto de la banda como de la potencia necesaria en el calentador para mantener el horno a la temperatura deseada.

Por otra parte el error es necesario para mantener la potencia en el calentador y este error será tanto mayor cuanto más grande sea la potencia requerida por el calentador.

La figura 1.9 demuestra que para reducir este

error no es suficiente reducir la banda (recordando que $B = 1/K_p$, donde K_p es la ganancia del amplificador de potencia).

Si se quiere reducir el error a cero el sistema más eficaz es el de añadir a la acción proporcional la acción integral.

1.3.3 CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL

Si se supone que en la magnitud de la salida (temperatura del horno) se produce una variación en escalón (Figura 1.10).

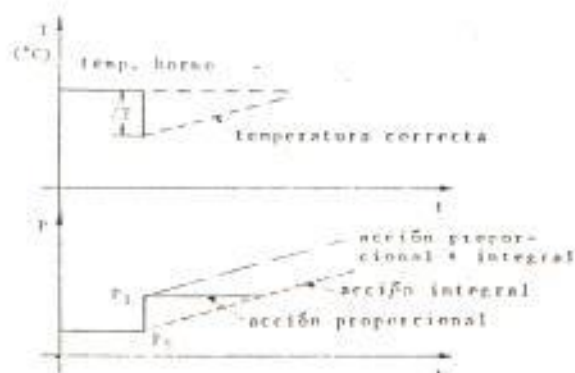


Figura 1.10. Efecto de la acción proporcional integral sobre la potencia del calentador y la temperatura del horno.

Por efecto de la acción proporcional la potencia del calentador pasará de P_0 a P_1 y se mantendrá en ese valor hasta que el error quede dentro de la banda proporcional (línea llena).

Por efecto de la acción integradora la potencia en el calentador continuará aumentando hasta que el error sea nulo (línea a trazos).

Con línea de raya y punto se representa la acción combinada proporcional + integral.

Las ventajas que se obtienen con un control de este tipo son:

- a) Posibilidad de reducir el error a cero.
- b) Reducción del tiempo para llevar a la salida al punto de control.

De la figura 1.11 se deduce que este tiempo es función de T_i (tiempo de integración). Por tiempo de integración se entiende el tiempo

necesario para que la acción integradora alcance la acción proporcional .

El inverso de tal valor se llama <<frecuencia de integración>>, se mide en repeticiones por minuto y da el número de veces que la acción integral alcanza a la proporcional en el periodo de un minuto.

En estos controles es posible regular tanto la amplitud de la banda proporcional como la forma de la acción integral. Los resultados que se pueden obtener con una acción PI se representa en la figura 1.11.

En la figura se muestra claramente que disminuyendo, a igualdad de valor de la banda proporcional, el tiempo de integración T_i , se consigue anular más rápidamente el error pero al mismo tiempo se generan oscilaciones en el sistema.

Los valores óptimos de regulación se obtienen, siempre por vía experimental, en el momento de puesta a punto de todo el sistema.

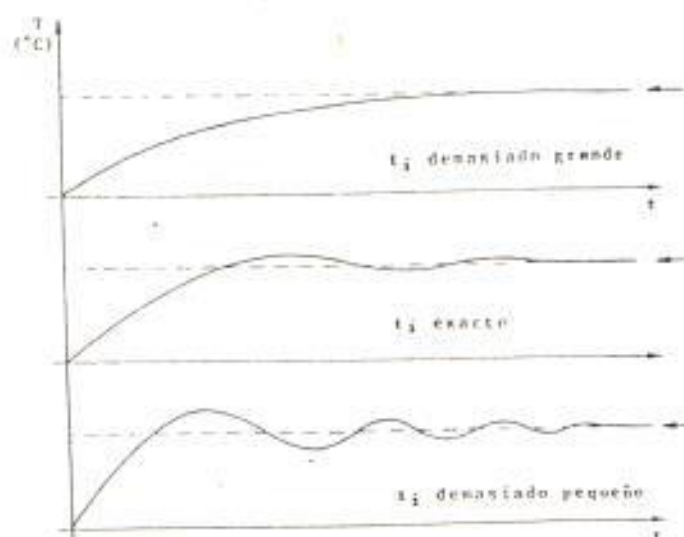


Figura 1.11. Efecto del tiempo de integración T_i en la acción PI.

1.3.4 CONTROL PROPORCIONAL INTEGRAL DERIVATIVO

Los procesos con un notable retardo cinemático (retardo debido a la capacidad de instalación para seguir variaciones de temperatura más o menos rápidas) son de difícil regulación aun usando la acción proporcional más integral, porque en tales casos la zona proporcional debe ser más amplia y la acción integral

reducida para evitar oscilaciones.

En estas condiciones, variaciones de la temperatura debidas a variaciones de la carga requieren un tiempo muy largo antes de ser eliminadas. Se recurre entonces a la acción diferencial unida a la acción proporcional + integral.

La acción diferencial provoca, en presencia de una variación en escalón de la temperatura, una acción reguladora inicial mayor, de modo que suministra al calentador una potencia mayor que cuando se tienen solamente la acción proporcional más integral (figura 1.12).

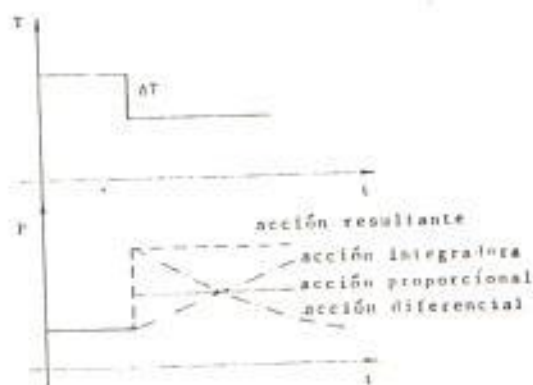


Figura 1.12. Efecto de la acción PID.

Si el error permanece constante la acción diferencial reduce su acción dejando a la acción integral el trabajo de llevar a cero el error. También en este caso se define el <<tiempo de anticipación>> que es el necesario para que la acción proporcional sola alcance el efecto debido a la acción diferencial.

CAPITULO II

SISTEMAS TERMICOS Y MODELO MATEMATICO DEL PROCESO

2.1 INTRODUCCION A LOS SISTEMAS TERMICOS

+ En todos los procesos de fabricación utilizados por la industria, la medición de la temperatura y su manipulación es lo más común. De hecho, sobre el 50% de todas las variables medidas en campos relacionados con la industria se tiende a involucrar alguna forma de medición de la temperatura o sus cambios.

Los sistemas que utilizan procesos térmicos producen o generan calor, proveen un medio a seguir para iniciar algún tipo de acción de control, utilizan energía para conseguir una función de trabajo específico, y finalmente poder registrar las variaciones de temperatura a través de técnicas de medición precisas. Estas funciones conciernen mayormente al personal industrial involucrado en las aplicaciones de control de procesos. Un conocimiento básico de los sistemas térmicos,

sus aplicaciones, e instrumentación de medición es de importancia primordial.

2.1.1 SISTEMAS DE PROCESOS TERMICOS

Los procesos de fabricación que responden de alguna forma a la temperatura son comúnmente clasificados como sistemas térmicos. En aplicaciones industriales, los sistemas térmicos son usados para controlar un amplio rango de procesos, de operaciones de manufacturación complejas. Un sistema térmico debe tener una fuente de energía primaria, un medio de transmisión, un control, una carga y uno o más indicadores de acuerdo a la función apropiada.

En general, un sistema de proceso térmico es definido como cualquier sistema que responde en alguna forma a cambios de temperatura. Estos sistemas pueden generar calor para producir moldeado u operaciones de formación o para responder a cambios de temperatura que son utilizados para controlar otro proceso.

La fuente de energía de un sistema térmico requiere una clasificación adicional para distinguirlo de otros sistemas. La energía está presente en tres formas básicas: calor, luz y movimiento mecánico. También está disponible en forma de electricidad, acción química y nuclear. Estas seis formas de energía están relacionadas dentro de cierto límite. Estas relaciones están basadas en el hecho que la energía de una forma puede ser fácilmente cambiada o transferida hacia una de las otras formas existentes. La fuente de energía de un sistema térmico usualmente opera por el cambio de energía de una forma hacia algún tipo diferente. En esto se aprecia la electricidad y la acción química que generalmente sirven como la fuente primaria de energía de la mayoría de sistemas térmicos industriales. El sol puede ser usado también como fuente primaria. La energía térmica puede ser obtenida por fricción, compresión y acción mecánica. El medio de transmisión de un sistema térmico es único comparado con otros sistemas. El material del medio puede ser un sólido, líquido o gas. El proceso por

el cual el calor es transferido de un extremo calentado de una barra metálica sólida al otro extremo de ella es llamado conducción. De acuerdo a la teoría cinética, conducción es la transferencia de calor a través de la colisión de moléculas. En materiales sólidos los metales son los mejores conductores térmicos; los no metales en general sirven como aisladores o no conductores.

Los líquidos y gases son principalmente calentados por el proceso de convección. Cuando un recipiente de líquido es colocado sobre una fuente de calor, al principio solo el líquido del fondo del recipiente recibe calor. En este caso el calor es transferido por conducción. Como la mayoría de los líquidos son pobres conductores de calor, muy poco calor es transferido a otras partes del líquido. Como la capa del fondo del líquido comienza a expandirse, esta se hace menos densa que el líquido frío de encima. El líquido caliente por consiguiente se mueve hacia el tope del recipiente y el líquido frío circula hacia el fondo. De esta manera las

diferentes capas del líquido comienzan a moverse causando así corrientes de circulación.

Convección, por tanto, es la transferencia de calor por medio de corrientes de circulación que ocurre cuando los líquidos o los gases son calentados. Un ejemplo del principio de convección es un sistema de calentamiento de aire forzado.

El calor puede además ser transmitido de una fuente a través de la radiación de ondas donde no existe materia. Un primer ejemplo de esto es el calor que llega a la tierra desde el sol. En efecto, la energía térmica es radiada lejos de su fuente de calor a través de rayos infrarrojos.

X La función de control de un sistema altera el camino de flujo de calor entre la fuente de energía y la carga.

Dispositivos específicamente llamados controladores son usualmente responsables de esta operación. Estos procuran mantener la

temperatura del sistema en un nivel deseado.

La parte carga de un sistema térmico representa la función trabajo o material que va a ser mantenido a una temperatura especificada. Como el calor fluye desde un cuerpo de temperatura alta, a otro de temperatura baja, la carga es directamente dependiente de la fuente. La demanda térmica de la carga puede ser de naturaleza estable para un periodo prolongado, variable, o cíclico.

La aplicación del sistema generalmente determina la característica de la naturaleza de la carga.

Los indicadores térmicos o instrumentación representan la parte del sistema responsable de la medición. Típicamente, los indicadores de temperatura vienen dispuestos a la salida o carga del sistema, el controlador, o la fuente.

2.1.2 CONTROLADORES DE SISTEMAS TERMICOS

La función del controlador de un sistema térmico es principalmente realizada por una combinación de componentes colocados en una unidad conocida como el controlador. La función de esta unidad es sensar la temperatura del sistema y determinar la cantidad de flujo de calor necesario para satisfacer la demanda del punto deseado de operación del sistema. Para lograr esta función hay varios factores que afectan la precisión del controlador. Estos incluyen gradientes de temperaturas, retrasos térmicos, localización de componentes y selección del tipo de controlador.

Gradientes térmicos: mediciones de diferentes valores de temperatura, empezando en la fuente de calor y moviéndonos hacia la carga, indican que ocurran caídas en la temperatura en el trayecto desde la fuente hacia la carga, que es la parte final del sistema.

Los gradientes térmicos ocurren en general en todos los sistemas de temperatura y es muy importante reconocer donde existen. Después que el calor es efectivamente transferido de la fuente hacia la carga en una sola dirección, los gradientes térmicos son inevitables y necesarios. El control del sistema puede ser efectivo sólo cuando los gradientes térmicos son tomados en consideración. Por eso es muy importante que las mediciones sean tomadas tan cerca como sea posible al área que va a ser influenciada por el controlador. Si estas mediciones son tomadas cerca de la fuente del sistema, las lecturas son algo más altas que las que aparecerán realmente en la carga.

Idealmente el elemento sensor del controlador puede ser adherido a la carga o colocado en el área de trabajo del sistema. El nivel de referencia del controlador puede tomar en consideración el gradiente térmico y ser ajustado o compensado en forma relativa para esta localización en el sistema. En la práctica es deseable minimizar los gradientes térmicos para mejorar la precisión del

controlador.

Retraso Térmico: es otra condición inevitable que está presente en algún límite en todo sistema térmico. Se define el retraso térmico como una demora en la distribución de calor que ocurre entre la salida de la fuente y la llegada a la carga. La distancia entre la fuente y la carga y la resistencia a la transmisión del calor son los factores principales que influyen en esta clase de retraso.

La precisión del control del sistema depende bastante del retraso térmico. Cuando el factor de demora es bajo, la acción del controlador sigue cercanamente los ajustes del nivel de referencia del sistema. Periodos grandes de demora, por comparación tienden a causar exceso de temperatura. Esto representa más calor para la carga del que el sistema realmente necesita para recobrase de una caída de temperatura. En suma a esto el elemento sensor puede no ser capaz de responder lo bastante rápido para entregar el calor requerido por la carga. El término subimpulso

describe esta condición. Tanto el sobrenivel y el subnivel causan que el ancho del rango de control sea expandido completamente en forma significativa durante la operación normal. En la práctica el retraso térmico no puede ser completamente eliminado.

La selección apropiada del medio de transmisión entre la fuente y la carga es un factor primordial en el diseño del sistema. Cuando se desea control de lazo cerrado hay varios factores en el medio de transmisión que deben ser considerados tales como:

- a) Cuando el material es un líquido, aire o gas usado como medio de transmisión el mismo deberá estar en un continuo estado de agitación.
- b) Todos los materiales usados como medio de transmisión deben tener un alto nivel de conductividad térmica,
- c) Los materiales de aislamiento del medio térmico deben poseer baja

conductividad.

El retraso térmico en general produce alguna información engañosa sobre el funcionamiento de un sistema de temperatura que cambia rápidamente. En algunos sistemas los efectos de retrasos excesivos pueden ser tan grandes que el sensor en la carga puede estar pidiendo más calor cuando el sistema está justamente empezando a responder a un cambio previo.

Los sistemas con una respuesta rápida de controladores e indicadores que responden lentamente, tales como los termómetros de mercurio, usualmente tienen un problema de retraso de este tipo.

Ubicación de los componentes del sistema : si la fuente de calor, el elemento sensor, y la carga pueden ser agrupados a la vez en un área central compacta, puede haber un pequeño problema con el control. Una distancia corta de la fuente a la carga puede inducir al elemento sensor a responder muy rápidamente a cualquier cambio en todo el sistema. Esto puede minimizar el sobrenivel y subnivel,

retraso térmico, y gradientes térmicos.

Una regla general a considerar cuando seleccionamos la ubicación de los componentes del sistema térmico está basado en la naturaleza de la característica de control. Para sistemas donde la demanda del calor deseado es estable, el elemento sensor debe ser posicionado cerca de la fuente. En los sistemas donde la demanda es de naturaleza variable el elemento sensor debe ser orientado lo más cerca del área de la carga.

En sistemas de líquido y gas donde la demanda de calor es más bien de naturaleza estable, el elemento sensor puede ser colocado cerca de la fuente. La transferencia de calor en este tipo de sistemas es principalmente conseguida por el proceso de convección. Los agitadores o ventiladores en estos sistemas son usados para distribuir corrientes de convección y minimizar gradientes y retrasos térmicos.

2.1.3 CONSIDERACIONES GENERALES PARA LA SELECCION DE CONTROLADORES

Esencialmente, el objetivo del controlador es conseguir el nivel deseado de control. El proceso de selección debe tomar en cuenta el rango de operación, el tiempo de respuesta, la sensibilidad de resolución, el modo de control y el tipo de sensor.

El rango de operación del sistema, se refiere específicamente a los extremos superior e inferior de temperatura dentro del cual un controlador puede responder. Este rango está principalmente determinado por el tipo de elemento sensor empleado y el trabajo mecánico del controlador. El elemento sensor es básicamente el responsable para la detección de temperatura. Típicamente los sensores eléctricos responden a la temperatura mediante la generación de voltaje, cambio de resistencia, comparación de colores, etc.

El problema de no linealidad afecta el ancho del rango de control. Los sistemas con

termistores tienen un rango de operación de 65°C a 398°C . Este rango puede ser extendido usando alternadamente elementos sensores en un sistema.

La respuesta de tiempo de un controlador, es una medida del tiempo que toma el elemento sensor en generar una señal que es la más reciente para iniciar un cambio de estado del sistema. Este factor depende del tipo de sensor empleado. La respuesta de tiempo está normalmente basada en el tiempo que toma el sensor para iniciar un cambio de 63,2% por sobre su salida calibrada. La respuesta de tiempo del elemento sensor es el principal factor en la selección de un controlador. Cuando se necesita una respuesta rápida se puede usar termistores y termorresistores como elementos detectores. El rango de respuesta de tiempo es generalmente de 0,035 a 5 segundos. La respuesta de tiempo de una termocupla es de 0,04 a 7,5 segundos. Los termostatos y termointerruptores son algo lentos con respuestas de tiempo que arrancan desde 1 seg.

La respuesta de tiempo no es muy significativa en sistemas donde la temperatura permanece constante por periodos largos. En sistemas donde los cambios de temperatura ocurren frecuentemente y en forma rápida, entonces, la respuesta de tiempo se convierte en una consideración muy importante del sistema.

La sensibilidad de resolución de un controlador normalmente se refiere a la cantidad específica de cambio de temperatura necesitada por un controlador para actuar. Las expresiones típicas de sensibilidad están dados por un número específico de grados, o como un porcentaje del rango de operación total del controlador o escala. Una buena sensibilidad es algunas veces costosa de conseguir. Los termistores y termocuplas son los sensores que tienen la mejor sensibilidad de los controladores, con valores de 1°F a $0,2\%$ del rango de temperatura.

El modo de control, esencialmente describe el método mediante el cual un controlador ajusta al sistema de temperatura para conseguir una

referencia deseada de temperatura.

La operación del elemento sensor, es una consideración extremadamente importante cuando seleccionamos el controlador de un sistema térmico para una aplicación específica. El tiempo de respuesta, el rango de temperatura de operación y la sensibilidad de resolución son muy dependientes del elemento sensor. Se suma a esto el tamaño físico del sensor que tiene mucho que ver con los procedimientos de diseño tanto para la instalación y la localización del componente.

2.1.4 INSTRUMENTACION DE TEMPERATURA

Instrumentación de temperatura es un término que se emplea para describir dispositivos o procedimientos utilizados para probar y evaluar la temperatura de un sistema.

Para la selección de un instrumento específico hay que tomar en cuenta el rango de temperatura, además el tiempo de respuesta, la preci-

sión, el tiempo de vida, y el método básico de operación. Las mediciones de temperatura están divididos en dos clasificaciones generales: en eléctricas y no eléctricas.

La instrumentación no eléctrica está esencialmente basada en el principio de expansión. Los cambios de temperatura pueden, en efecto, causar cambios dimensionales en materiales sólidos o producir gases, presión de vapor, o expandir líquidos. Como el resultado de la acción, la temperatura es transformada en cambios físicos o mecánicos que van a ser leídos sobre una escala calibrada.

La instrumentación eléctrica y electrónica es algo diferente de las técnicas de medición no eléctricas. En primer lugar, la electricidad va a ser suministrada por una fuente auxiliar para realizar dicha función en el sistema. Secundariamente, un transductor es empleado para cambiar las variaciones de temperatura a señales eléctricas. Este tipo de instrumentación además tiene la ventaja de usar elementos sensores de masa pequeña que

pueden ser localizados a distancias convenientes del área de medición. Además la instrumentación electrónica es útil para aplicaciones portátiles, lo cual incrementa la versatilidad del equipo de medición.

La instrumentación eléctrica y electrónica es principalmente clasificada e acuerdo a los principios fundamentales de operación del elemento sensor. En la práctica esto incluye cambios de resistencia, generación de voltaje y comparaciones ópticas y de radiación. El elemento sensor o transductor de estos instrumentos tiene la capacidad de distinguir entre los cambios de temperatura y juzgar la cantidad de calor en un objeto.

Los transductores de medición de temperatura son muy similares a los utilizados en el elemento sensor de un controlador. En efecto, los elementos sensores son a menudo intercambiables en los controladores y los registradores de temperatura.

La instrumentación por termoresistencia está

basada en la propiedad de ciertos metales para cambiar la resistencia cuando están expuestos al calor. Los elementos sensores termoresistivos son contruidos de un número de metales muy comunes, tales como platino, níquel, tungsteno, y cobre. De estos metales el platino es el más utilizado en aplicaciones industriales, además tiene una resistencia lineal en un rango muy útil y la precisión es muy buena.

Los indicadores de termocuplas responden a la propiedad eléctrica de que un voltaje dc es generado cuando dos metales distintos son calentados en un punto común de conexión. El voltaje resultante medido al otro lado de los terminales libres de los alambres de la termocupla es una medida de la temperatura aplicada a la unión de medición. En aplicaciones industriales este tipo de instrumento es comúnmente llamado pirómetro.

El termistor es uno de los mas simples y versátiles componentes de medición de temperatura disponible. Este dispositivo siendo de

estado sólido, difiere del termorresistor por tener coeficiente negativo de temperatura de resistencia. Este efecto es el inverso del de los metales que tienen un coeficiente de temperatura positivo. El proceso de medición de temperatura con un termistor involucra un proceso de monitoreo con un circuito que cambia a voltaje o corriente.

Los circuitos de medición de temperatura con termistores son inherentemente sensibles, estables, y de respuesta rápida y requieren de una circuitería simple. La longitud de los terminales no es un problema significativo y tampoco su polaridad. Además el termistor no requiere temperatura de referencia o compensación de unión fría. Su desventaja es su no-linealidad e inestabilidad para temperaturas que exceden los 200°C.

2.2 REPRESENTACION DE FUNCIONES DE TRANSFERENCIA DE SISTEMAS TERMICOS

Si se asume que la temperatura de un cuerpo es uniforme, entonces un buen número de sistemas térmicos pueden ser representados por ecuaciones diferenciales lineales ordinarias. Esta aproximación es razonablemente correcta para configuraciones relativamente pequeñas.

Si se considera un sistema de calentamiento de agua caliente como un sistema térmico típico.

La figura 2.1 ilustra un sistema de calentamiento eléctrico de agua. El objetivo de este sistema puede ser, típicamente, suministrar agua caliente a una casa. Cualquier demanda de agua caliente para la casa provoca una salida de agua caliente y una entrada de agua fría al tanque.

Con el propósito de reducir las pérdidas de calor en el aire del medio ambiente, el tanque está aislado. Un interruptor termostático controla el elemento eléctrico de calentamiento ya sea abriéndolo o cerrándolo para mantener una referencia deseada de

temperatura.

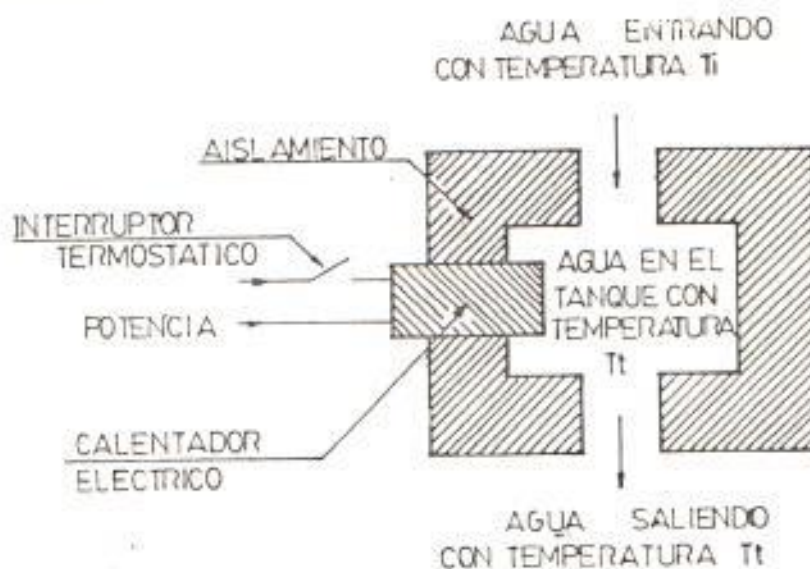


Figura 2.1. Sistema de calentamiento eléctrico de agua caliente

La ley de la conservación de energía nos indica que el calor cedido al sistema es igual al calor almacenado más el calor perdido. Esto puede ser expresado por la relación:

$$Q_n = Q_c + Q_o - Q_i + Q_1 \quad (2.1)$$

donde

Q_n = Flujo de calor suministrado por el elemento calefactor.

Q_c = Flujo de calor almacenado por el agua en el tanque

Q_o = Flujo de calor perdido por el agua que está saliendo del tanque.

Q_i = Flujo del calor transportado por el agua fría que está entrando al tanque.

Q_1 = Flujo de calor a través del aislamiento.

Podemos mostrar que :

$$Q_o = \frac{C \, dT_e}{dt} \quad (2.2)$$

donde C = capacidad térmica del agua en el tanque.

T_e = temperatura del agua en el tanque;

$$Q_o = VHT_e \quad (2.3)$$

donde V = flujo de agua del tanque.

H = calor específico del agua.

$$Q_i = VHT_i \quad (2.4)$$

donde T_i = temperatura del agua que está entrando al tanque: y

$$Q_i = \frac{T_e - T_w}{R} \quad (2.5)$$

donde T_m = temperatura del aire del medio ambiente en el tanque.
 R = resistencia térmica de aislamiento, película del aire estancado, película del líquido estancado.

Si se sustituye de las ecuaciones (2.2) a la (2.5) en la ecuación (2.1) se obtiene la expresión

$$Q_h = \frac{CdT_k}{dt} + VH(T_k - T_i) + \frac{T_k - T_m}{R} \quad (2.6)$$

En el modelo térmico presentado, de hecho, se tiene que considerar T_k , T_i , T_m y V como variables.

Para la condición específica cuando V es una constante y $T_m = T_i$, la ecuación (2.6) se reduce a la expresión

$$Q_h = \frac{C dT_k}{dt} + (VH + 1) \frac{T_k - T_r}{R} \quad (2.7)$$

donde T_r = temperatura del agua en el tanque sobre la referencia T_m .

