



**INSTITUTO TECNOLÓGICO DE
CIUDAD MADERO**



**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**PROTOTIPO DIDÁCTICO:
MEDICIÓN DE TEMPERATURA EN RANGOS
INDUSTRIALES, TRANSMITIDA POR CORRIENTE DE
4 A 20 mA Y CON SALIDA EN UN RANGO DE 0 A 5
VOLTS.**

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. MIGUEL ÁNGEL BARRÓN CASTELÁN

ASESOR

M. C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

CD. MADERO, TAM. MÉXICO

DICIEMBRE DE 2010.



**INSTITUTO TECNOLÓGICO DE
CIUDAD MADERO**



**DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE
POSGRADO E INVESTIGACIÓN**



**PROTOTIPO DIDÁCTICO:
MEDICIÓN DE TEMPERATURA EN RANGOS
INDUSTRIALES, TRANSMITIDA POR CORRIENTE DE
4 A 20 mA Y CON SALIDA EN UN RANGO DE 0 A 5
VOLTS.**

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN CIENCIAS EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA

ING. MIGUEL ÁNGEL BARRÓN CASTELÁN

PRESIDENTE: M. C. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ.
SECRETARIO: DR. RUBÉN SALAS CABRERA.
VOCAL: DR. JULIO CÉSAR ROSAS CARO.
SUPLENTE: M.C. HERMENEGILDO CISNEROS VILLEGAS.

CD. MADERO, TAM. MÉXICO

DICIEMBRE DE 2010.

**"2010, Año de la Patria. Bicentenario del Inicio de la Independencia
y Centenario del Inicio de la Revolución"**



SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA

SEP

SUBSECRETARÍA DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DIRECCIÓN GENERAL DE EDUCACIÓN SUPERIOR TECNOLÓGICA
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD MADERO

Cd. Madero, Tamps; a **11 de Noviembre de 2010.**

OFICIO No.: U2.251/10
AREA: DIVISIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN DE TESIS

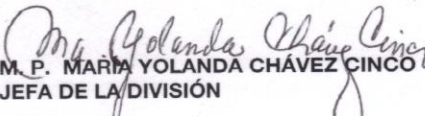
**C. ING. MIGUEL ÁNGEL BARRÓN CASTELÁN
P R E S E N T E**

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su examen de grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica, se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

**"PROTOTIPO DIDÁCTICO: MEDICIÓN DE TEMPERATURA EN RANGOS INDUSTRIALES, TRANSMITIDA POR
CORRIENTE DE 4 A 20 mA Y CON SALIDA EN UN RANGO DE 0 A 5 VOLTS "**

Es muy satisfactorio para la División de Estudios de Posgrado e Investigación compartir con Usted el logro de esta meta. Espero que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTA MENTE
"Por mi Patria y por mi Bien"


M. P. MARÍA YOLANDA CHÁVEZ CINCO
JEFA DE LA DIVISIÓN

c.c.p. Archivo

MYCHC 'H&V' jar



S.E.P.
DIVISION DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E
INVESTIGACION
I T C M

Ave. 10. De Mayo y Sor Juana I. De la Cruz, Col. Los Mangos, C.P. 89440 Cd. Madero, Tam
Tels. (833) 3 57 48 20, Fax: (833) 3 57 48 20, Ext. 1002, email: itcm@itcm.edu.m

Dedicatoria.

Dedico esta Tesis a mi esposa Maricruz en quién he encontrado un apoyo incondicional e infinito para conseguir esta meta y muchas otras; esperando que esto pueda fortalecer de manera eterna nuestro sellamiento.

Dedico esta tesis a mis tres hijos: Cristy Maricruz, Miguel Ángel y Christianne Alexandra Génesis; quienes son mis tres grandes motivaciones; para que en un día futuro, este logro sea una fuente de inspiración para ellos y que deseen superar este grado académico.

Agradecimientos.

Al Padre Celestial y a Jesucristo; por inundarme de bendiciones y aunque permiten las adversidades en mi vida, nunca dejan de extender su brazo para librarme de toda aflicción y hacerme sentir su gran amor.

A mis Padres; Isabel y Lázaro por haberse unido y haber hecho posible mi existencia y a mi madre en particular por su guía para nunca darme por vencido.

A mis Hermanos Jorge, Isabel, Silvia y Mireya por todo el apoyo que cada uno a su manera y desde su perspectiva me supieron brindar.

Al Director C. M. D. Oscar Javier Alonso Banda por todo su apoyo, a mi asesor, Maestro Aarón González por indicarme el camino, al Maestro Hermenegildo Cisneros y a los Doctores Rubén Salas y Julio Cesar Rosas por derrochar sus conocimientos a favor de concluir esta tesis.

A mis compañeros Federico Chong, Javier León y Samuel Mar por avanzar y compartir paso a paso este sueño académico.

Y en especial, a mi Esposa Maricruz, a quién amo profundamente; y quién me animó a iniciar este sueño hace 12 años y que ha sido copartícipe de todos mis sueños, tanto en lo académico, profesional, material y sobre todo en lo espiritual en la búsqueda de la vida eterna y la inmortalidad.

Prototipo Didáctico: Medición de Temperatura en Rangos Industriales, Transmitida por Corriente de 4 a 20 mA y con salida de 0 a 5 volts.

Miguel Ángel Barrón Castelán.

Resumen.

El presente trabajo consiste en un desarrollo tecnológico presentado como un prototipo didáctico, el cual permite contribuir en la enseñanza-aprendizaje de los estudiantes de licenciatura y maestría.

Este prototipo consiste en la medición de temperatura en un rango de 0 a 400° Celsius, mediante la incrustación de un elemento primario, en este caso; una RTD en un horno pequeño. La variación de temperatura controlada por un circuito en lazo abierto causa una variación en la resistencia del elemento primario, que a su vez define una circulación de corriente en un rango de 4 a 20 mA respecto del rango de temperatura medido.

La señal de corriente de 4 a 20 mA se transmite a distancia de manera alámbrica por un par de hilos hacia la etapa receptora, la cual recibe la señal de corriente y entrega una salida de 0 a 5 volts, la cual es visualizada de forma digital. Cabe mencionar que por medio de los dos mismos hilos, el receptor suministra la energía necesaria para que el transmisor funcione.

Al ser este, un prototipo didáctico, ha sido dotado de puentes externos para modificar los valores de los parámetros y con esto ajustar el rango de temperatura medido.

Experimental Prototype: Industrial Ranges Temperature Measurement, Transmitted by 4-to-20 mA Standard and 0-to-5 volts Output.

Miguel Ángel Barrón Castelán.

Abstract.

This work presents a technological development as an experimental prototype, it is useful for teaching in engineering and master lectures.

The prototype measures temperature from 0 to 400° Celsius degrees in a small oven by using an RTD (Resistance Temperature Detector). The temperature variation, which is controlled by an external open loop circuit, produces a variation on the RTD's resistance generating a current from 4 to 20 mA in an adjustable temperature range.

The current signal from 4 to 20 mA is transmitted through a pair of wires to a reception stage, the reception stage receives the current signal and produces an output voltage from 0 to 5 volts. The voltage value can be displayed in an LCD (Liquid Cristal Display). It's important to mention that the energy for the transmitter stage is provided by the reception stage through the same pair of wires used to transmit the current from the transmitter to receptor.

External connection terminals are provided for changing the temperature range through jumpers making changes in the operation point easy and providing a good didactic experience for the user of this experimental prototype.

Índice.

		Página
Lista de Figuras		iii
Lista de Tablas.		iv
Capítulo 1: Introducción.		1
1.1.	Antecedentes.	2
1.2.	Planteamiento del problema.	5
1.3.	Justificación.	6
1.4.	Objetivos.	7
1.4.1.	Objetivo General.	7
1.4.2.	Objetivos Específicos.	7
1.5.	Hipótesis.	8
1.6.	Alcances y Limitaciones.	8
Capítulo 2: Marco Teórico.		9
2.1.	Introducción.	9
2.2.	RTD.	10
2.2.1.	Características de los sensores RTD's.	12
2.3.	El Amplificador Operacional.	15
2.3.1.	Principios básicos del Amplificador Operacional.	16
2.3.1.1.	El Amplificador Operacional Ideal.	16
2.3.2.	Configuraciones básicas del Amplificador Operacional.	19
2.3.2.1.	El Amplificador Inversor.	20
2.3.2.2.	El Amplificador No Inversor.	22
2.3.2.3.	El Amplificador Diferencial.	24
2.3.2.4.	El Amplificador Sumador Inversor.	27
2.3.2.5.	El Amplificador Integrador.	29
2.3.2.6.	El Amplificador Diferencial.	31
2.3.2.7.	Seguidor de Voltaje.	32
2.3.3.	Resumen de las configuraciones básicas del Amplificador Operacional estándar y sus características.	33
2.3.4.	Símbolo esquemático del Amplificador Operacional estándar y su uso.	34
Capítulo 3: Desarrollo del Proyecto.		36
3.1.	Diseño del Prototipo.	37

3.1.1.	Implementación de un horno.	37
3.1.2.	Etapa de Control en L.A. de Temperatura.	40
3.1.3.	Etapa de Detección de Temperatura.	43
3.1.4.	Etapa R/I.	44
3.1.5.	Etapa I/V.	53
3.1.6.	Fuente de Alimentación.	61
Capítulo 4: Resultados.		63
4.1.	Prototipo final.	64
4.2.	Comportamiento del horno.	66
4.3.	Cálculos de los parámetros R_G , R_Z y R_{LIN} .	68
4.4.	Efecto de la resistencia de linealización.	69
Capítulo 5: Conclusiones y Recomendaciones.		71
5.1.	Conclusiones de los objetivos específicos.	72
5.2.	Conclusión del objetivo general.	73
5.3.	Conclusión del comportamiento dinámico del horno.	73
5.4.	Efecto de la resistencia de linealización	75
5.5.	Recomendaciones.	75
5.5.1.	Diseño de tarjeta de potenciómetros.	75
5.5.2.	Cálculo automático de R_G , R_Z y R_{LIN} .	75
Anexos A.		76
A.1.	Diagrama a bloques propuesto	77
A.2.	Hoja de datos CI-XTR105	79
A.3.	Hoja de datos CI-RCV420	86
A.4.	Hoja de datos de tabla de resistencia Pt100	92
Anexos B.		95
B.1.	IV Encuentro de Investigadores.	96
Referencias.		104

Lista de Figuras.

Figura	Descripción	Página
Figura 2.1.	RTD's comerciales.	10
Figura 2.2.	Símbolo de RTD's.	10
Figura 2.3.	Curva de Resistencia vs Temperatura.	14
Figura 2.4.	El Amplificador Operacional Ideal.	17
Figura 2.5.	El Amplificador Operacional Inversor.	20
Figura 2.6.	El Amplificador Operacional No Inversor.	22
Figura 2.7.	El Amplificador Operacional Diferencial.	24
Figura 2.8.	El Amplificador Sumador Inversor.	27
Figura 2.9.	El Amplificador Integrador.	29
Figura 2.10.	Respuesta de un Amplificador Integrador ante una onda cuadrada.	30
Figura 2.11.	El Amplificador Derivador.	31
Figura 2.12.	Respuesta de un Amplificador Diferenciador ante una onda cuadrada.	32
Figura 2.13.	Seguidor de Voltaje.	32
Figura 2.14.	Símbolo del Amplificador Operacional.	34
Figura 3.1.	Perspectiva tridimensional del horno utilizado.	37
Figura 3.2.	Perspectiva Posterior del horno.	38
Figura 3.3.	Señalización de Interconexiones del horno.	39
Figura 3.4.	Circuito en L.A. para el control de temperatura del horno.	40
Figura 3.5.	Circuito impreso del control de temperatura del horno.	41
Figura 3.6.	Interior del compartimento del control de temperatura del horno.	42
Figura 3.7.	Presentación final del control de temperatura del horno.	42
Figura 3.8.	RTD utilizada.	43
Figura 3.9.	Terminales de la RTD.	43
Figura 3.10.	Circuito del transmisor.	44
Figura 3.11.	Amplificador de instrumentación de entrada del circuito del transmisor.	45
Figura 3.12.	Amplificador de salida del circuito del transmisor.	47
Figura 3.13.	Circuito impreso del transmisor.	50
Figura 3.14.	Tarjeta con R_{LIN} , R_Z y R_G .	50
Figura 3.15.	Interior del compartimento del transmisor.	52
Figura 3.16.	Presentación final del transmisor.	52
Figura 3.17.	Diagrama eléctrico del receptor.	53
Figura 3.18.	Tarjeta impresa del receptor.	58

Figura 3.19.	Compartimento de la tarjeta impresa del receptor.	58
Figura 3.20.	Presentación final del receptor.	59
Figura 3.21.	Arquitectura de la pantalla LCD.	60
Figura 3.22.	Diagrama eléctrico de la fuente de alimentación.	61
Figura 3.23.	Tarjeta impresa de la fuente de alimentación.	62
Figura 3.24.	Interior del compartimento de la fuente de alimentación.	62
Figura 4.1.	Integración del prototipo.	64
Figura 4.2.	Cables para transmisión de corriente de 3,5 y 10 metros.	65
Figura 4.3.	Cables de alimentación para el control del horno y para el receptor.	65
Figura 4.4.	Cable de conexión del horno al circuito transmisor.	65
Figura 4.5.	Comportamiento gráfico del calentamiento del horno.	67
Figura 4.6.	Gráfica de linealización del circuito transmisor.	70
Figura 5.1.	Análisis del método de la tangente para la identificación de la FT del horno.	74

Lista de Tablas.

Tabla.	Descripción	Página
Tabla 2.1.	Propiedades de Metales para RTD's.	11
Tabla 2.2.	Comparativo de Temperatura vs Resistencia para RTD Pt100.	12
Tabla 2.3.	Error de medición para diferentes clases de sensores Pt100.	14
Tabla 3.1.	Identificación de Interconexiones del horno.	39
Tabla 3.2.	Características técnicas de la RTD utilizada.	43
Tabla 3.3.	Puentes en operación y de reajuste para R_{LIN} , R_Z y R_G .	51
Tabla 3.4.	Terminales de interconexión del receptor.	59
Tabla 4.1.	Datos del calentamiento del horno.	66
Tabla 4.2.	Valores de R_G , R_Z y R_{LIN} para algunos rangos de temperatura.	68
Tabla 4.3.	Datos con y sin la resistencia de linealización.	69

Capítulo

1

Introducción

Este capítulo muestra una introducción al trabajo desarrollado, se presentan los antecedentes del trabajo, la definición del problema, la justificación del mismo, así como los objetivos, la hipótesis, los alcances y limitaciones.

1.1. ANTECEDENTES.

¿Por qué se usa 4-20 mA y 3-15 psi como valores estándar para señales?

La siguiente es una pequeña recopilación de contribuciones hechas por miembros ISA (Instruments Society of America) en la lista de correo de “Controls Manufacturing Community List”. [1].

Mirando atrás en las épocas oscuras, antes de la instrumentación electrónica, se estandarizaron los 3-15 psi (ó 0.2 a 1.0 kg/cm² en Europa). Otros usaban 6-30 psi para actuadores más pequeños y fuertes. Actualmente 0.2 a 1.0 bar es lo normal entre los europeos. ¿Por qué? Porque no se puede operar un instrumento neumático en Zero sin al menos alguna presión de aire – la respuesta sería muy alineal. (Esto no es totalmente cierto; Sorteborg Bridge utilizaba un eyector de vacío para succionar la salida de la tobera-obturador y mejorar la linealidad a 3 psi).

Se cuenta con señales neumáticas en muchos rangos. En 1958 la norma SAMA RC2-11958 reconoció tres rangos. La norma ANSI/ISA-S7.0.01-1996 (Quality Standard for Instrument Air) reconoce cuatro rangos estándar en psi y cuatro rangos en kPa. El rango de 3-15 psi es el más popular, tal vez porque una alimentación de aire de 20 psi es suficiente. La presión Zero fue realmente un problema para la mecánica de los transmisores. Una presión muy alta producía demandas adicionales a los sistemas de aire y entubado. Un span muy bajo causaba una pérdida de resolución. El span de 12 psi (3-15) permite la fácil determinación del 25% (6 psi), 50% (9 psi), y el 75% (12 psi) (sin fracciones).

Con la llegada de las señales eléctricas, hubo una multitud de estándares. Foxboro usaba 10 – 50 mA. A los que usaban 10-50 mADC les gustaba la resolución aumentada. Los alemanes usaban 0 - 20 mA, lo cual requería un circuito de 3 hilos ya que, nuevamente, no se puede energizar un equipo con la señal de línea con corriente cero. Otros usaban 1- 5 VAC. El Currentronic de Honeywell usaba 4 - 20 mA en serie a través de todos los componentes del

lazo. Taylor usaba 4-20 mA a través de una resistencia de 62.5 ohmios con 0.25 a 1.25 V paralelo a todos los componentes del tablero. Lentamente, todos se movieron a los 4-20 mA con resistencia de 250 ohmios como un estándar industrial. Nótese la similitud del ratio 1 a 5 en ambos sistemas neumático y electrónico. Realmente no es una buena razón pero funciona con el método comúnmente usado de calibrar los transmisores usando los valores de 0%, 25%, 50%, 75% y 100% (se hace fácil la determinación del 25% (8 mA), 50% (12 mA) y 75% (16 mA)).

Los 24 VDC y 20 mA también hacen fácil la conversión a voltaje; 4-20 mA DC a través de una resistencia de 250 ohm nos da 1-5 VDC. Y el nivel de señal normalmente es suficientemente alto para evitar el ruido, ya que se usa cable de par trenzado.

Después de cerca de 15 años de discusión, se publicó un estándar de la IEC el cual estandarizaba dos sistemas: 4 a 20 mA DC para dispositivos de dos hilos y 0 a 20 mA DC para dispositivos de tres hilos. También existe una extensión de la norma NAMUR comúnmente usada la cual define niveles de corriente fuera del rango 4-20 mA para señalización de fallas.

Actualmente, algunos dispositivos de tres hilos pueden ser calibrados para 0-20 mA ó para 4-20 mA, Y algunos sistemas usan una señal digital de bajo nivel para enviar información de configuración - empaquetando varios conjuntos de información binaria en una simple salida analógica (HART).

Este nivel de corriente de 4-20 mA está muy por encima de lo que requieren realmente los equipos modernos – algunos fabricantes como Fuji venden transmisores con una salida de 1-5 mV la cual se energiza desde una batería incorporada y dura varios años, estos equipos son útiles en sitios donde la alimentación no está disponible.

Finalmente, estamos siendo testigos de la proliferación de fabricantes de sistemas de transmisión inalámbrica de señales de instrumentación, así como de dispositivos inteligentes capaces de crear automáticamente redes inalámbricas de instrumentación, simplificando

sistemas y abaratando costos de cableado.

En la industria petroquímica de la zona conurbada Tampico-Madero-Altamira se requiere el control de procesos industriales de las 4 variables básicas de control, como son Presión, Nivel, Flujo y Temperatura, entre otras.

Para realizar el respectivo sistema de control, es requerida primeramente la medición del valor instantáneo de dichas variables; para lo cual, se necesita de la inclusión de un elemento primario de medición.

Una vez, que el elemento primario, utilizando algún principio físico ha podido recabar información acerca de la variable a medir, se requiere mostrarla a la vista humana o en su defecto utilizar esta información para que un sistema de control automático, esté en la posibilidad de compararla contra un valor deseado y posteriormente hacer una regulación si es que así se requiere para mantener a dicha variable dentro de un valor o rango deseado.

En la realidad de una industria; el proceso se encuentra generalmente desde 20 metros y hasta alrededor de 120 metros de distancia del cuarto de control; en donde se encuentra el equipo especializado para realizar los sistemas de control automático; por lo que se hace necesario, que la señal entregada por el elemento primario de medición, sea transportada por algunas decenas de metros para llevarla al cuarto de control. [1].

Existen dos alternativas para transportar señales eléctricas, como son por voltaje y por corriente. En el primer caso, la deficiencia es que entre mayor sea la distancia de transporte, la señal transmitida presenta una caída de voltaje directamente proporcional a la distancia en cuestión; mientras que en el segundo caso, comparativamente respecto del primero, esta deficiencia es prácticamente nula.

1.2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA.

Aunque este tipo de implementaciones ya existen en la industria, es deseable; que los estudiantes de licenciatura y de maestría aun siéndolo, tengan la posibilidad de experimentar, ajustar, utilizar e inclusive rediseñar prototipos didácticos de esta índole. Algunos de los retos para este desarrollo tecnológico son:

- (i) Se necesita implementar un ambiente donde se pueda generar y mantener una alta temperatura, emulando valores que comúnmente se utilizan en la industria. Estos valores se pretende que puedan alcanzar alrededor de 400 grados Celsius.
- (ii) Es preferible, evitar que el circuito transmisor tenga su propia fuente de alimentación en sitio; ya que se necesitaría transportar un suministro de energía eléctrica al proceso, con las implicaciones que esto involucra.

Para solucionar (i) el primer reto, se diseña un pequeño horno, que utiliza una resistencia eléctrica para emular la generación de temperatura; mientras que para solucionar (ii) el segundo reto se utiliza la misma línea de transmisión de corriente, solo que en sentido opuesto; para que desde el circuito receptor (etapa de conversión de corriente a voltaje) ubicada en el cuarto de control se genera la energía que requiere tanto el elemento primario de medición como el circuito transmisor de la señal.

Este trabajo es un diseño tecnológico y la implementación de un prototipo didáctico que fortalece de manera práctica la experimentación de procesos industriales, específicamente procesos de temperatura; a nivel licenciatura y de posgrado, utilizando los principios y conceptos fundamentales de la electrónica analógica.

1.3. JUSTIFICACIÓN.

La transmisión de señales a distancia es un tópico muy importante en la industria, ya que por la naturaleza física de la distribución de las plantas y los procesos; es imprescindible que las señales puedan transportarse por lo menos a varias decenas de metros. [3].

Además, como parte de la preparación académica de los estudiantes de Licenciatura y Maestría también es muy importante que aparte de adquirir conocimientos teóricos, se adquiera cierta experimentación real o que al menos emule dicha actividad.

Por tales razones, es importante generar un prototipo didáctico; en el cual, el estudiante de Licenciatura y de Maestría estén en posibilidad de adquirir conocimiento experimental sobre la transmisión de señales por corriente, en el rango de 4 a 20 mA y su recepción en un rango de 0 a 5 volts, tal como se utiliza en la industria. [1].

1.4. OBJETIVOS.

1.4.1. OBJETIVO GENERAL.

Diseñar y construir un prototipo didáctico que emule la medición de temperaturas industriales, y transmitir las a distancia a un cuarto de control para su visualización.

1.4.2. OBJETIVOS ESPECÍFICOS.

- (i)* Implementar un pequeño horno, en donde se puedan generar altas temperaturas, deseablemente hasta 400 grados Celsius.
- (ii)* Diseñar e implementar un circuito de control en lazo abierto para modificar la temperatura generada en el interior del horno.
- (iii)* Diseñar e implementar un circuito transmisor por corriente para transportar la señal a distancia hacia el circuito receptor en un rango de 4 a 20 mA.
- (iv)* Diseñar e implementar un circuito receptor para recibir la señal enviada por el transmisor en corriente, convertirla a voltaje y visualizarla en un rango de 0 a 5 volts.

1.5. HIPÓTESIS.

H1.- Es posible anticipar la experimentación real de los estudiantes de Licenciatura y de Maestría antes de que estos, estén incrustados de una manera profesional en la industria

H2.- Podrá diseñar y construirse un prototipo didáctico que emule un proceso industrial respecto de la variable de temperatura.

H3.- Podrá diseñar y construirse un circuito de transmisión y recepción de señales a distancia que cumplan con las especificaciones industriales, tales como de 4 a 20 mA y de 0 a 5 volts, respectivamente.

1.6. ALCANCES Y LIMITACIONES.

El prototipo diseñado y construido, al ser un prototipo didáctico, incluye un horno a pequeña escala y con temperaturas aunque más altas a las utilizadas en la vida cotidiana, no llegan a ser las más altas utilizadas en la industria, las cuales generalmente oscilan entre -165 y 650 grados Celsius [2]. Y para fines de experimentación cuenta con un circuito de control en lazo abierto, para emular modificaciones en el valor de temperatura generada.

Los valores de transmisión de corriente son de 4 a 20 mA y los de recepción de voltaje son de 0 a 5 volts; tal como son utilizados en la industria.

Para fines de experimentación y validación, de la transmisión de corriente se utilizan un par de hilos de una longitud de aproximadamente de 3 metros, sin que esto implique que no pueda utilizarse una longitud mayor.

Capítulo

2

Marco Teórico

2.1. INTRODUCCIÓN.

Este capítulo muestra una introducción a la teoría de los amplificadores operacionales y sus diversas configuraciones típicas incluyendo los temas específicos que se utilizan en el desarrollo de trabajo, como lo es el principio de funcionamiento de una RTD (Resistance Temperature Detector).

2.2. RTD. (RESISTANCE TEMPERATURE DETECTOR). [3]



RTD (thin film)



RTD (cubierta cerámica)



sonda de medida



sonda de medida

Figura 2.1 RTD's comerciales.

Los detectores de temperatura resistivos (**RTD – Resistance Temperature Detector**) son sensores de temperatura basados en la variación de la resistencia de un conductor con la temperatura. Su símbolo se muestra en la figura 2.2, en el que se indica una variación lineal con coeficiente positivo de temperatura.

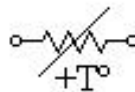


Figura 2.2 Símbolo de RTD.

Al calentarse un metal habrá una mayor agitación térmica, dispersándose más los electrones y reduciéndose su velocidad media, aumentando la resistencia. A mayor temperatura, mayor agitación, y mayor resistencia.

La variación de la resistencia puede ser expresada de manera polinómica como se indica en la ecuación 2.1. Por lo general, la variación es bastante lineal en márgenes amplios de temperatura.

$$R = R_0 \cdot (1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad (2.1)$$

donde:

- R_0 es la resistencia a la temperatura de referencia T_0
- ΔT es la desviación de temperatura respecto a T_0 ($\Delta T = T - T_0$)
- α es el coeficiente de temperatura del conductor especificado a 0 °C, interesa que sea de gran valor y constante con la temperatura.

Los materiales empleados para la construcción de sensores RTD suelen ser conductores tales como el cobre, el níquel o el platino. Las propiedades de algunos de éstos se muestran en la tabla 2.1:

Tabla 2.1 Propiedades de metales para RTD's.

Parámetro	Platino (Pt)	Cobre (Cu)	Níquel (Ni)	Molibdeno (Mo)
Resistividad ($\mu\Omega cm$)	10.6	1.673	6.844	5.7
$\alpha(\Omega / \Omega / K)$	0.00385	0.0043	0.00681	0.003786
$R_0(\Omega)$	25, 50, 100, 200	10	50, 100, 120	100, 200, 500
margen (°C)	-200 a +850	-200 a +260	-80 a +230	-200 a +200

De todos ellos es el platino el que ofrece mejores prestaciones, como:

- Alta resistividad para un mismo valor óhmico, la masa del sensor será menor, por lo que la respuesta será más rápida.
- Margen de temperatura mayor.
- Alta linealidad.
- Sin embargo, su sensibilidad (α) es menor.

Un sensor muy común es el Pt100 (RTD de platino con $R=100 \Omega$ a $0 \text{ }^\circ\text{C}$). En la tabla 2.2 se muestran valores estándar de resistencia a distintas temperaturas para un sensor Pt100 con $\alpha = 0.00385 \Omega / \Omega / K$.

Tabla 2.2 Comparativo Temperatura vs Resistencia para RTD Pt100.

Temperatura ($^\circ\text{C}$)	0	20	40	60	80	100
Resistencia (Ω)	100	107.79	115.54	123.24	130.87	138.50

2.2.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS SENSORES RTD's. [3].

- Margen amplio de temperatura.
- Proporciona las medidas de temperatura con mayor exactitud y repetitividad.
- El valor de resistencia del sensor RTD puede ser ajustado con gran exactitud por el fabricante (trimming), de manera que su tolerancia sea mínima. Además, éste será bastante estable con el tiempo.
- Los sensores RTD son los más estables con el tiempo, presentando derivas en la medida del orden de $0.1 \text{ }^\circ\text{C/año}$.
- La relación entre la temperatura y la resistencia es la más lineal.
- Los sensores RTD tienen una sensibilidad mayor que los termopares. La tensión debida a cambios de temperatura puede ser unas diez veces mayor.

- La existencia de curvas de calibración estándar para los distintos tipos de sensores RTD (según el material conductor, R_0 y α), facilita la posibilidad de intercambiar sensores entre distintos fabricantes.
- A diferencia de los termopares, no son necesarios cables de interconexión especiales ni compensación de la unión de referencia.
- Dado que el platino y el resto de materiales conductores tienen todos una resistividad muy baja, para conseguir un valor significativo de resistencia es necesario devanar un hilo de conductor bastante largo, por lo que, sumando el elevado coste de por sí de estos materiales, el coste de un sensor RTD es mayor que el de un termopar o un termistor.
- El tamaño y la masa de un sensor RTD es también mayor que el de un termopar o un termistor, limitando además su velocidad de reacción.
- Los sensores RTD se ven afectados por el autocalentamiento.
- Los sensores RTD no son tan durables como los termopares ante vibraciones y golpes.

Definitivamente, los sensores RTD son los más apropiados para aplicaciones en las que la exactitud de la medida es crítica mientras que la velocidad y el costo son menos importantes.

En la tabla 2.3 se indica el error de medida (en temperatura y en resistencia) para distintos tipos de sensores Pt100 (a 0°C) según la norma IEC 751:1995.

Tabla 2.3 Error de medición para diferentes clases de sensores Pt100.

Clase 2B	±0,60°C	±0,24 Ω
Clase B	±0,30°C	±0,12 Ω
Clase A	±0,15°C	±0,06 Ω
Clase 1/3B	±0,10°C	±0,04 Ω
Clase 1/5B	±0,06°C	±0,02 Ω
Clase 1/10B	±0,03°C	±0,01 Ω

La ecuación (2.2) proporciona la resistencia de una PT100 en función de la temperatura, la ecuación es un polinomio con cuatro términos y tres coeficientes, la respuesta se ajusta 100% a la curva real de la PT100 en un margen de [0°C, 850°C]. En la figura 2.3 se ilustra la interpretación gráfica de lo anterior para un rango de temperatura de 0 a 100° Celsius.

$$R_{PT100} = 100(1 + 0.003908T - 6(10^{-7})T^2 - 2(10^{-13})T^3) \quad (2.2)$$

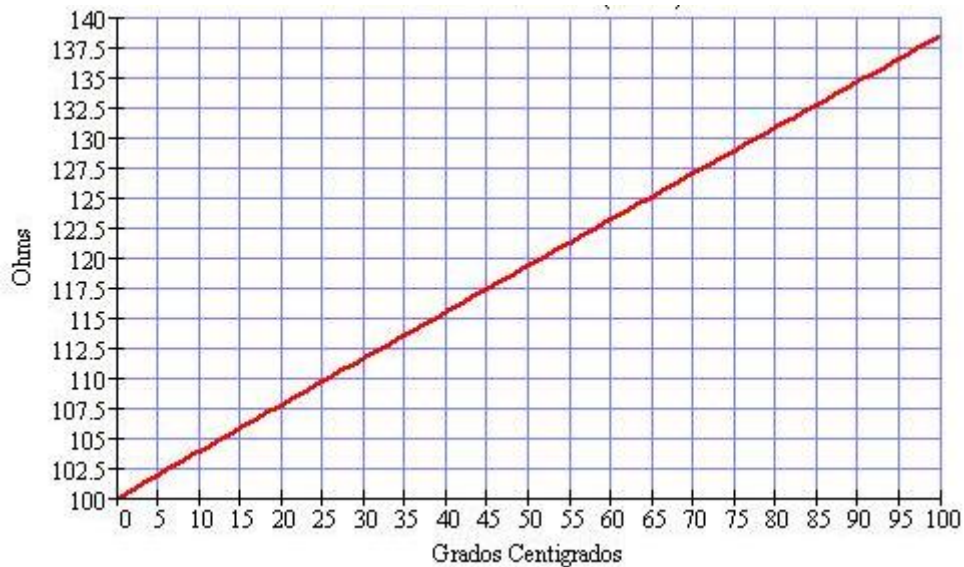


Figura 2.3 Curva de Resistencia vs Temperatura.

2.3 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL. [4].

El concepto original del AO (*amplificador operacional*) procede del campo de las computadoras analógicas, en los que comenzaron a usarse técnicas operacionales en una época tan temprana como en los años 40's. El nombre de *amplificador operacional* deriva del concepto de un amplificador **dc** (amplificador acoplado en continua) con una entrada diferencial y ganancia extremadamente alta, cuyas características de operación estaban determinadas por los elementos de realimentación utilizados. Cambiando los tipos y disposición de los elementos de realimentación, podían implementarse diferentes operaciones analógicas; en gran medida, las características globales del circuito estaban determinadas sólo por estos elementos de realimentación. De esta forma, el mismo amplificador era capaz de realizar diversas operaciones, y el desarrollo gradual de los amplificadores operacionales dio lugar al nacimiento de una nueva era en los conceptos de diseño de circuitos.

Los primeros amplificadores operacionales usaban el componente básico de su tiempo: la válvula de vacío. El uso generalizado de los AO's no comenzó realmente sino hasta los años 60's, cuando empezaron a aplicarse las técnicas de estado sólido al diseño de circuitos amplificadores operacionales, fabricándose módulos que realizaban la circuitería interna del amplificador operacional mediante un diseño discreto de estado sólido. Entonces, a mediados de los 60's, se introdujeron los primeros amplificadores operacionales de circuito integrado. En unos pocos años los amplificadores operacionales integrados se convirtieron en una herramienta estándar de diseño, abarcando aplicaciones mucho más allá del ámbito original de las computadoras analógicas.

Con la posibilidad de producción en volumen que las técnicas de fabricación de circuitos integrados proporcionan, los amplificadores operacionales integrados estuvieron disponibles en grandes cantidades, lo que, a su vez contribuyó a rebajar su costo. Hoy en día el precio de un amplificador operacional integrado de propósito general, con una ganancia de 100 dB, una tensión offset de entrada de 1 mV, una corriente de entrada de 100 nA y un ancho de banda de 1 MHz. es inferior a 10 pesos. El amplificador, que era un sistema formado antiguamente por muchos componentes discretos, ha evolucionado para convertirse en un

componente discreto él mismo, una realidad que ha cambiado por completo el panorama del diseño de circuitos lineales.

Con componentes de ganancia altamente sofisticados disponibles al precio de los componentes pasivos, el diseño mediante componentes activos discretos se ha convertido en una pérdida de tiempo y de dinero para la mayoría de las aplicaciones dc y de baja frecuencia. Claramente, el amplificador operacional integrado ha redefinido las "reglas básicas" de los circuitos electrónicos acercando el diseño de circuitos al de sistemas. Lo que ahora se debe hacer es conocer bien los AO's, cómo funcionan, cuáles son sus principios básicos y estudiar sus aplicaciones.

2.3.1 PRINCIPIOS BASICOS DE LOS AMPLIFICADORES OPERACIONALES.

2.3.1.1 EL AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL. [4].

Los fundamentos básicos del amplificador operacional ideal son relativamente fáciles. Quizás, lo mejor para entender el amplificador operacional ideal es olvidar todos los pensamientos convencionales sobre los componentes de los amplificadores, transistores, tubos u otros cualesquiera. En lugar de pensar en ellos, se debe pensar en términos generales (bloques) y se debe considerar al amplificador como una caja con sus terminales de entrada y salida. Es común visualizar al amplificador en ese sentido ideal, ignorando en la mayoría de las ocasiones que hay dentro de la caja.

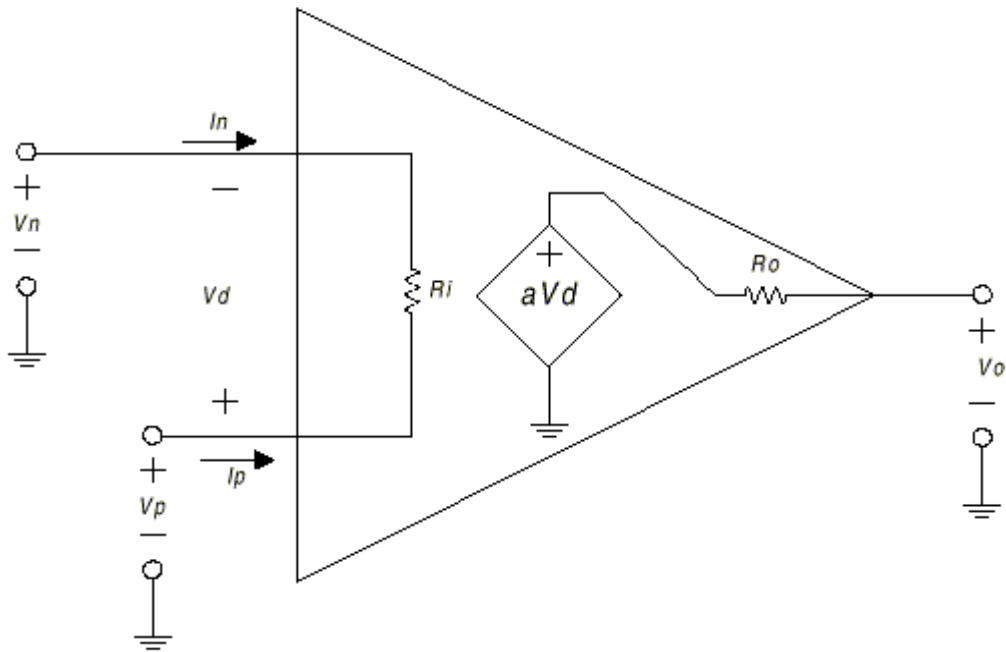


Fig. 2.4 El Amplificador Operacional Ideal.

$$V_o = a V_d$$

$$a = \text{infinito}$$

$$R_i = \text{infinito}$$

$$R_o = 0$$

$$\text{BW (ancho de banda)} = \text{infinito}$$

$$V_o = 0 \text{ si } V_d = 0$$

En la figura 2.4 se muestra un amplificador idealizado. Es un dispositivo de acoplamiento directo con entrada diferencial, y una única terminal de salida. El amplificador sólo responde a la diferencia de voltaje entre las dos terminales de entrada, no a su potencial común. Una señal positiva en la entrada inversora (-), produce una señal negativa a la salida, mientras que la misma señal en la entrada no inversora (+) produce una señal positiva en la salida. Con un voltaje de entrada diferencial, V_d , la tensión de salida, V_o , será $a * V_d$,

donde a es la ganancia del amplificador. Ambas terminales de entrada del amplificador se utilizarán siempre independientemente de la aplicación. La señal de salida es una sola terminal y está referida a tierra, por consiguiente, se utilizan tensiones de alimentación bipolares (\pm)

Teniendo como referencia las funciones de la entrada y de la salida, se pueden definir ahora las propiedades del amplificador ideal. Son las siguientes:

1. La ganancia de voltaje es infinita:

$$a = \infty$$

2. La resistencia de entrada es infinita:

$$R_i = \infty$$

3. La resistencia de salida es cero:

$$R_o = 0$$

4. El ancho de banda es infinito:

$$BW = \infty$$

5. El voltaje de offset de entrada es cero:

$$V_o = 0 \text{ sí } V_d = 0$$

A partir de estas características del AO, se pueden deducir otras dos importantes propiedades adicionales. Puesto que, la ganancia de voltaje es infinita, cualquier señal de salida que se desarrolle será el resultado de una señal de entrada infinitesimalmente pequeña. Por lo que:

Axioma 1.- El voltaje de entrada diferencial es nulo.

También, si la resistencia de entrada es infinita.

Axioma 2.- No existe flujo de corriente en ninguna de las terminales de entrada.

Estas dos propiedades pueden considerarse como axiomas, y se emplearán repetidamente en el análisis y diseño del circuito del AO. Una vez entendidas estas propiedades, se puede, lógicamente, deducir el funcionamiento de casi todos los circuitos amplificadores operacionales.

2.3.2 CONFIGURACIONES BÁSICAS DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL. [4].

Los amplificadores operacionales se pueden conectar según dos circuitos amplificadores básicos: las configuraciones (1) *inversora* y (2) *no inversora*. Casi todos los demás circuitos con amplificadores operacionales están basados, de alguna forma, en estas dos configuraciones básicas. Además, existen variaciones estrechamente relacionadas de estos dos circuitos, más otro circuito básico que es una combinación de los dos primeros: el amplificador diferencial.

2.3.2.1 EL AMPLIFICADOR INVERSOR. [4].

La figura 2.5 ilustra la primera configuración básica del AO. El amplificador inversor. En este circuito, la entrada (+) está a tierra, y la señal se aplica a la entrada (-) a través de R1, con realimentación desde la salida a través de R2.

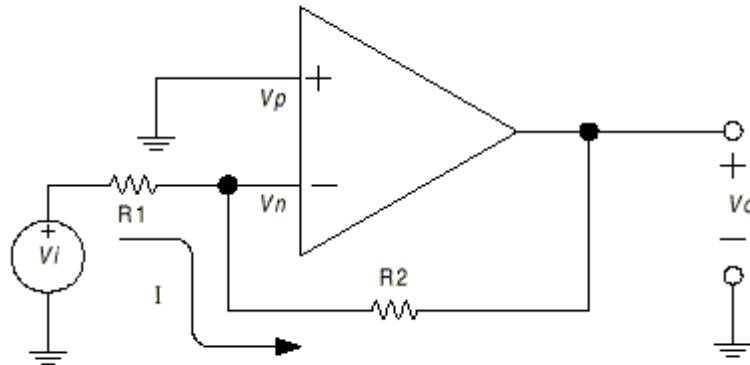


Fig. 2.5.- El Amplificador operacional inversor.

Aplicando las propiedades anteriormente establecidas del AO ideal, las características distintivas de este circuito se pueden analizar como sigue.

Puesto que el amplificador tiene ganancia casi infinita, desarrollará su tensión de salida, V_o , con tensión de entrada prácticamente nula. Ya que, la entrada diferencial del AO es:

$$V_d = V_p - V_n, \implies V_d \approx 0 \quad \text{y si } V_d \approx 0,$$

entonces toda la tensión de entrada V_i , deberá aparecer en R_1 , obteniendo una corriente en R_1

$$I = \frac{V_i}{R_1}$$

V_n está a un potencial cero, es un punto de tierra virtual.

Toda la corriente I que circula por R_1 pasará por R_2 , puesto que no se derivará ninguna corriente hacia la entrada del operacional (Impedancia infinita), así pues el producto de I por R_2 será igual a $-V_0$

$$I = -\frac{V_0}{R_2}$$

$$\frac{V_i}{R_1} = -\frac{V_0}{R_2}$$

por lo que:

$$V_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_i \quad (2.3)$$

luego la ganancia del amplificador inversor:

$$\frac{V_0}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.4)$$

Deben observarse otras propiedades adicionales del amplificador inversor ideal. La ganancia se puede variar ajustando bien R_1 , o bien R_2 . Si R_2 varía desde cero hasta infinito, la ganancia variará también desde cero hasta infinito, puesto que es directamente proporcional a R_2 .

La impedancia de entrada es igual a R_1 , V_i y R_1 únicamente determinan la corriente I , por lo que la corriente que circula por R_2 es siempre I , para cualquier valor de dicha R_2 .

La entrada del amplificador, o el punto de conexión de la entrada y las señales de realimentación, es un nodo de voltaje nulo, independientemente de la corriente I . Luego, esta conexión es un punto de tierra virtual, un punto en el que siempre habrá el mismo potencial que en la entrada (+). Por tanto, este punto en el que se suman las señales de salida y entrada,

se conoce también como nodo suma. Esta última característica conduce al tercer axioma básico de los amplificadores operacionales, el cual se aplica a la operación en lazo cerrado:

Axioma 3.- En lazo cerrado con retroalimentación negativa, la entrada (-) será puesta al potencial de entrada (+) o de referencia.

Esta propiedad puede aún ser o no ser obvia, a partir de la teoría de voltaje de entrada diferencial nula. Es, sin embargo, muy útil para entender el circuito del AO, ver la entrada (+) como una terminal de referencia, la cual controlará el nivel que ambas entradas asumen. Luego este voltaje puede ser tierra (como en la figura 2.5), o cualquier voltaje que se desee.

2.3.2.2. EL AMPLIFICADOR NO INVERSOR. [4].

La segunda configuración básica del AO ideal es el amplificador no inversor, mostrado en la figura 2.6. Este circuito ilustra claramente la validez del axioma 3.

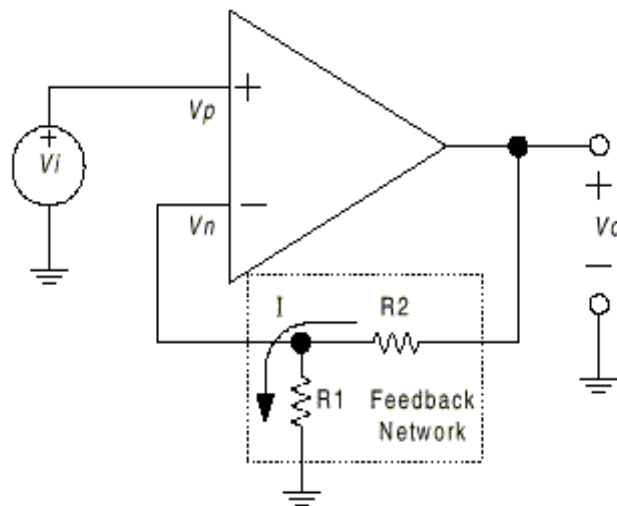


Fig. 2.6 El Amplificador Operacional No-Inversor.

En este circuito, el voltaje V_i se aplica a la entrada (+), y una fracción de la señal de salida, V_o , se aplica a la entrada (-) a través del divisor de tensión R_1, R_2 . Puesto que, no fluye corriente de entrada en ninguna terminal de entrada, y ya que $V_d = 0$, la tensión en R_1 será igual a V_i .

Así pues:

$$V_i = I \cdot R_1$$

y como

$$V_o = I \cdot (R_1 + R_2)$$

Se tiene que:

$$V_o = \frac{V_i}{R_1} \cdot (R_1 + R_2) \quad (2.5)$$

que si se expresa en términos de ganancia:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (2.6)$$

que es la ecuación característica de ganancia para el amplificador no inversor ideal.

También se pueden deducir propiedades adicionales para esta configuración. El límite inferior de ganancia se produce cuando $R_2 = 0$, lo que da lugar a una ganancia unidad.

En el amplificador inversor, la corriente a través de R_1 siempre determina la corriente a través de R_2 , independientemente del valor de R_2 , esto también es cierto en el amplificador no inversor. Luego R_2 , puede utilizarse como un control de ganancia lineal, capaz de incrementar la ganancia desde la mínima unidad hasta un máximo de infinito. La impedancia de entrada es infinita, puesto que se trata de un amplificador ideal.

2.3.2.3 EL AMPLIFICADOR DIFERENCIAL. [4].

Una tercera configuración del AO conocida como el amplificador diferencial, es una combinación de las dos configuraciones anteriores. Aunque está basada en los otros dos circuitos, el amplificador diferencial tiene características únicas. Este circuito, mostrado en la figura 2.7, tiene aplicadas señales en ambas terminales de entrada, y utiliza la amplificación diferencial natural del amplificador operacional.

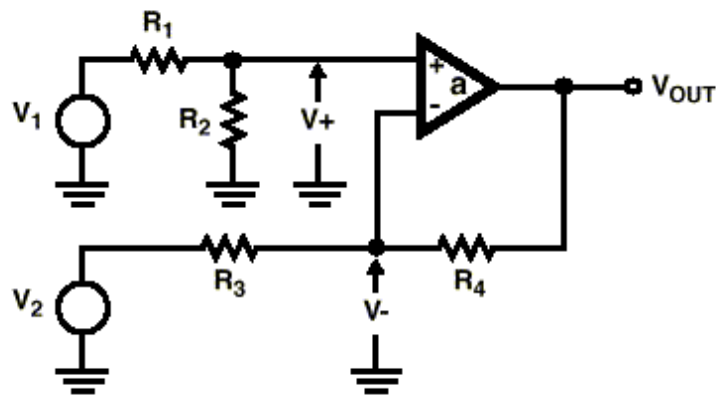


Fig. 2.7 El Amplificador Diferencial.

Para comprender el circuito, primero se estudiarán las dos señales de entrada por separado, y después combinadas. Como siempre $V_d = 0$ y la corriente de entrada en las terminales es cero.

Recordar que $V_d = V(+)-V(-) \implies V(-) = V(+)$. La tensión a la salida debida a V_1 se denominará V_{01}

$$V(+)=\frac{V_1}{R_1+R_2}\cdot R_2$$

y como $V(-) = V(+)$, la tensión de salida debida a V_1 (suponiendo $V_2 = 0$) será:

$$V_{01} = \frac{V_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3}$$

Y la salida debida a V_2 (suponiendo $V_1 = 0$) será, usando la ecuación de la ganancia para el circuito inversor, V_{02}

$$V_{02} = -V_2 \frac{R_4}{R_3}$$

aplicando el *teorema* de la superposición la tensión de salida $V_0 = V_{01} + V_{02}$ y haciendo que R_3 sea igual a R_1 y R_4 igual a R_2 se tendrá que:

$$V_{01} = \frac{V_1 \cdot R_2}{R_1} \qquad V_{02} = -V_2 \frac{R_2}{R_1}$$

por lo que se concluye que:

$$V_0 = (V_1 - V_2) \cdot \frac{R_2}{R_1} \tag{2.7}$$

que expresado en términos de ganancia:

$$\frac{V_0}{V_1 - V_2} = \frac{R_2}{R_1} \tag{2.8}$$

que es la ganancia de la etapa para señales en modo diferencial.

Esta configuración es única porque puede rechazar una señal común a ambas entradas. Esto se debe a la propiedad de tensión de entrada diferencial nula, que se explica a continuación.

En el caso de que las señales V_1 y V_2 sean idénticas, el análisis es sencillo. V_1 se dividirá entre R_1 y R_2 , apareciendo una menor tensión $V(+)$ en R_2 . Debido a la ganancia infinita del amplificador, y a la tensión de entrada diferencial cero, una tensión igual $V(-)$ debe aparecer en el nudo suma (-). Puesto que la red de resistencias R_3 y R_4 es igual a la red R_1 y R_2 , y se aplica la misma tensión a ambos terminales de entrada, se concluye que V_o debe estar a potencial nulo para que $V(-)$ se mantenga igual a $V(+)$; V_o estará al mismo potencial que R_2 , el cual, de hecho está a tierra. Esta propiedad del amplificador diferencial, puede utilizarse para discriminar componentes de ruido en modo común no deseables, mientras que se amplifican las señales que aparecen de forma diferencial. Si se cumple la relación:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$$

La ganancia para señales en modo común es cero, puesto que, por definición, el amplificador no tiene ganancia cuando se aplican señales iguales a ambas entradas.