La transformada de Laplace de la ecuación (2.7) está

dado por

$$Q_h(s) = T_r(s) (Cs + VH + 1/R)$$

La función de transferencia de este sistema, definido como la relación de la salida $T_r(s)$ a la entrada $Q_h(s)$ está dado por

$$\frac{T_r(s)}{Q_h(s)} = \frac{1}{Cs + VH + 1/R}$$

Su diagrama de bloque está ilustrado en la figura 2.2

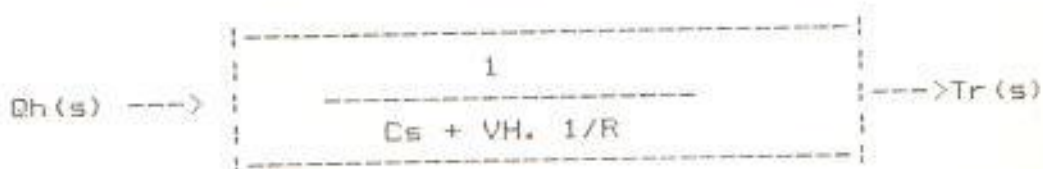


Figura 2.2. Diagrama de bloque para el sistema mostrado en la figura 2.1.

2.3 RESPUESTA TRANSITORIA DE LOS SENSORES DE TEMPERATURA

Durante el análisis del sistema de control en el modo de lazo cerrado, la constante de tiempo del elemento de medición suele despreciarse debido a que es mucho menor que las constantes de tiempo del proceso. Esto no ocurre en el caso del control de temperatura. La constante de tiempo del elemento de medición de temperatura excede ocasionalmente a la del proceso, debido a que depende de la transferencia de calor del medio en que se efectúa la medición al sensor. Esta transferencia de calor acontece por convección o conducción. La respuesta transitoria depende también del fluido en que se mide y no solamente de las características del elemento de medición.

A continuación se hará un análisis dinámico del sensor de temperatura, para facilitar la comprensión de los factores que influyen en la respuesta transitoria.

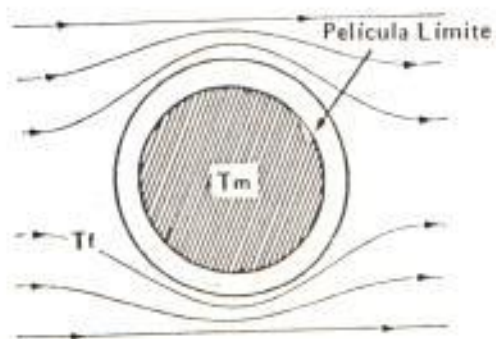


Figura 2.3.

Corte transversal del sensor de temperatura.

La figura 2.3 presenta el corte transversal del sensor de temperatura, siendo:

T_f = temperatura del fluido medido

T_m = temperatura del sensor

Una película límite que envuelve al sensor interfiere en la transferencia de calor entre el medio y el sensor. Se supone que todo el sensor se encuentra a la temperatura uniforme T_m y que la interferencia en la transferencia de calor se debe a la película limitadora únicamente. El equilibrio de la energía en el sensor menos el calor que éste disipa, será igual al calor que absorbe. La ecuación que expresa lo dicho es:

$$hA(T_f - T_m) - 0 = mc \frac{dT_m}{dt}$$

siendo:

A = área de la superficie del sensor
(cm^2)

c = calor específico del material del sensor (cal/ gm°C)

m = masa del sensor (gm)

t = tiempo (seg)

h = coeficiente de transferencia de calor por unidad de superficie de la película límite (cal/seg.cm².°C).

El cero en la ecuación refleja la suposición que no hay disipación de calor proveniente del sensor.

Para analizar y resolver la ecuación diferencial, se usarán las variables de desviación definidas seguidamente. Si la temperatura era uniforme ($T_f = T_m$) en el instante $t=0$, previo al cambio de la temperatura ambiente, resulta ser $dT_m/dt = 0$ y la ecuación de estado estable será:

$$hA(T_{f_m} - T_{m_m}) = 0 \text{ para } t < 0$$

siendo:

T_{f_m} = temperatura del fluido antes del cambio

T_{m_m} = temperatura del sensor antes del cambio

por lo tanto, la ecuación se convierte en :

$$hA[(T_f - T_{f_m}) - (T_m - T_{m_m})] = mc \frac{d}{dt} (T_m - T_{m_m})$$

Se observa que:

$$\frac{d(T_m - T_{m\infty})}{dt} = \frac{dT_m}{dt}$$

ya que $T_{m\infty}$ es una constante. Si se define una variable de desviación como la diferencia entre el valor final y el inicial, resulta ser:

$$\theta_f = T_f - T_{f\infty} \quad \text{y} \quad \theta_m = T_m - T_{m\infty}$$

La ecuación diferencial para las variables de desviación será:

$$\theta_f - \theta_m = \frac{mc}{hA} \cdot \frac{d\theta_m}{dt}$$

Aplicando la transformada de Laplace a esta ecuación, se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{\theta_m(s)}{\theta_f(s)} = \frac{1}{\zeta s + 1}$$

siendo:

$$\zeta = \text{constante de tiempo} = \frac{mc}{hA}$$

El sensor de temperatura responde en igual forma que un sistema de primer orden, para el cual la constante

de tiempo es una función de:

- la masa m del sensor,
- el calor específico c ,
- el área de la superficie A ,
- el coeficiente de transferencia de calor h de la película límite.

La masa, el calor específico y el área de la superficie son características del sensor, mientras que el coeficiente de transferencia del calor h está determinado por el fluido medido, siendo función del tipo de fluido y de la velocidad del flujo. Por ejemplo, si el fluido está en reposo el valor de h será muy pequeño. La ecuación de la constante de tiempo demuestra que en este caso el valor de τ será muy grande. Pero si el fluido es agua que fluye, el valor de h será muy grande y la correspondiente constante de tiempo será muy pequeña.

2.4 RESPUESTA DE ESTADO ESTABLE DEL PROCESO

La respuesta de estado estable del proceso se produce al alcanzarse el equilibrio de temperatura, en

condiciones constantes del sistema. El equilibrio podrá determinarse en términos del balance energético en el sistema. Cuando este balance se consigue, la cantidad de calor entregado al sistema es igual a la cantidad que este absorbe más lo que disipa en el medio que se encuentra.

En la figura 2.4 se muestra el sistema del proceso, en el que :

T_a = temperatura ambiente del aire ($^{\circ}\text{C}$)

Q_h = calor entregado por el calefactor
(cal/seg)

Q_w = cantidad de calor disipado en el medio ambiente (cal/seg)

q = flujo de aire (cm^3/seg)

ρ = densidad del aire (gm/cm^3)

c = calor específico del aire (cal/gm. $^{\circ}\text{C}$)

T_1 = temperatura del aire caliente en el punto de medición 1.

T_2 = temperatura del aire caliente en el punto de medición 2.

El balance energético en el punto de medición 1 da por resultado:

$$Q_n = q \rho c (T_1 - T_w)$$

Del balance energetico en el punto 2 se obtiene:

$$Q_n = q \rho c (T_2 - T_w) + Q_w$$

La cantidad de calor Q_w disipado en el medio ambiente es función de la diferencia entre la temperatura del tubo del proceso y la del medio ambiente. La transferencia de calor depende también del factor de transferencia K_w del tubo.

Q_w podrá ser expresada por consiguiente, como :

$$Q_w = K_w (T_2 - T_w)$$

Si se supone que la temperatura a lo largo del tubo es aproximadamente T_2 , el balance energético en el punto 2 da por resultado la siguiente ecuación:

$$Q_n = (q \rho c + K_w) \cdot (T_2 - T_w)$$

Las ecuaciones del balance energético en diferentes puntos de medición podrán ser usadas para obtener las temperaturas medidas:

en el punto de medición 1

$$T_1 = \frac{Q_{in}}{qoc} + T_m$$

en el punto de medición 2

$$T_2 = \frac{Q_{in}}{qoc + K_w} + T_m$$

Los factores que influyen en el proceso y que afectan las temperaturas en los puntos de medición durante el equilibrio son:

- La temperatura ambiente T_m .
- La cantidad de calor entregado, Q_{in} , por el elemento calefactor.
- El flujo de aire q .

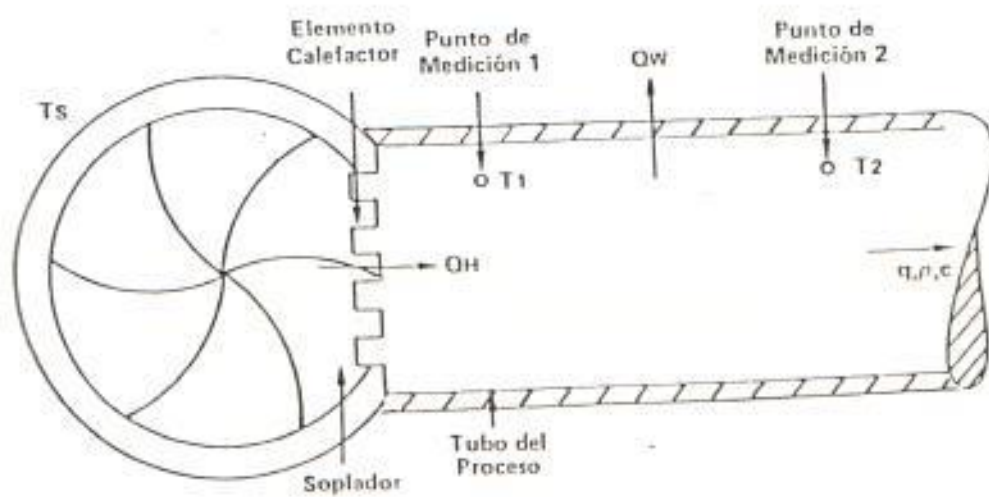


Figura 2.4. Estructura del tubo del proceso, ventilador, elemento calefactor y puntos de medición

ción de un método de aproximación para calcular la función de transferencia del proceso. Este método se basa en la aproximación del sistema a uno de primer orden y con tiempo muerto.

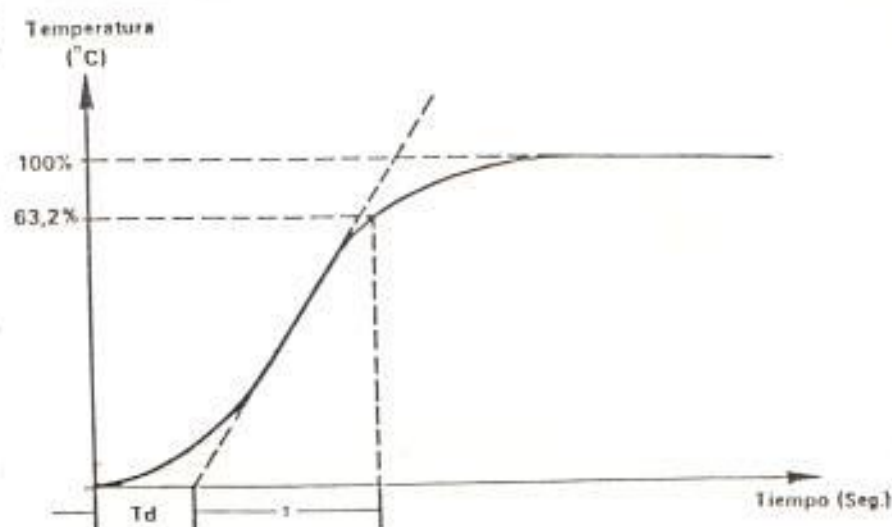


Figura 2.5. Respuesta del Proceso en función del tiempo.

Este método se indica en forma detallada a continuación. La respuesta del proceso se registra en función del tiempo. Cuando ya se ha obtenido la curva, se extrapola el gradiente ascendente máximo, hasta que corta el eje de tiempo.

La distancia entre el origen y el punto de intersección entre la extrapolación del gradiente y el eje de

tiempo, se denomina tiempo muerto (T_d). A partir de este punto de intersección, se considera que la respuesta corresponde a la de un sistema de primer orden, con constante de tiempo τ . El tiempo τ es igual al intervalo comprendido entre la intersección del gradiente con el eje y el punto para el cual se alcanza el 63,2% de la temperatura máxima. Por tanto, la función de transferencia aproximada será:

$$G(s) = \frac{K_p e^{-T_d s}}{1 + \tau s}$$

siendo:

K_p = ganancia del proceso ($^{\circ}\text{C}/\text{volt}$).

T_d = tiempo muerto (seg).

τ = constante de tiempo.

2.5 RESPUESTA TRANSITORIA DEL PROCESO Y DEL ELEMENTO DE MEDICION A LAS VARIACIONES DE LA TENSION DE ENTRADA APLICADA AL CALEFACTOR.

La respuesta transitoria del proceso se obtiene del balance energético, cuando no existe equilibrio entre las energías de entrada y de salida. El excedente de energía acumulada durante el proceso produce un cambio de temperatura en función del tiempo. El balance energético se obtiene igualando la energía entregada menos la energía recibida con la energía acumulada. Los cálculos pueden efectuarse en términos de potencia de entrada y de salida. La ecuación que expresa esta relación es :

$$Q_i - Q_o = mc \frac{dT_o}{dt}$$

siendo:

Q_i = potencia de entrada (cal/seg)

Q_o = potencia de salida (cal/seg)

m = masa absorbente del calor (gm)

c = calor específico de la masa (cal/gm-
oC)

El proceso considerado incluye varios factores que afectan el balance de potencia durante la respuesta transitoria. Cada uno de estos factores deberá ser considerado mientras acontece el balance energético.

Por ejemplo, el elemento calefactor que posee una cierta masa y calor específico, constituye un sistema de primer orden para los cambios de flujo que lo atraviesan. El calor generado calienta el aire que está en su proximidad, entrando en el tubo y calentándolo asimismo.

Debido a su longitud, el tubo podrá ser visto como una estructura formada por una sucesión de masas que transmiten el calor, una a la otra, constituyendo cada una un sistema de primer orden. Asimismo el elemento sensor de la temperatura forma un sistema de primer orden. El hecho de que el proceso está basado en una secuencia de varios sistemas de primer orden, que transmiten energía de uno a otro, conduce a una respuesta de lazo abierto frente a una entrada de escalón, como se muestra en la figura 2.5.

La dificultad de separar los sistemas y determinar la constante de tiempo de cada uno, conduce a la selec-

CAPITULO III

MEDICION Y AMPLIFICACION DE SEÑALES DE TEMPERATURA

3.1 AMPLIFICACION Y ANALISIS DE DERIVAS

La amplificación de señales tales como las originadas por termistores no suele ocasionar excesivos problemas, pero si la condición no lineal de los mismos. Por el contrario, los termopares son muy lineales y sus problemas son de amplificación.

Uno de los errores más importantes en un amplificador operacional es el offset o derivación de cero, al que se puede definir como la tensión que es necesaria suministrar a la entrada para obtener cero voltios a la salida su origen radica en las pequeñas diferencias constructivas base-emisor de los transistores de entrada. La compensación de este error es sencilla a una temperatura determinada, y la mayoría de los amplificadores tienen dos salidas para la conexión mediante potenciómetro multivuelta. Sin embargo, las

tensiones base-emisor de dichos transistores varían con la temperatura, variando en consecuencia su diferencia u offset, con lo que éste permanecerá estable si lo es la temperatura; esta variación recibe el nombre de deriva del offset y se mide en μv por grado, pudiendo ser tanto positiva como negativa.

Con respecto a este parámetro, en general se pueden distinguir dos clases de amplificadores: con coeficiente de temperatura definido (deriva) y no definido.

Con relación a las derivas debe tenerse en cuenta que no son lineales con la temperatura.

En un intervalo dado de temperatura la deriva será considerablemente inferior a la declarada por el fabricante y se calcula por la fórmula:

Tensión de error = \pm deriva máx. ($\text{v}/^{\circ}\text{C}$). ganancia en lazo cerrado (n° de veces). incremento de temperatura ($^{\circ}\text{C}$) desde el ajuste.

Tensión de error offset = \pm ($\mu\text{v}/^{\circ}\text{C}$) máx. $A \cdot \delta t$

Cuando se desean grandes amplificaciones lo más correcto es fraccionar la amplificación en dos o más etapas, ya que sus derivas tienden a compensarse hasta cierto punto. Estos errores son de considerable importancia con amplificaciones grandes ya que implican que la señal a amplificar es baja, y consecuentemente la relación señal/deriva debe mantenerse lo más alta posible para mantener una buena repetibilidad y estabilidad en las medidas.

Otro punto destacable es el tipo de resistencias a utilizar; las resistencias de carbón tienen notables diferencias entre un tipo y otro de resistencia; pudiéndose afirmar que en general las metálicas tienen mejores características al menos en un orden de magnitud.

Al igual que el offset, interesa también la diferencia de derivas térmicas de las resistencias de tipos diferentes que también introducen errores en la amplificación.

Es usual que estos errores se pasen por alto puesto que son falsamente atribuidos al offset. Sin embargo estos y otros factores deben analizarse por separado

ya que el error final será la suma de todos los errores parciales. Para conseguir que éste sea mínimo deberá actuarse sobre cada uno de los factores individualmente.

3.2 IMPORTANCIA DE LAS MASAS DE ALTA CALIDAD

Si se analiza el circuito de la figura 3.1 se obtendrá valiosas conclusiones acerca de la importancia de las masas. El mencionado circuito se compone de tres amplificadores iguales de ganancia individual 10 y por tanto de ganancia total 1000. Para centrarnos al problema se suponen los errores de voltaje compensados y que la entrada inversora del primero está conectada a masa, siendo además la temperatura constante; R_1 , R_2 , R_3 y R_4 son las resistencias teóricas de las líneas de masa con longitudes de 10, 2, 3 y 2 cm respectivamente, la anchura de la pista es de 2mm y el espesor de 35 μ m; recordando que:

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

para R_1 tenemos: $l = 0.01 \text{ m}$, $\rho (\text{Cu}) = 0.01786 \text{ mm}^2 \cdot \text{m}$
 $S = 2 \times 0.035 \text{ (mm}^2\text{)} = 0.070 \text{ mm}^2$

sustituyendo:

$$R_1 = 0,01786 \times 0,01/2 \times 0,035 = 0,0025514 = 2,5514 \text{ m}\Omega$$

correlativamente:

$$R_2 = 0,5102 \text{ m}\Omega$$

$$R_3 = 0,7654 \text{ m}\Omega$$

$$R_4 = 0,5102 \text{ m}\Omega$$

Si por esta parte de la masa circulan 150 mA, se tendrá en los terminales de cada una de las resistencias los siguientes voltajes:

$$V_{R1} = 2,5514 \times 10^{-3} \Omega \times 150 \times 10^{-3} \text{ A} = 382,71 \text{ }\mu\text{V}$$

$$V_{R2} = 0,5102 \times 10^{-3} \Omega \times 150 \times 10^{-3} \text{ A} = 76,53 \text{ }\mu\text{V}$$

$$V_{R3} = 0,7654 \times 10^{-3} \Omega \times 150 \times 10^{-3} \text{ A} = 114,81 \text{ }\mu\text{V}$$

$$V_{R4} = V_{R2} = 76,53 \text{ }\mu\text{V}$$

$$V = 650,58 \text{ }\mu\text{V}$$

Puede parecer que una diferencia de voltaje inferior al milivoltio carece de importancia, sin embargo no es así. El amplificador A_1 , a pesar de tener su entrada inversora cortocircuitada a masa, amplificará la caída de voltaje en R_1 , así a su salida se tiene:

$$V_{\text{sal}} (A_1) = - (-382,71 \text{ }\mu\text{V}) \cdot 10 = 3,8271 \text{ mV}$$

En el segundo amplificador la entrada verá dos generadores en oposición, la salida del primer amplificador y la caída de voltaje en R_2 , que se restan:

$$\begin{aligned} V_{\text{ent}}(A_2) &= -(3.8271 \text{ mv} - 0,07653 \text{ mv}) \cdot 10 = \\ &= -(3,75057) \cdot 10 = -37,5057 \text{ mv} \end{aligned}$$

En el tercer amplificador la salida de A_2 se sumará a la caída de voltaje de R_3 con lo cual se tiene

$$\begin{aligned} V_{\text{ent}}(A_3) &= -(-37,5057 - 0,11481) \cdot 10 = \\ &= -(37,62051) \cdot 10 = +376,205 \text{ mv} \end{aligned}$$

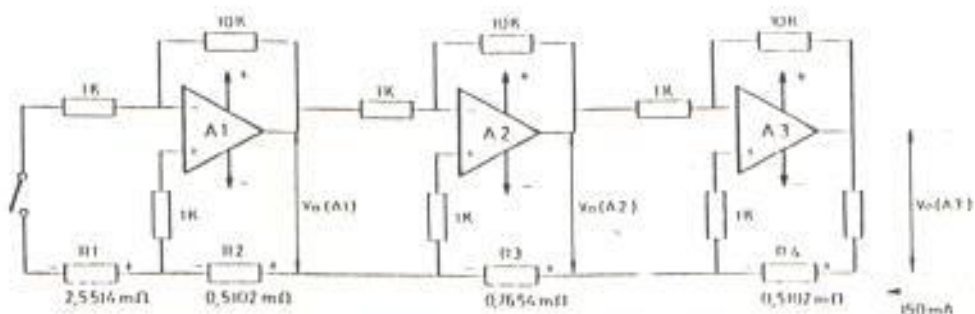


Figura 3.1 Errores introducidos por el potencial de masa

Se ve pues que sin señal y al variar la corriente de masa hasta 150 mA la salida puede fluctuar hasta los 376,2 mv, pero este error no es fijo pues varía con la carga y por tanto no es posible compensarlo directamente. También puede reducirse a la entrada del primer amplificador, a un voltaje de $376,2 \text{ mv}/1000 = 0,3762 \text{ mv} = 376,2 \text{ v}$. Si se toma en cuenta que amplificaciones de esta magnitud se utilizan para señales del orden de milivoltios se ve que el error introducido es sensiblemente igual a la magnitud a amplificar, lo cual es inadmisibile.

Se puede pensar que lo más obvio sería disminuir las resistencias de masa, y para ello aumentar el ancho de las pistas. Si se aumentara el ancho de pista hasta 1 cm (la sección quedaría multiplicada por 5) la resistencia disminuiría proporcionalmente, pero a pesar de ello se tendría 75,24 mv a la salida, lo cual continúa, siendo inadmisibile pues representa errores de aproximadamente el 10% a pesar de los 10 mm de pista, que es un ancho para 150 mA.

En la figura 3.2 se observa el mismo montaje que en la figura 3.1 pero con masa de alta calidad. Para diferenciar éstas de las normales existe el símbolo

↓ y para conseguir las es preciso que no circule por ellas ninguna corriente común, sino que todas ellas se encuentren en un punto y éste es el de alta calidad.

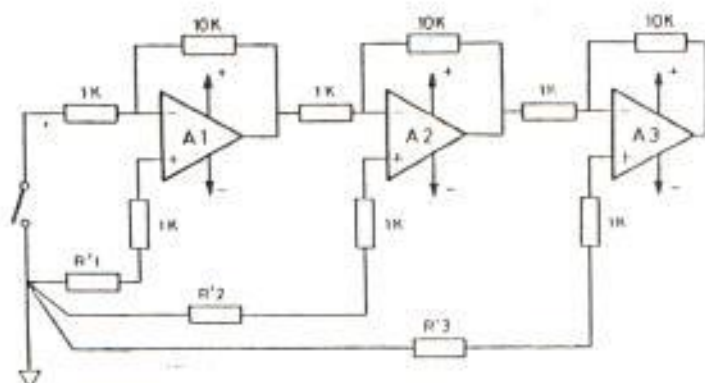


Figura 3.2 Montaje de amplificadores con masas de alta calidad

En la figura 3.2 se ve que R_1 , R_2 , R_3 son despreciables con respecto a sus respectivas resistencias de $1k$, desapareciendo el fenómeno analizado ya que no hay interferencias posibles de corrientes de masa exteriores.

Se debe tener presente que desde este punto de vista no tiene excesiva importancia la resistencia de la masa desde el punto de alta calidad hasta lo que podríamos considerar masa verdadera, punto desde el

cual el regulador mide la tensión de salida (figura 3.3). En efecto, aunque el retorno tuviera un valor óhmico elevadísimo, por ejemplo 1Ω , y circulará por él 1 A (caída de voltaje 1 V) no nos afectaría puesto que los operacionales son amplificadores diferenciales. Todo ello es válido siempre y cuando el transductor o la fuente de señal a amplificar estuviera referido al punto de masa de alta calidad.

Si se supone que A_1 , A_2 y A_3 debieran ir conectados a un punto de masa de alta calidad distante espacialmente en el circuito impreso, por tenerlo como referencia otros bloques análogos, es sumamente engorroso llevar las tres pistas si la distancia es considerable y existe una fuerte densidad de componentes. El montaje de la figura 3.4 solventa esta dificultad; el amplificador actúa como seguidor de tensión de ganancia unidad y su salida tiene una impedancia bajísima con lo cual tenemos nuevamente que no existe interacción entre los distintos pasos amplificadores; así pues es posible hacer llegar un punto de masa de alta calidad a muchos otros puntos sin grandes complicaciones de pistas.

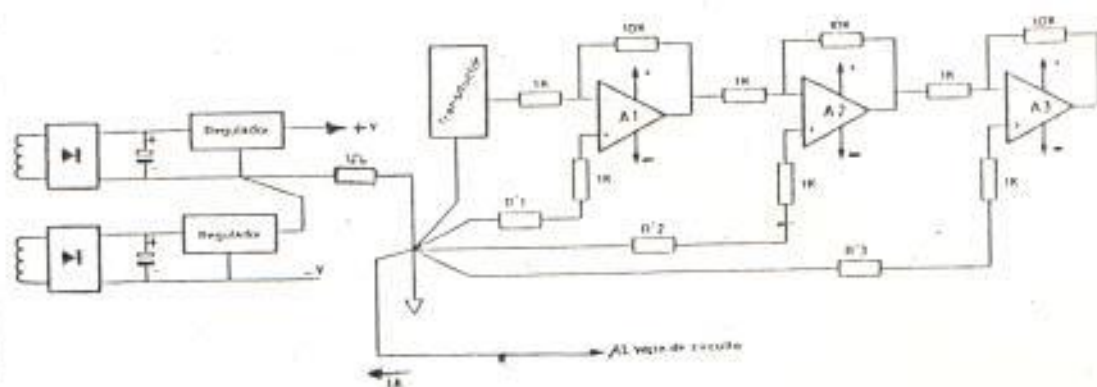


Figura 3.3 Influencia nula de la R de masa si existen puntos de alta calidad.