2.3.2.4 EL SUMADOR INVERSOR. [4].

Utilizando la característica de tierra virtual en el nodo suma (-) del amplificador inversor, se obtiene una útil modificación, el sumador inversor, figura 2.8.

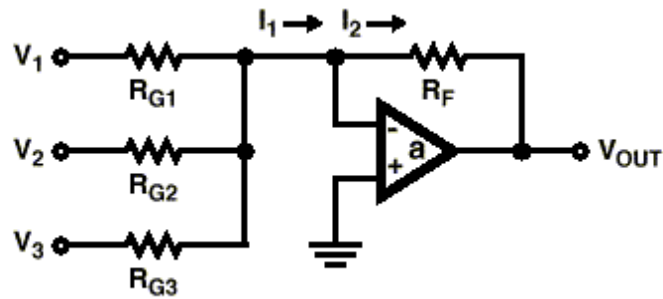


Fig. 2.8 Amplificador sumador inversor.

En este circuito, como en el amplificador inversor, la tensión $V(+)$ está conectada a tierra, por lo que el voltaje $V(-)$ estará a una tierra virtual, y como la impedancia de entrada es infinita toda la corriente I_1 circulará a través de R_F y la llamaremos I_2 . Lo que ocurre en este caso es que la corriente I_1 es la suma algebraica de las corrientes proporcionadas por V_1 , V_2 y V_3 , es decir:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_{G1}} + \frac{V_2}{R_{G2}} + \frac{V_3}{R_{G3}}$$

y también

$$I_2 = -\frac{V_{OUT}}{R_F}$$

Como $I_1 = I_2$ se conclu

$$V_{OUT} = -\left(V_1 \cdot \frac{R_F}{R_{G1}} + V_2 \cdot \frac{R_F}{R_{G2}} + V_3 \cdot \frac{R_F}{R_{G3}} \right) \quad (2.9)$$

que establece que la tensión de salida es la suma algebraica invertida de las tensiones de entrada multiplicadas por un factor corrector, se puede observar que en el caso en que $R_F = R_{G1} = R_{G2} = R_{G3} \implies V_{OUT} = -(V_1 + V_2 + V_3)$

La ganancia global del circuito la establece R_F , la cual, en este sentido, se comporta como en el amplificador inversor básico. A las ganancias de las ramas individuales se les aplica independientemente los factores de escala R_{G1} , R_{G2} , R_{G3}, \dots etc. Del mismo modo, R_{G1} , R_{G2} y R_{G3} son las impedancias de entrada de las respectivas ramas.

Otra característica interesante de esta configuración es el hecho de que la mezcla de señales lineales, en el nodo suma, no produce interacción entre las entradas, puesto que todas las fuentes de señal alimentan el punto de tierra virtual. El circuito puede tener cualquier número de entradas añadiendo resistencias de entrada adicionales en el nodo suma.

Aunque los circuitos precedentes se han descrito en términos de entrada y de resistencias de realimentación, las resistencias se pueden reemplazar por elementos complejos, y los axiomas de los amplificadores operacionales se mantendrán como verdaderos. Dos circuitos que demuestran esto, son dos nuevas modificaciones del amplificador inversor.

2.3.2.5 EL AMPLIFICADOR INTEGRADOR. [4].

Se ha visto que ambas configuraciones básicas del AO actúan para mantener constantemente la corriente de realimentación, I_F igual a I_{IN} .

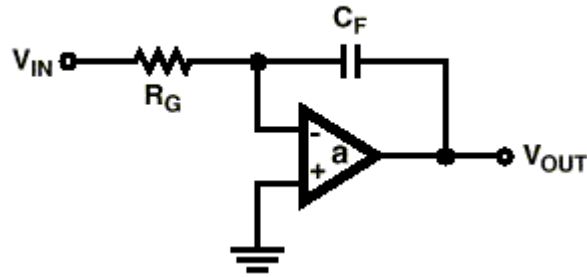


Fig. 2.9 El Amplificador Integrador.

Una modificación del amplificador inversor; el integrador, mostrado en la figura 2.9, se aprovecha de esta característica. Se aplica un voltaje de entrada V_{IN} , a R_G , lo que da lugar a una corriente I_{IN} .

Como ocurre en el amplificador inversor, $V(-) = 0$, puesto que $V(+) = 0$, y por tener impedancia infinita toda la corriente de entrada I_{IN} pasa hacia el condensador C_F , a esta corriente se le denomina I_F .

Un integrador ideal entrega un voltaje de salida que es proporcional a la integral del voltaje de entrada. El integrador realiza esta operación matemática sobre una base instantánea, es decir, produce una salida en relación con la suma de los productos de los voltajes instantáneos con las pequeñas variaciones de tiempo. El voltaje de salida es, por tanto, la integral de la corriente de entrada, que es forzada a cargar C_F por el lazo de realimentación.

$$V_{OUT} = -\frac{1}{R_G C_F} \int V_{IN} dt \quad (2.10)$$

Por ejemplo, si el voltaje de entrada V_{IN} es una onda rectangular, como el que se muestra en la figura 2.10; entonces, el voltaje de salida V_{OUT} es la integral de dicha onda rectangular, la cual es una onda triangular, como también se muestra en la figura 2.10.

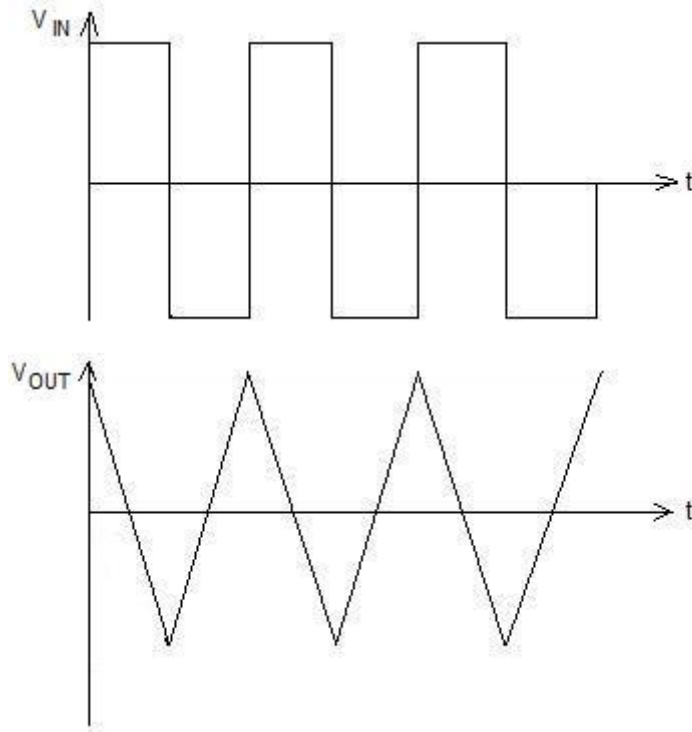


Fig. 2.10 Respuesta de un Integrador ante una onda cuadrada.

Por supuesto la amplitud de la onda triangular dependerá de los valores de la señal de entrada, de la resistencia y del condensador.

2.3.2.6 EL DIFERENCIADOR. [4].

Una segunda modificación del amplificador inversor, que también aprovecha la corriente en un condensador es el diferenciador mostrado en la figura 2.11.

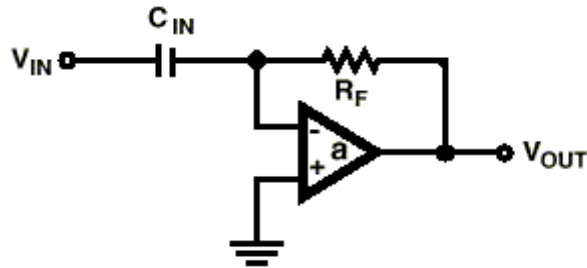


Fig. 2.11 Amplificador derivador.

En este circuito, la posición de la Resistencia y del Capacitor están al revés que en el integrador, estando el elemento capacitivo en la red de entrada. Un derivador ideal produce un voltaje de salida proporcional a las variaciones del voltaje de entrada en el tiempo, entregando un voltaje de salida instantáneo que se relaciona con la derivada del voltaje de entrada, como lo muestra la ecuación 2.11.

$$V_{OUT} = -R_F C_{IN} \frac{d(V_{IN})}{dt} \quad (2.11)$$

Por ejemplo, si el voltaje de entrada V_{IN} es una onda rectangular, como el que se muestra en la figura 2.12; entonces, el voltaje de salida V_{OUT} es la derivada de dicha onda rectangular, la cual solo reacciona ante cambios en el nivel de la señal del voltaje de entrada; como también se muestra en la figura 2.12.

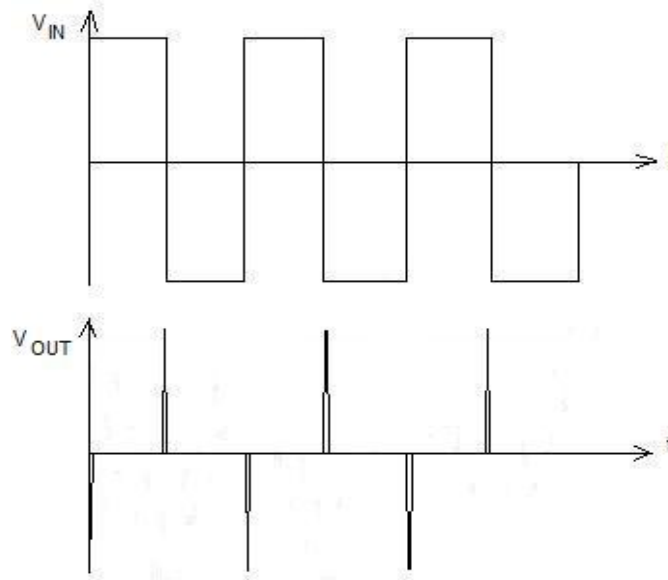


Fig. 2.12 Respuesta de un Amplificador Diferencial ante una onda cuadrada.

2.3.2.7 SEGUIDOR DE VOLTAJE. [4].

Una modificación especial del amplificador no inversor es la etapa de ganancia unidad mostrada en la figura 2.13.

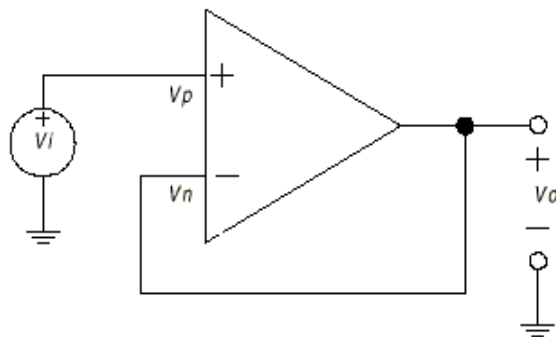


Fig. 2.13 Seguidor de Voltaje.

En este circuito, la resistencia de entrada se ha incrementado hasta infinito , y R_F es cero , y la realimentación es del 100%. V_0 es entonces exactamente igual a V_i ,

dado que $V_p - V_n = 0$. El circuito se conoce como "seguidor de voltaje" puesto que la salida es una réplica en fase con ganancia unidad del voltaje de entrada. La impedancia de entrada de esta etapa es también infinita.

2.3.3. RESUMEN DE LAS CONFIGURACIONES BÁSICAS DEL AMPLIFICADOR Y SUS CARACTERÍSTICAS. [4].

Todas las características de los circuitos que se han descrito son importantes, puesto que, son las bases para la completa fundamentación de la tecnología de los circuitos amplificadores operacionales. Los cinco criterios básicos que describen al amplificador ideal son fundamentales, y a partir de estos se desarrollan los tres principales axiomas de la teoría de los amplificadores operacionales, los cuales repetimos aquí:

Axioma 1.- El voltaje de entrada diferencial es nulo.

Axioma 2.- No existe flujo de corriente en ninguna de las terminales de entrada.

Axioma 3.- En lazo cerrado, la entrada (-) será puesta al potencial de entrada (+) o de referencia.

Estos tres axiomas se han ilustrado en todos los circuitos básicos y sus variaciones. En la configuración inversora, los conceptos de corriente de entrada nula, y tensión de entrada diferencial cero, dan origen a los conceptos de nodo suma y tierra virtual, donde la entrada inversora se mantiene por realimentación al mismo potencial que la entrada no inversora a tierra. Usando el concepto de la entrada no inversora como terminal de referencia, el amplificador no inversor y el seguidor de voltaje ilustran como un voltaje de entrada es indirectamente multiplicado a través de una realimentación negativa en la entrada inversora, la cual es forzada a seguir con un voltaje idéntico. La configuración diferencial combina estos conceptos, ilustrando el ideal de la simultaneidad de la amplificación diferencial y del rechazo de la señal en modo común. Las variaciones del inversor ponen de nuevo de manifiesto los

principios básicos. En todos estos circuitos, se ha visto también cómo el funcionamiento está solamente determinado por los componentes conectados externamente al amplificador.

2.3.4 SIMBOLO ESQUEMATICO DEL AMPLIFICADOR OPERACIONAL ESTANDAR Y SU USO. [4].

Una herramienta adicional básica del AO es su símbolo esquemático. Este es fundamental, dado que un esquema correctamente dibujado dice mucho sobre las funciones de un circuito. El símbolo más usado se muestra en la figura 2.14 con algunas aclaraciones anotadas.

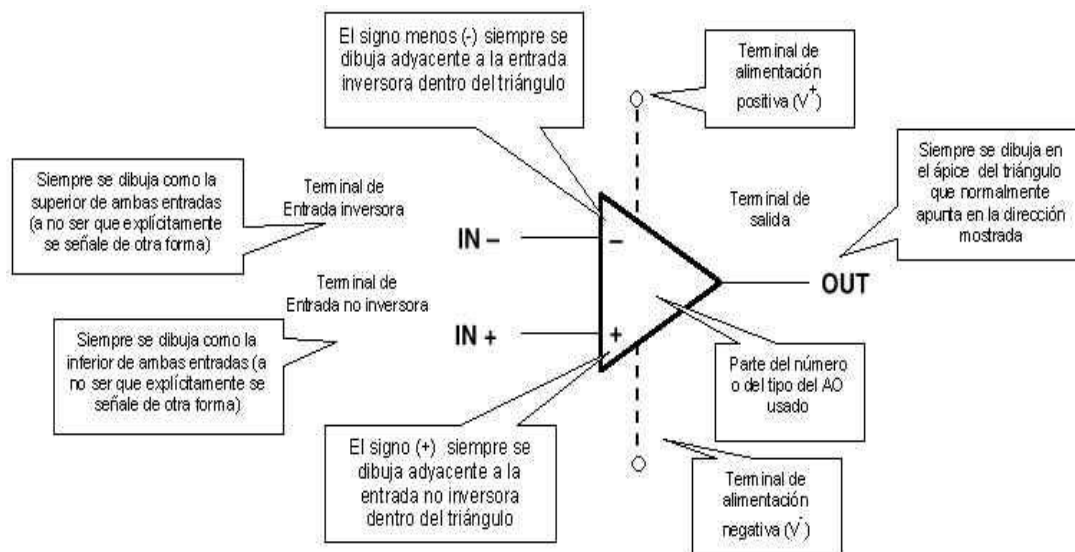


Fig. 2.14 Símbolo de un Amplificador Operacional.

El símbolo básico es un triángulo, el cual generalmente presupone amplificación. Las entradas están en la base del triángulo, y la salida en el ápice. De acuerdo con el convenio normal del flujo de señal, el símbolo se dibuja con el ápice (salida) a la derecha, pero puede alterarse si es necesario para clarificar otros detalles del circuito.

Usualmente, las dos entradas se dibujan como se indica en la figura 2.14; la entrada no inversora (+) es la inferior de las dos. Excepciones a esta regla se producen en circunstancias especiales, en las que podría ser difícil mantener el convenio estándar. Además, las dos entradas están claramente identificadas por los símbolos (+) y (-), los cuales se sitúan adyacentes a sus respectivos terminales dentro del cuerpo del triángulo.

Como se ve, las terminales de alimentación se dibujan, preferiblemente, por encima y debajo del triángulo. Estos pueden no ser mostrados en todos los casos (en favor de la simplicidad) pero siempre están implícitos. Generalmente, en croquis, basta con usar el símbolo de tres terminales para dar a entender el significado, sobreentendiendo las conexiones de alimentación.

Finalmente, el tipo o número del dispositivo utilizado se sitúa centrado en el interior del triángulo. Si el circuito es uno general, indicativo de un amplificador operacional cualquiera, se usa el símbolo A (o A₁, A₂, etc.)

Desarrollo del Proyecto

Este capítulo muestra el desarrollo del proyecto así como los detalles de cada una de las etapas. Se incluyen imágenes de los diagramas diseñados e implementados, de la elaboración de circuitos impresos y la presentación final de cada una de las etapas del proyecto. También se incluyen los desarrollos matemáticos para el análisis de los circuitos transmisor y receptor.

3.1. DISEÑO DEL PROTOTIPO.

De acuerdo a toda la información referida en los capítulos 1 y 2 se propuso el diseño mostrado en el Anexo 1, el cual fue presentado como parte del protocolo; para conseguir los objetivos planteados. Ahora se muestran el desarrollo de cada una de las etapas.

3.1.1. IMPLEMENTACIÓN DEL HORNO.

Se implementó un horno fabricado con materiales que puedan conservar en un gran porcentaje el calentamiento generado. El actuador utilizado es una resistencia eléctrica de $10\ \Omega$, la cual al ser energizada con 120 VCA, disipa energía en forma de calor. Este calor suministrado se concentra en el interior del horno y ha llegado a medirse una temperatura de alrededor de 600 grados Celsius. En la figura 3.1 aparece el horno en una perspectiva tridimensional.



Fig. 3.1 Perspectiva tridimensional del horno utilizado.

Las dimensiones físicas del horno son las siguientes:

Ancho: 10 cm.

Alto: 15 cm.

Profundidad: 28 cm.



Fig. 3.2 Perspectiva Posterior del horno.

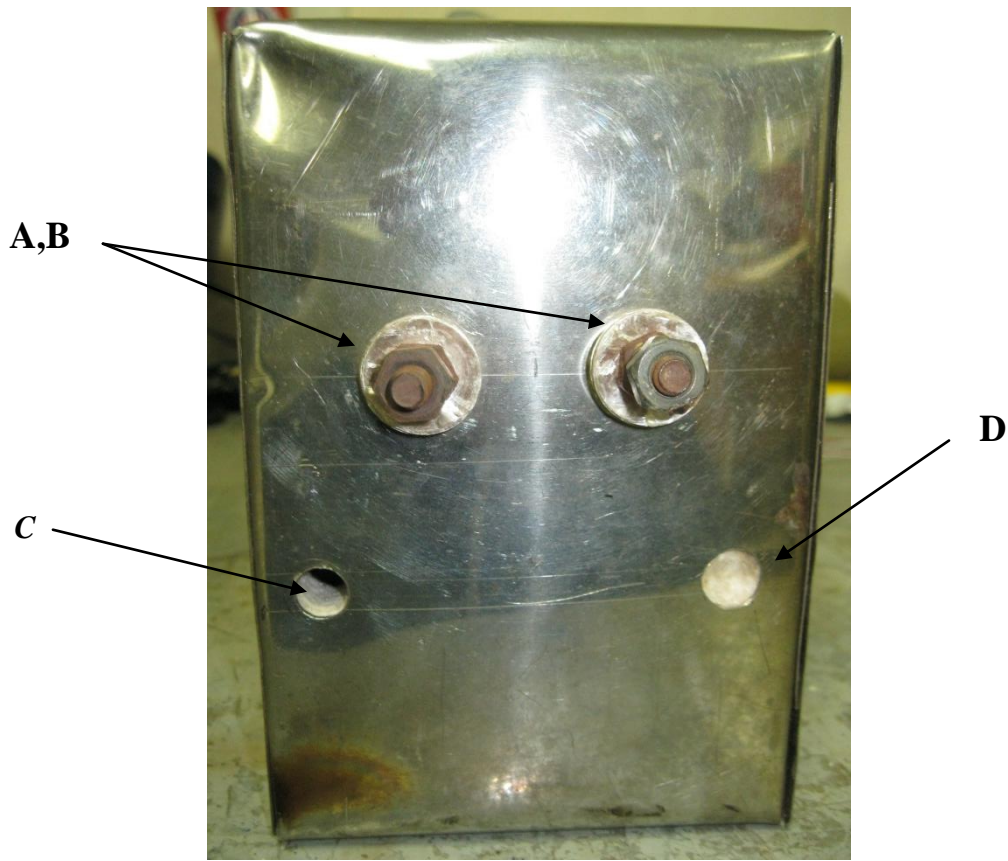


Fig. 3.3 Señalización de Interconexiones del horno.

En la figura 3.2 se puede observar la perspectiva posterior del horno; en la cual es posible ver el interior de dicho horno. Mientras que en la figura 3.3 se hace una señalización de las interconexiones que este tiene con las etapas restantes del prototipo; mientras que en la tabla 3.1 se hace la identificación de estas interconexiones.

Tabla 3.1 Identificación de Interconexiones del horno

Identificación.	Interconexión.
A,B	VCA ₁ ,VCA ₂ .
C	Inserción del Cuerpo de la RTD.
D	Inserción del Termómetro de Referencia.

3.1.2. ETAPA DE CONTROL EN LAZO ABIERTO DE TEMPERATURA.

Se implementó un circuito que mediante un control de fase, es capaz de regular la energía que se le entrega al elemento calefactor del horno. Para fines de experimentación; el control de la temperatura del horno ha sido realizado en lazo abierto.

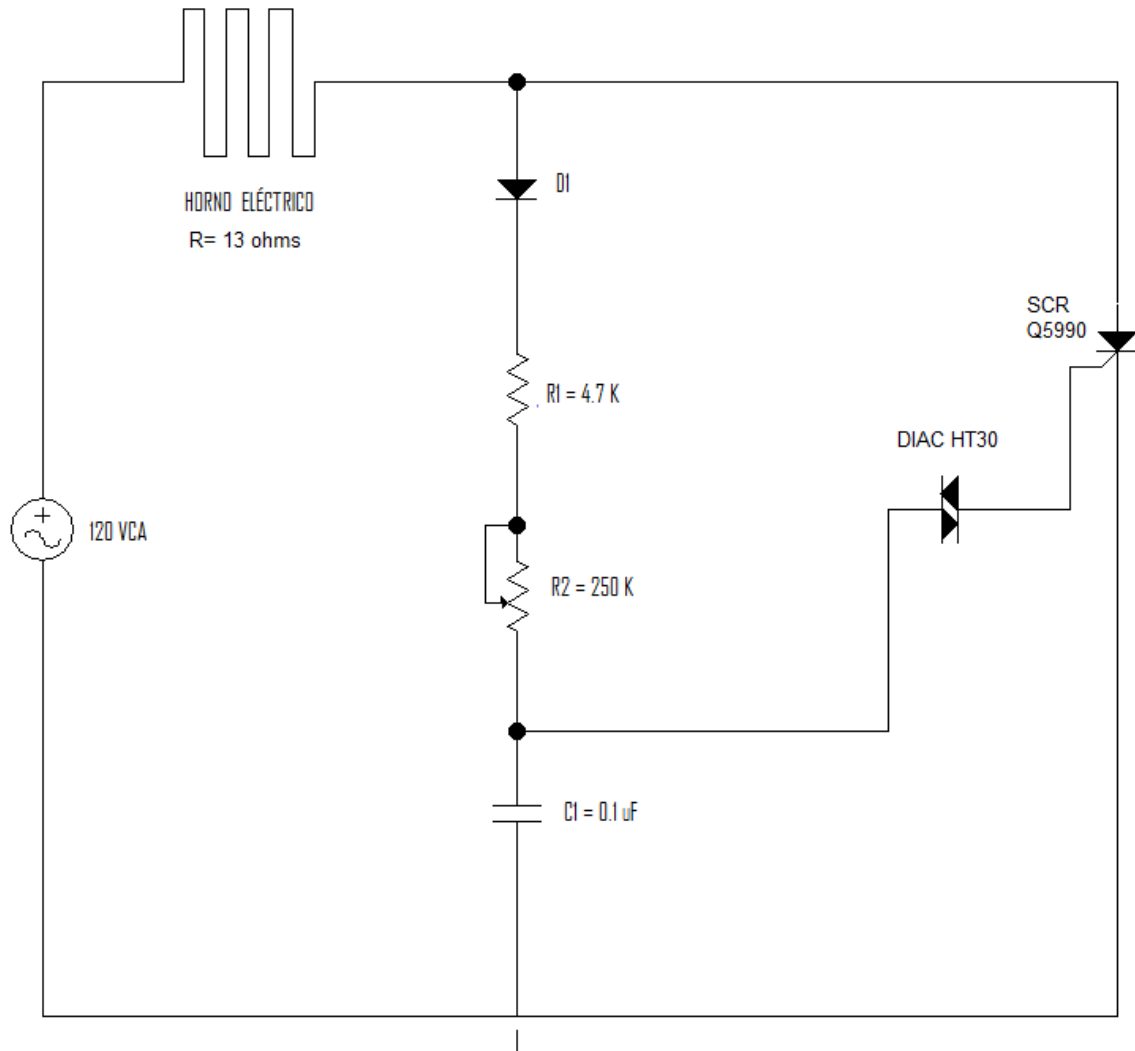


Fig. 3.4 Circuito en L.A. para el control de temperatura del horno.