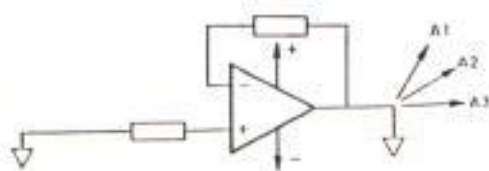


Figura 3.4 Montaje para el traslado de masas de alta calidad.

3.3 MEDICION EN AMBIENTES RUIDOSOS

Por lo general el transductor suele estar a una cierta distancia del equipo electrónico de medida y control, con lo cual el circuito formado por masa-cable de conexión-transductor-cable de conexión-resistencia de entrada-masa virtual (Z_{in}) masa (fig 3.5) forma una espira de considerables dimensiones (en la figura está indicado en trazo más grueso). Esta espira es propicia para que en ella se introduzcan toda suerte de señales parásitas provenientes de conmutaciones de resistencias, motores, ruido de radiofrecuencia, etc. Es dificultoso el apantallamiento de los cables de conexión de forma especial en los termopares, ya que éstos son de compensación, siendo asimismo difícil el simple trenzado de los mismos, que sería de gran utilidad.

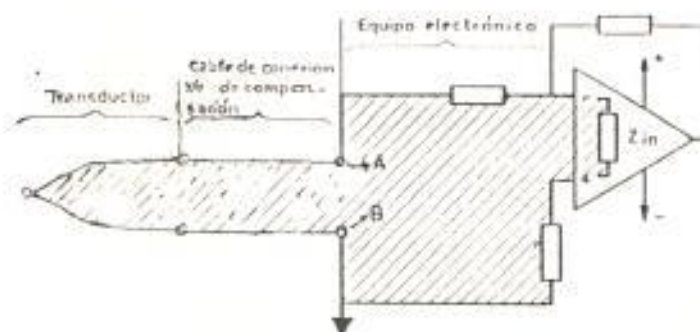


Figura 3.5

Bucle de entrada.

No debe extrañar pues que en pruebas de laboratorio con ruido simulado (artificial y buscándose los peores casos) se visualicen en el osciloscopio sobretensiones entre los puntos A y B de hasta 60 V pico a pico; estos parásitos son más de 1000 veces superiores a la señal útil que llega a valer algunos mV según la temperatura. Se observa pues que el problema no debe tratarse a la ligera ya que es grave tanto como error en la medida como de seguridad del propio amplificador.

En primer lugar debe tenerse presente que el tiempo de respuesta requerido en un equipo por grande que éste sea, será usualmente despreciable frente a la inercia térmica de la utilización (hornos, calderas, etc.) lo cual favorece la protección frente a las señales parásitas. En efecto, en la figura 3.6 el condensador C disminuye la banda pasante tal y como puede observarse en el gráfico (b). Para tener una idea de magnitud supongamos $R_1 = 10\text{ K}$, $R_2 = 100\text{ K}$ y $C = 15\mu\text{F}$ (tantalio); la frecuencia de corte será:

$$f_1 = 1/(2\pi \times 10^4 \times 15 \times 10^{-6}\mu\text{F}) = 1/(2\pi \times 1,5) = 0,161\text{ Hz}$$

es decir, a esta frecuencia aún podemos considerar que la ganancia vale $-R_2/R_1 = -10$. La frecuencia f_2 es la correspondiente a la ganancia unidad y valdrá:

$$f_2 = 1/(2\pi R_1 C) = 1/(2\pi 10^4 \times 15 \times 10^{-6} \mu F) = 1,061 \text{ Hz}$$

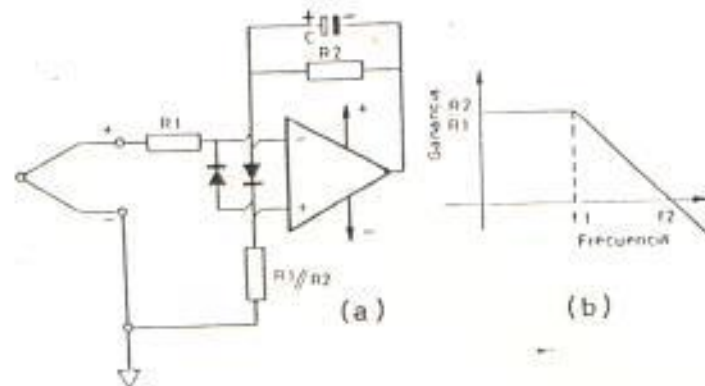


Figura 3.6 El circuito integrador limita la banda pasante y con ello amortigua las señales parasitas.

A partir de la frecuencia f_2 la ganancia será inferior a la unidad, lo cual es favorable ya que la señal útil es de muy baja frecuencia y las señales parásitas son de una frecuencia mucho más elevada, no pudiendo fijarse valores a estos últimos ya que dependen de la fuente que los produce. Ya que la respuesta de un condensador electrolítico no es muy buena para altas frecuencias, para compensarla será adecuado colocar condensadores de poliéster, cerámicos o similares, en

paralelo con el electrolítico.

La explicación física del fenómeno de reducción de frecuencia se basa en que para frecuencias altas, el condensador C ofrece una impedancia ($X_c = 1/2\pi fC$) muy inferior a R_2 , actuando pues como si la cortocircuitara. Entonces $-Z_2/R$, siendo Z_2 la impedancia capacitiva que resulta del paralelo entre R_2 y C, tiene un valor inferior a la unidad.

La función de los diodos en antiparalelo, conectados entre las entradas consiste en limitar las tensiones aplicadas al valor de conducción de los mismos y proteger así al amplificador de su destrucción. Es de anotar que aunque el punto medio de R_1 , R_2 es una tierra virtual, a altas frecuencias puede dejar de serlo debido a la baja velocidad de respuesta del amplificador, que como se sabe depende de la ganancia (relación ganancia - banda pasante).

Otra solución complementaria complementaria se representa en la figura 3.7 y consiste en fraccionar R_1 en dos partes y colocar un condensador en el punto medio, como si se tratase de un típico filtro en T.

Si R_2 es grande (figura 3.7), para el cálculo de la

amplificación deberá tenerse en cuenta el valor de la resistencia de fuga de C que tenderá a disminuir la resistencia de realimentación, asimismo deberá analizarse su comportamiento con la temperatura (el aumento de las fugas provoca disminución de la resistencia de fuga).

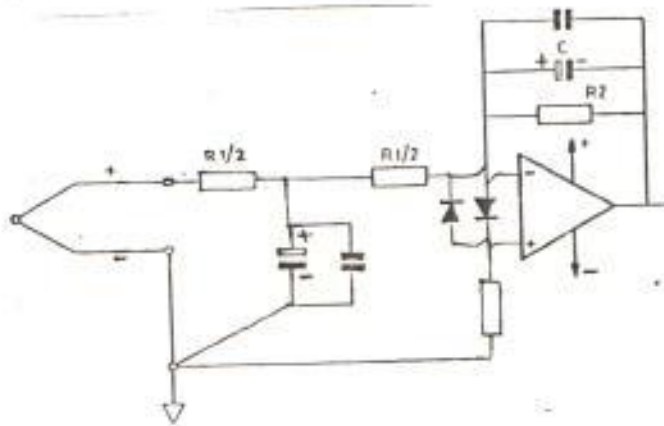


Figura 3.7 Circuito de entrada mejorado para termopar.

3.4 INFLUENCIA DE LA GANANCIA EN LOS COMPARADORES

Después de la amplificación, existe un elemento que nos indica si estamos en la temperatura preseleccionada o por debajo de ella; se trata del comparador. Un

comparador sencillo se representa en la figura 3.8.

Mientras la temperatura no alcanza el valor prefijado, la entrada inversora será de valor inferior al de la entrada no inversora, con lo cual el amplificador ve una tensión diferencial negativa entre sus entradas negativa desde su entrada no inversora a la inversora y, como su nombre lo indica, la salida será negativa yendo hasta la saturación. Visto desde la entrada inversora da el mismo resultado, ve una tensión más positiva (menos negativa) que la entrada no inversora y su salida será pues de signo contrario, esto es positiva.

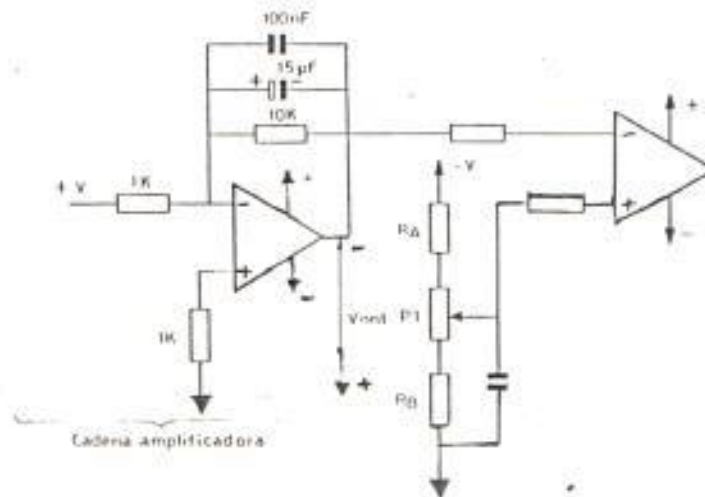


Figura 3.8. Comparador simple

El montaje de la figura 3.8 tiene algunos inconvenientes. En primer lugar es sensible a los señales parásitas de escasa energía cuando la temperatura está próxima al valor preseleccionado, por lo cual pueden transmitirse órdenes de conexión y desconexión en un corto periodo de tiempo, sin contrapartida real en la magnitud a controlar. En segundo lugar, cuando ambas tensiones están muy próximas (prescindiendo del off-set) el comparador puede no actuar en conmutación y sí en amplificación, con lo que sus flancos de salida pueden ser muy lentos (del orden de algunos segundos), produciendo además un mal funcionamiento del resto. Por ejemplo si se utiliza un amplificador operacional con una ganancia en lazo abierto de 25.000 y se quiere saber que diferencia de tensiones de entrada será necesaria para que la salida pase de -10 a +10 v (± 12 V de alimentación), se procede con el siguiente cálculo:

$$\delta V \text{ salida} = \delta V \text{ entrada} \times \text{ganancia}$$

$$\delta V \text{ entrada} = \delta V \text{ salida} / \text{ganancia}$$

$$\delta V \text{ entrada} = 20 / 25.000 \text{ mv} = 0,8 \text{ mv}$$

Se ve que con $\pm 0,4$ mv, la salida va a saturación en uno u otro sentido; el voltaje de entrada del compara-

dor variará tanto más rápidamente cuanto más amplificado esté, lo cual hará más corto el tiempo de tránsito en zona de amplificación. Aunque pueden utilizarse amplificadores operacionales, existen circuitos integrados expresamente diseñados para comparadores y por tanto poseen alta ganancia de lazo abierto (del orden de 10^5) y mayor velocidad de conmutación. En la figura 3.9 se ve un comparador que posee histéresis.

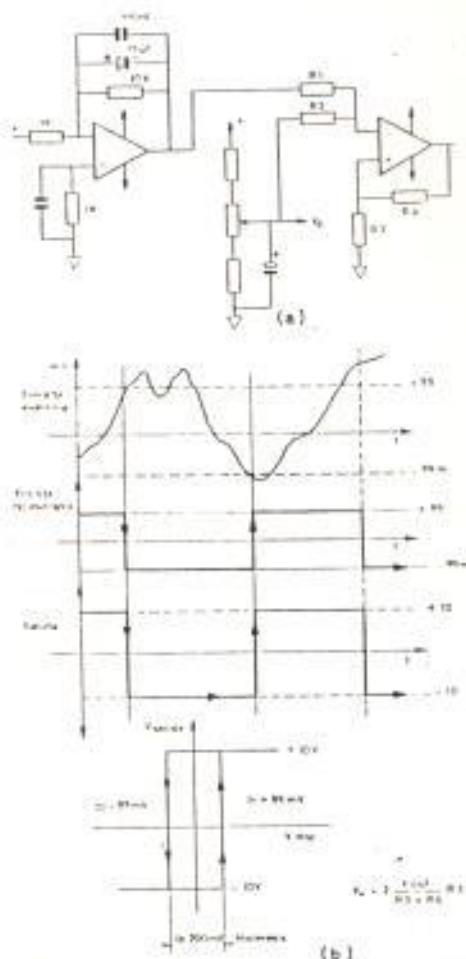


Figura 3.9 Comparador con histéresis.

Si se supone que $R_1 = R_2$, y si se está cerca del valor preseleccionado, en el punto medio de ambas resistencias se tendrá tensiones muy cercanas a cero voltios ya que la salida del amplificador es negativa y el cursor del potenciómetro es positivo. En la entrada no inversora (+) se tiene una tensión suministrada por el divisor de tensión R_4 y R_3 ; se tendrá pues una tensión positiva o negativa según sea la salida.

Para variar la histéresis, lo más apropiado es actuar sobre la relación entre R_4 y R_3 , aunque cuando se desee tener una histéresis de precisión deberá actuarse sobre V_{salida} , ya que el considerar la tensión de salida igual a la de alimentación menos 2 voltios es una aproximación.

3.5 MEDICION MEDIANTE TERMISTORES DE COEFICIENTE NEGATIVO DE TEMPERATURA (NTC).

Los termistores son componentes que tienen la propiedad de variar su resistencia en función de la temperatura. Esta variación de resistencia puede ser afectada de un coeficiente negativo (NTC) o positivo

(PTC), según que su resistencia disminuya o aumente en función de la temperatura.

El termistor es un semiconductor MOS, en el que el metal puede ser níquel, manganeso, cobre, cobalto, hierro u otro similar. El coeficiente de temperatura del termistor es generalmente negativo; esto significa que la resistencia disminuye con el aumento de temperatura. Las características más importantes del termistor son su gran sensibilidad a los cambios de temperatura, su reducido tamaño y la capacidad de responder rápidamente a las variaciones de temperatura. La característica a lineal constituye una desventaja del termistor, significando que la curva de los cambios de resistencia en función de la temperatura no es lineal. Esto se ilustra en la figura 3.10.

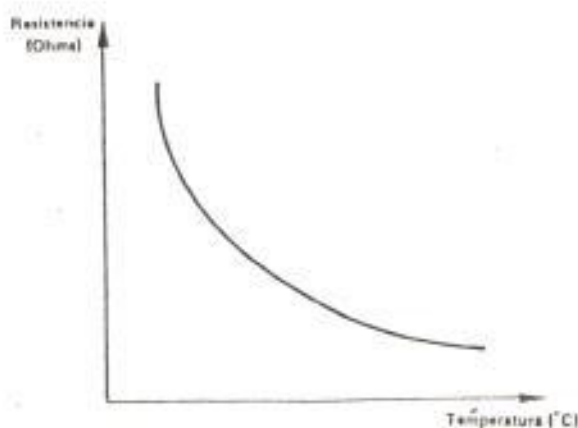


Figura 3.10

Grafico de la variación de la resistencia en función de la temperatura.

La característica alineal del termistor limita su uso a los sistemas cuyo margen de variación de temperatura es relativamente pequeño, como en el caso de los acondicionadores de aire.

Para integrar el termistor a un sistemas de control, el cambio de resistencia resultante de una variación de temperatura, deberá ser convertido en una tensión eléctrica.

La relación que expresa la variación de la resistencia en función de la temperatura es la siguiente:

$$R = A e^{B/T} \quad (3.1)$$

en donde:

R: representa el valor de la resistencia a la temperatura absoluta T; A y B son constantes características para cada tipo de resistencia y e base de los logaritmos naturales.

Se debe recordar que el cero de la escala absoluta de temperatura, corresponde a -273°C y que el número e es igual 2,71828.

De la expresión (3.1) se puede deducir el coeficiente de variación de resistencia por grado centígrado; a este coeficiente se le denominará α y se obtiene tal como sigue:

$$\alpha = \frac{1}{R} \left(\frac{dR}{dT} \right)$$

de donde:

$$\alpha = - \frac{B}{T^2} \quad (3.2)$$

En la práctica se observa que el valor de B no permanece constante ya que al aumentar la temperatura B experimenta pequeñas variaciones, lo que trae consigo una variación del coeficiente de temperatura.

El valor de la constante B varía según cual sea el material que se ha utilizado en la fabricación del termistor, estando comprendido entre 2000 y 6000 grados absolutos (o Kelvin).

3.6 CONSTANTE DE TIEMPO DE LOS TERMISTORES NTC

En determinadas aplicaciones es necesario conocer el tiempo que necesita un termistor NTC en recuperar su estado de equilibrio, después de haber sido calentado a una temperatura determinada. En la práctica, la temperatura no es constante en todo el cuerpo del termistor, ya que la superficie del mismo se enfría más rápidamente que el interior. De aquí el concepto de tiempo de recuperación.

Por definición este tiempo es el que necesita un termistor NTC que ha estado trabajando durante algún tiempo a máxima potencia (es decir máxima temperatura) para enfriarse hasta alcanzar la mitad de su valor óhmico a la temperatura de 25°C .

Esta constante de tiempo depende de la forma física del termistor utilizado, variando mucho de unos tipos a otros.

3.7 LINEALIZACION DE LAS CARACTERISTICAS DE LOS TERMISTORES NTC

La linealización total de la característica no es posible, aunque para temperaturas superiores a 40°C, es posible linealizar el tramo que interese utilizando conexiones especiales del termistor. Prácticamente se puede lograr conectando resistencias en paralelo o en serie con el termistor. En el primer caso, (resistencia en paralelo), el circuito sensor, es decir el conjunto formado por el termistor y resistencia, puede ser alimentado con una fuente de corriente constante y la tensión en los bornes del conjunto será proporcional a la temperatura medida.

En el segundo caso (resistencia serie), el conjunto sensor deberá ser alimentado mediante una fuente de tensión constante. La tensión en bornes de la resistencia serie constituye la salida del sensor y es proporcional a la temperatura medida.

CAPITULO IV

DISEÑO DEL CONTROL DE TEMPERATURA DEL FLUJO DE AIRE

4.1 CRITERIOS DE SELECCION DE LOS ELEMENTOS DEL PROCESO: VENTILADOR CENTRIFUGO, ELEMENTO CALEFACTOR, TUBO DE POLIPROPILENO Y SENSORES.

Para la selección del ventilador centrifugo se tomó en consideración el tamaño, el caudal y sobre todo la facilidad de poder variar éste al mover el obturador en forma manual, con lo cual se simula la perturbación al flujo de aire. Con respecto al tamaño, se necesitaba que para efectos de demostración dicho ventilador no sea muy grande y que sea de fácil manipulación. En relación al caudal, éste requería ser apreciable para que cuando se lo varíe al mover el obturador, se pueda notar la diferencia de caudal.

En cuanto al elemento calefactor, la resistencia utilizada como elemento calefactor es <<niquelina de 115 voltios>> que es la que se encuentra disponible en

el comercio local. El valor de resistencia del elemento calefactor es de 20 ohmios, y fue enrollada sobre una base de asbesto para evitar que se quemara al calentarse la resistencia. Tanto la resistencia como su base están colocadas en una caja metálica con dos orificios de 2 pulgadas para poder acoplarse tanto al ventilador centrífugo como al tubo por donde circulará el flujo de aire.

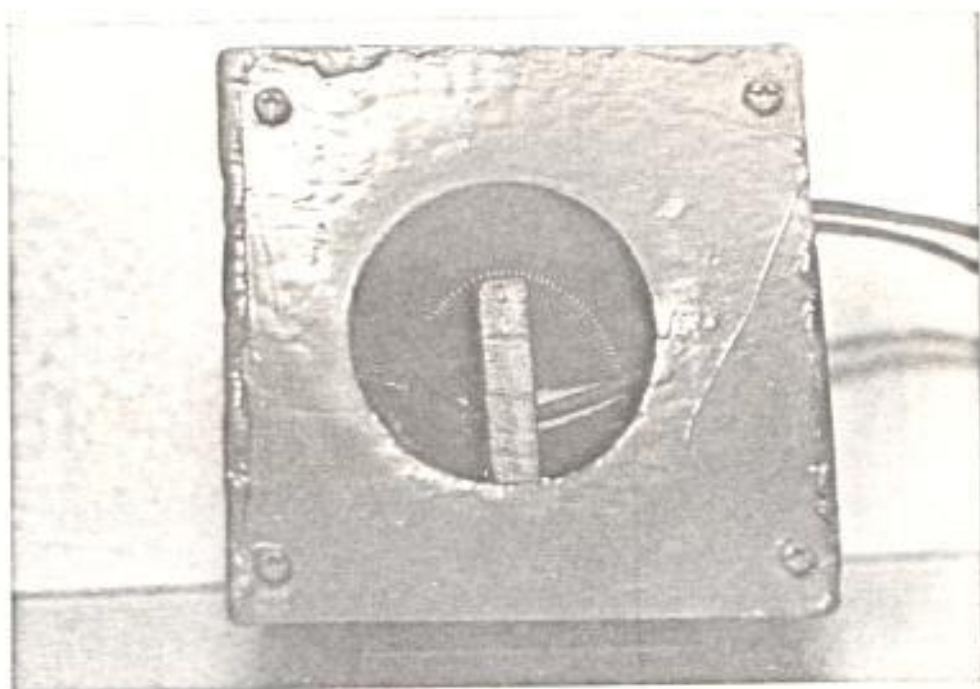


Figura 4.1 "Foto del elemento calefactor sobre la base de asbesto"

Con respecto al tubo de polipropileno, es más conocido en el comercio como tubo de PVC al cual se le han hecho orificios para colocar los sensores de temperatura.

En relación a los sensores de temperatura, como el rango de temperatura del sistema es desde la temperatura ambiente a 70°C , se eligió el termistor como elemento sensor. Además se consideró la rapidez de respuesta de este sensor para su selección. Se escogió al LM135 para despliegue visual de la temperatura.

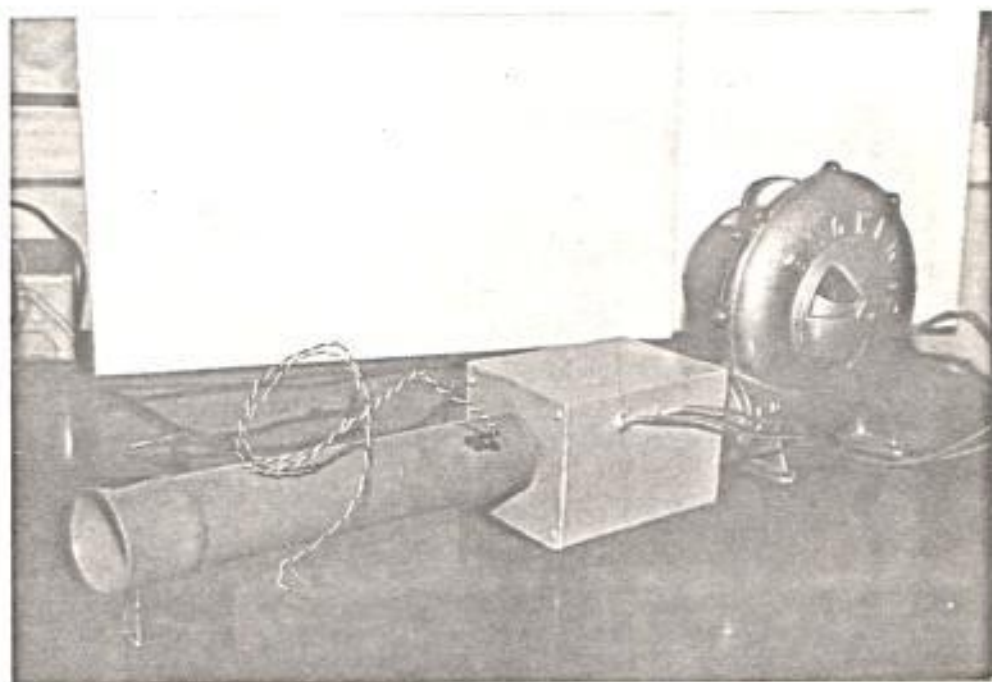


Figura 4.2 " Los elementos del proceso"

4.2 CIRCUITO SENSOR DE TEMPERATURA

Un amplificador operacional, tres resistencias, y un transductor conforman el amplificador de puente básico. El transductor es un dispositivo que convierte un cambio en el medio ambiente a un cambio de resistencia. Para nuestro caso el transductor es un termistor donde su resistencia se incrementa cuando la temperatura disminuye. Para análisis circuital, el termistor está representado por una resistencia R más una variación de resistencia ΔR . El termistor utilizado en la figura 4.3 tiene una resistencia de 1400 ohmios a una temperatura de referencia de 25°C. Un cambio de temperatura de +1°C nos da un valor de resistencia inferior a 1400 ohmios por tanto ΔR es negativa.

$$R_{\text{termistor}} = R_{\text{referencia}} + \Delta R$$

Para la utilización del puente es necesario que el voltaje E del puente sea estable y que su resistencia interna sea pequeña con respecto a R .

La ecuación básica de diseño es :

$$V_o = - \frac{E \Delta R}{R_1 + R}$$

Como en el puente existen dos resistencias R_1 , es necesario que estas sean aproximadamente iguales, además existe otra resistencia R' , donde $R' = R$ siendo R' ajustable.

A continuación en la figura 4.3 se muestra el circuito sensor de temperatura cuyo diseño está basado en los conceptos anteriormente descritos.

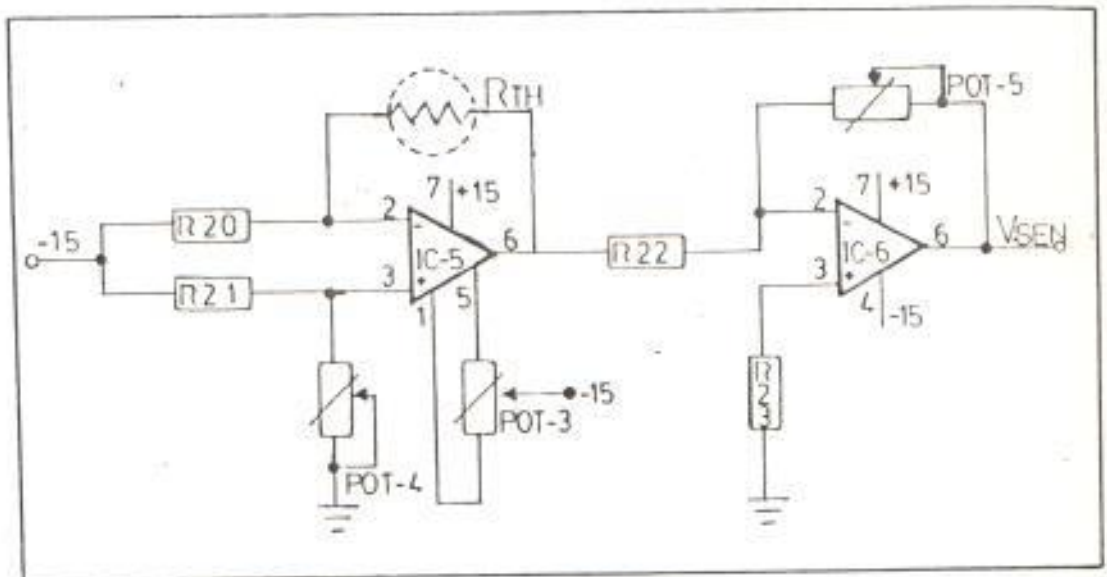


Figura 4.3. Circuito Sensor de Temperatura.

Las resistencias $R20$ y $R21$ son iguales, R_{TH} es el termistor y el potenciómetro Pot-4 hace la función de R' , estos cuatro elementos conforman el amplificador de puente básico, el potenciómetro Pot-3 es utilizado

para compensación del voltaje de error. La siguiente etapa formada por IC6, Pot-5, R22 y R23 permite variar la amplitud máxima del voltaje obtenido a la salida del circuito sensor de temperatura.

Es importante recalcar que debido a que el sistema térmico a controlar alcanza como máxima temperatura 84°C nos permite utilizar con bastante fiabilidad el amplificador de puente ya que el rango de temperatura a sensar no es grande, y se asume que hay cierta linealidad por la razón anteriormente indicada.

4.3 CIRCUITO REFERENCIAL DE TEMPERATURA

El circuito mostrado en la figura 4.4 permite tener una referencia de 4 voltios, la cual es exactamente de igual voltaje que la magnitud de las rampas generadas. El criterio para establecer el valor de dicho voltaje depende de la máxima temperatura que puede ser detectada por el circuito sensor de temperatura.

Experimentalmente a lazo abierto se encontró que el sistema con el obturador del ventilador completamente cerrado llega a 84°C por tanto el circuito sensor de

temperatura genera un voltaje igual a 6 voltios, por tanto había que tomar una referencia menor a 6 voltios, es decir 4 voltios.

A continuación se muestra el circuito referencial de temperatura.

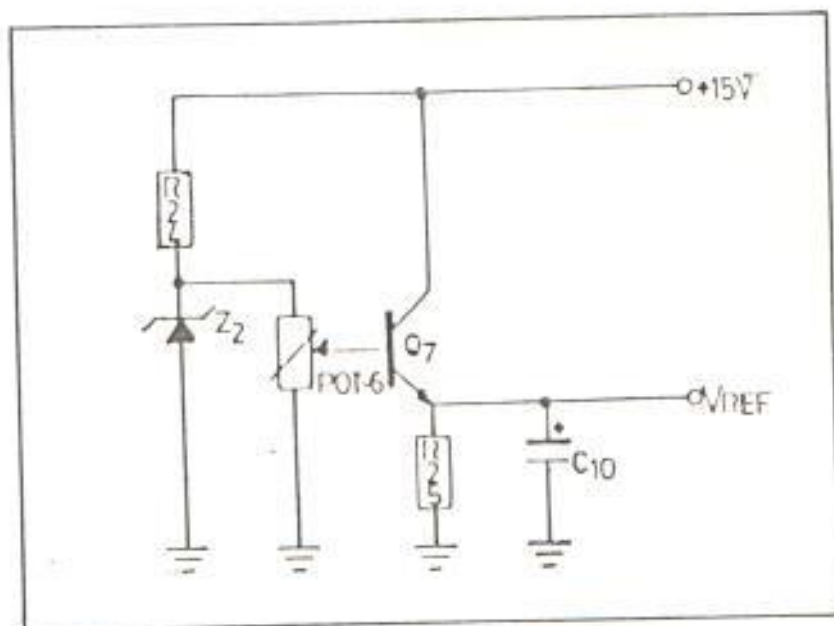


Figura 4.4 Circuito Referencial de temperatura

Con R24 se obtiene un voltaje en el diodo zener Z2 de 4,7 v y con el potenciómetro Pot-6 se puede variar el voltaje dentro del rango de 0 v. a 4 v. obteniéndose el voltaje de referencia del emisor del transistor Q7 que está siendo utilizado como seguidor de emisor,

el capacitor C15 sirve para filtrar impurezas en dicho voltaje y además para obtener cambios de voltajes no muy rápidos.

4.4 CIRCUITO DETECTOR DE ERROR

La detección de una señal de error se lleva a cabo en el controlador de temperatura del flujo de aire mediante la detección de la diferencia entre dos voltajes. El primer voltaje se genera por la conversión de la temperatura por medio de un transductor como el termistor a voltaje. El segundo voltaje representa el valor deseado ó referencia el mismo que se generará de un divisor de voltaje.

El circuito detector de error a ser utilizado es un restador, con este se obtiene un voltaje de salida, V_o , igual a la diferencia entre el voltaje aplicado a la entrada positiva y el aplicado a la entrada negativa, multiplicado por un factor de ganancia que depende de las resistencias de entrada y de realimentación; por ello este circuito se denomina restador, en el, se suele hacer:

$$R26 = R27 \quad \text{y} \quad R28 = R29$$

con lo cual la ganancia es:

$$A_v = \frac{R_{26}}{R_{27}}$$

Y, por tanto, el voltaje de salida:

$$V_o = \frac{R_{26}}{R_{27}} (V_2 - V_1)$$

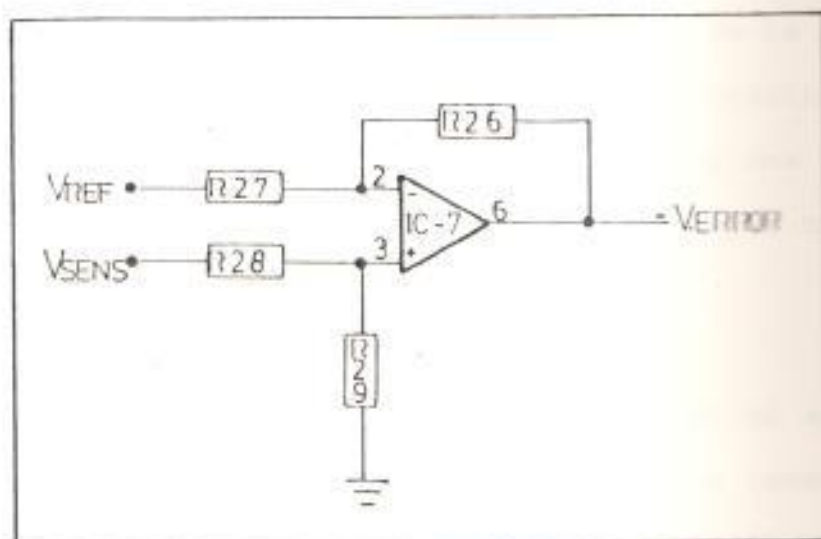


Figura 4.5. Circuito detector de error

Para efectos del diseño del circuito se hace:

$$R_{26} = R_{27} = R_{28} = R_{29} = 100 \text{ K}\Omega$$

Las señales de entrada al detector de error serán el voltaje de referencia y el voltaje proveniente del circuito sensor de temperatura con termistor, donde:

V_2 = voltaje de referencia y

V_1 = voltaje proveniente del termistor.

Por tanto $V_e = V_1 - V_2 = V_{ref} - V_{sensor}$, es decir

V_e será el voltaje de error, V_{err} .

4.5 CIRCUITO INTEGRADOR

Se denomina circuito integrador aquel en que el voltaje de salida es proporcional al integral de la señal de entrada y que realiza la operación matemática de integración. Es decir que si se integra una señal cuadrada la salida del integrador es una señal triangular.

Básicamente el integrador está compuesto por el amplificador operacional IC8-1 el cual tiene conectado entre los terminales 2 y 1 el capacitor variable C11 y la resistencia R31 que es 10 veces la resistencia R30 para que el integrador opere sin problemas. El siguiente amplificador operacional IC8-2 con R3, R4 forman un circuito que proporciona un desfase de 180° con lo cual se obtiene en definitiva un integrador no inversor.

La constante de tiempo formada por R30 y el capacitor

variable C11 proporciona el tiempo integral T_i para el control Integral.

El circuito integra la señal de error proveniente de su detector como se aprecia en la figura 4.6.

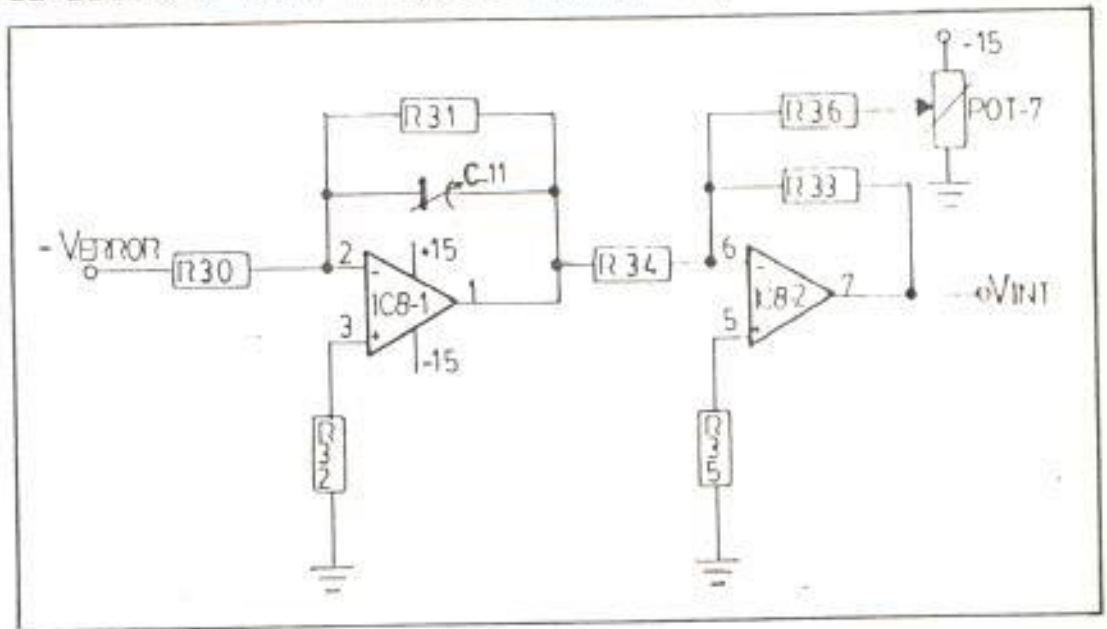


Figura 4.6 Circuito integrador

4.6 CIRCUITO DIFERENCIADOR

El circuito integrado de un amplificador operacional con una resistencia conectada entre la salida y la entrada ejecuta la operación matemática de la derivación de una señal aplicada a la entrada por medio de un capacitor.

Para un amplificador operacional ideal, la respuesta del circuito está descrita por la ecuación:

$$V_o = - R.C \frac{dV_i}{dt}$$

En la figura 4.7 se muestra el circuito diferenciador a ser utilizado como parte del controlador en el modo de control proporcional integral derivativo (PID).

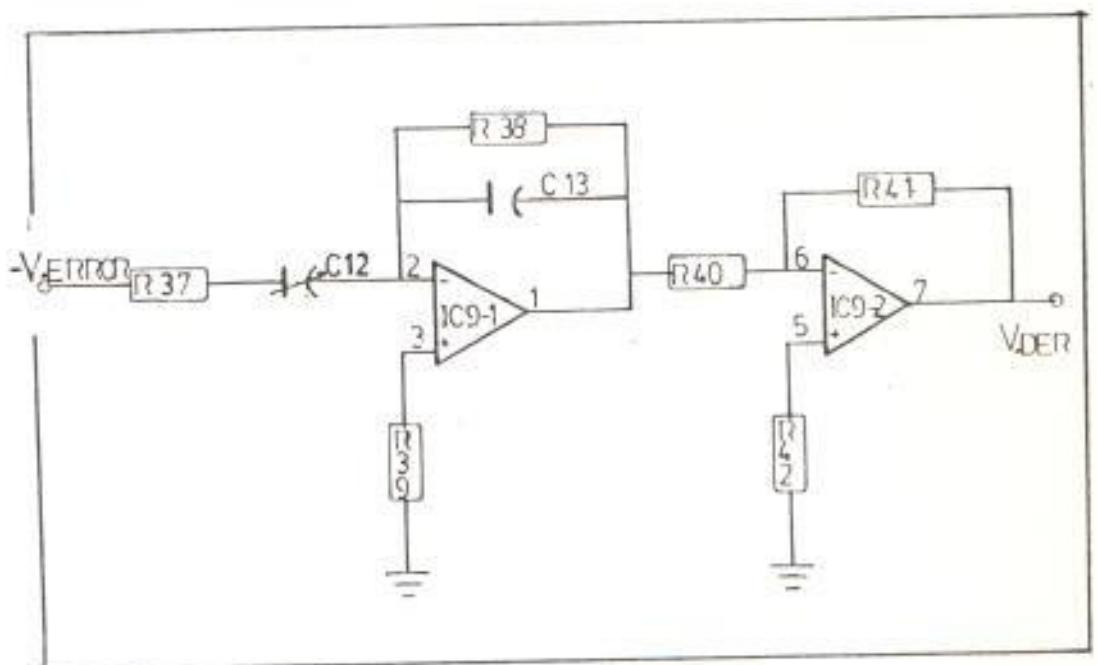


Figura 4.7. Circuito Diferenciador

Este circuito da una salida proporcional a la derivada de la señal de entrada. La respuesta del circuito está dada por:

$$V_o = R_{38} \cdot C_{12} \cdot \frac{dV_{err}}{dt}$$

Debido a que el diferenciador realiza la operación inversa del integrador, una entrada de una onda triangular produce una salida de onda cuadrada.

La resistencia R37 es necesaria para limitar la ganancia de alta frecuencia. Esto hace al circuito menos susceptible al ruido de alta frecuencia y asegura estabilidad dinámica.

La frecuencia de corte donde la ganancia limitante comienza a hacer efecto está dado por la fórmula:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_{37} \cdot C_{12}}$$

Donde se observa que f_c debería ser por lo menos diez veces la frecuencia más alta a la entrada para que opere en forma precisa.

Cuando se añade el capacitor C13 los problemas de

ruido disminuyen.

El amplificador operacional IC9-1 junto con las resistencias R40, R41, R42 opera como un inversor de ganancia unitaria para evitar el cambio de signo que acarrea el IC9-2 y obtener la derivada del voltaje del error, V_{der} .

Cabe de indicar que el capacitor C12 es variable con el objeto de poder ajustar el tiempo derivativo T_d , por cuyo motivo se implementó un pequeño banco con 12 condensadores y un selector variable de 12 posiciones.

4.7 CIRCUITO GENERADOR DE ONDAS CUADRADA Y TRIANGULAR

El generador de onda cuadrada está formado por el temporizador 555 (IC-18) en la configuración mostrada en la figura 4.8, donde la salida es tomada del emisor del transistor Q8 . El tren de onda cuadrada tiene un periodo de 2 segundos con una amplitud de 1 v.

El tren de onda triangular es la integración del tren de onda cuadrada como lo muestra la figura 4.8, donde el potenciómetro pot-14 permite que la onda triangular

tenga como amplitud máxima 1 voltio.

El propósito del diseño de los circuitos anteriormente descritos es el de calibrar al integrador y diferenciador respectivamente siendo de importancia relativa.

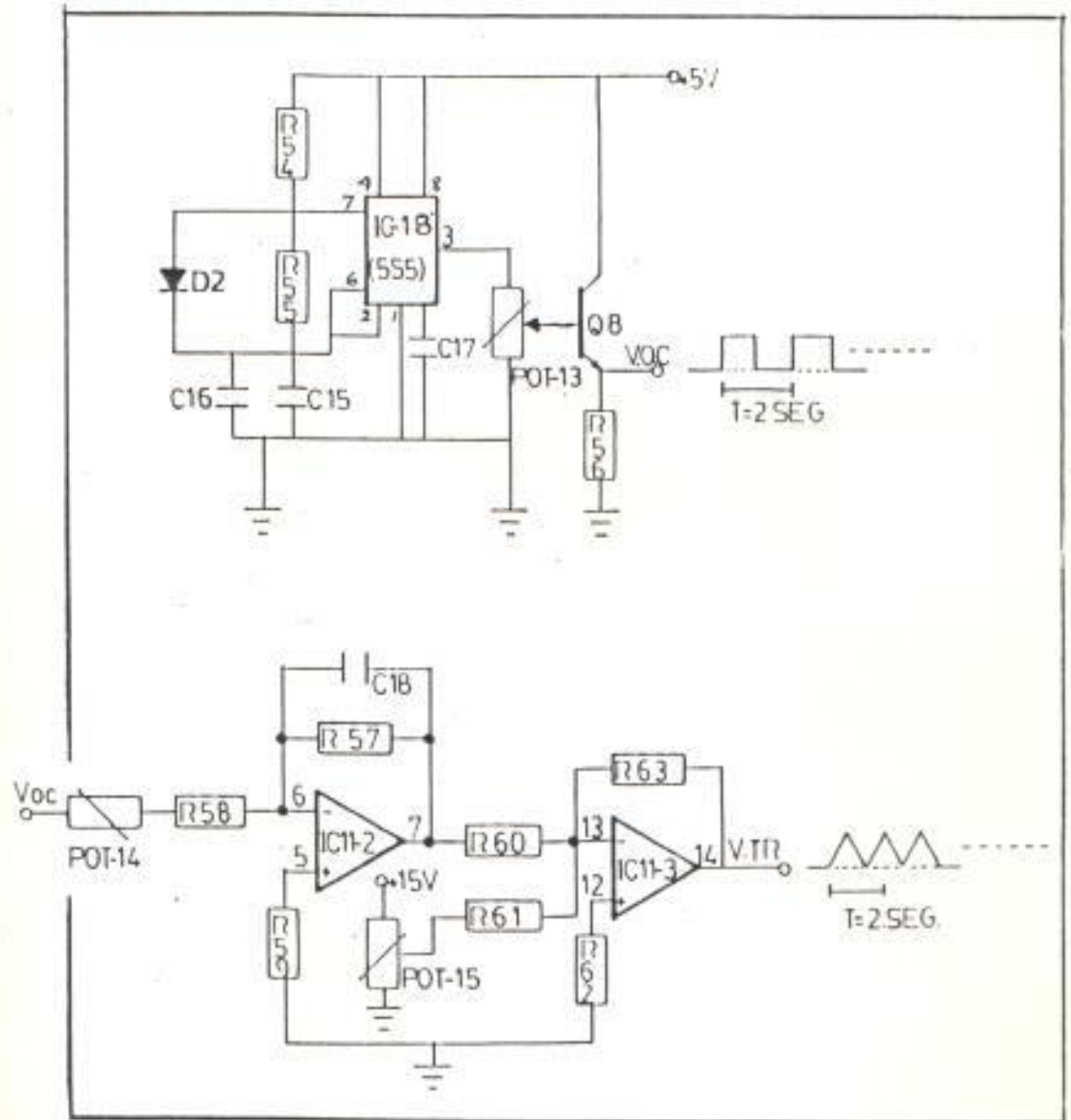


Figura 4.8 Circuito Generador de ondas cuadrada y triangular.

4.8 CIRCUITO DE AMPLIFICACION Y SUMA

Con este circuito (figura 4.9), se obtiene una señal de salida V_o , proporcional a la suma de las entradas; al aplicar las señales a la entrada negativa, se introduce un desfase de 180° , invirtiendo la señal de salida respecto a la entrada.

El voltaje de salida será:

$$V_o = - \left(\frac{R_f}{R_{43}} V_{err} + \frac{R_f}{R_{44}} V_{int} + \frac{R_f}{R_{45}} V_{deriv} \right)$$

La resistencia R_{47} y la proporcionada por el Pot-9 tiene un valor igual al equivalente paralelo de las resistencias conectadas a la otra entrada

En el caso particular de que $R_{43} = R_{44} = R_{45} = R$ y además R_f es la suma de R_{46} más la resistencia proporcionada por el potenciómetro Pot-11, el voltaje de salida V_o queda como:

$$V_o = - \frac{R_f}{R} (V_1 + V_2 + V_3)$$

En el diseño del circuito de amplificación y suma:

R_f/R será la constante del control proporcional K_p

$V_1 =$ voltaje de error

$$V_2 = 1/RC \int V_{\text{error}} dt \quad Y,$$

$$V_3 = RC \frac{d}{dt} V_{\text{error}}$$

A continuación del circuito de suma se ha agregado un circuito formado por IC19 , R48, R49 y R50 que es un inversor de ganancia unitaria al cual se le suma 4 voltios al voltaje de salida del circuito sumador para que exista compatibilidad entre el voltaje de control y las rampas.

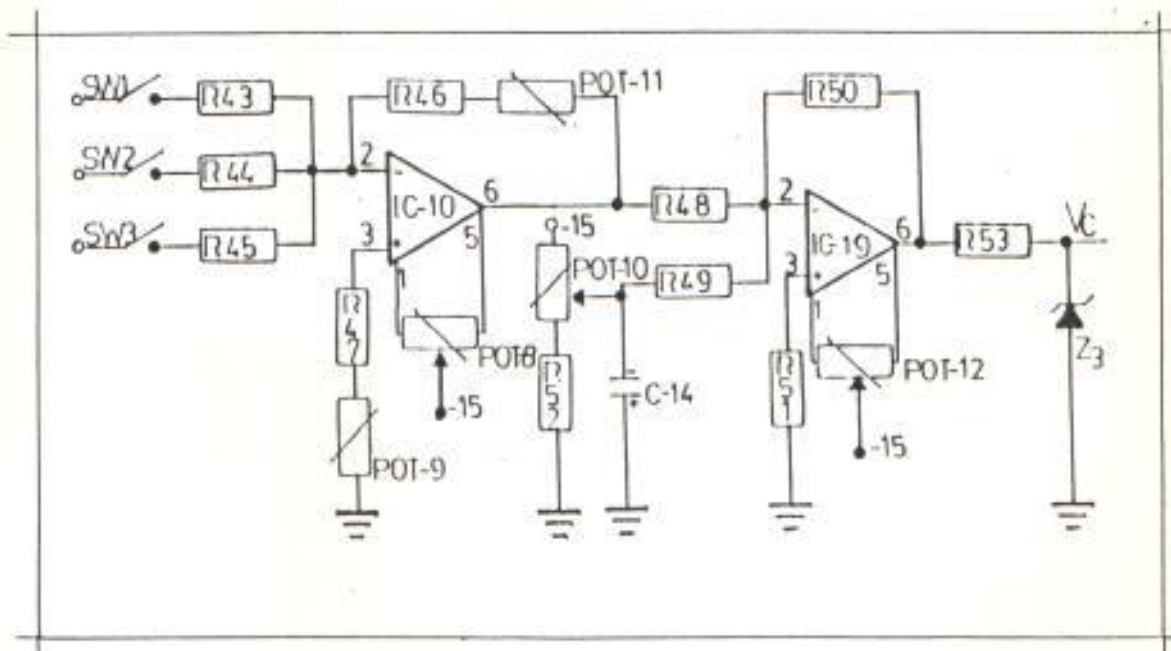


Figura 4.9 Circuito de amplificación y suma.

Con el propósito de que el voltaje de salida de IC11 no se sature se le agregó la red formada por R53 y el zener Z3 con lo que a lo máximo se tendrá 4 v. como voltaje de control que luego se tendrá que comparar con las rampas de magnitud idéntica.

4.9 CIRCUITO DE CONTROL DE DOS POSICIONES (ON-OFF)

Este circuito nos permite ejecutar la acción de control llamada de dos posiciones que es simplemente el encendido o apagado del sistema dependiendo de que la variable del sistema sea de magnitud superior o inferior a la referencia deseada.

Para el diseño de este circuito nos enfrentamos ante dos opciones, la una es la de usar un comparador de ventana para lo cual se tiene que utilizar dos niveles de voltaje, un inferior V_{LT} y un superior V_{UT} con respecto a un voltaje referencial V_{REF} , y la segunda opción es la de emplear un comparador que tenga la propiedad de histéresis que es la propiedad que tienen algunos circuitos de cambiar de un estado a otro con alguna señal de entrada y luego revertirse del

segundo al primer estado con una señal diferente a la entrada.

Se seleccionó la segunda opción y para ello se utiliza un detector de nivel de voltaje no inversor con ajuste independiente de histéresis y de voltaje de centrado, en este circuito, el voltaje de centrado V_{ctr} está determinado por la resistencia mR y el voltaje de referencia V_{ref} . El voltaje de histéresis V_H está determinado por la resistencia nR . Si la resistencia nR es ajustable, entonces V_H puede variarse independientemente del V_{ctr} . Variando la resistencia mR se ajusta V_{ctr} sin afectar V_H .

Los voltajes de histéresis y de centro son calculados por las siguientes ecuaciones:

$$V_{UT} = \frac{+V_{sat}}{n} - \frac{V_{ref}}{m} \quad (4.1)$$

$$V_{LT} = - \frac{V_{ref}}{m} + \frac{-V_{sat}}{n} \quad (4.2)$$

$$V_H = V_{UT} - V_{LT} = \frac{+V_{sat} - (-V_{sat})}{n} \quad (4.3)$$

$$V_{\text{ctr}} = \frac{V_{\text{UT}} + V_{\text{LT}}}{2} = -\frac{V_{\text{ref}}}{m} - \frac{+V_{\text{sat}} + (-V_{\text{sat}})}{2n} \quad (4.4)$$

Si las magnitudes de $+V_{\text{sat}}$ y $-V_{\text{sat}}$ son aproximadamente iguales, entonces el V_{ctr} es expresado simplemente por:

$$V_{\text{ctr}} = -\frac{V_{\text{ref}}}{m} \quad (4.5)$$

Aplicando las fórmulas antes indicadas se determinó que el factor m era igual a la unidad por tanto el voltaje de centrado era igual al voltaje de referencia pero con polaridad negativa, luego mR es igual a $R68$ y, n dependía de la relación que existe entre la resistencia total de $R69$ con la del potenciómetro pot-16 y $R70$. En conclusión la variación de la histéresis dependerá exclusivamente del pot-16.

La salida del comparador con histéresis es luego pasada por el transistor Q9 que actúa como inversor para luego ser combinadas con las señales V_{md} , $SY1$ y $SY2$ y obtener las señales V_{p1}' y V_{p2}' .