Con referencia a la figura 3.4; donde aparece el circuito en lazo abierto para el control de la temperatura del horno; se explica su funcionamiento. Se le suministra 120 VCA al horno, a través de un SCR; este dispositivo se controla por medio de la señal que llega a su compuerta. Cuando inicia el semiciclo positivo de la señal de VCA, el SCR no conduce ya que en la compuerta aun no circula corriente para ser disparado; al mismo tiempo el diodo D_1 al estar polarizado directamente permite la circulación de corriente por la rama de control. Dependiendo del ajuste del potenciómetro, el capacitor C_1 se cargará hasta alcanzar el voltaje de ruptura del DIAC; más rápido o más lento; inversamente proporcional a la impedancia presentada por el potenciómetro R_2 ; y en función de esto, el SCR variará su ángulo de disparo, lo cual regulará el porcentaje de potencia que circulará por la rama de potencia; donde se encuentran el horno y el SCR. Mientras que al presentarse el semiciclo negativo, ni el SCR ni el diodo D_1 están en posibilidad de conducir; por lo que este semiciclo no tiene mayor análisis para esta aplicación.

En la figura 3.5 aparece el circuito impreso del control implementado para la regulación de la temperatura del horno.

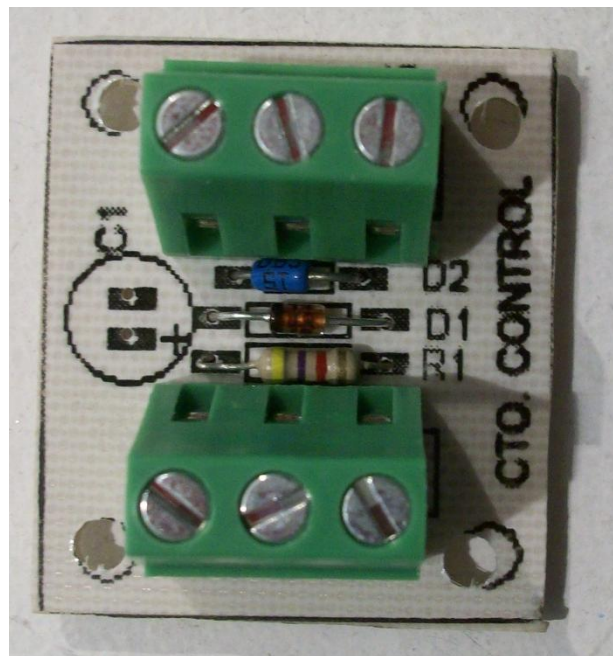


Fig. 3.5 Circuito impreso del control de temperatura del horno.

En la figuras 3.6 y 3.7 se puede observar una fotografía del circuito de control del horno en el interior como en su presentación final, respectivamente. Puede observarse en estas figuras, la inclusión de un interruptor como de un fusible, así como las interconexiones tanto con la línea de VCA como con el horno.

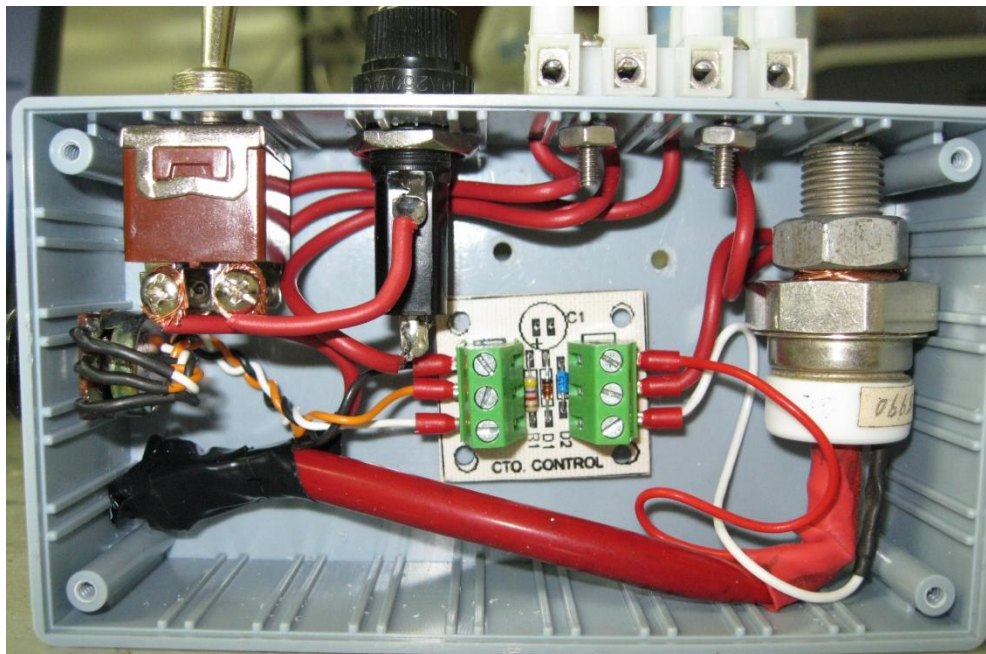


Fig. 3.6 Interior del compartimento del control de temperatura del horno.



Fig. 3.7 Presentación final del control de temperatura del horno.

3.1.3. ETAPA DE DETECCIÓN DE TEMPERATURA [5].

Se utilizó una RTD (Resistance Temperatura Detector), como elemento primario de medición; en particular la Pt100; como se refirió en el capítulo 2, presenta una resistencia de 100Ω a 0°C . En las figuras 3.8 y 3.9 se muestran fotografías de la RTD adquirida, mientras que en la tabla 3.2 pueden observarse las características técnicas de este dispositivo.

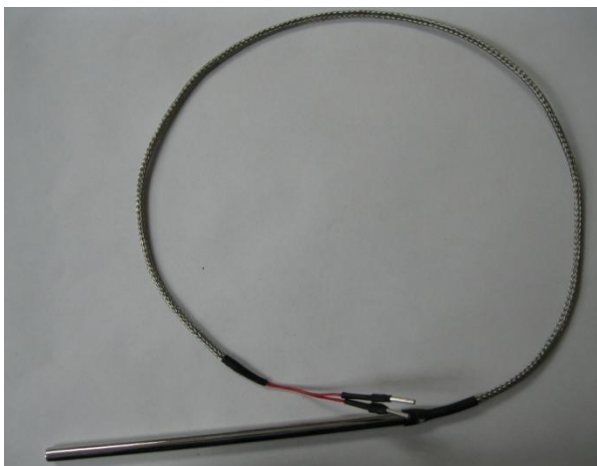


Fig. 3.8 RTD utilizada.



Fig 3.9 Terminales de la RTD.

Tabla 3.2 Características técnicas de la RTD utilizada.

Característica	Valor o Rango
Material de construcción.	Platino
Cantidad de hilos.	2
Coefficiente de temperatura α .	0.00385
Rango de temperatura.	-100 a 600°C
Resistencia a 0°C .	100Ω
Longitud de terminales.	50 cms.

3.1.4. Etapa R/I.

Es la etapa, que recibe las terminales de la RTD [6], como variaciones de resistencia y la convierte en corriente; en un rango de 4 a 20 mA, tal como se utiliza en la industria. Como se ha especificado, se transmite esta señal a una distancia de 3 metros, para fines de experimentación y validación; sin que esto implique, que con en este mismo prototipo, no puedan alcanzarse distancias de varias decenas de metros, tal como se requiere en la industria.

En la figura 3.10, se muestra la etapa transmisora. Como entrada a este circuito puede observarse la RTD en la parte inferior izquierda.

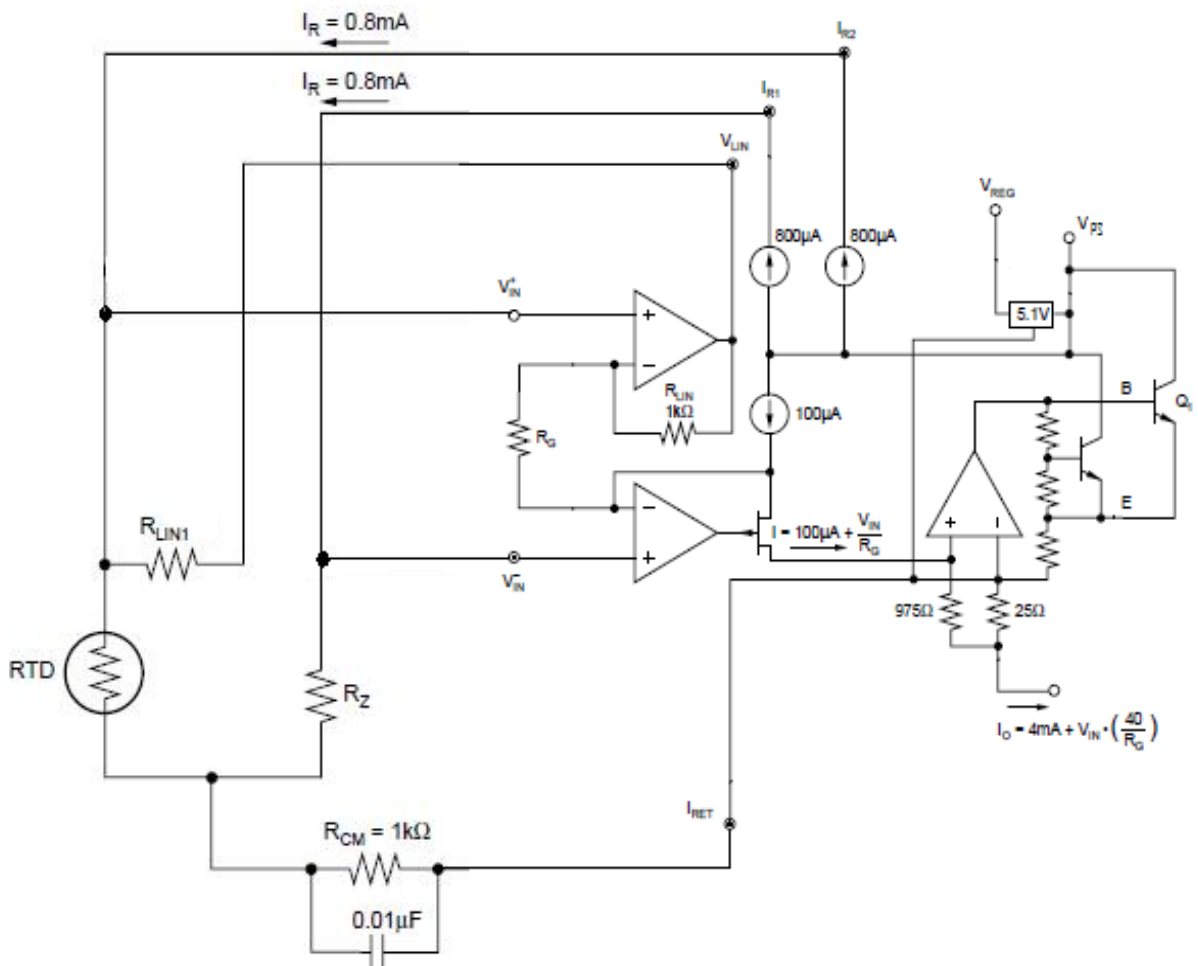


Fig. 3.10 Circuito del transmisor.

.La fuente de alimentación V_{PS} proporciona energía para todo el circuito, la cual proviene desde la etapa receptora. Por otra parte, si a la salida de esta etapa; la cual es una corriente de 4 a 20 mA, se coloca una resistencia de carga R_L , entonces se generaría un voltaje que puede medirse entre las terminales de esta resistencia.

En la parte central superior de la figura 3.10, pueden observarse dos fuentes idénticas de corriente de 0.8 mA, las cuales se encargan de proporcionar energía por igual a la RTD y a la resistencia R_Z . Ya que ambos componentes están unidos por la parte inferior y circulan a través de ellos la misma corriente; entonces se generan caídas de voltaje proporcionales al valor de su resistencia.

En la figura 3.11, se puede observar la parte del amplificador de instrumentación del circuito transmisor con la intención de realizar un análisis con mayor detalle. Se introduce la caída de voltaje en la RTD en V_{IN}^+ , mientras que la caída en la resistencia R_Z se introduce a V_{IN}^- del amplificador de instrumentación. A esta diferencia de voltajes se le denomina V_{IN} , como también se ilustra en la figura 3.11.

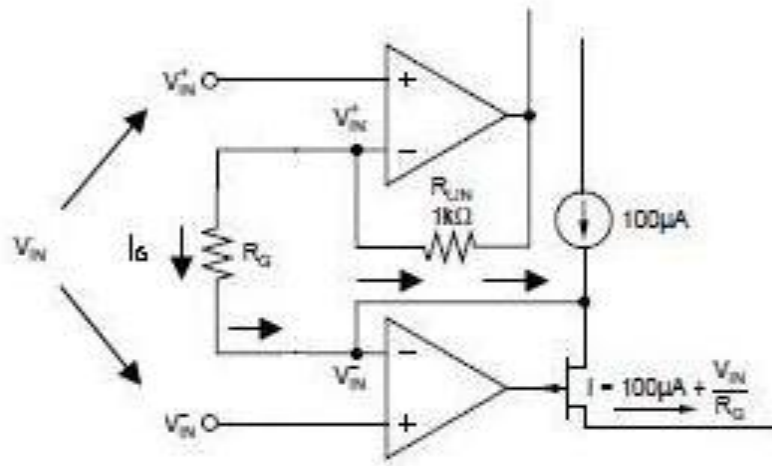


Fig. 3.11 Amplificador de instrumentación de entrada del circuito del transmisor.

Ya que la entrada diferencial de todo amplificador operacional es cero, como se definió en el Axioma 1, en el capítulo anterior; esto significa que, la entrada inversora del amplificador superior del Amplificador de Instrumentación asume el voltaje V_{IN}^+ ; mientras que la entrada inversora del amplificador inferior del Amplificador de Instrumentación asume el voltaje V_{IN}^- . Esta diferencia de voltajes $V_{IN}^+ - V_{IN}^-$ como puede observarse es V_{IN} , el cual se aplica entre las terminales de R_G . Así que, por la ley de Ohm, la corriente en la resistencia R_G es:

$$I_G = \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (3.1)$$

La corriente I_G , no circula por la entrada inversora del amplificador operacional inferior del Amplificador de Instrumentación; esto como se especifica en el Axioma 2 del capítulo anterior; por lo tanto, la corriente I_G circula hasta encontrarse y sumarse con la corriente suministrada por la fuente de corriente de $100 \mu A$, como se muestra en la figura 3.11, resultando ser la suma:

$$I = 100\mu A + I_G = 100\mu A + \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (3.2)$$

Ahora, esta corriente resultante; ingresa en un siguiente amplificador operacional como se ilustra en las figuras 3.10 y 3.11, la cual también puede expresarse de la forma:

$$I = 0.1mA + \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (3.3)$$

Con referencia en la figura 3.12, y nuevamente utilizando el Axioma 2; no circula corriente hacia la entrada no inversora del amplificador operacional; sino que esta circula por la resistencia de 975Ω .

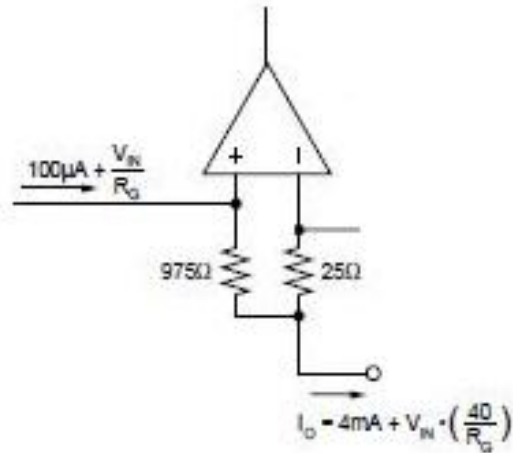


Fig. 3.12 Amplificador de salida del circuito del transmisor.

Por lo tanto, la caída de voltaje en la resistencia de 975Ω es:

$$V_{975} = 975 \left(0.1\text{mA} + \frac{V_{IN}}{R_G} \right) \quad (3.4)$$

$$V_{975} = 97.5\text{mV} + 975 \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (3.5)$$

Haciendo referencia al Axioma 1; el cual define que, el voltaje diferencial de un AO es nulo, entonces el voltaje en la resistencia de 25Ω es idéntico al voltaje en la resistencia de 975Ω . Por lo que, la corriente en la resistencia de 25Ω es:

$$I_{25} = \frac{V_{975}}{25\Omega} = \frac{97.5\text{mV} + 975 \frac{V_{IN}}{R_G}}{25\Omega} \quad (3.6)$$

$$I_{25} = 3.9\text{mA} + 39 \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (3.7)$$

Por lo que:

$$I_0 = I_{975} + I_{25} = \left[0.1\text{mA} + \frac{V_{IN}}{R_G}\right] + \left[3.9\text{mA} + 39 \frac{V_{IN}}{R_G}\right] \quad (3.8)$$

$$I_0 = 4\text{mA} + 40 \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (3.9)$$

De esta última expresión, se puede despejar a R_G en función de V_{IN} y de I_0 .

$$I_0 - 4\text{mA} = 40 \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (3.10)$$

$$R_G(I_0 - 4\text{mA}) = 40V_{IN} \quad (3.11)$$

$$R_G = \frac{40V_{IN}}{I_0 - 4\text{mA}} \quad (3.12)$$

R_Z es la resistencia que define la temperatura mínima a medir; comparativamente con el valor proporcionado por la RTD a dicho valor de temperatura. Por ejemplo si la mínima temperatura a medir es de 0°C ; entonces R_Z tomará el valor de 100Ω ; que es el valor que entrega la RTD Pt100 a 0°C .

Por otra parte si se desea mejorar la linealización de la respuesta de la RTD; se puede utilizar la resistencia R_{LIN} ; la cual puede calcularse mediante la expresión:

$$R_{LIN} = \frac{1000(R_2 - R_1)}{2(2R_1 - R_2 - R_Z)} \quad (3.13)$$

Donde R_1 = Resistencia de la RTD a la temperatura media.

R_2 = Resistencia de la RTD a la temperatura máxima.

Cálculo de los componentes para un rango de temperatura de 0 a 400 grados Celsius.

$$\begin{aligned} T_{\text{MIN}} &= 0^{\circ}\text{C} & T_{\text{MAX}} &= 400^{\circ}\text{C} \\ R_{\text{RTD}} &= 100 \Omega & R_{\text{RTD}} &= 247.059 \end{aligned}$$

$$R_1 = \text{RTD}_{200^{\circ}\text{C}} = 175.843 \quad (3.14)$$

$$2R_1 - R_2 - R_Z = 2(175.843) - 247.059 - 100 = 4.627 \quad (3.15)$$

$$R_{\text{LIN1}} = \frac{1\text{K}\Omega(247.059 - 175.843)}{2 \times 4.627\Omega} = 7.695 \text{ K}\Omega \quad (3.16)$$

Para calcular R_G , considérese que para $T_{\text{MAX}} = 400^{\circ}\text{C}$, $I_O = 20\text{mA}$ y la fórmula es:

$$I_O = 4\text{mA} + V_{\text{IN}} \left(\frac{40}{R_G} \right) \quad (3.17)$$

$$V_{\text{IN}} = (\text{RTD}_{400^{\circ}\text{C}}) \times 0.8 \text{ mA} - (100\Omega \times 0.8\text{mA}) \quad (3.18)$$

$$V_{\text{IN}} = (247.059) \times 0.8\text{mA} - (100\Omega \times 0.8\text{mA}) \quad (3.19)$$

$$V_{\text{IN}} = 147.059 \times 0.8\text{mA} = 117.64 \text{ mV} \quad (3.20)$$

Sustituyendo en (3.17)

$$20\text{mA} = 4\text{mA} + (117.64\text{mV}) \left(\frac{40}{R_G} \right) \quad (3.21)$$

$$16\text{mA} = 117.64 \times \frac{40}{R_G} \quad (3.22)$$

$$R_G = \frac{117.64\text{mV} \times 40}{16\text{mA}} = 294.1\Omega \quad (3.23)$$

Como se comentaba con anterioridad, el valor de R_Z se selecciona para que sea igual a la resistencia de la RTD a la temperatura mínima a medir. R_Z debe ajustarse a este valor, para que la salida de corriente sea de 4 mA a la mínima temperatura medida; en este caso ya que el valor mínimo de temperatura es de 0° C y con la RTD utilizada, Pt100, se define lo siguiente.

$$R_Z = 100\Omega \quad (3.24)$$

R_{CM} proporciona un voltaje adicional por la caída en la alimentación en las entradas del Amplificador de Instrumentación dentro de su rango de entrada de modo común. La resistencia R_{CM} (1 k Ω) debe estar en paralelo con un capacitor de 0.01 μF para minimizar el ruido de modo común. La resistencia R_G define la ganancia del amplificador de instrumentación de acuerdo al rango deseado de medición de temperatura. R_{LIN1} proporciona una corrección de linealización de 2do-orden para la RTD, típicamente logrando una mejora de 40:1 en la linealidad.

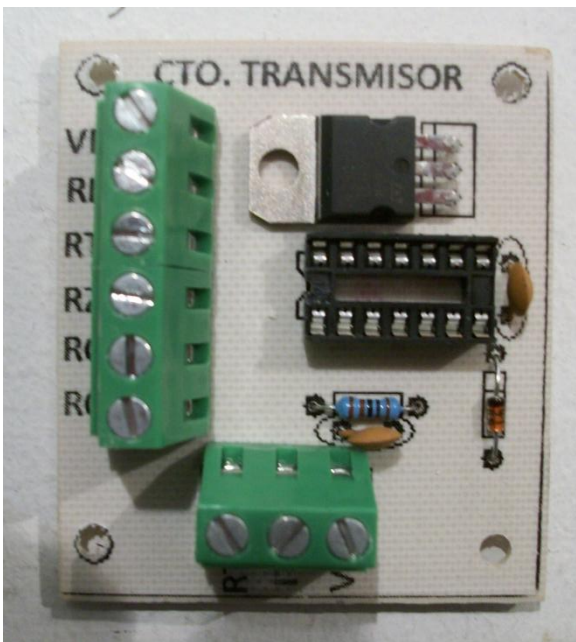


Fig. 3.13 Circuito Impreso del transmisor.

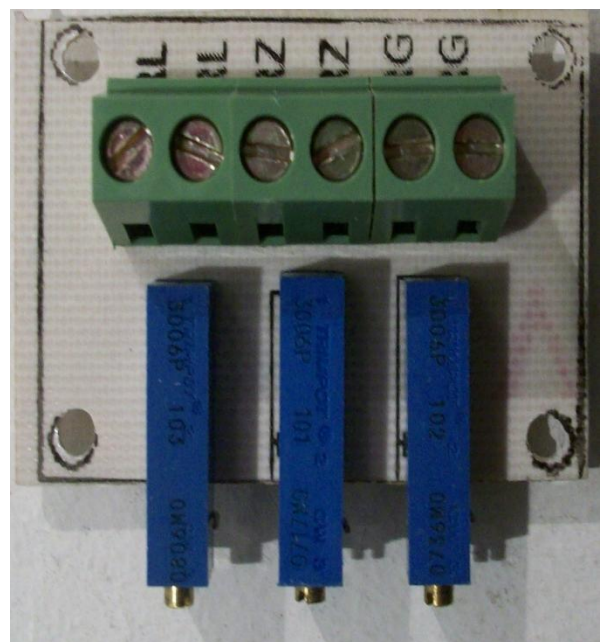


Fig 3.14 Tarjeta con R_{LIN} , R_Z y R_G .

En la figura 3.13 se puede apreciar el circuito impreso del transmisor con sus interfaces de conexión; mientras que en la figura 3.14 como se puede observar y para fines prácticos se decidió colocar a las resistencias (potenciómetros) R_{LIN} , R_Z y R_G en una tarjeta por separado; para que pudieran manipularse sus valores de manera externa, una vez que se introdujeran en su respectiva caja, para su presentación final, como puede observarse en las figuras 3.15 y 3.16. Se han provisto puentes externos los cuales al estar conectados permiten que los potenciómetros R_{LIN} , R_Z y R_G estén en operación normal; sin embargo para su calibración o incluso si se desea modificar el rango de temperatura a medir, los valores de estos 3 potenciómetros deberán calcularse y posteriormente ajustarse físicamente; para lo cual primero deberá de ser retirada la interconexión con el circuito receptor y posteriormente extrayendo el puente correspondiente y tomando la lectura de su valor entre las terminales [A y B]. Una vez hecho el ajuste de su valor de resistencia, deberá reponerse el puente y podrá utilizarse otra vez el circuito transmisor. En la tabla 3.3 aparecen los puentes que deben establecerse tanto para la operación normal como para realizar los reajustes que sean necesarios.

Tabla 3.3 Puentes en operación y de reajuste para R_{LIN} , R_Z y R_G .

Potenciómetro	Operación (puente entre terminales)		Re-ajuste de valor óhmico (toma de lectura entre terminales)	
	R_{LIN}	RLINB	C-RLINB	RLINA
R_Z	RZA	C-RZA	RZA	RZB
R_G	RGA	C-RGA	RGA	RGB

Estos puentes, también pueden visualizarse en la figuras 3.15 y 3.16.