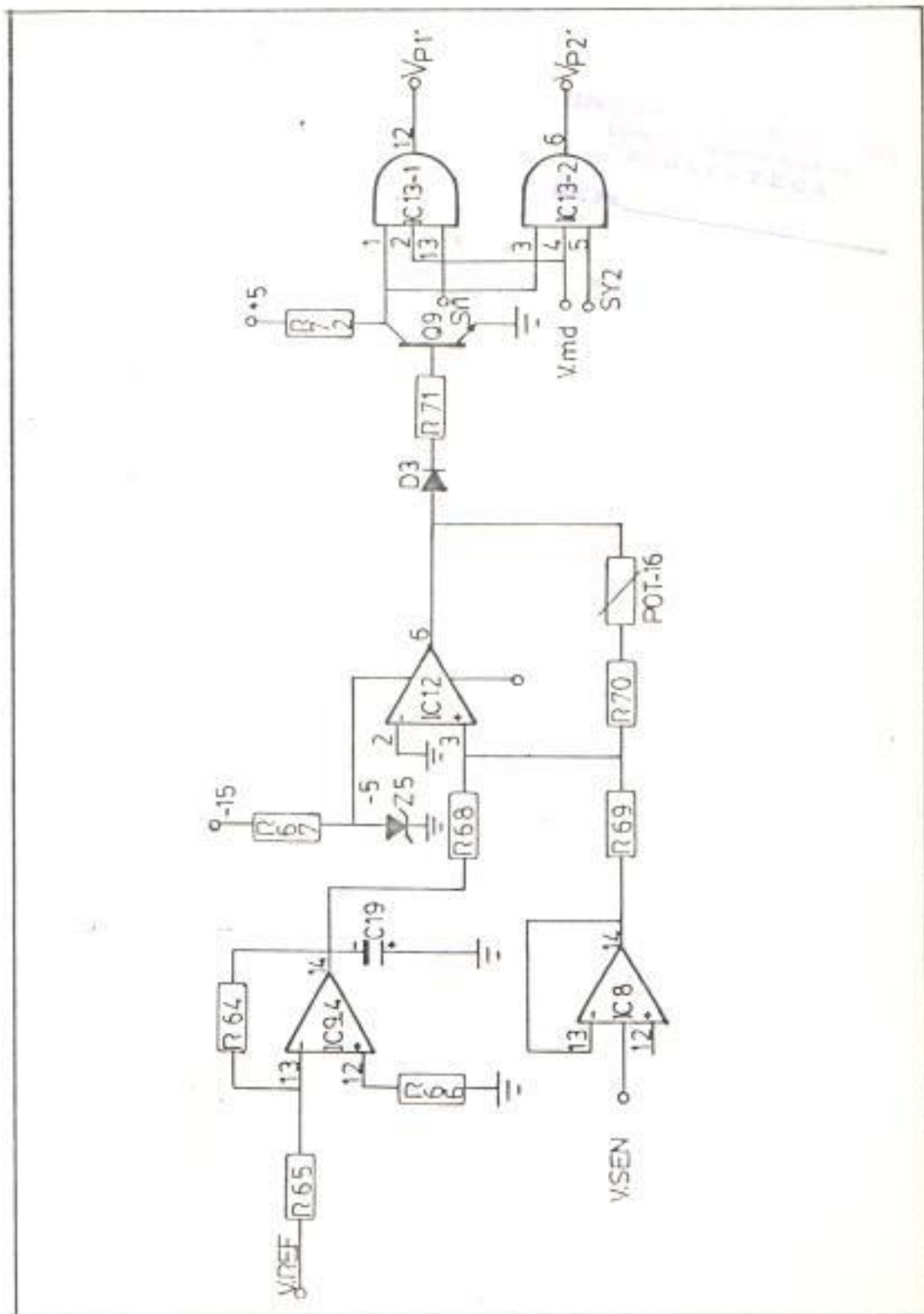


Figura 4.10 Circuito de control de dos posiciones con histéresis variable.

4.10 CIRCUITO INTERFASE DE POTENCIA

Es el circuito que permite variar la potencia al elemento calefactor por medio del voltaje de control. En sí este circuito de interfase de potencia es el circuito de disparo del puente monofásico semicontrolado.

Este consta esencialmente de :

- a) Generador de onda cuadrada de sincronismo con la línea y de disparo y encendido del generador de rampas.
- b) Generador de rampas.
- c) Comparador.
- d) Modulador a 60 Hz de pulsos de 25 Khz.
- e) Amplificador de pulsos.
- f) Puente monofásico semicontrolado.

El generador de onda cuadrada de sincronismo con la línea es obtenida de un divisor de voltaje al cual se encuentra aplicada los 115 voltios ac, siendo antes pasada dicha onda a través de un filtro T para evitar los ruidos que se puedan infiltrar en la línea . Con el proposito de evitar los semiciclos negativos y fijar el voltaje se colocó el diodo zener Z1.

Con el fin de llevar dicho voltaje a nivel de 5 voltios se empleó el transistor Q1 con lo cual se genera la señal SY1 tomada del emisor, se utiliza el transistor Q2 para desfasar 180° a SY1 y obtener la señal cuadrada SY2.

En la figura 4.11 se muestran las señales SY1 y SY2 en sincronismo con frecuencia de línea.

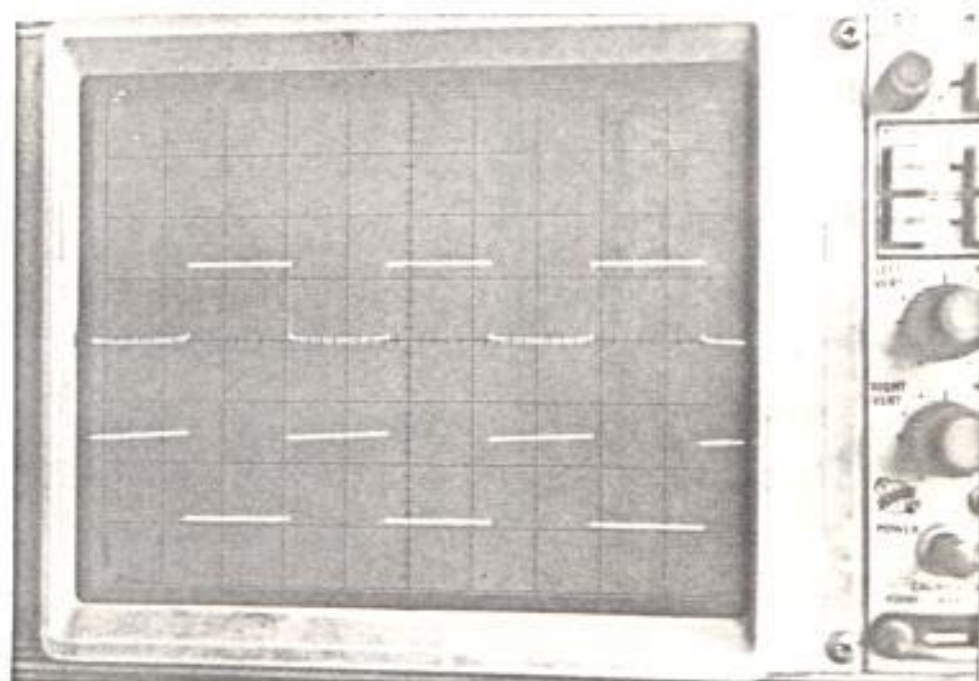


Figura 4.11 Señales de sincronismo con la frecuencia de línea.

Circuito de disparo y encendido de las rampas.- Las señales cuadradas SY1 y SY2 que están sincronizadas tanto con el semiciclo positivo y negativo de la línea van a servir a la vez como señales de encendido de las rampas generadas por su respectivo generador. Las señales de disparo de las rampas llamadas TG1 y TG2 son obtenidas al pasar dichas señales por las redes R8-C2 y R9-C3 respectivamente como lo muestra el circuito de la figura 4.12.

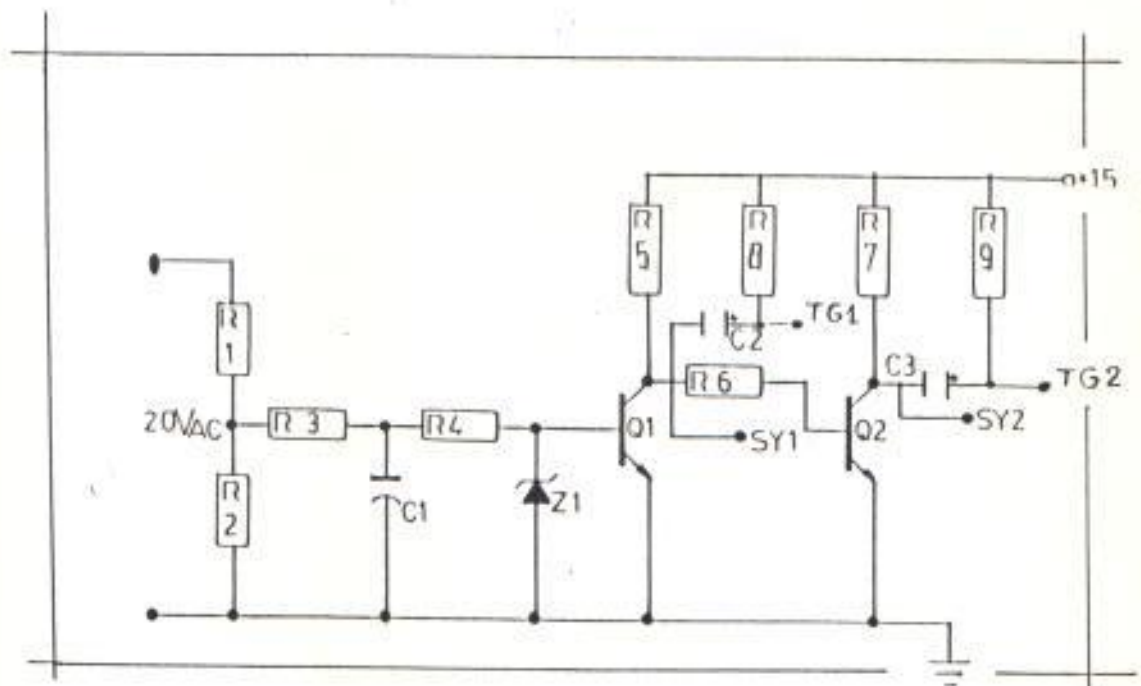


Figura 4.12 Circuito de sincronismo con la línea y, generador de señales de disparo y encendido de rampas.

Generador de rampa.- La figura 4.13 muestra un temporizador 556 (IC1-1) conectado en forma de un generador de rampa. Las resistencias R10, R11, el Pot-1 y el transistor Q3 constituyen una fuente de corriente constante. El capacitor C4 se carga linealmente (cuando el camino de descarga está abierto) por la corriente constante y se descarga rápidamente a través del camino de descarga cuando está cerrado. El circuito trabaja siguiendo los siguientes pasos:

- 1.- Inicialmente, la salida está en nivel bajo, el camino de descarga está cerrado, y no hay carga de voltaje en el capacitor C4.
- 2.- Un pulso de disparo negativo (6 0 voltios) a la entrada, cuando es aplicado al terminal 2, cambia la salida a alto, con lo cual se abre el camino de descarga.
- 3.- El capacitor C4 se carga linealmente por una corriente constante suministrada por el circuito de fuente de corriente constante.
- 4.- Cuando C4 está cargado a $2/3$ de V_{cc} el circuito comparador del temporizador

encera la salida a nivel bajo, con lo cual se cierra el camino de descarga.

De igual forma se genera la segunda rampa por IC1-2, Q4, R12, R13, el Pot-2, y C7.

La ventaja de este circuito radica en que cuenta con terminales que sirven tanto para disparo y encerado de la rampa con lo cual se logra sincronismo con los 60 Hz de la frecuencia de línea. Por tanto la señal TG1 sirve para disparar a la rampa generada por IC1-1 y SY1 para encerarla, igualmente TG2 y SY2 cumplen igual función para la rampa generada por IC1-2.

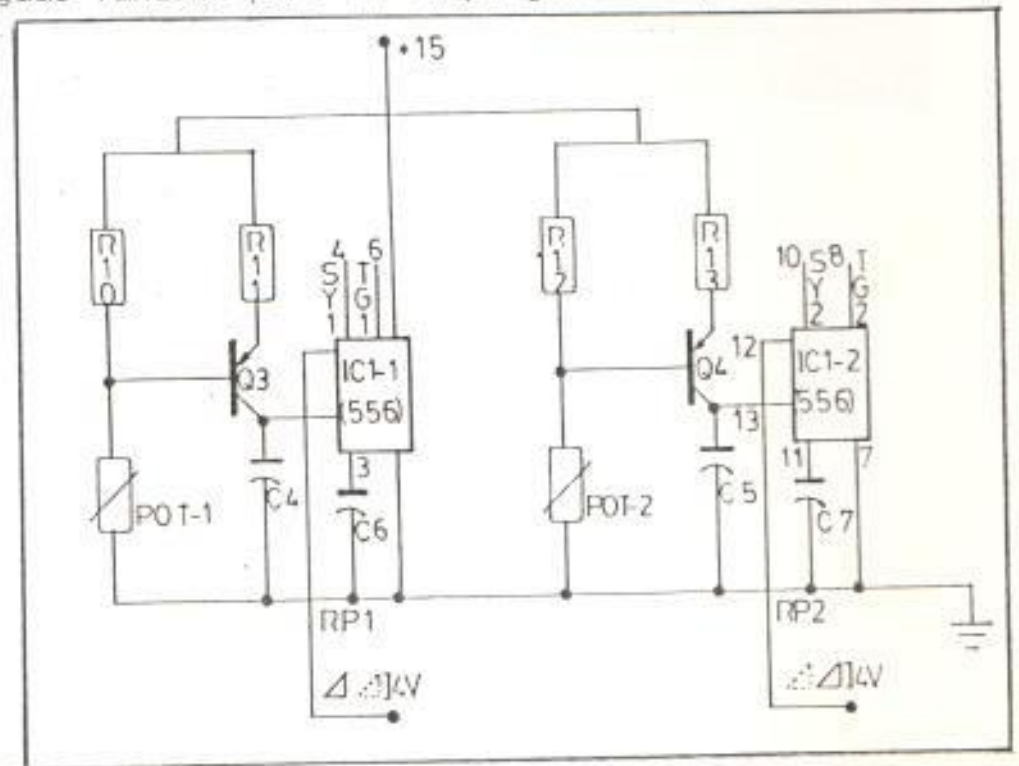


Figura 4.13 Circuito Generador de Rampas

En la figura 4.14 se muestran las señales tanto de disparo y encendido de una de las rampas.

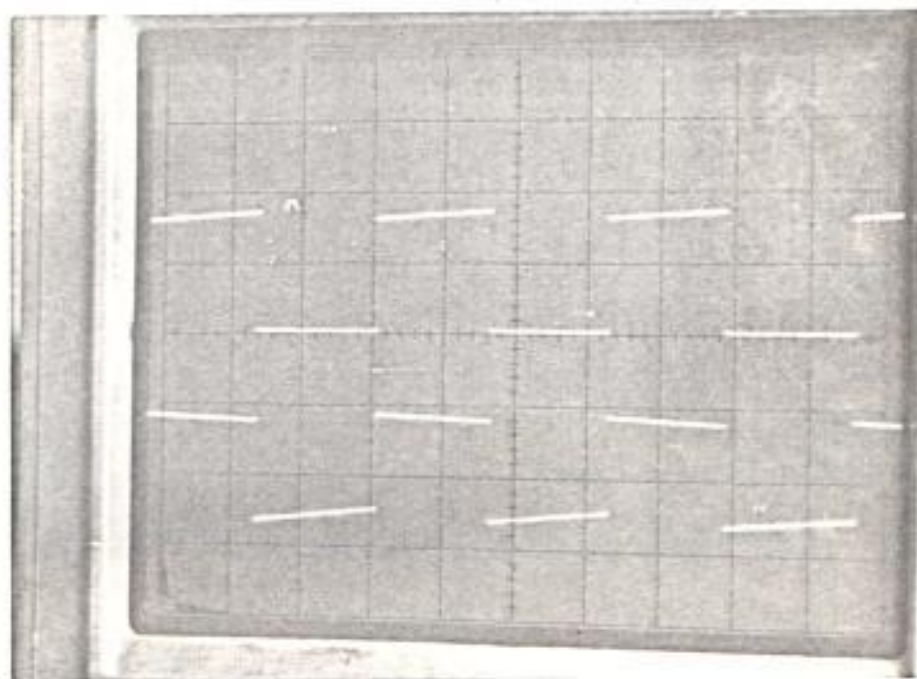


Figura 4.14 Señales de disparo y encendido para un generador de rampa

A continuación se muestra en la figura 4.15 se muestra las rampas lineales originadas por el circuito generador de ellas, mostrando el desfase de 180° que existe entre ellas.

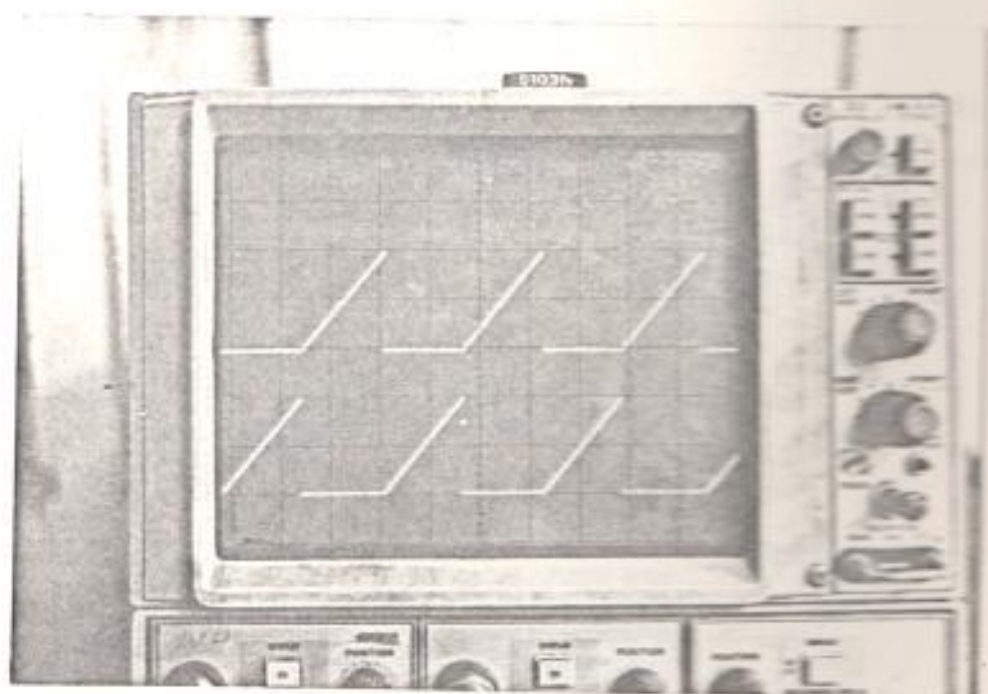


Figura 4.15. Rampas generadas por el circuito de la figura 4.13.

Comparadores.- Las rampas ya generadas se comparan con el voltaje de control V_c generando a la salida una señal cuadrada que determina el ángulo de disparo de los tiristores del puente monofásico.

En la figura 4.14 se muestra al circuito comparador cuyas salidas V_{cm1} y V_{cm2} han sido llevadas a niveles de 5 voltios.

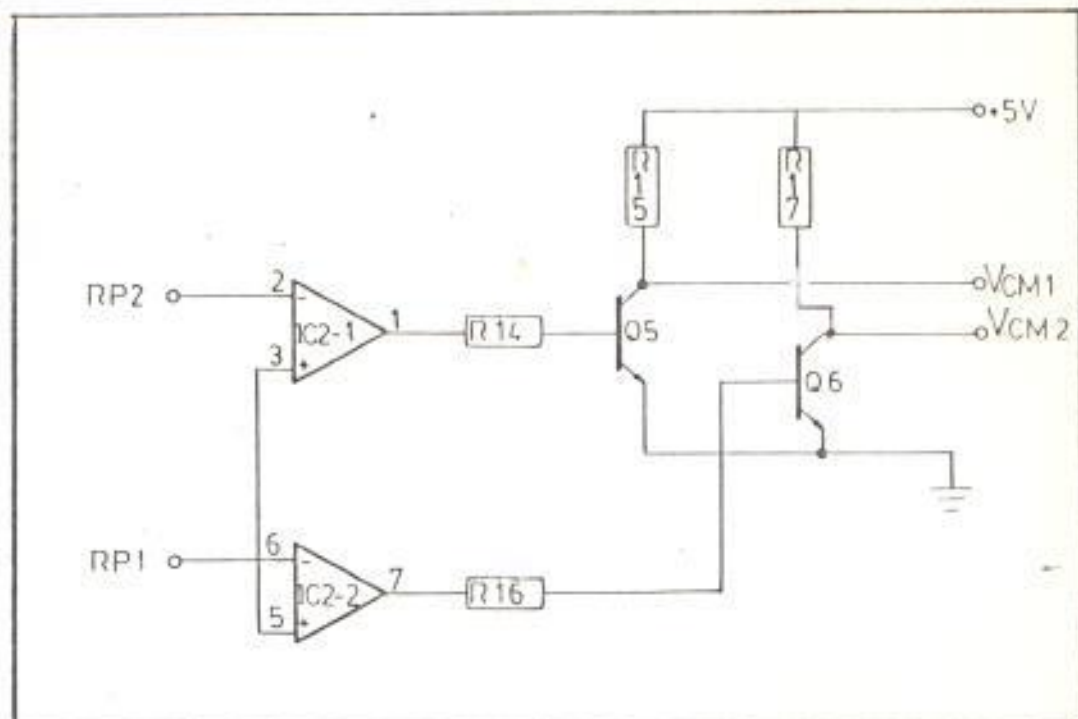


Figura 4.16 Circuito Comparador

Circuito de Modulación a 60 Hz. de pulsos de 25 khz.- Cada uno de los pulsos generados en el comparador que a su vez han sido llevados a niveles de 5 voltios y 0 voltios van a servir para modular una señal de 25 Khz. producida por el temporizador 555 (IC3).

Se puede ver de la figura 4.17, que se utiliza un circuito integrado 555 como multivibrador astable para generar la señal de 25 Khz.

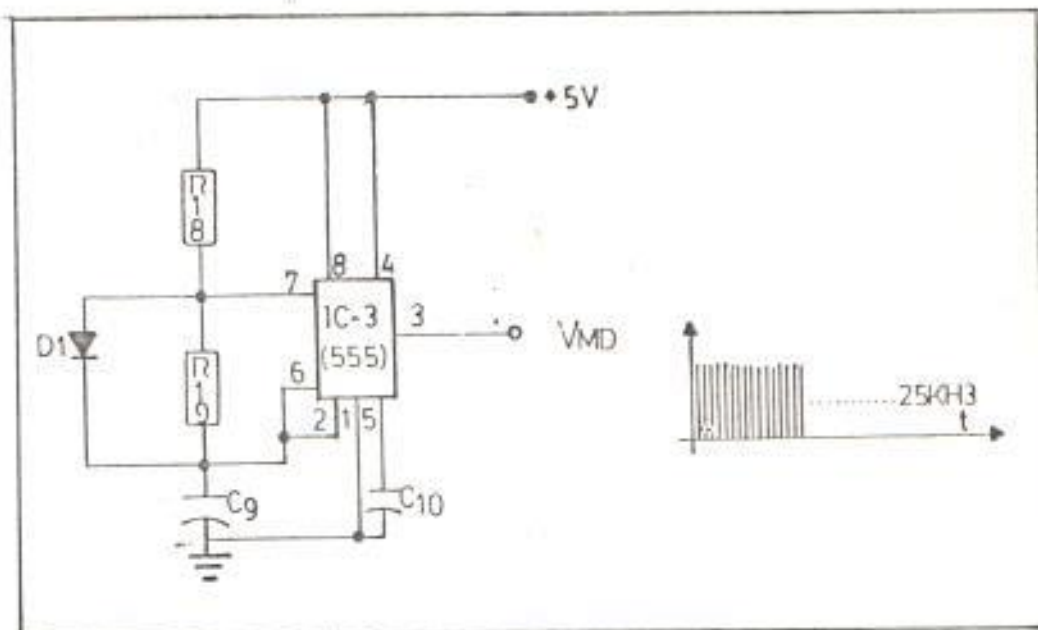


Figura 4.17 Circuito de Modulación de 60 Hz
a 25 KHz.

El capacitor C9 se carga a través de la resistencia R18 y el diodo D1, el mismo que cortocircuita a R19 con el objeto de disminuir el periodo de carga que es cuando el 555 se mantiene en alto su salida. Los tiempos de carga y descarga, el periodo y la frecuencia de oscilación de este circuito están calculados así:

$$T_{alto} = 0.693 (R_a + R_b) C$$

$$R_b = 0$$

$$R_a = R_{18} = 1K$$

$$C = C_9 = 0.022 \mu F$$

$$T_{\text{bajo}} = 0.693 R_b C$$

$$R_b = R_{19} = 1K$$

$$T_{\text{total}} = 40 \text{ ms} = T$$

$$f = 1/T = 25 \text{ KHz}$$

La forma de onda referente a este circuito es la siguiente:

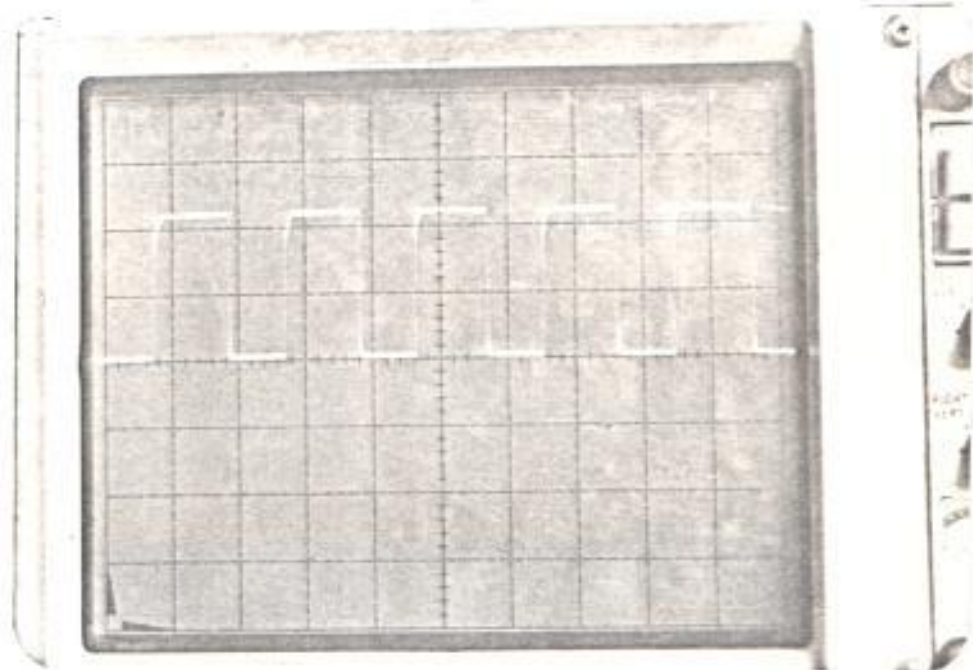


Figura 4.18 Tren de pulsos de 25 KHz

Las señales de comparación, de sincronismo, y de modulación van a ser multiplicadas por puertas AND generando las señales V_{p1} y V_{p2} como se observa en la figura 4.19.