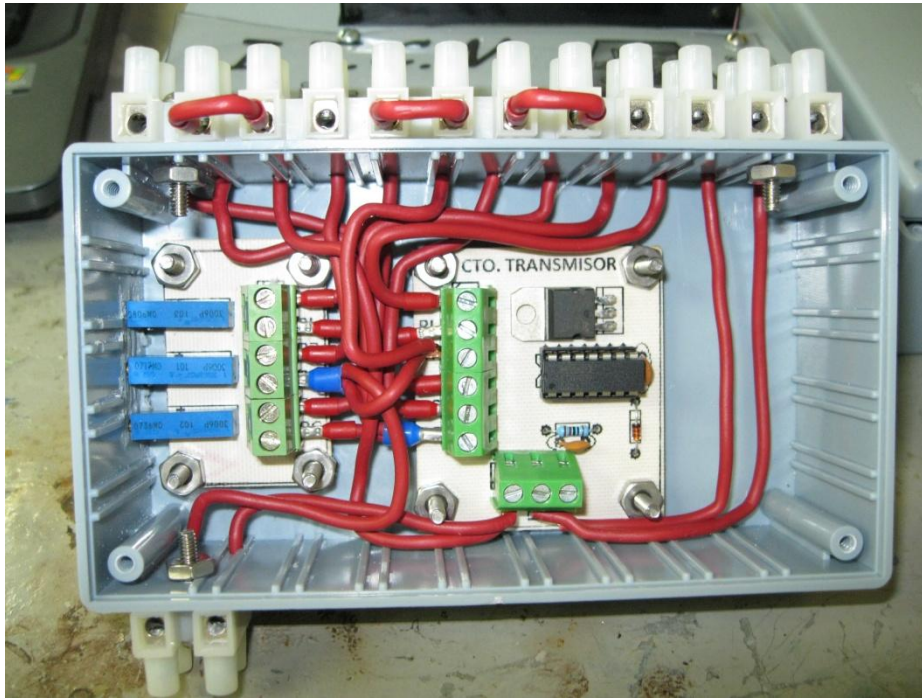


Fig 3.15 Interior del compartimento del transmisor.

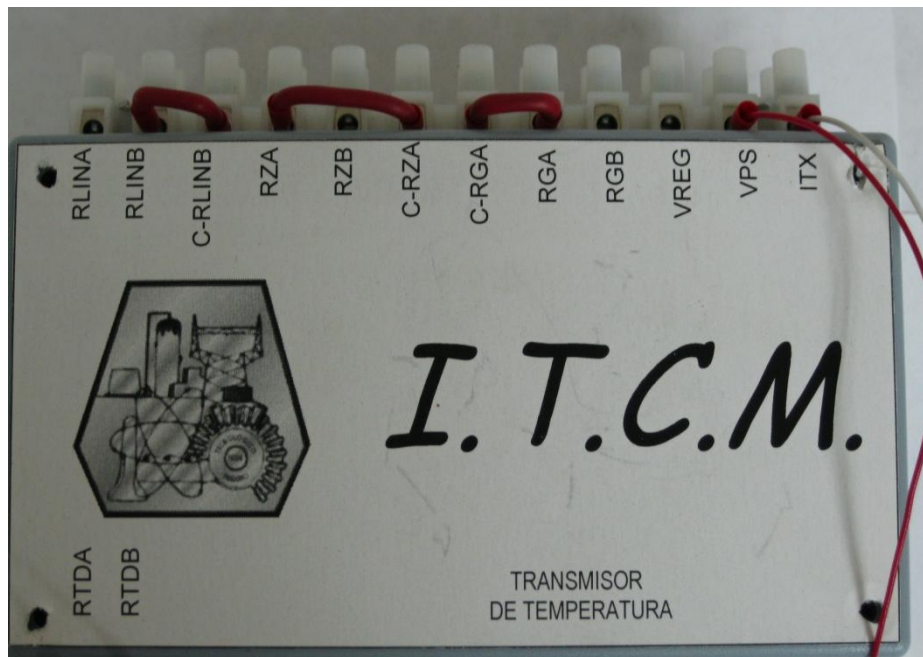


Fig 3.16 Presentación final del transmisor.

3.1.5 ETAPA I/V.

En esta etapa, se recibe la señal de la RTD, después de haberla convertido a corriente y transmitido a distancia; y además se convierte a voltaje, en un rango de 0 a 5 volts, tal como es el estándar en la industria. Este voltaje es la salida del prototipo, la cual puede ser visualizada por el usuario, en un display LCD.

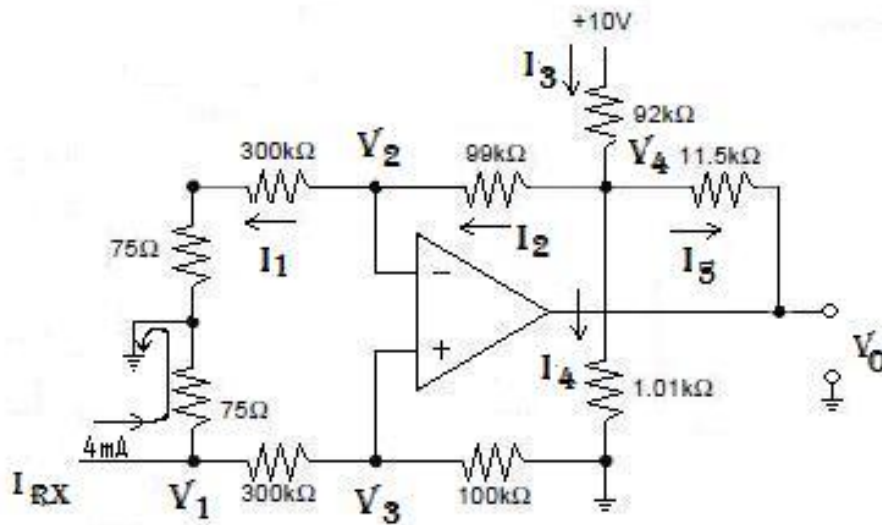


Fig 3.17 Diagrama eléctrico del receptor.

El circuito mostrado en la figura 3.17 es un receptor de lazo de corriente de precisión diseñado para convertir señales de entrada de 4-20 mA en señales de salida de 0-5 volts. El circuito consiste de un amplificador operacional, una red de resistencias de precisión y un voltaje de referencia de precisión de 10V.

Considérese el circuito receptor de la figura 3.17, para realizar un análisis matemático que demuestre que cuando ingresa una corriente I_{RX} de 4 mA, se tendrá una salida de 0 volts; mientras que con una corriente I_{RX} 20 mA, habrá un voltaje V_0 de 5 volts:

A) Para $I_{RX} = 4 \text{ mA}$

$$V_1 = (4 \text{ mA})(75 \Omega) = 0.3 \text{ V} \quad (3.25)$$

Entonces por el divisor de voltaje:

$$V_3 = V_1 \times \frac{100}{300 + 100} = 0.3 \times \frac{100}{400} = 0.075 \text{ V} \quad (3.26)$$

El voltaje V_3 debe ser igual al voltaje V_2

Entonces

$$V_2 = 0.075 \text{ V} \quad (3.27)$$

Por la ley de Ohm:

$$I_1 = \frac{0.075 \text{ V}}{300.075 \text{ k}\Omega} = 0.24993 \text{ }\mu\text{A} \quad (3.28)$$

Por el axioma 2

$$I_2 = I_1 = 0.24993 \text{ }\mu\text{A} \quad (3.29)$$

Entonces:

$$V_4 = V_2 + (99 \text{ k}\Omega)(I_2) = 0.075 \text{ V} + (99 \text{ k}\Omega)(0.24993 \text{ }\mu\text{A}) \quad (3.30)$$

$$V_4 = 0.0997438 \text{ V} \quad (3.31)$$

Entonces:

$$I_3 = \frac{10 - 0.0997438}{92 \times 10^3} = 0.10761 \text{ mA} \quad (3.32)$$

Ahora:

$$I_4 = \frac{V_4}{1.01 \text{ k}\Omega} = \frac{0.0997438}{1.01 \times 10^3} = 0.098756 \text{ mA} \quad (3.33)$$

Haciendo suma de corrientes en el nodo 4, tenemos que:

$$I_5 = I_3 - I_2 - I_4 = 0.10761 \text{ mA} - 0.00024993 \text{ mA} - 0.098756 \text{ mA} \quad (3.34)$$

$$I_5 = 0.008604 \text{ mA} \quad (3.35)$$

Por lo tanto:

$$V_S = V_4 - (11.5 \text{ k}\Omega)(I_5) \quad (3.36)$$

$$V_S = 0.0997438 - (11.5 \times 10^3)(0.008604 \times 10^{-3}) \quad (3.37)$$

$$V_S = 0.0997438 - 0.098946 \quad (3.38)$$

$$V_S = 0.0007978 \text{ V} = 0.79 \text{ }\mu\text{V} \quad (3.39)$$

$$V_S \approx 0 \text{ V} \quad (3.40)$$

B) Para $I_{RX} = 20 \text{ mA}$

$$V_1 = (20 \text{ mA})(75\Omega) = 1.5 \text{ V} \quad (3.41)$$

Entonces por el divisor de voltaje:

$$V_3 = V_1 \times \frac{100}{300 + 100} = 1.5 \times \frac{100}{400} = 0.375 \text{ V} \quad (3.42)$$

El voltaje V_3 debe ser igual al voltaje V_2

$$\text{Entonces} \quad V_2 = 0.375 \text{ V} \quad (3.43)$$

Por la ley de Ohm:

$$I_1 = \frac{0.375 \text{ V}}{300.075 \text{ k}\Omega} = 1.24968 \mu\text{A} \quad (3.44)$$

Por el axioma 2:

$$I_2 = I_1 = 1.24968 \mu\text{A} \quad (3.45)$$

Entonces:

$$V_4 = V_2 + (99\text{k}\Omega)(I_2) = 0.375 \text{ V} + (99 \text{ k}\Omega)(1.24968 \mu\text{A}) \quad (3.46)$$

$$V_4 = 0.49871832 \text{ V} \quad (3.47)$$

Entonces:

$$I_3 = \frac{10 - 0.49871832}{92 \times 10^3} = 0.103274 \text{ mA} \quad (3.48)$$

Ahora:

$$I_4 = \frac{V_4}{1.01 \text{ k}\Omega} = \frac{0.49871832}{1.01 \times 10^3} = 0.4937805 \text{ mA} \quad (3.49)$$

Haciendo suma de corrientes en el nodo 4, tenemos que:

$$I_5 = I_3 - I_2 - I_4 \quad (3.50)$$

$$I_5 = 0.103274 \text{ mA} - 0.00124968 \text{ mA} - 0.4937805 \text{ mA} \quad (3.51)$$

$$I_5 = -0.391756 \text{ mA} \quad (3.52)$$

Por lo tanto:

$$V_S = V_4 - (11.5 \text{ k}\Omega)(I_5) \quad (3.53)$$

$$V_S = 0.49871832 - (11.5 \times 10^3)(-0.391756 \times 10^{-3}) \quad (3.54)$$

$$V_S = 0.49871832 + 4.505194 \quad (3.55)$$

$$V_S = 5.00391232 \text{ V} \quad (3.56)$$

$$V_S \approx 5 \text{ V} \quad (3.57)$$

La señal de entrada de corriente debe ser conectada a la entrada no inversora del amplificador operacional a través de la resistencia de 300 kΩ si la señal de corriente es positiva y si fuese negativa, se deberá conectar a la entrada inversora, de igual manera por medio de la resistencia de 300 kΩ. Sea cual sea el caso, la señal regresa a tierra a través de la red de resistencias de entrada de 75 Ω. Esta red de 2 resistencias iguales de 75 Ω, proporciona

un máximo rechazo de señales de voltaje de modo común y una correcta conversión de corriente voltaje.



Fig 3.18 Tarjeta impresa del receptor.

En la figura 3.18 puede observarse la tarjeta impresa que se ha elaborado para la etapa receptora; mientras que en la figura 3.19 y 3.20 se muestran tanto la instalación de la tarjeta impresa dentro de su compartimento final como la presentación final de la etapa receptora.

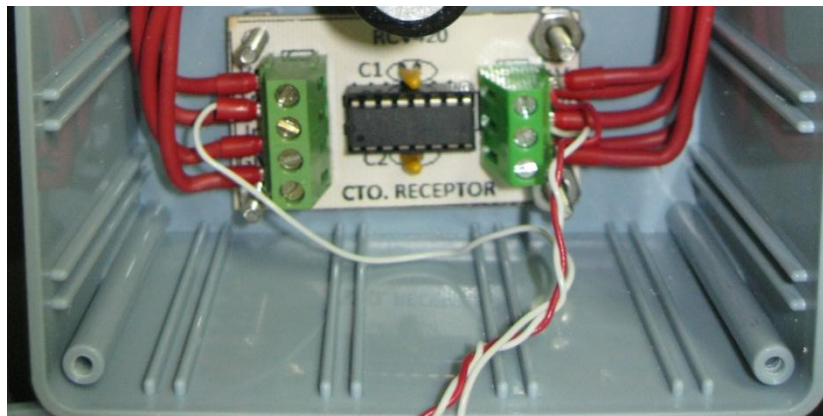


Fig 3.19 Compartimento de la Tarjeta impresa del receptor.



Fig 3.20 Presentación final del receptor.

En la figura 3.20 aparecen las terminales de interconexión con la etapa transmisora, tales como las que se identifican en la tabla 3.4.

Tabla 3.4 Terminales de interconexión del receptor.

<i>Terminal Receptor.</i>	<i>Conexión a:</i>
<i>IRX</i>	<i>ITX Transmisor</i>
<i>VPS</i>	<i>VPS del Transmisor</i>
<i>V0</i>	<i>Voltaje de salida del receptor para visualización</i>
<i>+12 VCD</i>	<i>Visualización o alimentación a circuitos externos</i>
<i>GND</i>	
<i>-12 VCD</i>	
<i>120 VCA</i>	<i>Línea CFE</i>
<i>120 VCA</i>	

Como puede observarse en la figura 3.20, se ha dotado a la etapa receptora de una pantalla LCD, en la figura 3.21 se ilustra la arquitectura de esta pantalla, la cual muestra su salida de 0 a 5 volt de manera digital. Esta lectura también puede tomarse como referencia en la terminal denominada V0 del receptor e inclusive esta señal podría utilizarse para algún circuito externo, que pudiera diseñarse posteriormente.

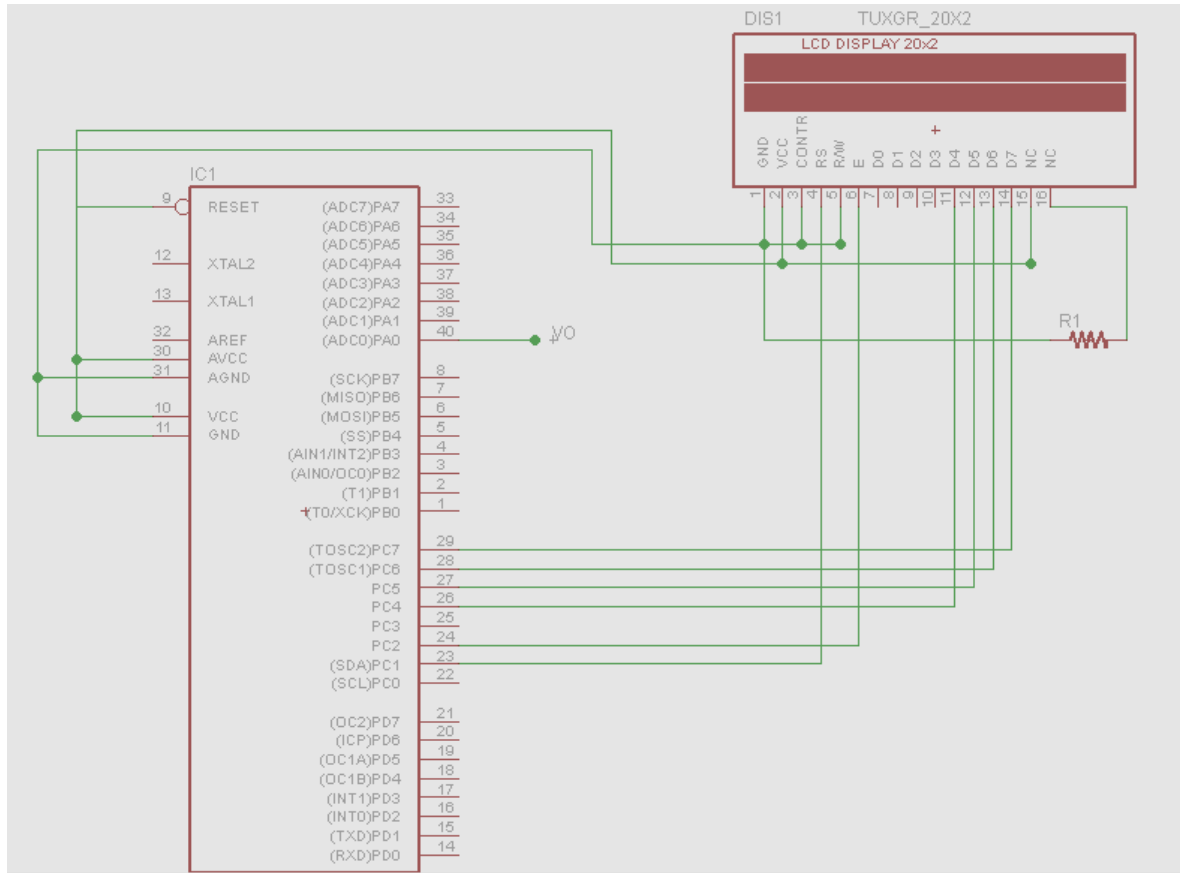


Fig 3.21 Arquitectura de la pantalla LCD.

3.1.6 FUENTE DE ALIMENTACIÓN.

Se diseñó y fabricó una fuente de energía, con sus etapas típicas, tales como reducción de voltaje y aislamiento eléctrico, mediante un transformador reductor con una relación de transformación de 120/24 con derivación central; una etapa de rectificación de onda completa utilizando un puente de diodos, una etapa de filtrado que consiste en capacitores electrolíticos de 2,200 μF a 50 voltios y finalmente la utilización de reguladores de voltaje LM7812 y LM7912 para definir la fuente simétrica de ± 12 volts.

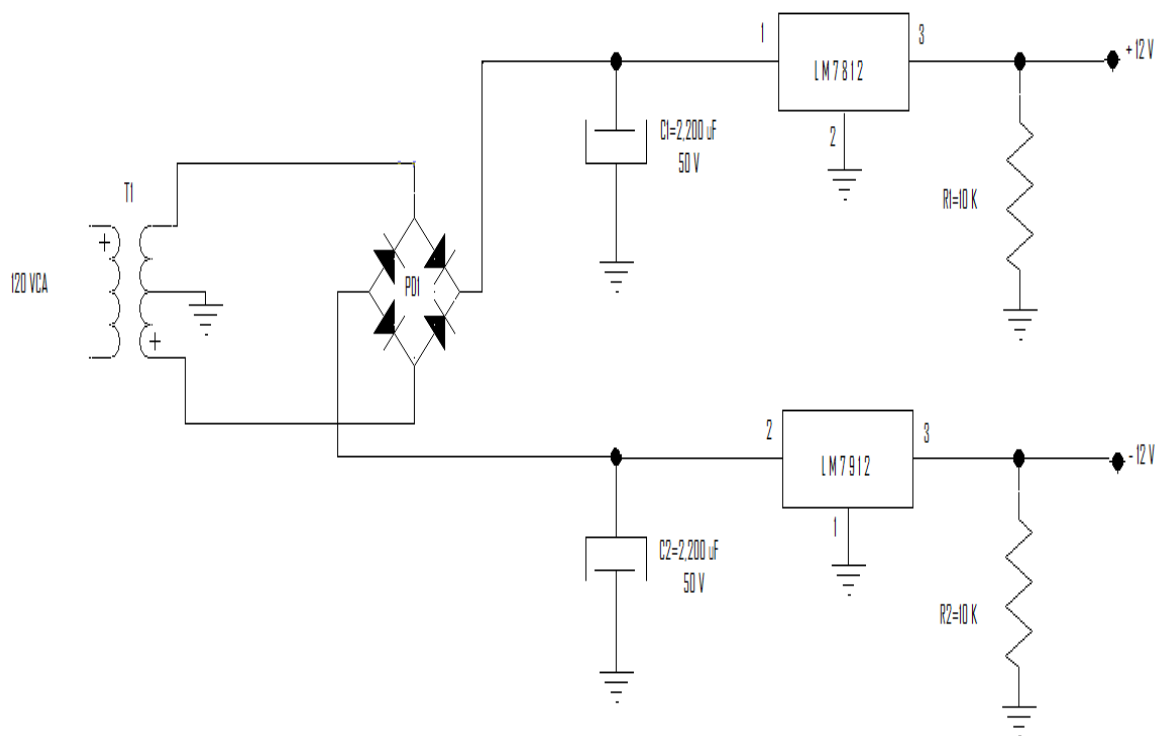


Fig 3.22 Diagrama eléctrico de la fuente de alimentación.



Fig 3.23 Tarjeta impresa de la fuente de alimentación.



Fig 3.24 Interior del compartimento de la fuente de alimentación.

Capítulo

4

Resultados

Este capítulo muestra una serie de resultados obtenidos; tanto en la tablilla de experimentos como en el prototipo final, presentado al inicio de este capítulo.

4.1 PROTOTIPO FINAL.

La integración de todas las etapas desarrolladas en el capítulo 3, da origen al prototipo final; el cual se muestra completamente en la figura 4.1.

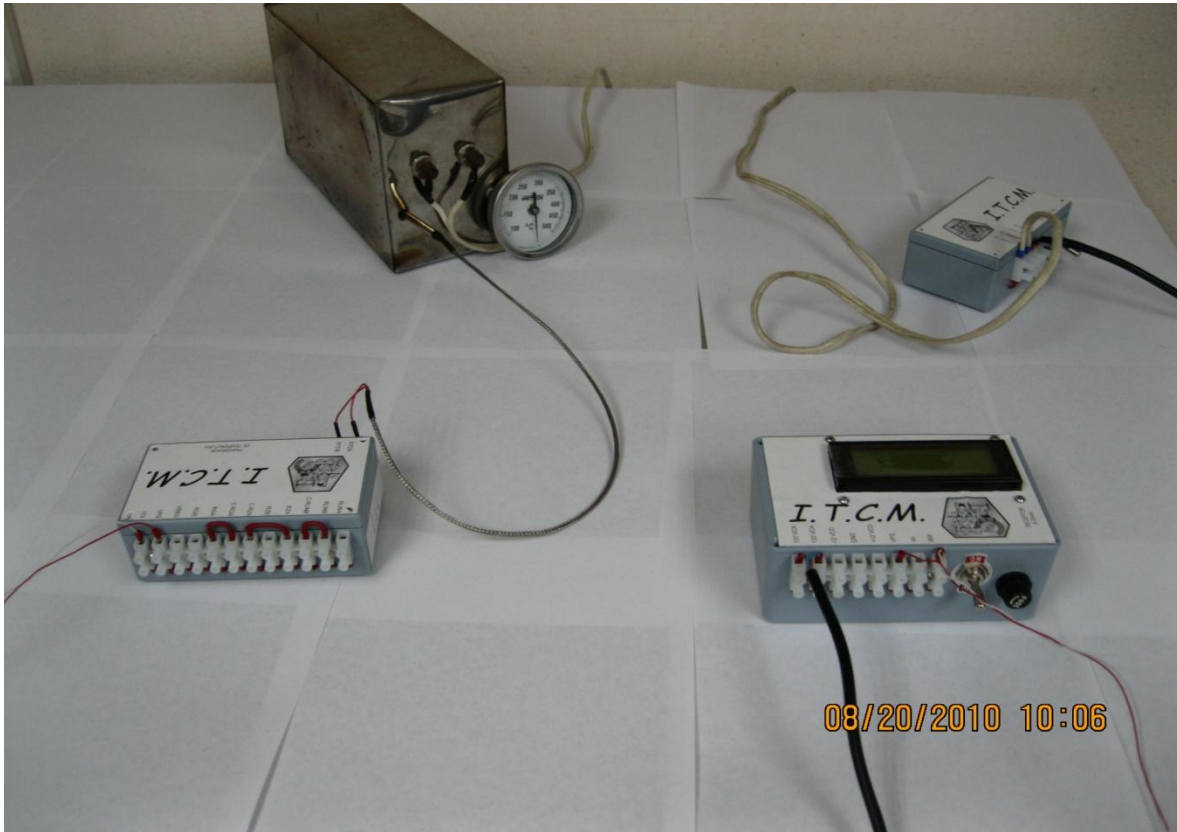


Figura 4.1. Integración del prototipo.

En la figura 4.1 se puede observar la integración de todas las etapas descritas a lo largo de este documento; así como las interconexiones entre ellas. Las cuales ya se han descrito en el desarrollo del proyecto, en el capítulo 3 y que de manera modular se pueden listar de la siguiente manera.

- 1.- Horno eléctrico.
- 2.- Módulo de control de temperatura del horno.
- 3.-Módulo R/I.
- 4.- Módulo I/V.

En las figuras 4.2, 4.3 y 4.4 aparecen los accesorios de interconexión proporcionados para la integración de todas las etapas del prototipo.

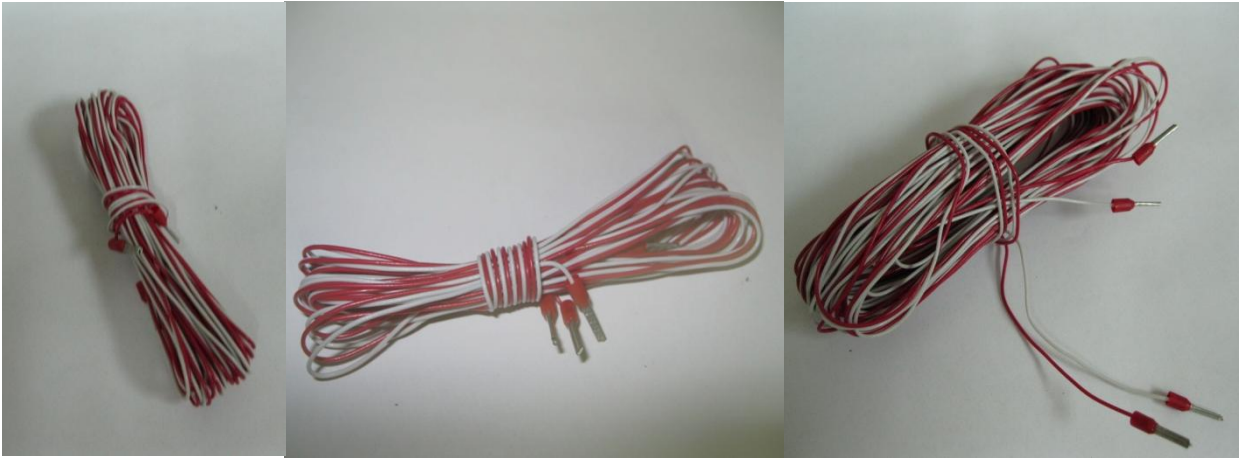


Figura 4.2 Cables para transmisión de corriente de 3, 5 y 10 metros respectivamente.



Figura 4.3 Cables de Alimentación para el control del horno y para el receptor..



Figura 4.4 Cable de conexión del horno al circuito transmisor.

4.2 COMPORTAMIENTO DEL HORNO.

En la tabla 4.1 aparecen los datos de la experimentación con el horno, en función del calentamiento resultante en el interior de este, con respecto al tiempo, y tomando como referencia el valor entregado por la RTD [7] y la temperatura correspondiente. Esta prueba fue realizada el 20 de agosto de 2010, en el interior de laboratorio de electrónica a una temperatura ambiente de 27°C y con el potenciómetro del circuito de control en L.A. de temperatura del horno ajustado a un 75%. El inicio de esta prueba se realizó a las 16:22 hrs.

Tabla 4.1 Datos del calentamiento del horno.

Tiempo (min)	Valor RTD (Ω)	Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)		Tiempo (min)	Valor RTD (Ω)	Temperatura ($^{\circ}\text{C}$)
0	110.5	27		17	219.4	321
1	110.7	27.5		18	225.7	339
2	112.1	31		19	232.0	357
3	115.6	40		20	237.7	373
4	120.9	54		21	243.2	389
5	126.8	60.5		22	248.3	403
6	133.7	87.5		23	253.1	418
7	140.9	106		24	257.5	430
8	149.3	128		25	261.6	442
9	158.3	153		26	265.4	454
10	166.5	173		27	269.1	465
11	174.9	197		28	272.3	474
12	183.1	220		29	275.5	484
13	190.9	241		30	278.1	492
14	198.3	262		31	280.9	500
15	205.7	282		32	282.8	506
16	212.9	302				

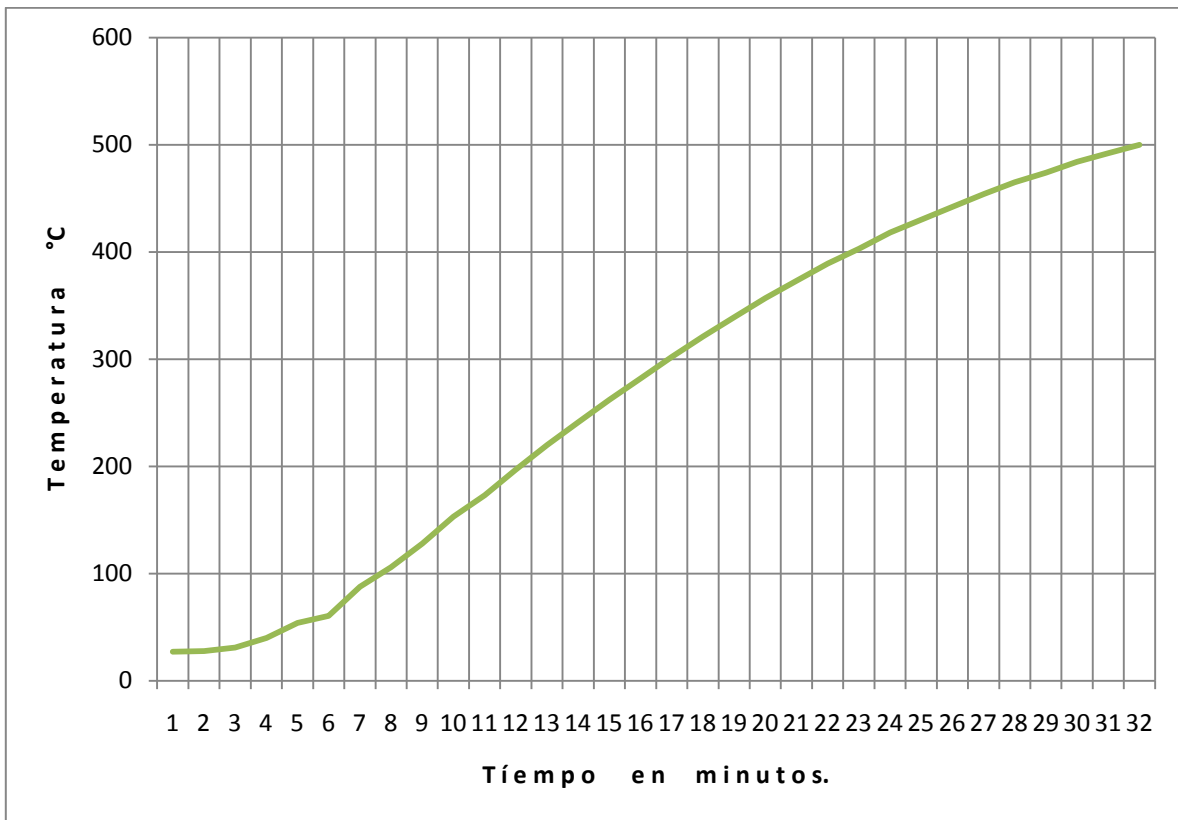


Figura 4.5 Comportamiento gráfico del calentamiento del horno.

4.3 CÁLCULO DE LOS PARÁMETROS R_G , R_Z Y R_{LIN} .

A manera de resumen, se proporcionan, las fórmulas para calcular los parámetros de las resistencias R_G , R_Z Y R_{LIN} y algunos conjuntos de valores para ciertos rangos de temperatura de interés; aunque no se describen los valores de estos parámetros para cualquier rango de temperatura; siempre es posible realizar el cálculo, mediante las ecuaciones [4.1] , [4.2] y [4.3].

$$R_Z = RTD_{(TMIN)} \quad (4.1)$$

$$R_{LIN} = \frac{500(RTD_{(TMAX)} - RTD_{(TMED)})}{2xRTD_{(TMED)} - RTD_{(TMAX)} - RTD_{(TMIN)}} \quad (4.2)$$

$$R_G = 2x(RTD_{TMAX} - RTD_{TMIN}) \quad (4.3)$$

Tabla 4.2 Valores de R_G , R_Z Y R_{LIN} para algunos rangos de temperatura.

T_{MIN} (°C)	T_{MAX} (°C)	R_Z (Ω)	R_{LIN} (K Ω)	R_G (Ω)
0	400	100	7.695	294.1
0	200	100	16.099	151.72
40	400	115.54	8.52	263.1
40	200	115.54	20.128	120.64

4.4 EFECTO DE LA RESISTENCIA DE LINEALIZACIÓN.

En la tabla 4.3 aparecen los datos de corriente obtenidos a la salida del transmisor y de voltaje obtenidos a la salida del receptor con y sin la utilización de la resistencia de linealización R_{LIN} , cuyo valor de cálculo resultó ser de 7.695 K Ω , para el rango de temperatura base del prototipo, que es de 0 a 400 grados celsius. La razón de incremento en la temperatura fue de 40° C. Esta prueba se realizó, sustituyendo a la RTD con un potenciómetro, el cual se fue variando para obtener los valores óhmicos referidos en la tabla para la RTD Pt100, para los valores de temperatura experimentados; tal como se puede observar en el anexo A.4.

Tabla 4.3 Datos con y sin la resistencia de linealización.

Temperatura	Valor RTD	Valor Pot	Corriente			Voltaje		
			C/ R_{LIN}	S/ R_{LIN}	Calculado	C/ R_{LIN}	S/ R_{LIN}	Calculado
0	100	100.2	4.02	4.02	4	0.01	0.01	0
40	115.54	115.4	5.13	5.1	5.6	0.35	0.34	0.5
80	130.94	131	6.75	6.6	7.2	0.86	0.81	1
120	146.07	145.6	8.37	8.1	8.8	1.36	1.29	1.5
160	161.05	160.9	10.02	9.6	10.4	1.88	1.75	2
200	175.86	175	11.57	11.04	12	2.37	2.2	2.5
240	190.47	190.4	13.3	12.56	13.6	2.9	2.68	3
280	204.9	204.5	14.92	14.02	15.2	3.41	3.13	3.5
320	219.15	219.1	16.62	15.51	16.8	3.95	3.6	4
360	233.21	233.3	18.26	16.97	18.4	4.46	4.05	4.5
400	247.09	246.2	19.93	18.25	20	4.98	4.45	5

En la figura 4.6 se puede observar la interpretación gráfica del comportamiento en la corriente de salida de los datos contenidos en la tabla 4.3; la línea punteada grafica los datos utilizando la resistencia RLIN, la línea segmentada ilustra

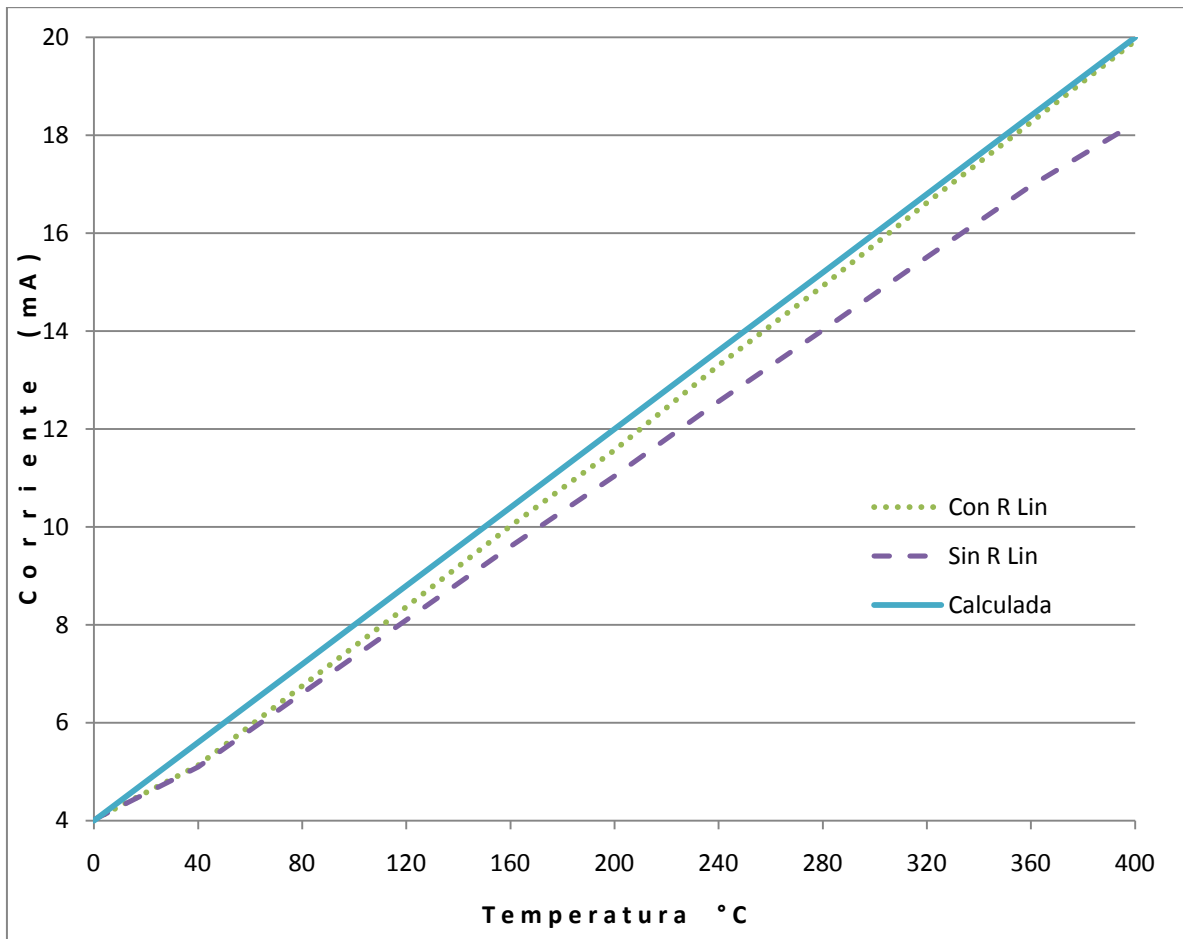


Figura 4.6 Gráfica de Linealización del circuito transmisor.

Capítulo

5

Conclusiones y Recomendaciones

Este capítulo muestra las conclusiones del proyecto en función de los objetivos planteados así como un análisis de los resultados mostrados en el capítulo 4. Por otra parte se plantean algunas recomendaciones que pueden ser importantes para futuros desarrollos en base a este prototipo.

5.1 CONCLUSIONES DE LOS OBJETIVOS ESPECÍFICOS.

- (i) Se implementó un pequeño horno, en donde en base a las experimentaciones realizadas, se logró superar los 500° sin continuar mas allá de este valor; ya que según el comportamiento dinámico de la temperatura en el horno por medio de la figura 4.5; se aproxima a un estado estable y máximo, que dé continuar con el calentamiento es probable que la resistencia calefactora pudiese sufrir algún daño físico [8]; mientras que por otra parte la RTD utilizada, está especificada para máximo 600°C. Por estos 2 motivos se concluyó en manejar una temperatura máxima de 450°C
- (ii) Se diseñó e implementó un circuito de control en lazo abierto para manipular la temperatura generada en el interior del horno. En base a la tabla 4.1, se concluye que con el potenciómetro de control ajustado a un 75% de su valor, a partir de la temperatura ambiente (27°C); el horno alcanzó los 500°C en un tiempo de 31 minutos.
- (iii) Se diseñó e implementó un circuito transmisor por corriente para transportar la señal a distancia hacia el circuito receptor en un rango de 4 a 20 mA. Se encontró en el mercado un circuito integrado XTR105; el cual cumplió con todos los requerimientos necesarios para comparar los voltajes generados por la variación de la resistencia de la RTD contra una resistencia de referencia (R_Z), para posteriormente introducir esta diferencia a un amplificador de instrumentación y finalmente dar como resultado una corriente de salida de 4 a 20 mA.
- (iv) Se diseñó e implementó un circuito receptor para recibir la señal enviada por el transmisor en corriente en un rango de 4 a 20 mA, convertirla a voltaje y visualizarla en un rango de 0 a 5 volts. Para esto, fundamentalmente se utilizó el circuito integrado RCV420; el cual por medio de un amplificador operacional, una fuente de voltaje de referencia de +10V y una red de resistencias de precisión proporciona un máximo rechazo de señales de voltaje de modo común y una correcta conversión de corriente voltaje.

5.2. CONCLUSIÓN DEL OBJETIVO GENERAL.

Se diseñó y construyó un prototipo didáctico que emula la medición de temperaturas de 0° hasta 500° Celsius, generando una señal de corriente de 4 a 20 mA y transmitir las a distancia para efectos de este prototipo a varios metros de distancia; sin que esto implique que no pueda ser transmitida a una mayor distancia. Y finalmente convertir esta señal de corriente a voltaje en un rango de 0 a 5 volts. Además de esto, la visualización se hace en una pantalla LCD y se tiene la característica didáctica de poder modificar los valores de los parámetros R_Z , R_{LIN} y R_G para ajustar el rango de temperatura a medir; lo cual se hace, primero desenergizando el circuito transmisor, seguido de retirar los puentes externos y modificando los valores de estos parámetros.

5.3. CONCLUSIÓN DEL COMPORTAMIENTO DINÁMICO DEL HORNO [9].

Con referencia a la tabla 4.1 donde aparecen los resultados del comportamiento dinámico de la temperatura con respecto al tiempo del horno utilizado; tomando en consideración la gráfica resultante en la figura 4.5 la cual se asemeja a una planta de primer orden y aplicando el método de identificación para obtener los parámetros propios de primer orden, como se ilustra en la figura 5.1, se concluye que la función de transferencia del horno es:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{500e^{-3.8s}}{20.7s + 1} \quad (5.1)$$

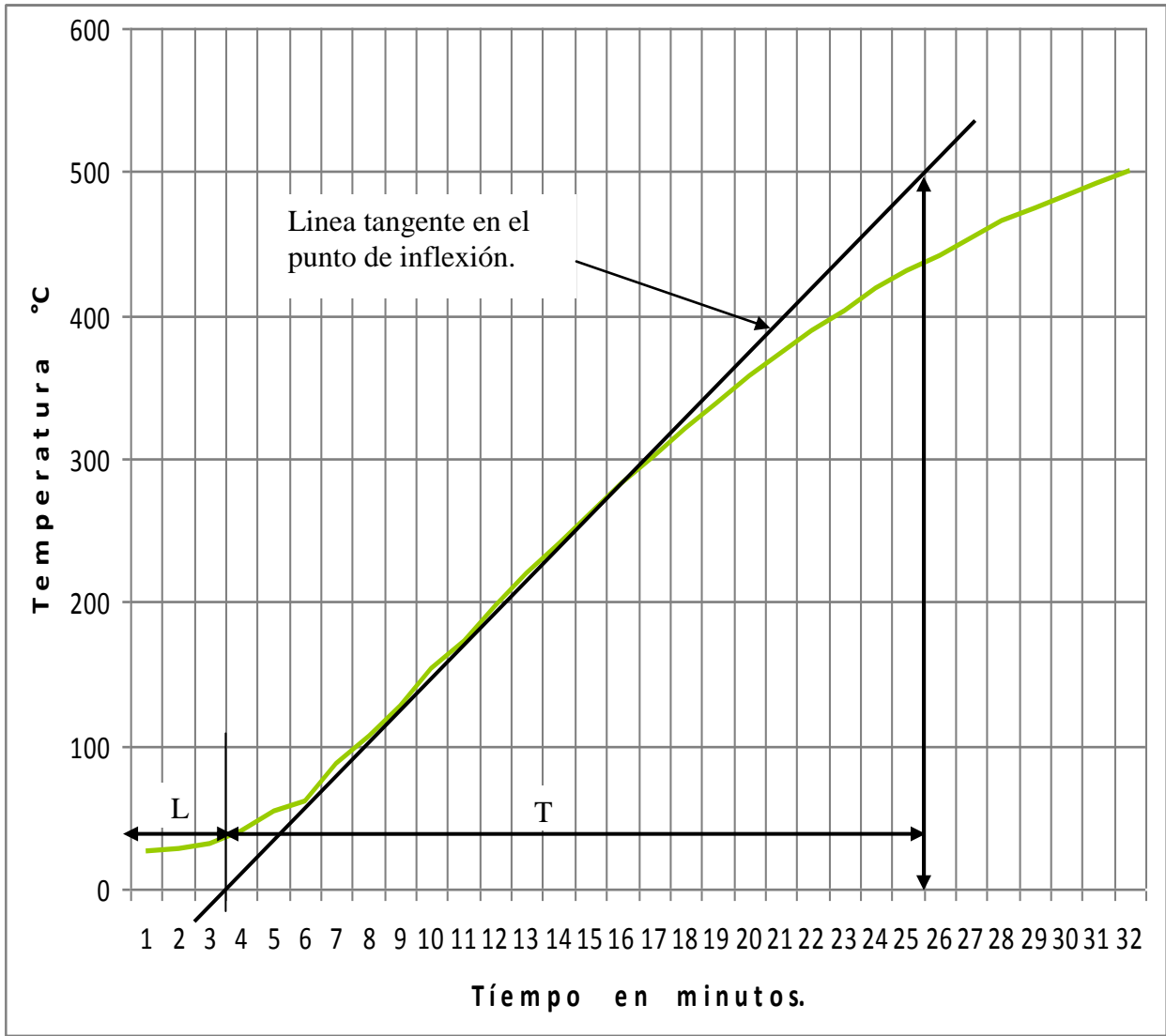


Figura 5.1 Análisis del método de la tangente para la identificación de la FT del horno.

5.4 EFECTO DE LA RESISTENCIA DE LINEALIZACIÓN.

De acuerdo a la tabla 4.3 y a la figura 4.6; en donde aparecen los datos de la experimentación del prototipo con y sin la utilización de la resistencia de linealización R_{LIN} , se puede observar que cuando no se utiliza la resistencia R_{LIN} la salida del transmisor (corriente) presenta mayor variación en comparación de cuando si se utiliza. Esta comparación es con referencia en el cálculo teórico de la respuesta lineal de la corriente de salida en el transmisor.

5.5 RECOMENDACIONES.

En esta sección se proporcionan algunas recomendaciones para mejorar el prototipo o realizar algunos futuros proyectos en base a este.

5.5.1. DISEÑO DE TARJETA DE POTENCIÓMETROS.

Diseñar una tarjeta que contenga una serie de potenciómetros de diferentes valores óhmicos; de tal manera que, desde el transmisor se puedan interconectar a esta tarjeta y de este modo expandir el rango de temperaturas medibles.

5.5.2. CÁLCULO AUTOMÁTICO R_Z , R_G Y R_{LIN} .

En el receptor se encuentra el circuito que toma la señal de corriente a voltaje y la despliega en la pantalla LCD; también se ha dejado preparado para en un futuro agregar un teclado. Por lo cual se recomienda que pueda tenerse la opción de introducir el rango de temperatura deseado y que de manera automática aparecieran en pantalla los valores requeridos para R_Z , R_G y R_{LIN} , para su ajuste manual de manera posterior.

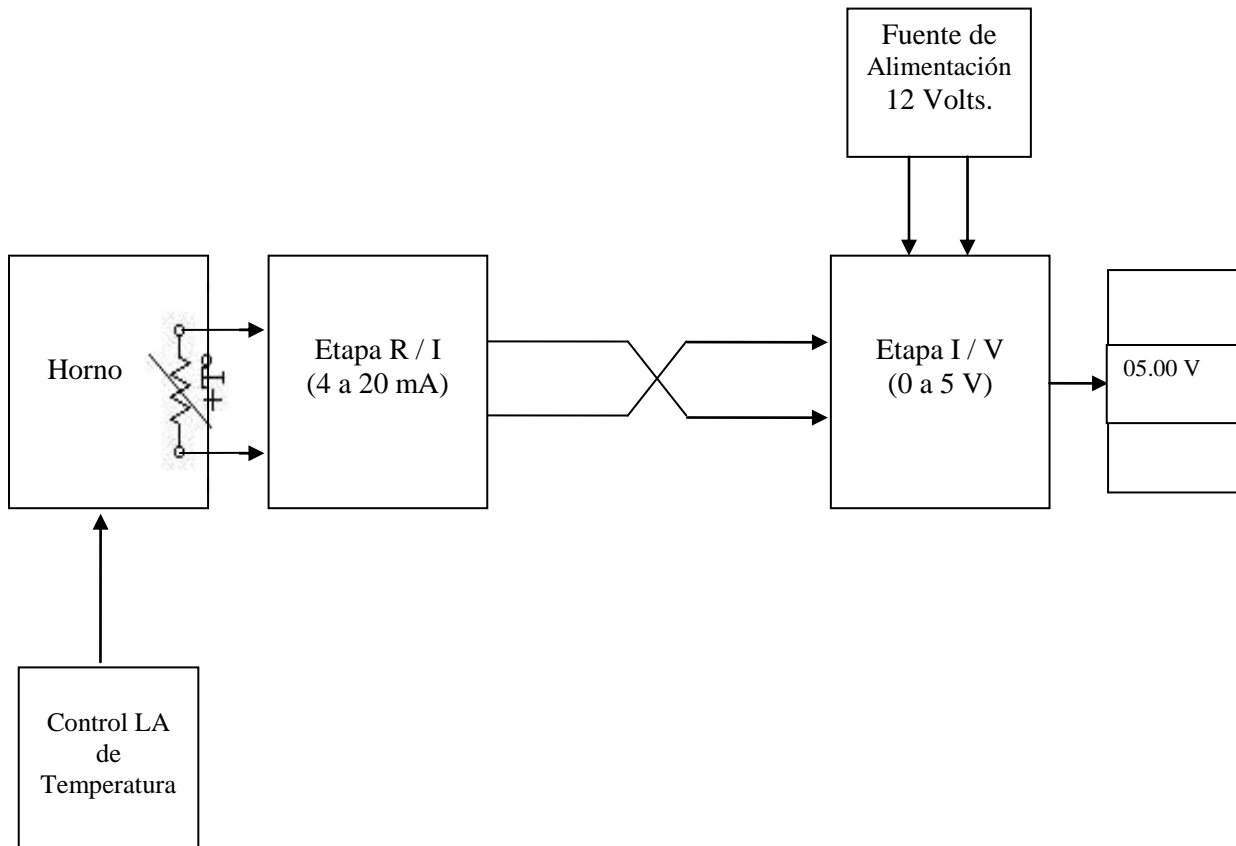
Anexos A.

Anexo

A.1.

Diagrama a bloques propuesto.

A.1 Diagrama a bloques propuesto.