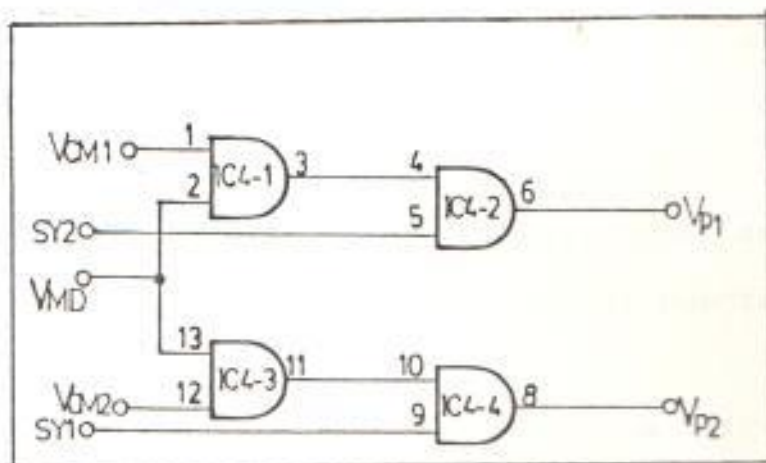


Figura 4.19 Circuito conformador de pulsos de disparo

En la figura 4.20 se muestra la forma de onda a la salida de las puertas AND para un ángulo de disparo de cero grados.

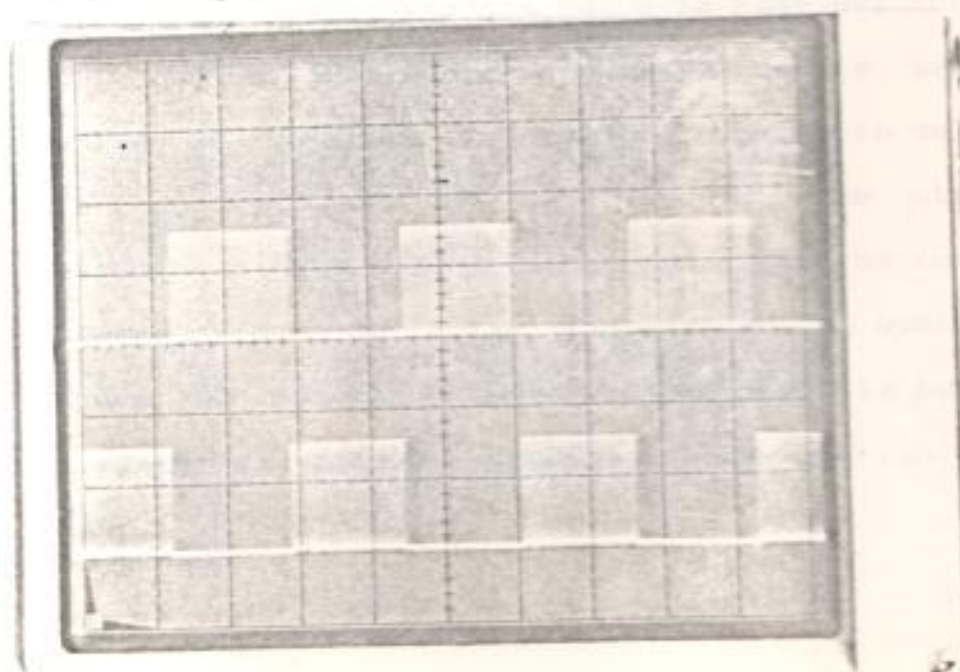


Figura 4.20 Forma de onda a la salida de las puertas AND.

Circuito de amplificación de pulsos:

El amplificador de pulsos tiene como propósito aumentar el tamaño y la potencia de los pulsos que se obtienen a la salida de la puerta AND, es decir con el fin el de reforzar la corriente de salida relativamente baja de la puerta AND, es necesario que se intercale una etapa amplificadora de corriente para el disparo de los tiristores del puente monofásico.

Los transformadores de pulsos sirven para aislar las puertas de los tiristores del amplificador de pulsos.

En la figura 4.21 se muestra el circuito amplificador de pulsos. El transistor Q10 preamplifica la corriente de los pulsos y su emisor se conecta por medio de una resistencia RB2 a la base del transistor Q11, que de igual manera amplifica más la señal. Al emisor de Q11 está conectado el primario del transformador de pulsos con relación 1:2. Se utiliza un diodo en paralelo al primario con el fin de contrarrestar el efecto de la fem inducida en la bobina. El diodo D5 en el secundario, protege a la puerta del tiristor de voltajes negativos que podrían causarle daño.

Debido a que el puente monofásico utilizado consta de dos tiristores se ha tenido que construir dos etapas amplificadoras de pulsos de idénticas características.

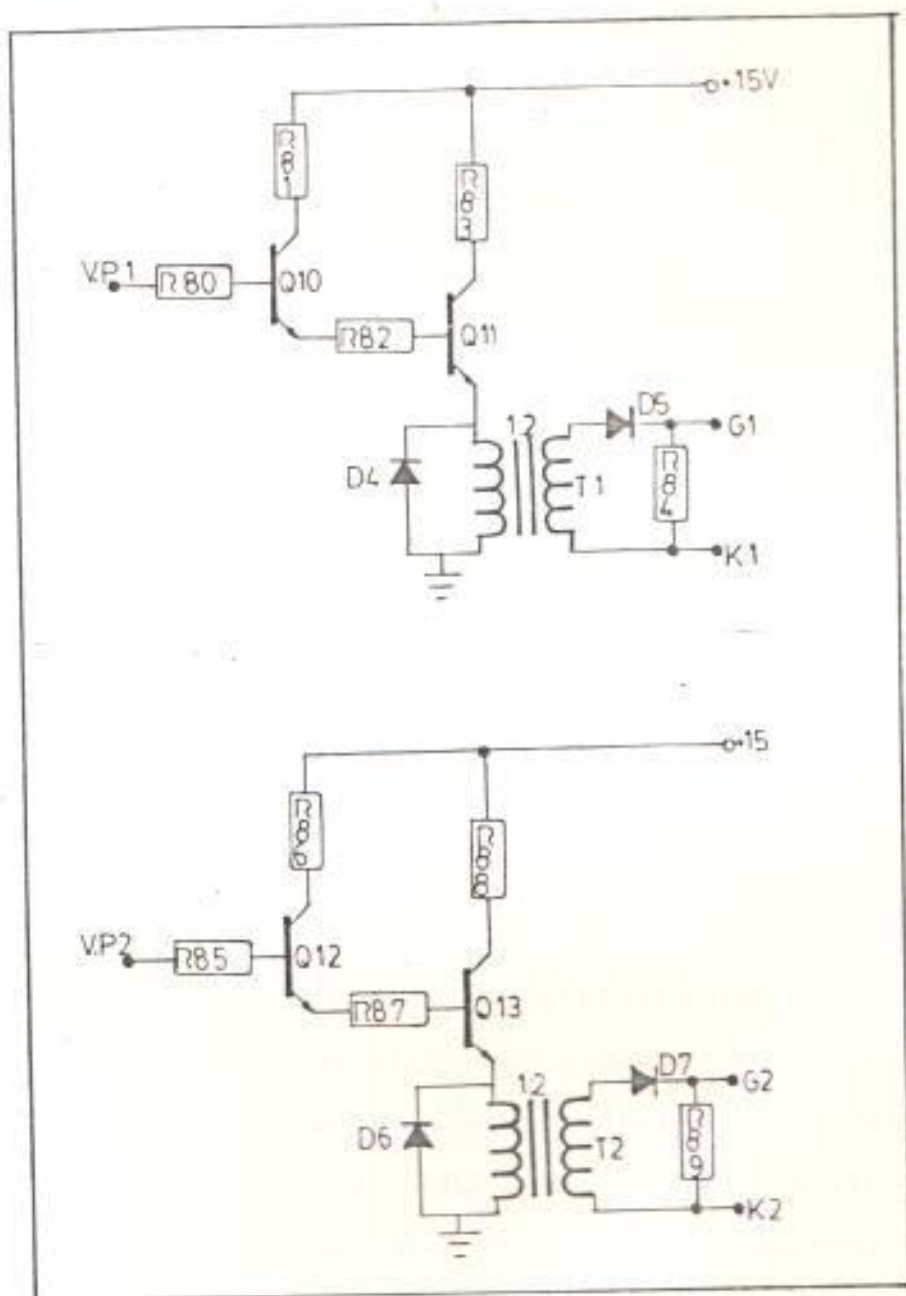


Figura 4.21. Amplificadores de los pulsos de disparo de los tiristores

Puente Monofásico Semicontrolado.— Es el circuito que permite variar la potencia disipada por el elemento calefactor de acuerdo al ángulo de disparo α que es generado en la comparación entre el voltaje de control y las rampas lineales.

El Voltaje en el elemento calefactor, V_{ec} en función del ángulo de disparo α viene dada por la siguiente expresión :

$$V_{ec} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} V_a \text{Sen}(wt) d(wt)$$

$$= \frac{\sqrt{2} V_a}{\pi} (1 + \text{Cos}\alpha)$$

para $\alpha = 0$ $V_{ec_0} = \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right) V_a$

por tanto

$$V_{ec} = \frac{V_{ec_0}}{2} (1 + \text{Cos}\alpha)$$

Se detalla en la figura 4.22 el circuito del puente monofásico semicontrolado utilizado, donde R90, C22, R91, C23 son redes RC para protección contra los dv/dt de los tiristores SCR1 y SCR2 respectivamente, los fusibles F1 y F2 protegen al circuito contra sobreco-

rrientes , además se agrega una pequeña inductancia L1 en serie con la resistencia calefactora R80 para protección de los di/dt.

Tanto los tiristores como los diodos D8 y D9 se los colocó sobre disipadores de calor un tanto sobredimensionados para el caso de que se quiera disipar más potencia en el elemento calefactor .

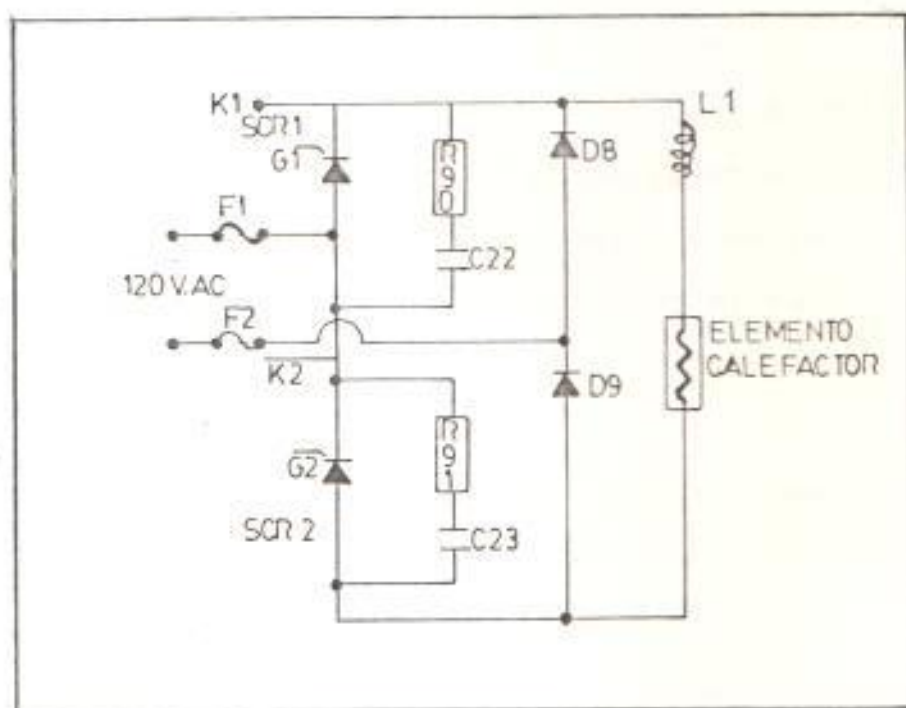


Figura 4.22 Puente monofásico semicontrolado

4.11 CIRCUITO DE DESPLIEGUE VISUAL

Es el circuito que permite conocer la temperatura real del flujo de aire en el tubo del proceso.

Este circuito utiliza un LM336Z que es un diodo zener de precisión que junto a un amplificador operacional LM308N, genera un voltaje de referencia de 2,73 v, además un circuito integrado LM335Z que es un sensor de temperatura el cual opera como un zener cuyo voltaje de ruptura es directamente proporcional a la temperatura absoluta en $10\text{mv}/^{\circ}\text{K}$, un potenciómetro conectado al LM335Z con el terminal variable conectado a su ajuste calibra cualquier inexactitud en el rango total de temperatura a medir.

En la figura 4.23 se muestra el circuito que servirá para mostrar la temperatura del proceso cuya salida es directamente proporcional a ella y está dada en $100\text{mv}/^{\circ}\text{C}$, si se hubiese tomado la lectura de voltaje entre la referencia generada por IC-16 y el terminal del sensor lineal LM335Z (IC-14) solo se tiene $10\text{mv}/^{\circ}\text{C}$, por tanto se recurrió a una etapa amplificadora adicional IC-17 para tener una ganancia de 10 y además obtener la salida con respecto a tierra.

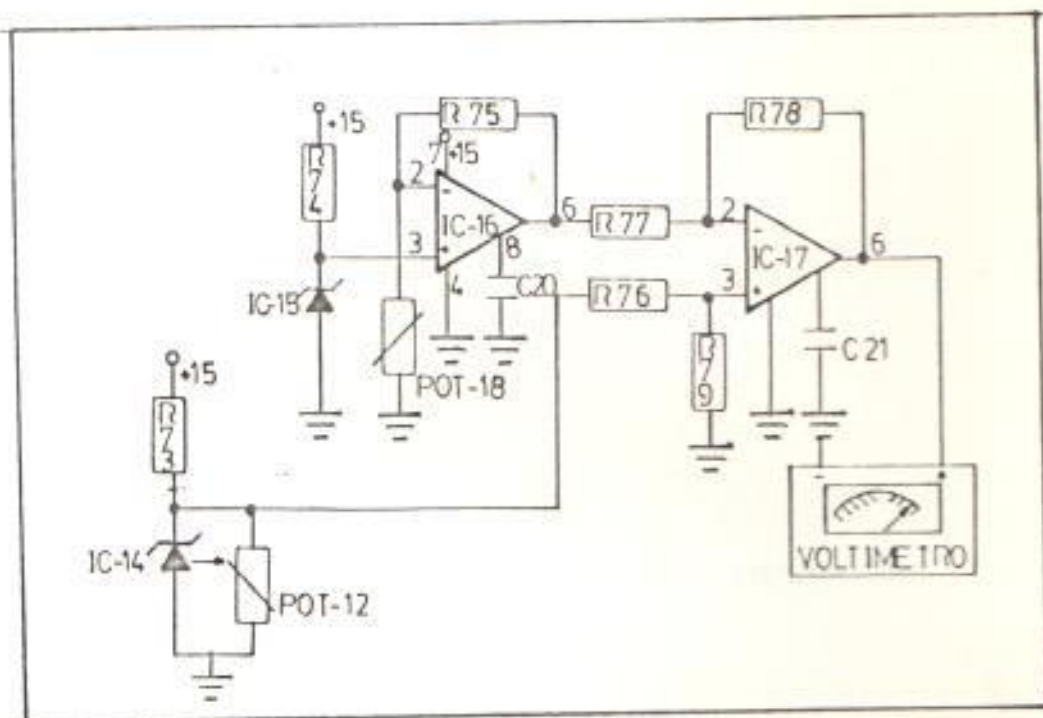


Figura 4.23 Circuito de Despliegue Visual

La ventaja del circuito radica que con solo conectar un voltmetro ya sea digital o análogo da una lectura que multiplicada por un factor de escala 10 es exactamente la temperatura en ese instante del flujo de aire que atraviesa el tubo del proceso.

CAPITULO V

CONSTRUCCION DEL SISTEMA

5.1 LISTADO DE COMPONENTES

Referencia : CIRCUITO DE SENSOR DE TEMPERATURA

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
2	Amplificador Operacional (IC5, IC6)	uA741
4	Resistencia 1 K Ω , 1/4 W (R20, R21, R22, R23)	
1	Potenciómetro 10 K Ω , 1/4 W (Pot-3)	
2	Potenciómetro 5 K Ω , 1/4 W (Pot-4, Pot-5)	
2	Zócalos de 8 pines	

Referencia : CIRCUITO REFERENCIAL

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
1	Transistor npn (Q7)	2N 2222
1	Diodo Zener 5.1 v, 1/2 W (Z2)	ECG 5010A
1	Condensador electrolítico 10 μ F, 50 v (C10)	
1	Resistencia 1 K Ω , 1/4 W (R24)	
1	Resistencia 100 K Ω , 1/4 W (R25)	
1	Potenciómetro 2 K Ω , 1/2 W (Pot-6)	

Referencia : CIRCUITO DETECTOR DE ERROR

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
1	Amplificador Operacional (IC7)	UA741
4	Resistencia 10 K Ω ,	

1/4 W (R26, R27,
R28, R29)
1 Zócalo de 8 pines

Referencia : CIRCUITO INTEGRADOR

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
1	Quad Amplificador Operacional (IC8)	LM347N
12	Capacitor Variable (0.047 μ F a 33 μ F) 25 v, (C11)	
1	Resistencia 10 M Ω 1/4 W (R31)	
1	Resistencia 1 M Ω 1/4 W (R30)	
1	Resistencia 100 K Ω 1/4 W (R32)	
3	Resistencia 10 K Ω 1/4 W (R33, R34, R36)	
1	Resistencia 3.3 K Ω 1/4 W (R35)	

1	Potenciómetro 50 K Ω 1/4 W (Pot-7)
1	Zócalo de 14 pines

Referencia: CIRCUITO DIFERENCIADOR

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
1	Amplificador operacional (IC9)	LM347N
4	Resistencia 100 K Ω , 1/4 W (R38, R39, R40, R41)	
1	Resistencia 10 K Ω , 1/4 W (R37)	
1	Resistencia 50 K Ω , 1/4 W (R42)	
1	Capacitor Tantalum 0.0015 μ F, 50 v (C13)	
12	Capacitor Variable 0.047 μ F a 33 μ F (C12)	
1	Zócalo de 14 pines	

Referencia : CIRCUITO DE AMPLIFICACION Y SUMA

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
2	Amplificador operacional (IC10, IC19)	UA741
8	Resistencia 10 K Ω , 1/4 W (R43, R44, R45, R46, R47, R48, R49, R50, R53)	
1	Diodo Zener 5.1 v, 1/2 W (Z3)	ECG 5010A
3	Potenci3metro 10 K Ω , 1/4 W (Pot-8, Pot-9, Pot-12)	
1	Potenci3metro 1 M Ω , 2 W (Pot-11)	
1	Potenci3metro 50 K Ω , 1/4 W (Pot-10)	
1	Capacitor electrolitico 10 μ F, 50 v (C14)	
1	Resistencia 3.9 K Ω , 1/4 W (R51)	

- 1 Resistencia 20 K Ω ,
1/4 W (R52)
- 2 Zócalos de 14 pines

Referencia: CIRCUITO GENERADOR DE ONDAS CUADRADA Y
TRIANGULAR

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
1	Temporizador (IC18)	NE555
2	Resistencia 10 M Ω , 1/4 W (R54, R55)	
1	Resistencia 10 K Ω , 1/4 W (R56)	
1	Capacitor Tantalum 50 v, 0.1 μ F (C15)	
1	Capacitor Tantalum 50 v, 0.033 μ F (C16)	
1	Capacitor cerámico 0.01 μ F, 16 v (C17)	
1	Diodo (D2)	1N4148
1	Potenciómetro 10 K Ω , 1/4 W (Pot-13)	
1	Transistor npn (Q8)	2N2222

1	Quad Amplificador Operacional (IC11)	LM347N
2	Resistencia 1 M Ω , 1/4 W (R5B, R63)	
1	Resistencia 10 M Ω , 1/4 W (R57)	
4	Resistencia 10 K Ω , 1/4 W (R60, R61, R62, R63)	
1	Potenci6metro 50 K Ω , 1/4 W (Pot-14)	
1	Potenci6metro 10 K Ω , 1/4 W (Pot-15)	
1	Z6calo de 8 pines	
1	Z6calo de 14 pines	

Referencia : CIRCUITO DE INTERFACE DE POTENCIA

CANTIDAD	DESCRIPCION	N° CATALOGO
1	Temporizador (IC1)	NE556N
1	Dual Amplificador Operacional (IC2)	LM324N
1	Quad Puerta AND (IC4)	74LS08

1	Temporizador (IC3)	NE555
4	Transistor npn (Q1, Q2, Q5, Q6)	2N 2222
2	Transistor pnp (Q3, Q4)	2N 2907A
1	Diodo zener 5.1 v, 1/4 W (Z1)	ECG 5010A
12	Resistencia 10 K Ω , 1/4 W (R5, R6, R7, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15, R16, R17)	
1	Resistencia 1.2 K Ω , 4 W (R1)	
1	Resistencia 2.4 K Ω , 3 W (R2)	
1	Diodo (D1)	1N4148
2	Reóstato 250 K Ω , 1/4 W (Pot-1, Pot-2)	
3	Resistencia 1 K Ω , 1/4 W (R3, R18, R19)	
1	Resistencia 6.2 K Ω , 1/4 W (R4)	

1	Resistencia 1.6 K Ω , 1/4 W (R8)
2	Condensador electrolítico 3.3 μ F, 50 v (C2, C3)
4	Condensador cerámico 0.01 μ F, 16 v (C1, C6, C7, C9)
2	Condensador cerámico 0.1 μ F, 50 v (C4, C5)
1	Condensador tantalum 0.022 μ F, 50 v (C8)
3	Zócalos de 14 pines
1	Zócalo de 8 pines

Referencia: CIRCUITO AMPLIFICADOR DE PULSOS

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
4	Transistor npn (Q10, Q11, Q12, Q13)	2N 2222
4	Diodo (D4, D5, D6, D7)	1N4148
2	Transformador relación 1:2 (T1, T2)	

2	Resistencia 3.3 K Ω , 1/2 W (R81, R86)
2	Resistencia 12 K Ω , 1/2 W (R84, R89)
2	Resistencia 150 Ω , 5 W (R83, R88)
2	Resistencia 150 Ω , 1/2 W (R80, R85)
2	Resistencia 1 K Ω , 1/2 W (R82, R87)

Referencia: PUENTE MONOFASICO

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
2	Tiristor 35 A, 600 V.P.I (SCR1, SCR2)	SK3505
2	Diodo de Potencia 12 A, 600 V.P.I (D8, D9)	12F60
2	Condensador aceite 0.1 μ F, 600 v (C22, C23)	

2	Resistencia 58 Ω , 1 W (R90, R91)
2	Resistencia Niquelina 115 Vac (R80)
2	Fusible 10 A (F1, F2)

Referencia : CIRCUITO DE CONTROL DE DOS POSICIONES
(ON-OFF)

CANTIDAD	DESCRIPCION	N° CATALOGO
1	Amplificador operacional (IC12)	CA3130
1	Puerta AND tres entradas (IC13)	SN 74LS11N
6	Resistencia 10 K Ω , 1/4 W (R64, R65, R67, R68, R69, R71)	
2	Resistencia 5.6 K Ω , 1/4 W (R66, R72)	
1	Resistencia 22 K Ω , 1/4 W (R70)	

1	Potenciómetro 1.5 M Ω , 2 W (Pot-16)	
1	Transistor npn (Q9)	2N 2222
1	Capacitor electrolítico 22 μ F, 10 v (C19)	
1	Diodo zener 5.1 v, 1/2 W (Z4)	ECG 5010A
1	Zócalo de 14 pines	
1	Zócalo de 8 pines	

Referencia : CIRCUITO DE DESPLIEGE VISUAL

CANTIDAD	DESCRIPCION	Nº CATALOGO
2	Amplificador Operacional (IC16, IC17)	LM308N
1	Sensor de Temperatura (IC14)	LM335Z
1	Zener de Precisión (IC15)	LM336Z
1	Resistencia 6,2 K Ω , 1/4 W (R75)	

1	Resistencia 1 K Ω , 1/4 W (R74)
1	Resistencia 6 K Ω , 1/4 W (R73)
2	Resistencia 10 K Ω , 1/4 W (R76, R77)
2	Resistencia 100 K Ω , 1/4 W (R78, R79)
1	Potenci6metro 10 K Ω , 1/4 W (Pot-17)
1	Potenci6metro 5 K Ω , 1/4 W (Pot-18)
2	Capacitor Mylar 100 pF, 50 v (C20, C21)
2	Z6calos de 8 pines

Referencia: Elementos del proceso a controlar

CANTIDAD	DESCRIPCION	N° CATALOGO
1	ventilador centrífugo	
1	tubo de PVC	

5.2 TARJETAS DE LAS DIFERENTES PARTES DEL SISTEMA Y DISPOSICION DE LAS MISMAS

Los circuitos descritos en el capítulo anterior fueron ensamblados luego de haber pasado por la etapa de experimentación y haber obtenido resultados satisfactorios.

Por la forma en que se presentó este trabajo de tesis fue necesario construir por bloques el sistema, es así que se comenzó con la construcción del proceso a controlar, luego se procedió al ensamblaje de todos los bloques funcionales del simulador donde se utilizó en el alambrado de las tarjetas el del tipo entorchado.

Las figuras 5.1 a 5.8 muestran los circuitos en las respectivas tarjetas y la disposición de los elementos. La figura 5.9 muestra una fotografía del equipo.