Anexo A.2.
Hoja de datos CI-XTR105



SBOS061B – FEBRUARY 1997 – REVISED AUGUST 2004

4-20mA CURRENT TRANSMITTER with Sensor Excitation and Linearization

FEATURES

- LOW UNADJUSTED ERROR
- TWO PRECISION CURRENT SOURCES: 800 μ A each
- LINEARIZATION
- 2- OR 3-WIRE RTD OPERATION
- LOW OFFSET DRIFT: 0.4 μ V/ $^{\circ}$ C
- LOW OUTPUT CURRENT NOISE: 30nA_{pp}
- HIGH PSR: 110dB minimum
- HIGH CMR: 86dB minimum
- WIDE SUPPLY RANGE: 7.5V to 36V
- DIP-14 AND SO-14 PACKAGES

DESCRIPTION

The XTR105 is a monolithic 4-20mA, 2-wire current transmitter with two precision current sources. It provides complete current excitation for platinum RTD temperature sensors and bridges, instrumentation amplifiers, and current output circuitry on a single integrated circuit.

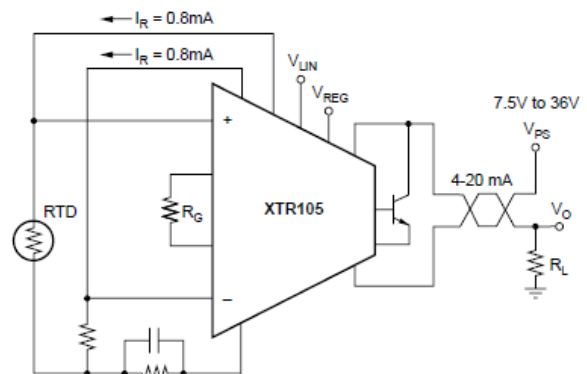
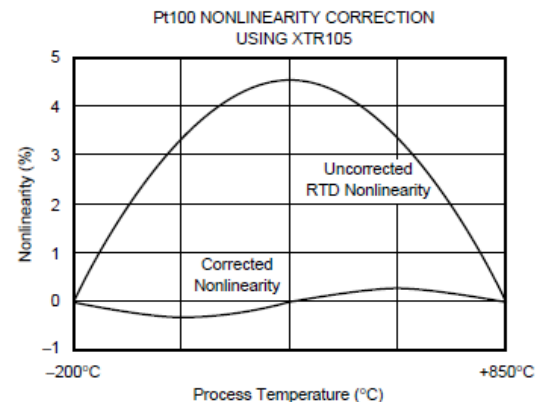
Versatile linearization circuitry provides a 2nd-order correction to the RTD, typically achieving a 40:1 improvement in linearity.

Instrumentation amplifier gain can be configured for a wide range of temperature or pressure measurements. Total unadjusted error of the complete current transmitter is low enough to permit use without adjustment in many applications. This includes zero output current drift, span drift, and nonlinearity. The XTR105 operates on loop power-supply voltages down to 7.5V.

The XTR105 is available in DIP-14 and SO-14 surface-mount packages and is specified for the -40° C to $+85^{\circ}$ C industrial temperature range.

APPLICATIONS

- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL
- FACTORY AUTOMATION
- SCADA REMOTE DATA ACQUISITION
- REMOTE TEMPERATURE AND PRESSURE TRANSDUCERS



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

All trademarks are the property of their respective owners.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Power Supply, V+ (referenced to the I _O pin)	40V
Input Voltage, V _{IN+} , V _{IN-} (referenced to the I _O pin)	0V to V+
Storage Temperature Range	-55°C to +125°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Output Current Limit	Continuous
Junction Temperature	+165°C

NOTE: (1) Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. Exposure to absolute maximum conditions for extended periods may affect device reliability.



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Texas Instruments recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

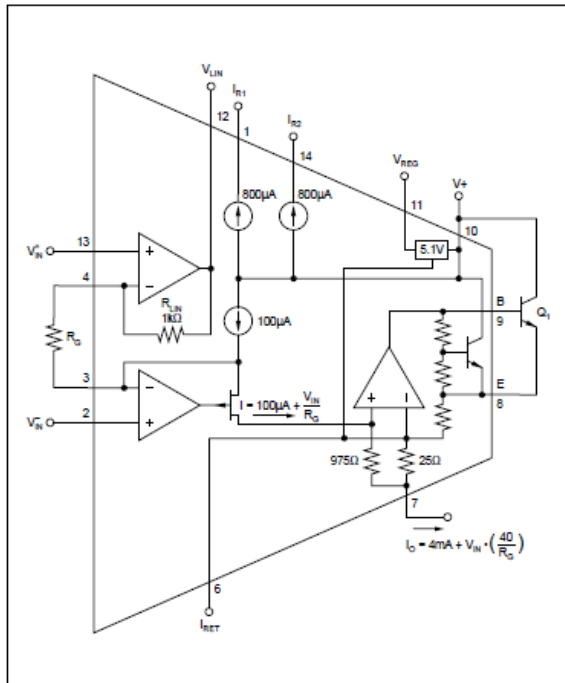
ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

PACKAGE/ORDERING INFORMATION⁽¹⁾

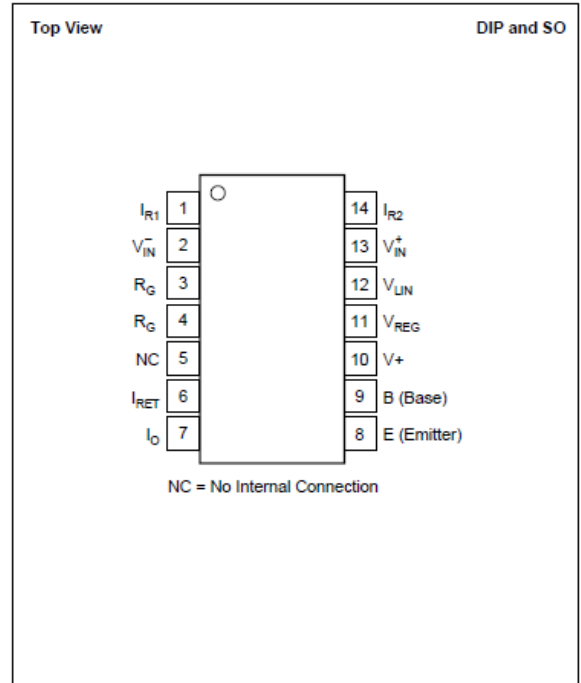
PRODUCT	PACKAGE-LEAD	PACKAGE DESIGNATOR	SPECIFIED TEMPERATURE RANGE	PACKAGE MARKING	ORDERING NUMBER	TRANSPORT MEDIA, QUANTITY
XTR105	DIP-14	N	-40°C to +85°C	XTR105PA	XTR105PA	Rails, 25
"	"	"	"	XTR105P	XTR105P	Rails, 25
XTR105	SO-14 Surface-Mount	D	-40°C to +85°C	XTR105UA	XTR105UA	Rails, 58
"	"	"	"	XTR105UA	XTR105UA/2K5	Tape and Reel, 2500
XTR105	SO-14 Surface-Mount	D	-40°C to +85°C	XTR105U	XTR105U	Rails, 58
"	"	"	"	XTR105U	XTR105U/2K5	Tape and Reel, 2500

NOTE: (1) For the most current package and ordering information, see the Package Option Addendum located at the end of this data sheet.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PIN CONFIGURATION



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_+ = 24\text{V}$, and TIP29C external transistor, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	XTR105P, U			XTR105PA, UA			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
OUTPUT Output Current Equation Output Current, Specified Range Over-Scale Limit Under-Scale Limit	$I_{\text{REG}} = 0\text{V}$	$I_O = V_{\text{IN}} \cdot (40/R_G) + 4\text{mA}$, V_{IN} in Volts, R_G in Ω						A
		4	20	20	*	*	*	mA
		24	27	30	*	*	*	mA
		1.8	2.2	2.6	*	*	*	mA
ZERO OUTPUT ⁽¹⁾ Initial Error vs Temperature vs Supply Voltage, V_+ vs Common-Mode Voltage vs V_{REG} Output Current Noise, 0.1Hz to 10Hz	$V_{\text{IN}} = 0\text{V}$, $R_G = \infty$ $V_+ = 7.5\text{V to }36\text{V}$ $V_{\text{CM}} = 1.25\text{V to }3.5\text{V}^{(2)}$		4 ±5 ±0.07 0.04 0.02 0.3 0.03	±25 ±0.5 0.2		*	* ±50 ±0.9 *	mA μA $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{A}/\text{V}$ $\mu\text{A}/\text{V}$ $\mu\text{A}/\text{mA}$ μA_{pp}
SPAN Span Equation (transconductance) Initial Error ⁽³⁾ vs Temperature ⁽³⁾ Nonlinearity, Ideal Input ⁽⁴⁾	Full-Scale ($V_{\text{IN}} = 50\text{mV}$) Full-Scale ($V_{\text{IN}} = 50\text{mV}$)		$S = 40/R_G$ ±0.05 ±3 0.003	±0.2 ±25 0.01		*	* ±0.4 * *	A/V % ppm/ $^\circ\text{C}$ %
INPUT ⁽⁵⁾ Offset Voltage vs Temperature vs Supply Voltage, V_+ vs Common-Mode Voltage, RTI (CMRR) Common-Mode Input Range ⁽²⁾ Input Bias Current vs Temperature Input Offset Current vs Temperature Impedance, Differential Common-Mode Noise, 0.1Hz to 10Hz	$V_{\text{CM}} = 2\text{V}$ $V_+ = 7.5\text{V to }36\text{V}$ $V_{\text{CM}} = 1.25\text{V to }3.5\text{V}^{(2)}$	1.25	±50 ±0.4 ±0.3 ±10	±100 ±1.5 ±3 ±50	*	*	±250 ±3 * ±100	μV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V}/\text{V}$ $\mu\text{V}/\text{V}$ V nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$ nA $\text{pA}/^\circ\text{C}$ $\text{G}\Omega \parallel \text{pF}$ $\text{G}\Omega \parallel \text{pF}$ μV_{pp}
CURRENT SOURCES Current Accuracy vs Temperature vs Power Supply, V_+ Matching vs Temperature vs Power Supply, V_+ Compliance Voltage, Positive Negative ⁽²⁾ Output Impedance Noise, 0.1Hz to 10Hz	$V_O = 2\text{V}^{(6)}$ $V_+ = 7.5\text{V to }36\text{V}$ $V_+ = 7.5\text{V to }36\text{V}$		800 ±0.05 ±15 ±10 ±0.02 ±3 1	±0.2 ±35 ±25 ±0.1 ±15 10		*	* ±0.4 ±75 * ±0.2 ±30 *	μA % ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/V % ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/V V V M Ω μA_{pp}
$V_{\text{REG}}^{(2)}$ Accuracy vs Temperature vs Supply Voltage, V_+ Output Current Output Impedance			5.1 ±0.02 ±0.2 1 ±1 75	±0.1		*	* * * * * *	V V mV/ $^\circ\text{C}$ mV/V mA Ω
LINEARIZATION R_{LIN} (internal) Accuracy vs Temperature			1 ±0.2 ±25	±0.5 ±100		*	* ±1 *	k Ω % ppm/ $^\circ\text{C}$
POWER SUPPLY Specified Voltage Range		+7.5	+24	+36	*	*	*	V V
TEMPERATURE RANGE Specification, T_{MIN} to T_{MAX} Operating Storage Thermal Resistance, θ_{JA} DIP-14 SO-14 Surface-Mount		-40 -55 -55		+85 +125 +125	*	*	* * *	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$ $^\circ\text{C}/\text{W}$

* Specification same as XTR105P and XTR105U.

NOTES: (1) Describes accuracy of the 4mA low-scale offset current. Does not include input amplifier effects. Can be trimmed to zero.

(2) Voltage measured with respect to I_{RET} pin.

(3) Does not include initial error or TCR of gain-setting resistor, R_G .

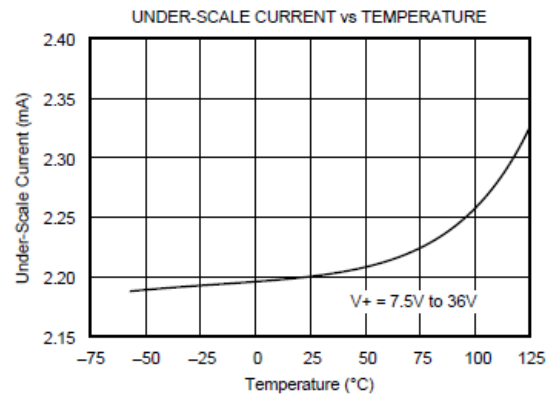
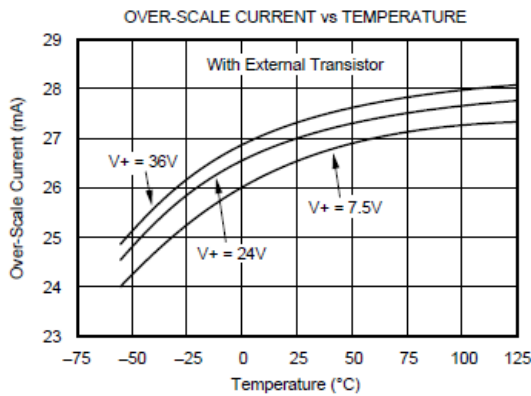
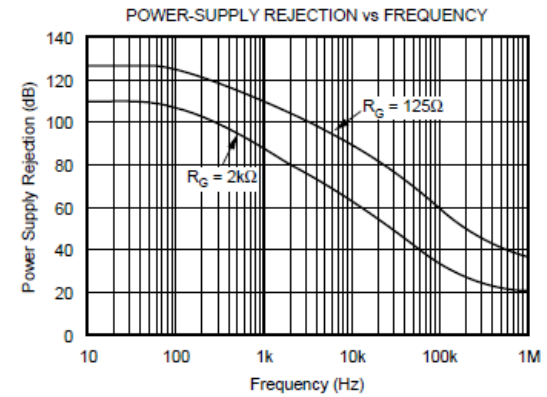
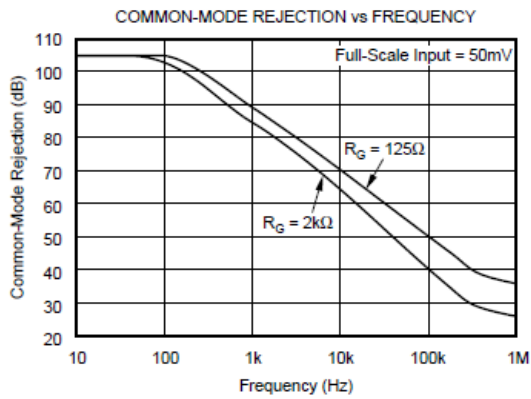
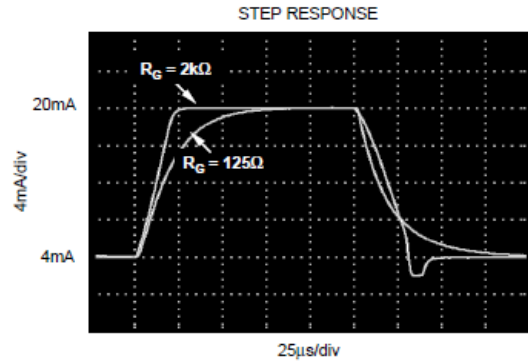
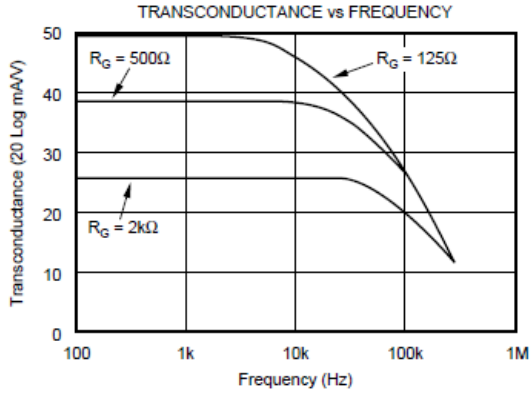
(4) Increasing the full-scale input range improves nonlinearity.

(5) Does not include Zero Output initial error.

(6) Current source output voltage with respect to I_{RET} pin.

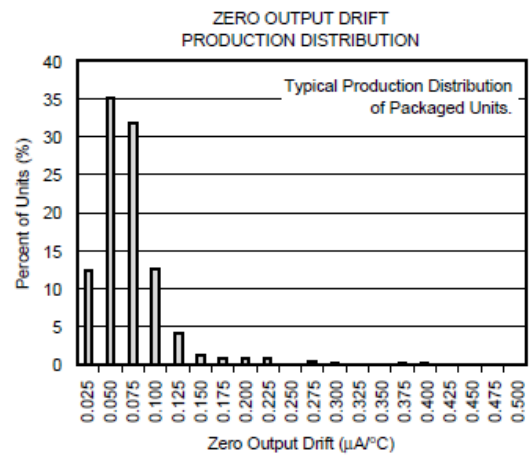
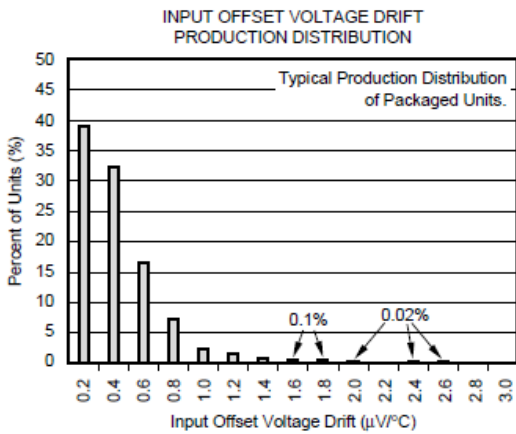
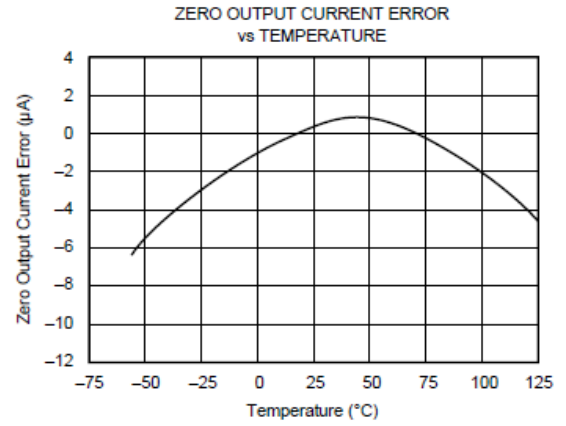
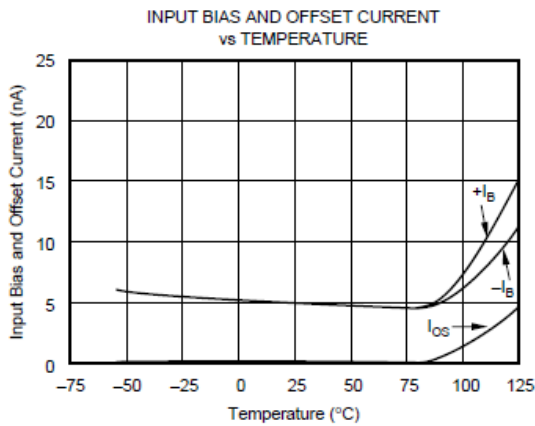
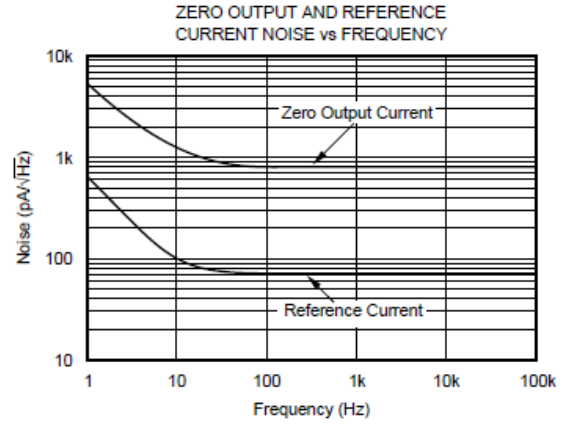
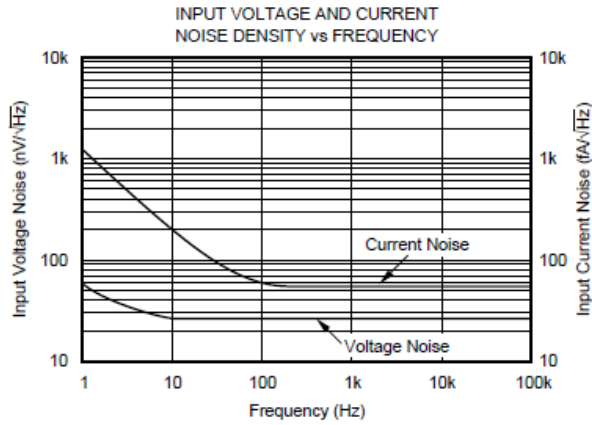
TYPICAL CHARACTERISTICS

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_+ = 24\text{V}$, unless otherwise noted.



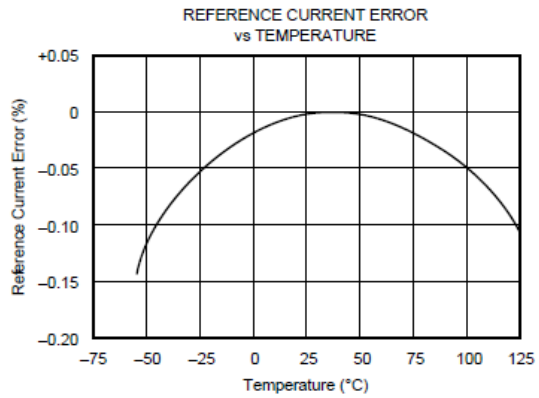
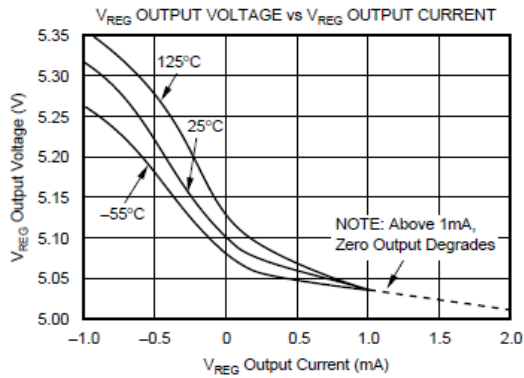
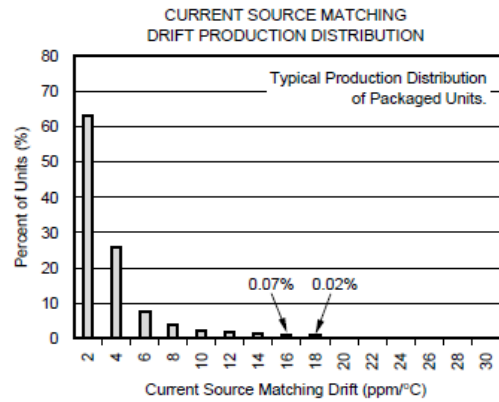
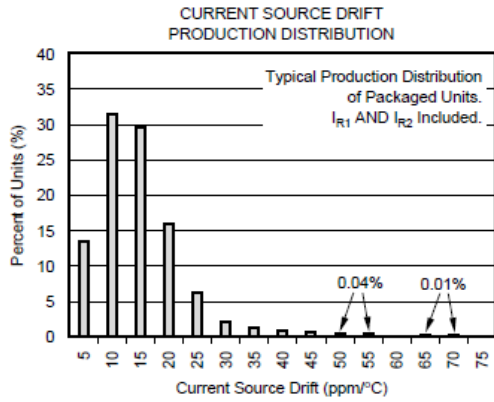
TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_+ = 24\text{V}$, unless otherwise noted.



TYPICAL CHARACTERISTICS (Cont.)

At $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $V_+ = 24\text{V}$, unless otherwise noted.



Anexo A.3.
Hoja de datos CI-RCV420



RCV420

Precision 4mA to 20mA CURRENT LOOP RECEIVER

FEATURES

- COMPLETE 4-20mA TO 0-5V CONVERSION
- INTERNAL SENSE RESISTORS
- PRECISION 10V REFERENCE
- BUILT-IN LEVEL-SHIFTING
- $\pm 40V$ COMMON-MODE INPUT RANGE
- 0.1% OVERALL CONVERSION ACCURACY
- HIGH NOISE IMMUNITY: 86dB CMR

APPLICATIONS

- PROCESS CONTROL
- INDUSTRIAL CONTROL
- FACTORY AUTOMATION
- DATA ACQUISITION
- SCADA
- RTUs
- ESD
- MACHINE MONITORING

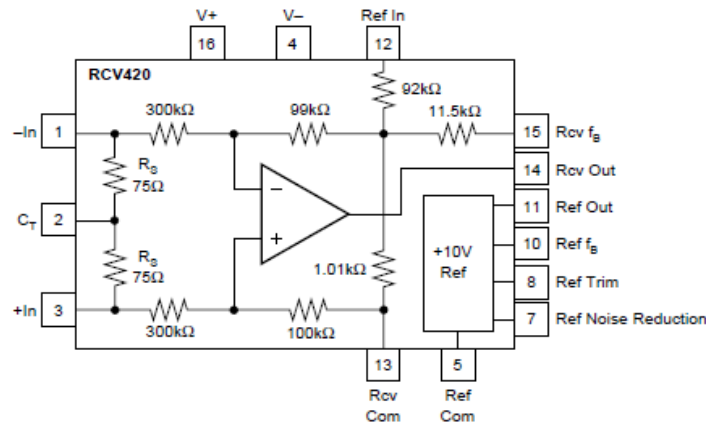
DESCRIPTION

The RCV420 is a precision current-loop receiver designed to convert a 4–20mA input signal into a 0–5V output signal. As a monolithic circuit, it offers high reliability at low cost. The circuit consists of a premium grade operational amplifier, an on-chip precision resistor network, and a precision 10V reference. The RCV420 features 0.1% overall conversion accuracy, 86dB CMR, and $\pm 40V$ common-mode input range.