En la figura 5.1 se muestra la tarjeta que contiene a la mayoría de los circuitos excepto al amplificador de los pulsos de disparo y el circuito de despliegue visual.

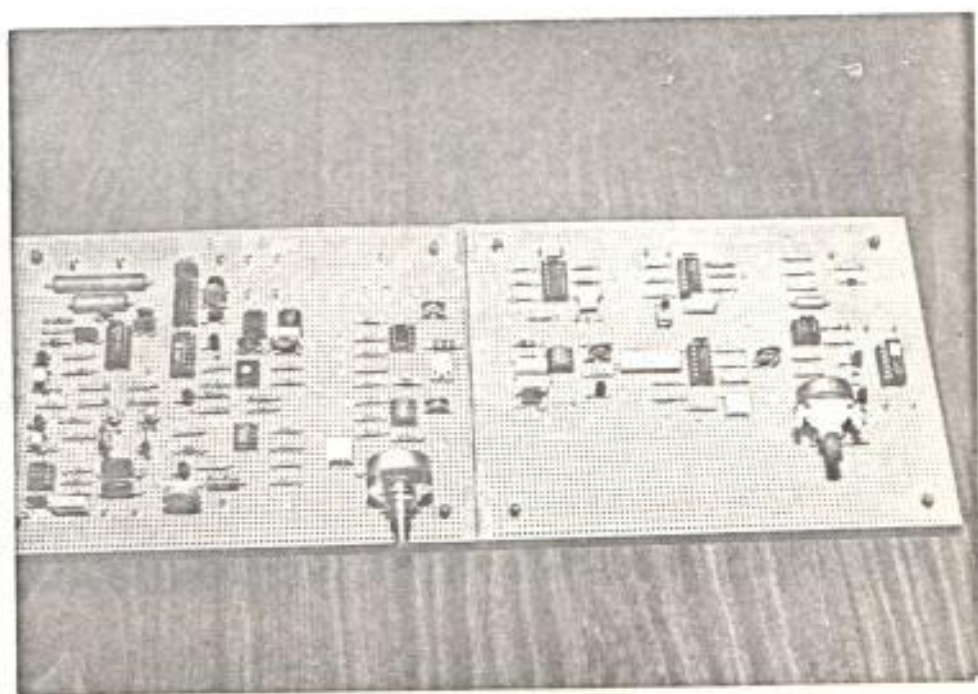


Figura 5.1 Tarjeta principal con los bloques funcionales del controlador

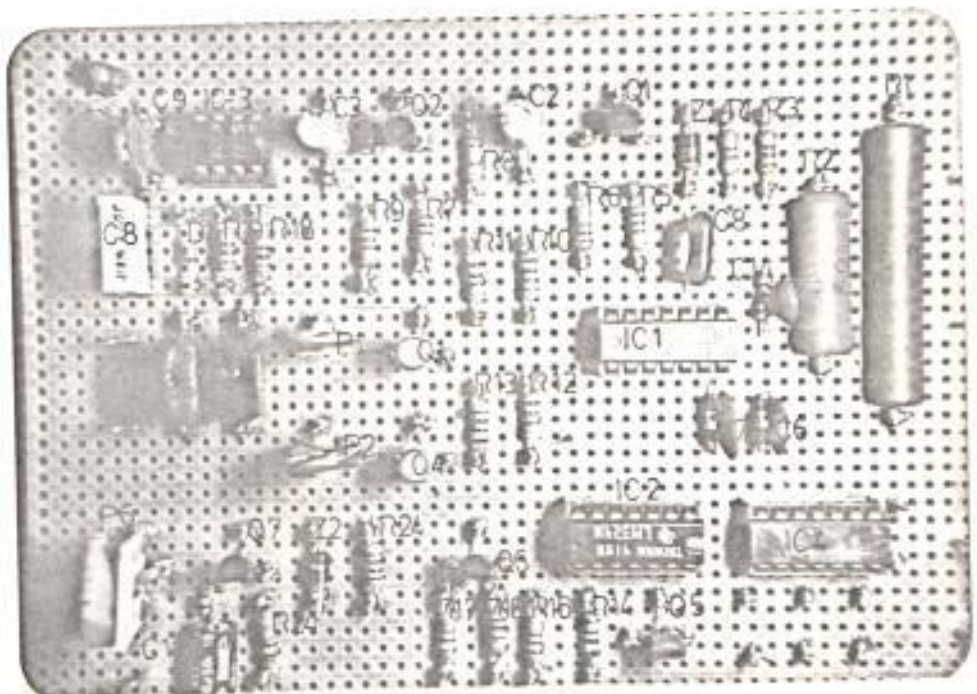


Figura 5.2 Fotografía mostrando en detalle al circuito de interfase de potencia y al referencial y su disposición en la tarjeta principal.

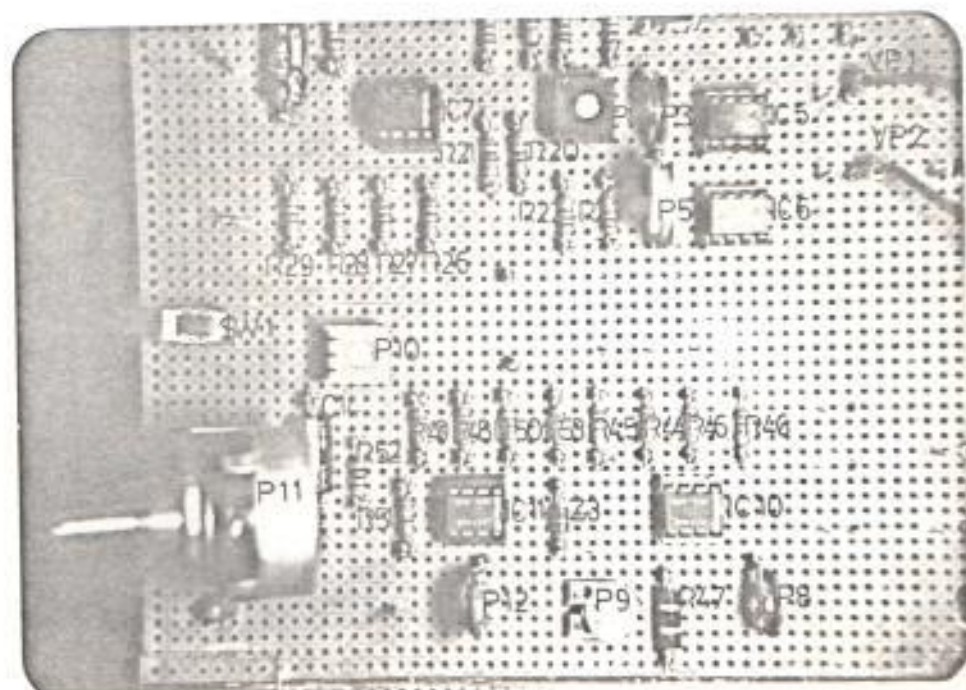


Figura 5.3. Fotografía mostrando en detalle a los circuitos sensor de temperatura, detector de error y amplificador sumador y su disposición en la tarjeta principal.

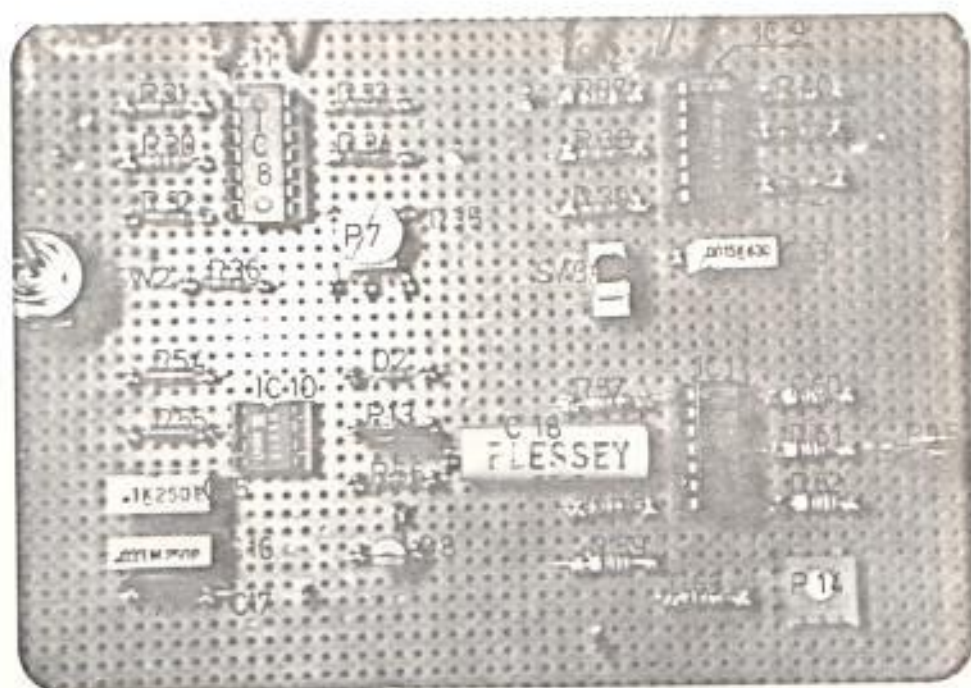


Figura 5.4 Fotografía mostrando en detalle a los circuitos integrador, diferenciador, y los generadores de onda cuadrada y triangu-

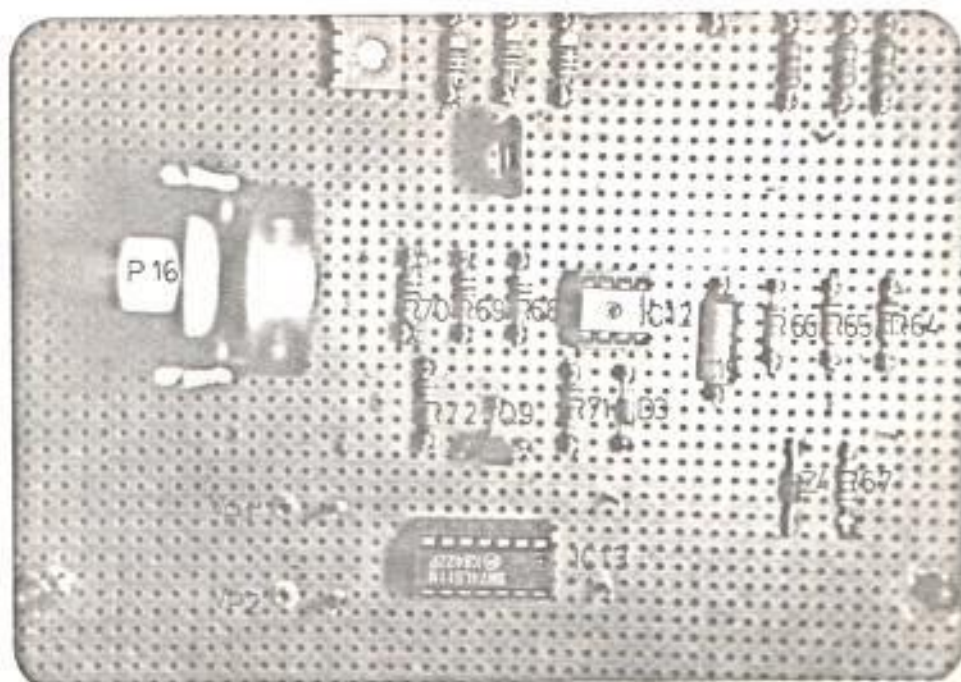


Figura 5.5 Fotografía mostrando en detalle al circuito de control de dos posiciones y su disposición en la tarjeta principal

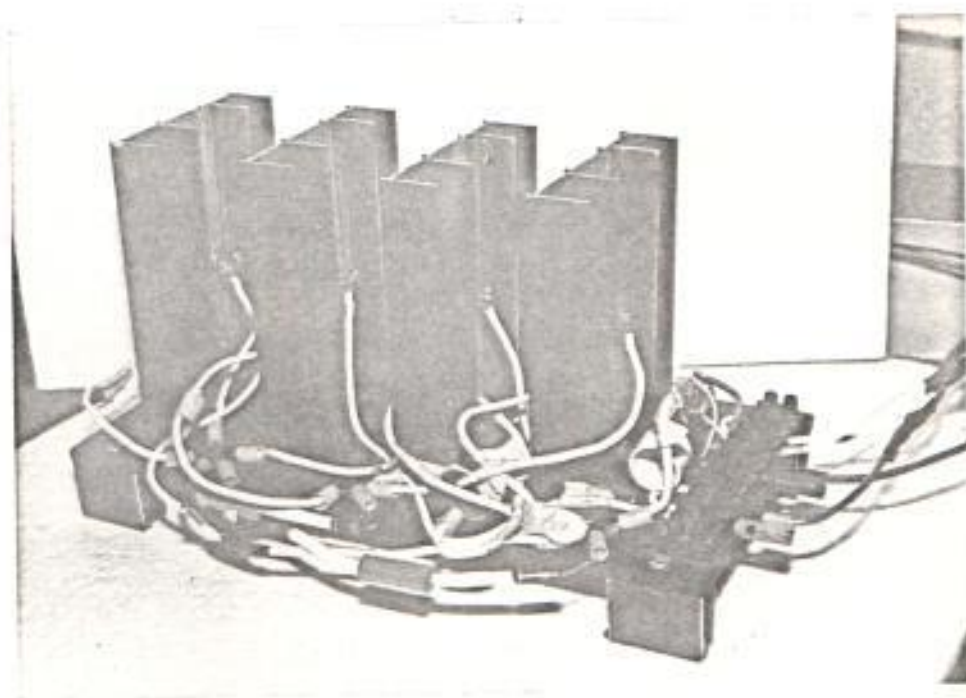


Figura 5.6 Puente Monofásico

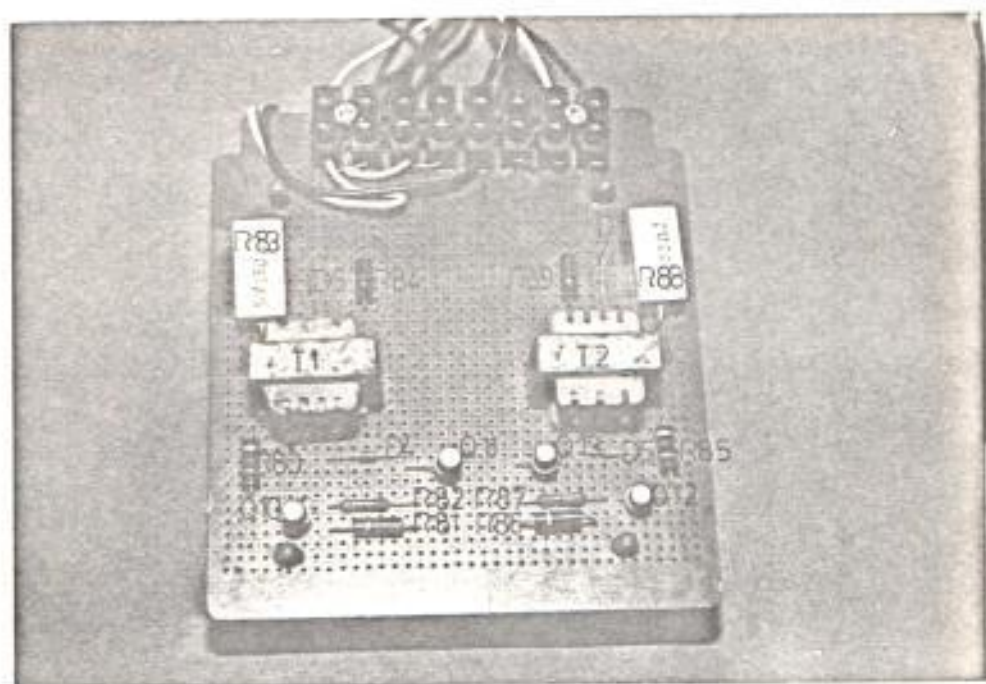


Figura 5.7 Tarjeta de los circuitos amplificadores de pulso y su disposición.

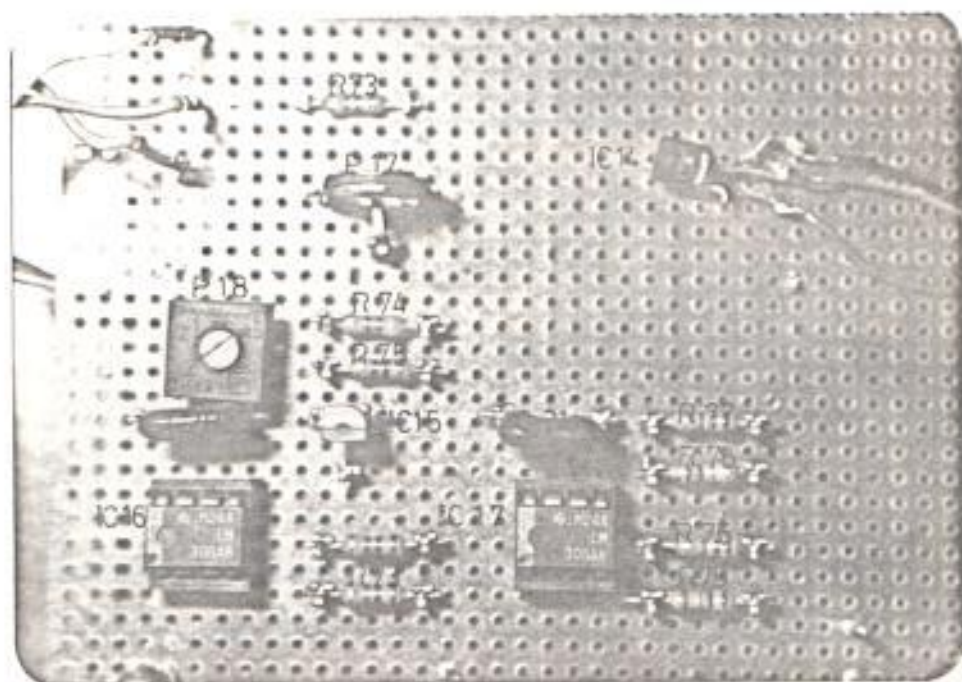


Figura 5.8 Fotografía que muestra en detalle al circuito de despliegue visual y su disposición.



Figura 5.9 Fotografía mostrando al equipo en la etapa de experimentación.

CAPITULO VI

RESULTADOS EXPERIMENTALES

6.1 PRUEBAS Y RESULTADOS DE CADA ACCION DE CONTROL

Con el proceso y simulador del control construidos se procedió a realizar una serie de pruebas de carácter netamente experimental donde se recalca la importancia de ellas por sobre la parte matemática ya que el objetivo de este trabajo de tesis es práctico.

En primer lugar en la figura 6.1 se muestra la respuesta en el tiempo del proceso a lazo abierto donde el tiempo muerto T_d es de 2 segundos y la constante de tiempo del proceso es de 8 segundos, notándose claramente que el sistema es de primer orden, como en general es un sistema térmico.

Dicha respuesta de lazo abierto se obtuvo tomando como voltaje de control al proveniente del circuito de referencia y tomando como salida la señal del circuito sensor de temperatura .

Escala: $V: 2 \text{ V/div}$ $H: 5 \text{ SEG/div}$

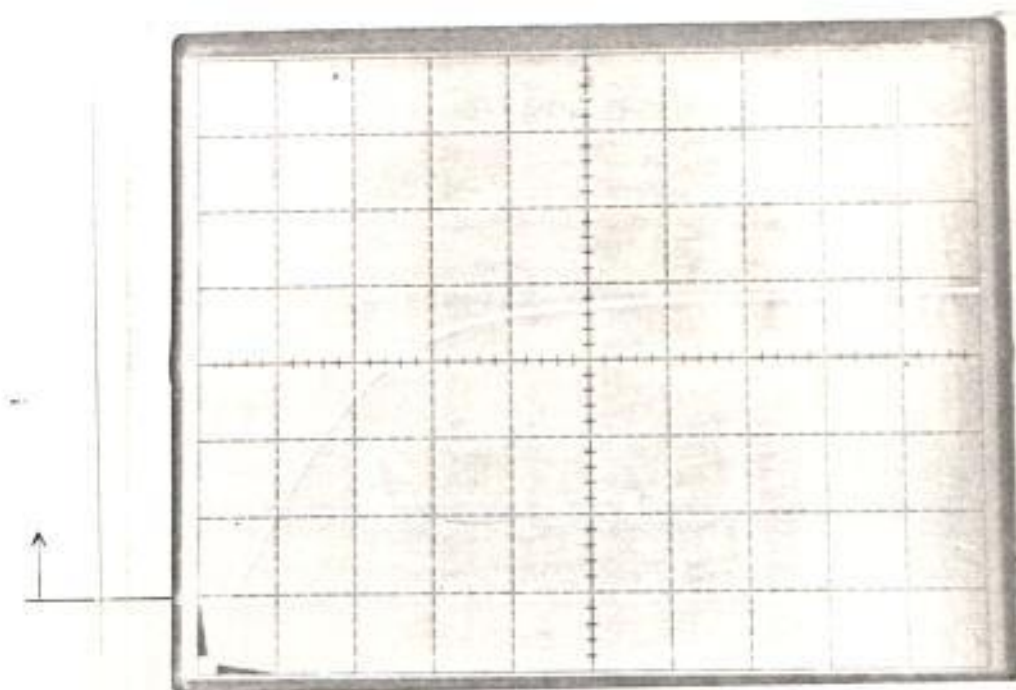


Figura 6.1 Respuesta en el tiempo del sistema a lazo abierto.

A continuación el voltaje de control es tomado del circuito de amplificación y suma donde solo se conecta el interruptor 1, SW1 con lo cual el modo de control del sistema es Proporcional.

La ganancia máxima del amplificador sumador es de 100 debido a la relación de las resistencias utilizada en el diseño de este, por tanto se podrá variar la ganancia K_p de 1 a 100.

En la figura 6.2 se tiene que para un $K_p = 50$ y un voltaje de referencia de 2 voltios existe un error de estable de 0.4 voltios y un sobrenivel porcentual de 0.8 voltios y un tiempo de estabilización de 18 segundos.

Escala: vertical 2v/div horizontal 5 seg/div

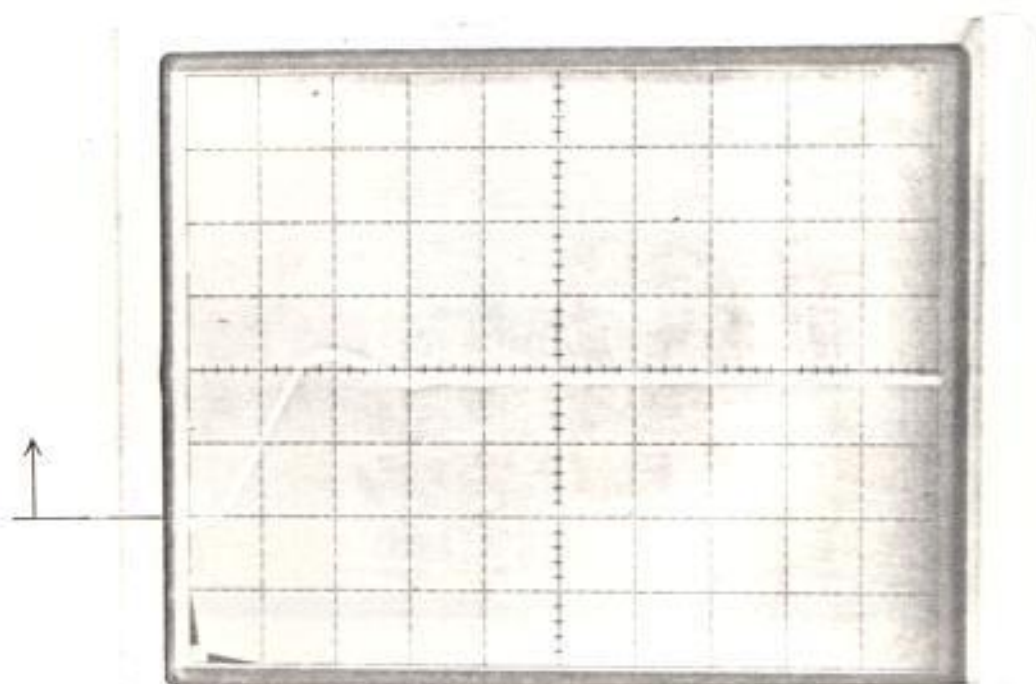


Figura 6.2. Respuesta en el tiempo del sistema con regulación proporcional, $K_p = 50$

De la figura 6.3 se observa que para un aumento de la

ganancia del controlador proporcional a $K_p = 100$, la diferencia entre el valor deseado y la respuesta del sistema es decir el error en estado estable disminuyó a 0.2 v, notándose además que no existe marcada diferencia entre el tiempo de estabilización y el sobrenivel porcentual de la figura 6.2.

Escalas : vertical: 2 v/div horizontal: 5 seg/div

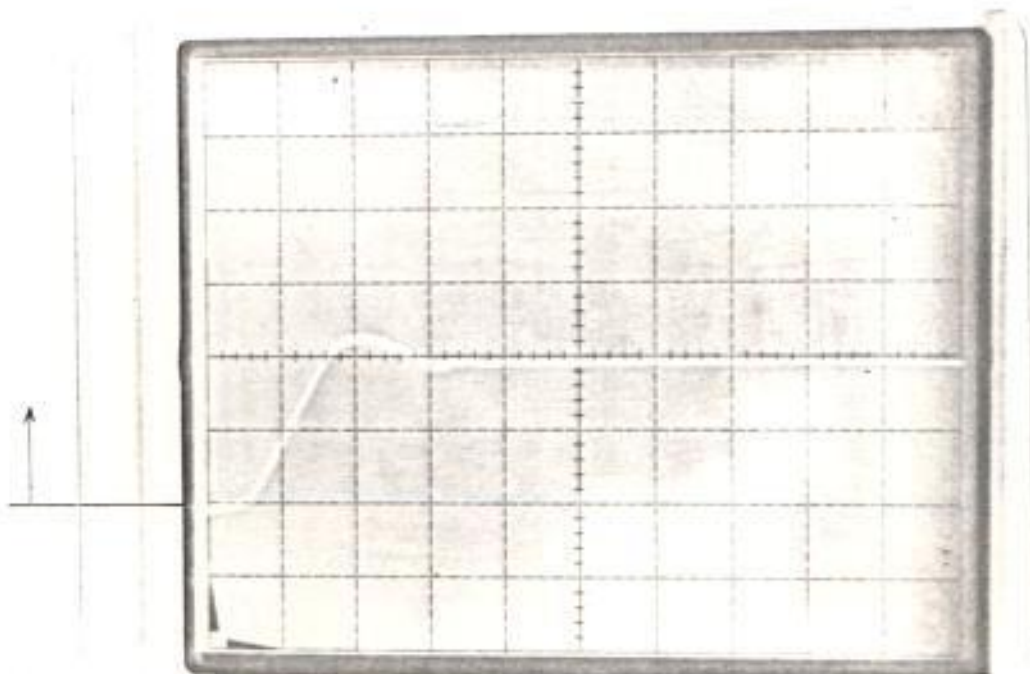


Figura 6.3 Respuesta en el tiempo del sistema con regulación proporcional, $K_p = 100$.

Luego se procedió a lograr a que estabilize la respuesta del sistema en 2 voltios, para luego cambiar la referencia a 4 voltios con modo de control sólo

proporcional, siendo $K_p = 100$ obteniéndose un tiempo de estabilización de 15 segundos y un sobrenivel porcentual de 0.2 v y un error en estado estacionario de 0.4 v.

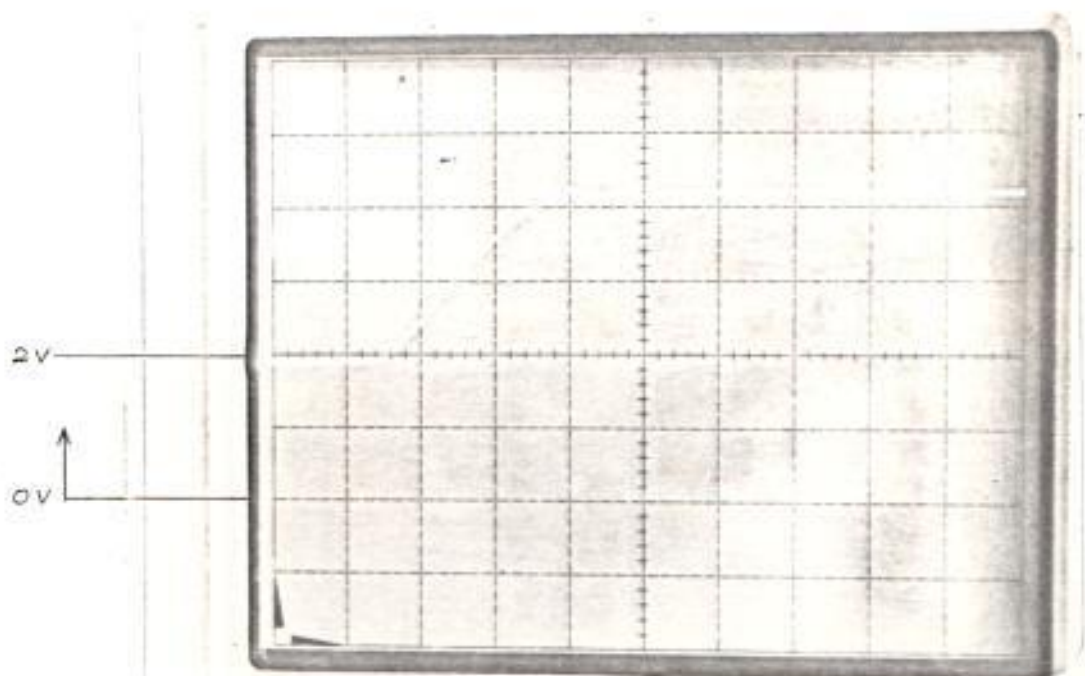


Figura 6.4 Respuesta en el tiempo del sistema con control P, $K_p=100$ ante un cambio de referencia de 2 v a 4 v.

Con los interruptores SW1 y SW2 cerrados el control se vuelve Proporcional Integral (PI).

En las figuras 6.5, 6.6 y 6.7 se muestra el efecto del control PI, para lo cual se mantuvo constante la ganancia del amplificador proporcional en $K_p = 100$ y se procedió a variar el tiempo de integración T_i el cual es función de R_{30} y C_{11} .

Con $K_p = 100$ y $T_i = 0.047$ seg. se obtiene la respuesta de la figura 6.5.

Escalas: vertical 2 v/div horizontal 5 seg/div

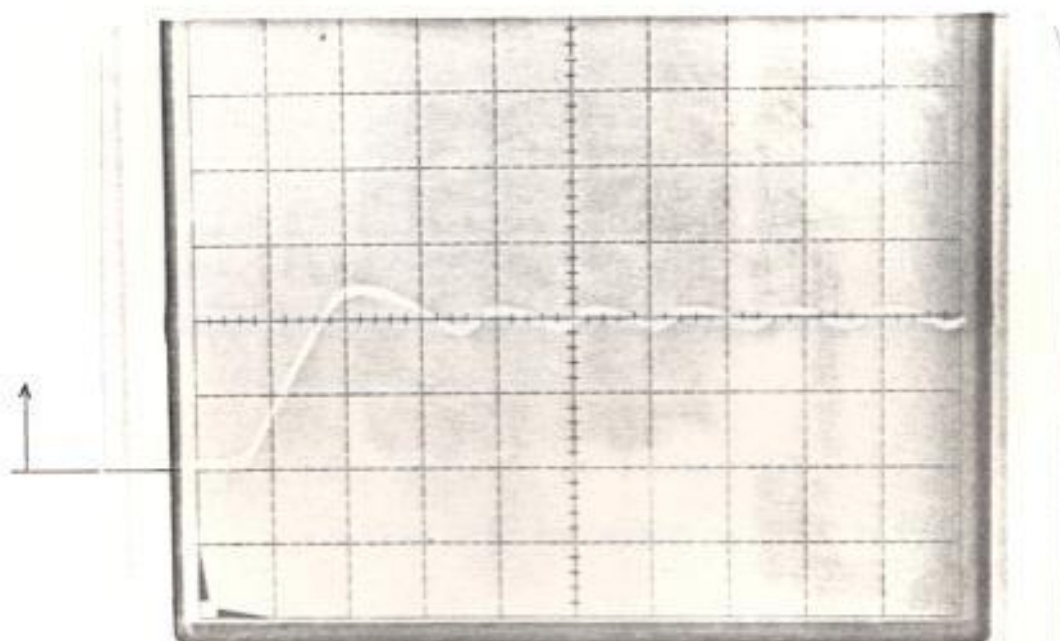


Figura 6.5 Respuesta en el tiempo del sistema con control PI, $K_p = 100$ y $T_i = 0.047$ seg.

Con $K_p = 100$ y $T_i = 3.3$ seg se obtiene la respuesta de la figura 6.6.

Escalas: vertical 2v/div. horizontal 5 seg/div.

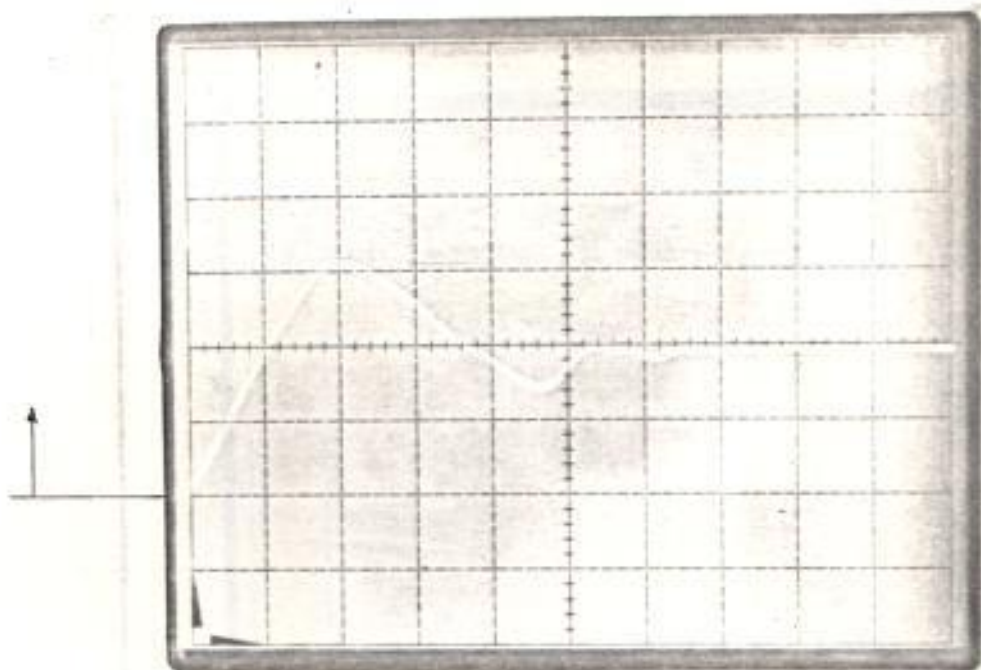


Figura 6.6 Respuesta en el tiempo del sistema con control PI, $K_p = 100$ y $T_i = 3.3$ seg.

Con $K_p = 100$ y $T_i = 22$ seg se obtiene la respuesta de la figura 6.7.

Escalas: Vertical 2 v/div. Horizontal 5 seg/div.

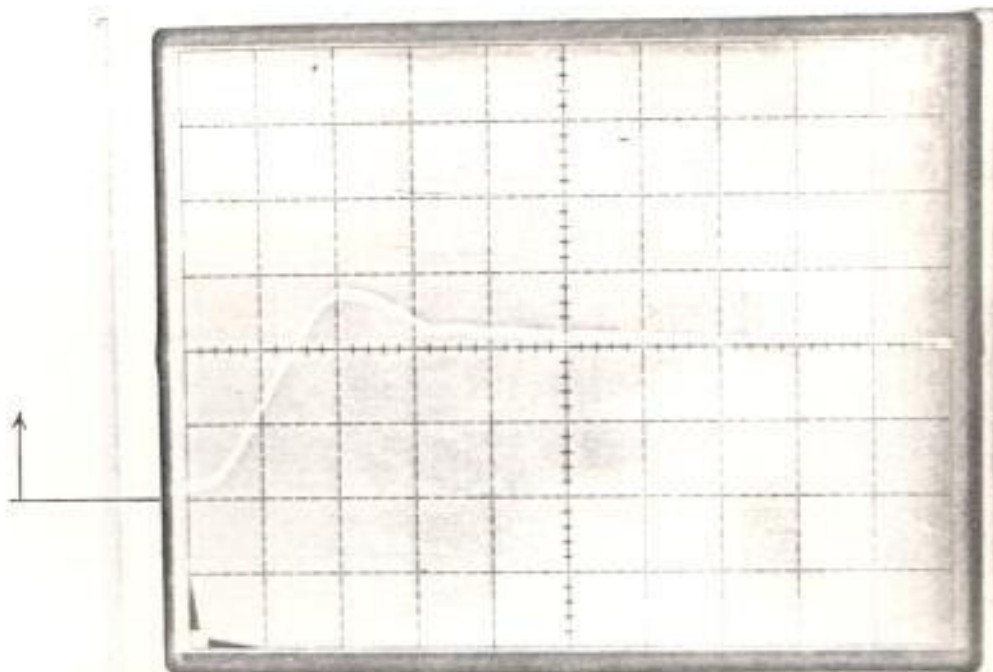


Figura 6.7 Respuesta en el tiempo del sistema con control PI, $K_p = 100$ y $T_i = 22$ seg

De las tres figuras anteriormente mostradas se observa que el error en estado estacionario es cero, ya que

el voltaje de referencia es de 2 voltios. Además es notorio que para un T_i demasiado pequeño el sistema se vuelve oscilatorio.

En la figura 6.8 se puede ver el efecto de éste ante un cambio en la referencia de 4 v a 2 v haciendo $K_p = 50$ y $T_i = 3.3$ seg .

Escala: vertical 2 v/div horizontal 5 seg/div.

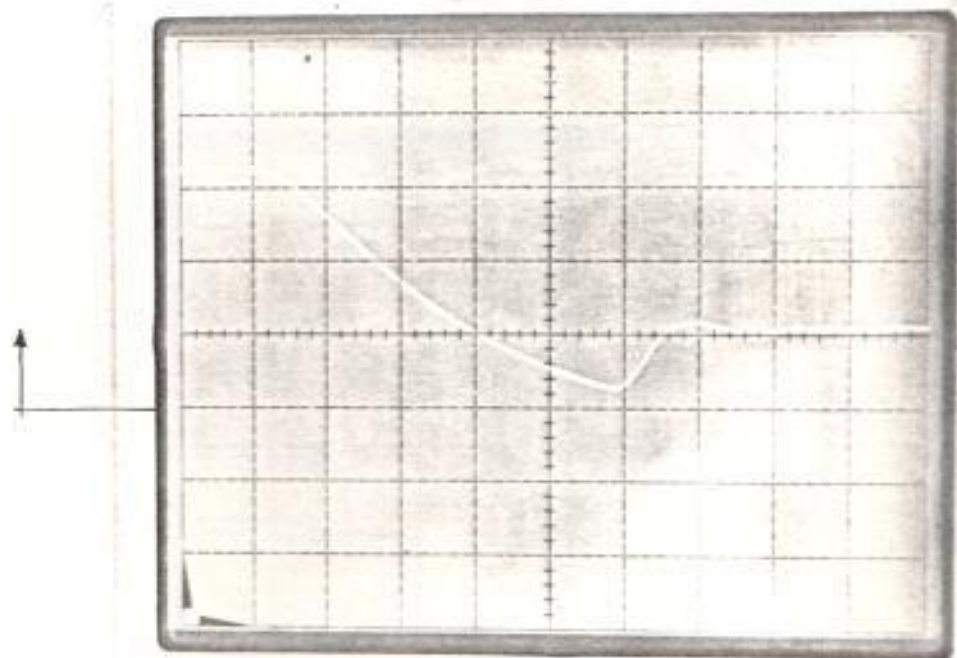


Figura 6.8 Respuesta en el tiempo del sistema con control PI, $K_p = 50$ y $T_i = 3.3$ seg.

Luego para obtener la modalidad de control PID se

cerró el interruptor SW3, con el cual sólo se experimentó haciendo un cambio en la referencia como se muestra en la figura 6.9, y después dejando que el sistema llegue a estado estable se le suministró una perturbación cerrando completamente el obturador del ventilador con lo cual se obtuvo la respuesta de la figura 6.10.

Escalas : vertical 2 v/div horizontal 5 seg/div

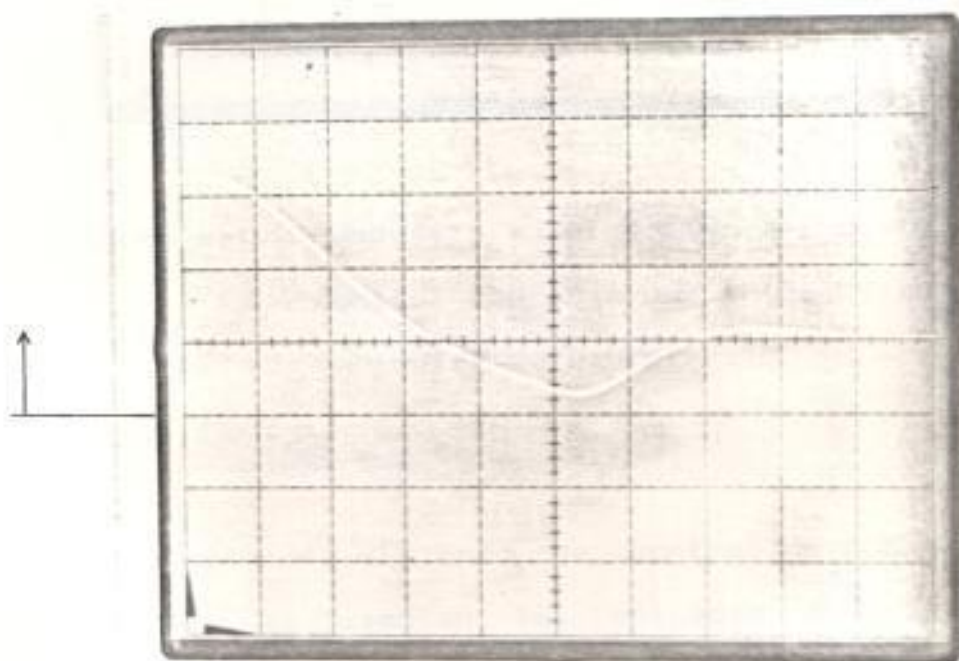


Figura 6.9 Respuesta en el tiempo del sistema con control PID, ante un cambio de referencia.

ESCALAS: VERTICAL 0.5 V/DIV HORIZONTAL 5 SEG/DIV

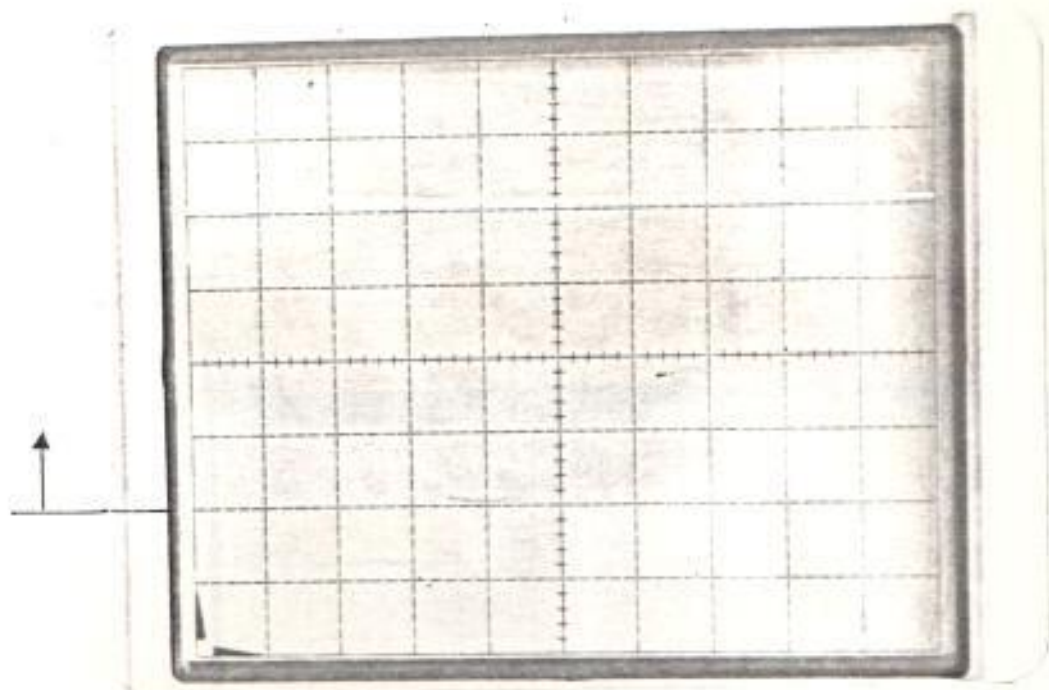


Figura 6.10 Respuesta en el tiempo del sistema con control PID ante una perturbación como la variación de caudal.

Para obtener el modo de control de DOS POSICIONES (ON-OFF) se cambian las entradas de la tarjeta amplificadora de pulsos a los terminales Vp1' y Vp2' correspondientes a la tarjeta principal.

Para efectos de demostración sólo se hizo uso de dos

valores de histerésis, una máxima y una mínima, la una se obtiene variando totalmente el potenciómetro Pot-16 hacia la derecha y la otra hacia la izquierda. En la figuras 6.11 y 6.12 se tiene ambos efectos.

Escalas : vertical 2 v/div horizontal 5 seg/div.

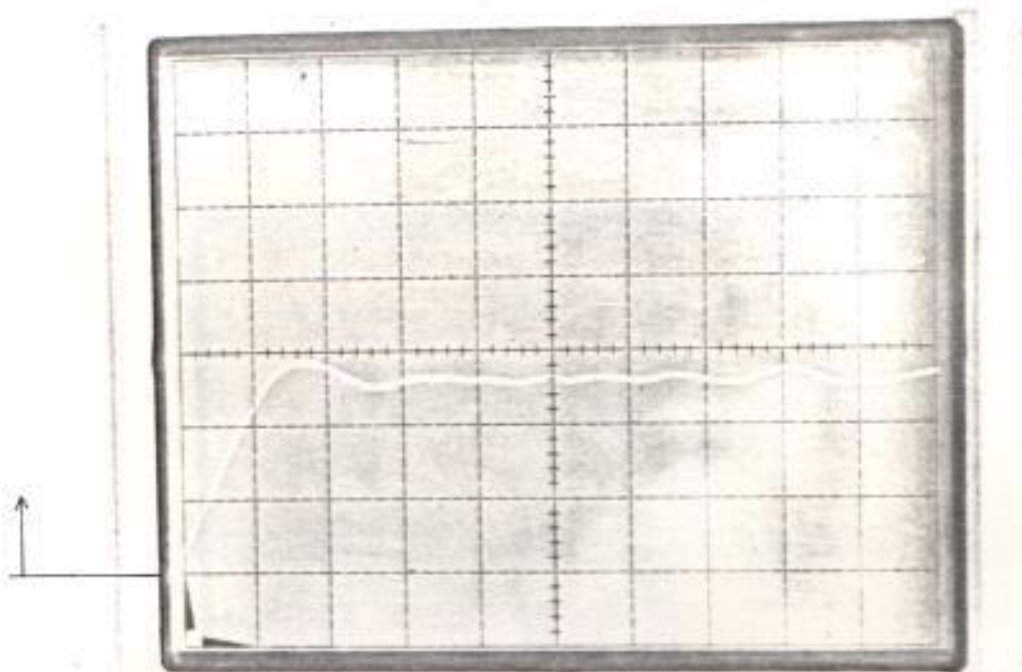


Figura 6.11 Respuesta en el tiempo del sistema con control de dos posiciones , histerésis grande.

De la figura 6.11 se deduce que el sistema se vuelve

oscilatorio dentro de una brecha diferencial apreciable.

Y por último de la figura 6.12 donde la histéresis es mínima el sistema sigue siendo oscilatorio aunque no se aprecia en la figura por ser la escala vertical del osciloscopio muy grande.

Escalas: vertical 2 v/div horizontal 5 seg/div

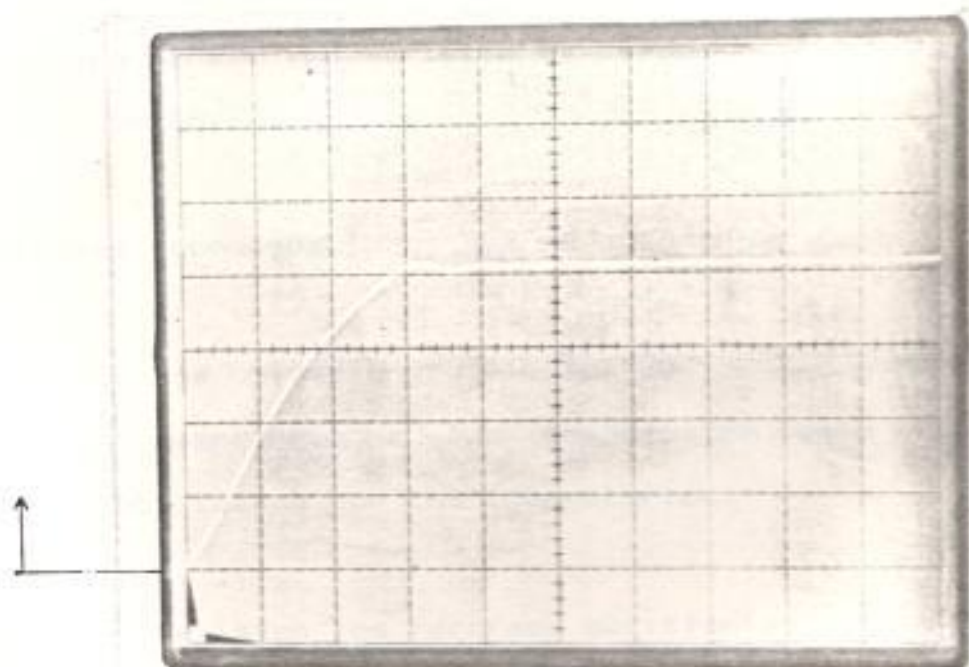


Figura 6.12 Respuesta en el tiempo del sistema con control de dos posiciones con una histéresis pequeña.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Del presente trabajo de tesis se puede concluir que el simulador es apropiado para el control de la temperatura del aire y es un sistema didáctico para uso en el Laboratorio de Control Automático, ya que se puede estudiar al proceso del flujo de aire como un sistema térmico de primer orden y su comportamiento frente a las acciones de control P, PI, PID.

Cabe indicar que por la forma de presentación de esta tesis, por bloques funcionales y por el apoyo económico obtenido no se trató de minimizar costos, aunque si el simulador se lo aplica para fines industriales se puede reducir su circuitería y su costo.

Las principales recomendaciones que se pueden dar son:

- a) Que se cree una unidad en la FIE que se encargue de dar una mejor apariencia a los trabajos de tesis, para luego ser utilizados por los laboratorios.

- a) Debido a que existen los recursos suficientes para acometer la tarea de construir equipos pedagógicos a nivel de prototipo, aunque no tengan la apariencia de un acabado depurado, se realicen trabajos similares que

tengan como objetivo el control de otras variables físicas que son de mucha importancia en el control de procesos industriales.

- b) Además que se investigue las necesidades de equipos de otras unidades académicas para que el diseño y construcción de estos sirvan como futuros temas de tesis de la FIE.

BIBLIOGRAFIA

1. COUGHLIN, R. y DRISCOLL F. Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits, Prentice-Hall, Inc, New Jersey ,1982, 56 p. a 64 p.
2. FROHR, F . Introduction to electronic control engineering, Heyden & Son Ltd, Londres, 1982, 222 p. a 231 p.
3. D'AZZO, J. Sistemas Realimentados de Control, Paraninfo S.A., Madrid, 1980, 324 p. a 340 p.
4. HUNTER, R. Automated Process Control Systems, Prentice-Hall, Inc, New Jersey, 1978, 168 p. 193 p.
5. MOMPIN, J. Electronica y Automatica Industriales, Marcombo S.A., Barcelona, 1980. 385 p. a 405 p.
6. PIZZIOLO, A. Electronica Industrial y Servomecanismos, Ediciones Don Bosco, Barcelona, 1974, 455 p. a 464 p.
7. SANTOKH, S. Semiconductor Pulse and Switching Circuits, John Wiley, Inc., Canada, 1980, 398 p. a 399 p.
8. SHINNERS, S. Modern Control System Theory and Application, Addison-Wesley Publishing Company, Inc., Filipinas, 1978. 132 p. a 134 p.