The circuit introduces only a 1.5V drop at full scale, which is useful in loops containing extra instrument burdens or in intrinsically safe applications where

transmitter compliance voltage is at a premium. The 10V reference provides a precise 10V output with a typical drift of 5ppm/ $^{\circ}C$.

The RCV420 is completely self-contained and offers a highly versatile function. No adjustments are needed for gain, offset, or CMR. This provides three important advantages over discrete, board-level designs: 1) lower initial design cost, 2) lower manufacturing cost, and 3) easy, cost-effective field repair of a precision circuit.



SPECIFICATIONS

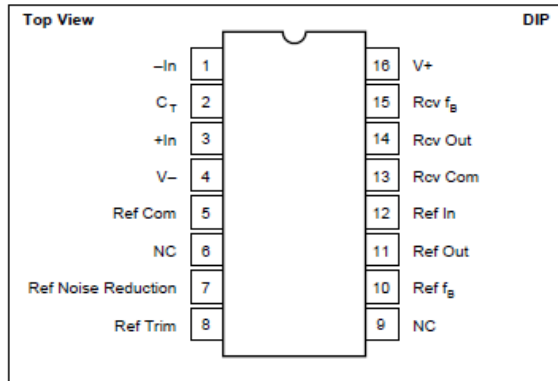
ELECTRICAL

At T = +25°C and V_O = ±15V, unless otherwise noted.

CHARACTERISTICS	RCV420KP, JP			UNITS
	MIN	TYP	MAX	
GAIN				
Initial		0.3125		V/mA
Error		0.05	0.15	% of span
Error—JP Grade			0.25	% of span
vs Temp		15		ppm/°C
Nonlinearity ⁽¹⁾		0.0002	0.002	% of span
OUTPUT				
Rated Voltage (I _O = +10mA, -5mA)	10	12		V
Rated Current (E _O = 10V)	+10, -5			mA
Impedance (Differential)		0.01		Ω
Current Limit (To Common)		+49, -13		mA
Capacitive Load (Stable Operation)		1000		pF
INPUT				
Sense Resistance	74.25	75	75.75	Ω
Input Impedance (Common-Mode)		200		kΩ
Common-Mode Voltage			±40	V
CMR ⁽²⁾	70	80		dB
vs Temp (DC) (T _A = T _{MIN} to T _{MAX})		76		dB
AC 60Hz		80		dB
OFFSET VOLTAGE (RTO)⁽³⁾				
Initial			1	mV
vs Temp		10		μV/°C
vs Supply (±11.4V to ±18V)	74	90		dB
vs Time		200		μV/mo
ZERO ERROR⁽⁴⁾				
Initial		0.025	0.075	% of span
Initial—JP Grade			0.15	% of span
vs Temp		10		ppm of span/°C
OUTPUT NOISE VOLTAGE				
f _B = 0.1Hz to 10Hz		50		μVp-p
f _O = 10kHz		800		nV/√Hz
DYNAMIC RESPONSE				
Gain Bandwidth		150		kHz
Full Power Bandwidth		30		kHz
Slew Rate		1.5		V/μs
Settling Time (0.01%)		10		μs
VOLTAGE REFERENCE				
Initial	9.99		10.01	V
Trim Range ⁽⁵⁾		±4		%
vs Temp		5		ppm/°C
vs Supply (±11.4V to ±18V)		0.0002		%/V
vs Output Current (I _O = 0 to +10mA)		0.0002		%/mA
vs Time		15		ppm/kHz
Noise (0.1Hz to 10Hz)		5		μVp-p
Output Current	+10, -2			mA
POWER SUPPLY				
Rated		±15		V
Voltage Range ⁽⁶⁾	-5, +11.4		±18	V
Quiescent Current (V _O = 0V)		3	4	mA
TEMPERATURE RANGE				
Specification	0		+70	°C
Operation	-25		+85	°C
Storage	-40		+85	°C
Thermal Resistance, θ _{JA}		80		°C/W

NOTES: (1) Nonlinearity is the max peak deviation from best fit straight line. (2) With 0 source impedance on Rcv Com pin. (3) Referred to output with all inputs grounded including Ref In. (4) With 4mA input signal and Voltage Reference connected (includes V_{OD}, Gain Error, and Voltage Reference Errors). (5) External trim slightly affects drift. (6) I_O Ref = 5mA, I_O Rcv = 2mA.

PIN CONFIGURATION



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply	±22V
Input Current, Continuous	40mA
Input Current Momentary, 0.1s	250mA, 1% Duty Cycle
Common-Mode Input Voltage, Continuous	±40V
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C
Output Short Circuit to Common (Rcv and Ref)	Continuous

NOTE: (1) Stresses above these ratings may cause permanent damage.

PACKAGE INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾
RCV420KP	16-Pin Plastic DIP	180
RCV420JP	16-Pin Plastic DIP	180

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

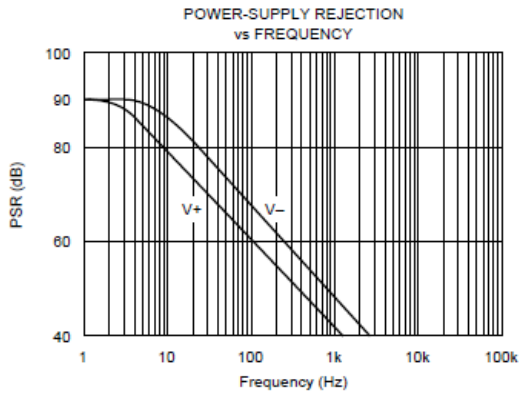
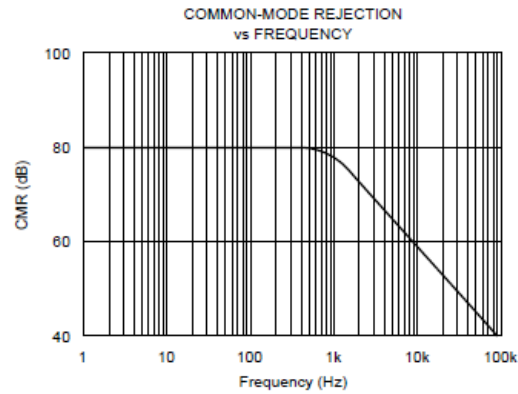
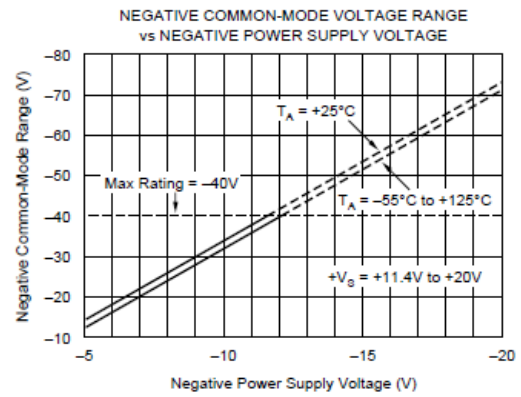
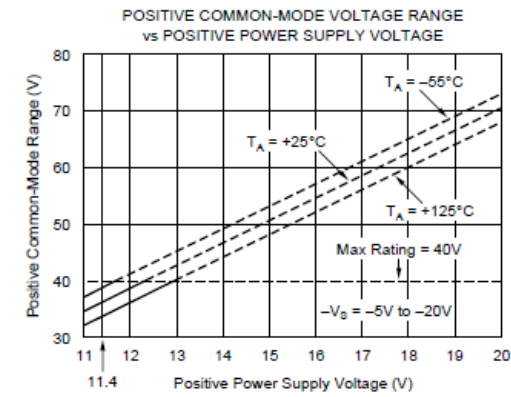
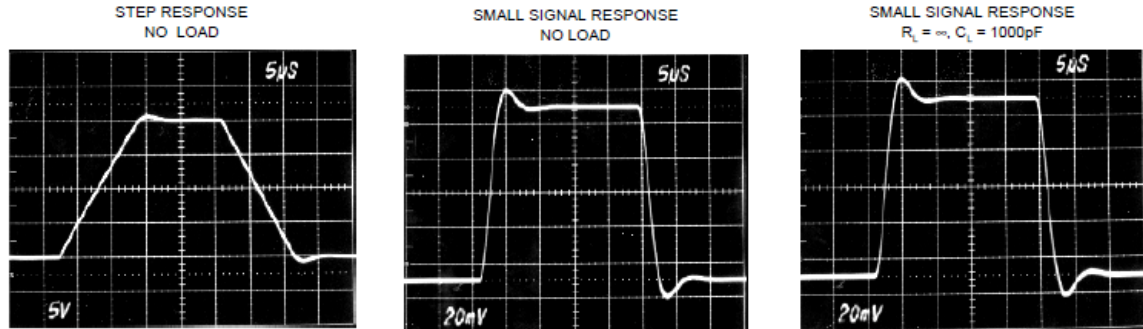
ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PERFORMANCE GRADE	PACKAGE
RCV420KP	0°C to +70°C	16-Pin Plastic DIP
RCV420JP	0°C to +70°C	16-Pin Plastic DIP

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_B = \pm 15\text{V}$, unless otherwise noted.



THEORY OF OPERATION

Refer to the figure on the first page. For 0 to 5V output with 4–20mA input, the required transimpedance of the circuit is:

$$V_{OUT}/I_{IN} = 5V/16mA = 0.3125V/mA.$$

To achieve the desired output (0V for 4mA and 5V for 20mA), the output of the amplifier must be offset by an amount:

$$V_{OS} = -(4mA)(0.3125V/mA) = -1.25V.$$

The input current signal is connected to either +In or –In, depending on the polarity of the signal, and returned to ground through the center tap, C_T . The balanced input—two matched 75Ω sense resistors, R_S —provides maximum rejection of common-mode voltage signals on C_T and true differential current-to-voltage conversion. The sense resistors convert the input current signal into a proportional voltage, which is amplified by the differential amplifier. The voltage gain of the amplifier is:

$$A_D = 5V/(16mA)(75\Omega) = 4.1667V/V.$$

The tee network in the feedback path of the amplifier provides a summing junction used to generate the required –1.25V offset voltage. The input resistor network provides high-input impedance and attenuates common-mode input voltages to levels suitable for the operational amplifier's common-mode signal capabilities.

BASIC POWER SUPPLY AND SIGNAL CONNECTIONS

Figure 1 shows the proper connections for power supply and signal. Both supplies should be decoupled with $1\mu F$ tantalum capacitors as close to the amplifier as possible. To avoid gain and CMR errors introduced by the external circuit, connect grounds as indicated, being sure to minimize ground resistance. The input signal should be connected to either +In or –In, depending on its polarity, and returned to ground through the center tap, C_T . The output of the voltage reference, Ref Out, should be connected to Ref In for the

necessary level shifting. If the Ref In pin is not used for level shifting, then it must be grounded to maintain high CMR.

GAIN AND OFFSET ADJUSTMENT

Figure 2 shows the circuit for adjusting the RCV420 gain. Increasing the gain of the RCV420 is accomplished by inserting a small resistor in the feedback path of the amplifier. Increasing the gain using this technique results in CMR degradation, and therefore, gain adjustments should be kept as small as possible. For example, a 1% increase in gain is typically realized with a 125Ω resistor, which degrades CMR by about 6dB.

A decrease in gain can be achieved by placing matched resistors in parallel with the sense resistors, also shown in Figure 2. The adjusted gain is given by the following expression

$$V_{OUT}/I_{IN} = 0.3125 \times R_X / (R_X + R_S).$$

A 1% decrease in gain can be achieved with a $7.5k\Omega$ resistor. It is important to match the parallel resistance on each sense resistor to maintain high CMR. The TCR mismatch between the two external resistors will effect gain error drift and CMR drift.

There are two methods for nulling the RCV420 output offset voltage. The first method applies to applications using the internal 10V reference for level shifting. For these applica-

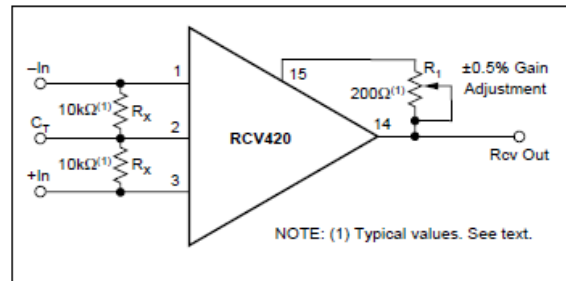


FIGURE 2. Optional Gain Adjustment.

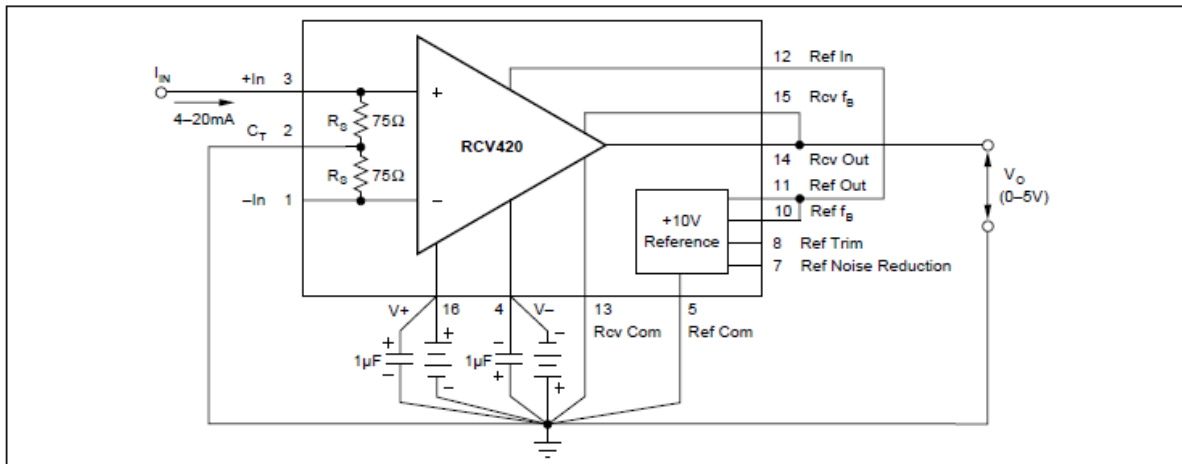


FIGURE 1. Basic Power Supply and Signal Connections.

Anexo A.4.

**Hoja de datos de tabla de
resistencia Pt-100**

PT100 Resistance Table

°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	°C
-200.00	18.52										-200.00
-190.00	22.83	22.40	21.97	21.54	21.11	20.68	20.25	19.82	19.38	18.95	-190.00
-180.00	27.10	26.67	26.24	25.82	25.39	24.97	24.54	24.11	23.68	23.25	-180.00
-170.00	31.34	30.91	30.49	30.07	29.64	29.22	28.80	28.37	27.95	27.52	-170.00
-160.00	35.54	35.12	34.70	34.28	33.86	33.44	33.02	32.60	32.18	31.76	-160.00
-150.00	39.72	39.31	38.89	38.47	38.05	37.64	37.22	36.80	36.38	35.96	-150.00
-140.00	43.88	43.48	43.08	42.63	42.22	41.80	41.39	40.97	40.56	40.14	-140.00
-130.00	48.00	47.59	47.18	46.77	46.36	45.94	45.53	45.12	44.70	44.29	-130.00
-120.00	52.11	51.70	51.29	50.88	50.47	50.06	49.65	49.24	48.83	48.42	-120.00
-110.00	56.19	55.79	55.38	54.97	54.56	54.15	53.75	53.34	52.93	52.52	-110.00
-100.00	60.26	59.85	59.44	59.04	58.63	58.23	57.82	57.41	57.01	56.60	-100.00
-90.00	64.30	63.90	63.49	63.08	62.68	62.28	61.88	61.47	61.07	60.66	-90.00
-80.00	68.33	67.92	67.52	67.12	66.72	66.31	65.91	65.51	65.11	64.70	-80.00
-70.00	72.33	71.93	71.53	71.13	70.73	70.33	69.93	69.53	69.13	68.73	-70.00
-60.00	76.33	75.93	75.53	75.13	74.73	74.33	73.93	73.53	73.13	72.73	-60.00
-50.00	80.31	79.91	79.51	79.11	78.72	78.32	77.92	77.52	77.12	76.73	-50.00
-40.00	84.27	83.87	83.48	83.08	82.69	82.29	81.89	81.50	81.10	80.70	-40.00
-30.00	88.22	87.83	87.43	87.04	86.64	86.25	85.85	85.46	85.06	84.67	-30.00
-20.00	92.16	91.77	91.37	90.98	90.59	90.19	89.80	89.40	89.01	88.62	-20.00
-10.00	96.09	95.70	95.30	94.91	94.52	94.12	93.73	93.34	92.95	92.56	-10.00
0.00	100.00	99.61	99.22	98.83	98.44	98.04	97.65	97.26	96.87	96.48	0.00
0.00	100.00	100.39	100.78	101.17	101.56	101.95	102.34	102.73	103.12	103.51	0.00
10.00	103.90	104.29	104.68	105.07	105.46	105.85	106.24	106.63	107.02	107.41	10.00
20.00	107.79	108.18	108.57	108.96	109.35	109.73	110.12	110.51	110.90	111.29	20.00
30.00	111.67	112.06	112.45	112.83	113.22	113.61	114.00	114.39	114.77	115.16	30.00
40.00	115.54	115.93	116.31	116.70	117.08	117.47	117.86	118.24	118.63	119.01	40.00
50.00	119.40	119.78	120.17	120.55	120.94	121.32	121.71	122.09	122.47	122.86	50.00
60.00	123.24	123.63	124.01	124.39	124.78	125.16	125.54	125.93	126.31	126.69	60.00
70.00	127.08	127.46	127.84	128.22	128.61	128.99	129.37	129.75	130.13	130.52	70.00
80.00	130.90	131.28	131.66	132.04	132.42	132.80	133.18	133.57	133.95	134.33	80.00
90.00	134.71	135.09	135.47	135.85	136.23	136.61	136.99	137.37	137.75	138.13	90.00
100.00	138.51	138.89	139.27	139.65	140.02	140.40	140.78	141.16	141.54	141.91	100.00
110.00	142.29	142.67	143.05	143.43	143.80	144.18	144.56	144.94	145.31	145.69	110.00
120.00	146.07	146.44	146.82	147.20	147.57	147.95	148.33	148.70	149.08	149.46	120.00
130.00	149.83	150.21	150.58	150.96	151.33	151.71	152.08	152.46	152.83	153.21	130.00
140.00	153.58	153.96	154.33	154.71	155.08	155.46	155.83	156.20	156.58	156.95	140.00
150.00	157.33	157.70	158.07	158.45	158.82	159.19	159.56	159.94	160.31	160.68	150.00
160.00	161.05	161.43	161.80	162.17	162.54	162.91	163.29	163.66	164.03	164.40	160.00
170.00	164.77	165.14	165.51	165.89	166.26	166.63	167.00	167.37	167.74	168.11	170.00
180.00	168.48	168.85	169.22	169.59	169.96	170.33	170.70	171.07	171.43	171.80	180.00
190.00	172.17	172.54	172.91	173.28	173.65	174.02	174.38	174.75	175.12	175.49	190.00
200.00	175.86	176.22	176.59	176.96	177.33	177.69	178.06	178.43	178.79	179.16	200.00
210.00	179.53	179.89	180.26	180.63	180.99	181.36	181.72	182.09	182.46	182.82	210.00
220.00	183.19	183.55	183.92	184.28	184.65	185.01	185.38	185.74	186.11	186.47	220.00
230.00	186.84	187.20	187.56	187.93	188.29	188.65	189.02	189.38	189.75	190.11	230.00
240.00	190.47	190.84	191.20	191.56	191.92	192.29	192.65	193.01	193.37	193.74	240.00
250.00	194.10	194.46	194.82	195.18	195.55	195.91	196.27	196.63	196.99	197.35	250.00
260.00	197.71	198.07	198.43	198.79	199.15	199.51	199.87	200.23	200.59	200.95	260.00
270.00	201.31	201.67	202.03	202.39	202.75	203.11	203.47	203.83	204.19	204.55	270.00
280.00	204.90	205.26	205.62	205.98	206.34	206.70	207.06	207.41	207.77	208.13	280.00
290.00	208.48	208.84	209.20	209.56	209.92	210.27	210.63	210.99	211.34	211.70	290.00
300.00	212.05	212.41	212.76	213.12	213.48	213.83	214.19	214.54	214.90	215.25	300.00
310.00	216.61	216.96	217.32	217.67	218.03	218.38	218.74	219.09	219.44	219.80	310.00
320.00	219.15	219.51	219.86	220.21	220.57	220.92	221.27	221.63	221.98	222.33	320.00

°C	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	°C
330.00	222.68	223.04	223.39	223.74	224.09	224.45	224.80	225.15	225.50	225.85	330.00
340.00	226.21	226.56	226.91	227.26	227.61	227.96	228.31	228.66	229.02	229.37	340.00
350.00	229.75	230.10	230.45	230.80	231.15	231.50	231.85	232.20	232.55	232.90	350.00
360.00	233.29	233.64	233.99	234.34	234.69	235.04	235.39	235.74	236.09	236.44	360.00
370.00	236.83	237.18	237.53	237.88	238.23	238.58	238.93	239.28	239.63	239.98	370.00
380.00	240.37	240.72	241.07	241.42	241.77	242.12	242.47	242.82	243.17	243.52	380.00
390.00	243.91	244.26	244.61	244.96	245.31	245.66	246.01	246.36	246.71	247.06	390.00
400.00	247.50	247.85	248.20	248.55	248.90	249.25	249.60	249.95	250.30	250.65	400.00
410.00	251.19	251.54	251.89	252.24	252.59	252.94	253.29	253.64	253.99	254.34	410.00
420.00	255.03	255.38	255.73	256.08	256.43	256.78	257.13	257.48	257.83	258.18	420.00
430.00	258.78	259.13	259.48	259.83	260.18	260.53	260.88	261.23	261.58	261.93	430.00
440.00	262.78	263.13	263.48	263.83	264.18	264.53	264.88	265.23	265.58	265.93	440.00
450.00	266.18	266.53	266.88	267.23	267.58	267.93	268.28	268.63	268.98	269.33	450.00
460.00	269.78	270.13	270.48	270.83	271.18	271.53	271.88	272.23	272.58	272.93	460.00
470.00	273.53	273.88	274.23	274.58	274.93	275.28	275.63	275.98	276.33	276.68	470.00
480.00	277.88	278.23	278.58	278.93	279.28	279.63	279.98	280.33	280.68	281.03	480.00
490.00	281.53	281.88	282.23	282.58	282.93	283.28	283.63	283.98	284.33	284.68	490.00
500.00	286.03	286.38	286.73	287.08	287.43	287.78	288.13	288.48	288.83	289.18	500.00
510.00	289.63	289.98	290.33	290.68	291.03	291.38	291.73	292.08	292.43	292.78	510.00
520.00	293.18	293.53	293.88	294.23	294.58	294.93	295.28	295.63	295.98	296.33	520.00
530.00	296.68	297.03	297.38	297.73	298.08	298.43	298.78	299.13	299.48	299.83	530.00
540.00	299.93	300.28	300.63	300.98	301.33	301.68	302.03	302.38	302.73	303.08	540.00
550.00	303.53	303.88	304.23	304.58	304.93	305.28	305.63	305.98	306.33	306.68	550.00
560.00	307.03	307.38	307.73	308.08	308.43	308.78	309.13	309.48	309.83	310.18	560.00
570.00	310.63	310.98	311.33	311.68	312.03	312.38	312.73	313.08	313.43	313.78	570.00
580.00	314.23	314.58	314.93	315.28	315.63	315.98	316.33	316.68	317.03	317.38	580.00
590.00	317.88	318.23	318.58	318.93	319.28	319.63	319.98	320.33	320.68	321.03	590.00
600.00	321.53	321.88	322.23	322.58	322.93	323.28	323.63	323.98	324.33	324.68	600.00
610.00	325.03	325.38	325.73	326.08	326.43	326.78	327.13	327.48	327.83	328.18	610.00
620.00	328.63	328.98	329.33	329.68	330.03	330.38	330.73	331.08	331.43	331.78	620.00
630.00	333.18	333.53	333.88	334.23	334.58	334.93	335.28	335.63	335.98	336.33	630.00
640.00	336.63	336.98	337.33	337.68	338.03	338.38	338.73	339.08	339.43	339.78	640.00
650.00	340.18	340.53	340.88	341.23	341.58	341.93	342.28	342.63	342.98	343.33	650.00
660.00	343.63	343.98	344.33	344.68	345.03	345.38	345.73	346.08	346.43	346.78	660.00
670.00	349.63	349.98	350.33	350.68	351.03	351.38	351.73	352.08	352.43	352.78	670.00
680.00	353.18	353.53	353.88	354.23	354.58	354.93	355.28	355.63	355.98	356.33	680.00
690.00	356.63	356.98	357.33	357.68	358.03	358.38	358.73	359.08	359.43	359.78	690.00
700.00	360.18	360.53	360.88	361.23	361.58	361.93	362.28	362.63	362.98	363.33	700.00
710.00	364.63	364.98	365.33	365.68	366.03	366.38	366.73	367.08	367.43	367.78	710.00
720.00	368.18	368.53	368.88	369.23	369.58	369.93	370.28	370.63	370.98	371.33	720.00
730.00	371.63	371.98	372.33	372.68	373.03	373.38	373.73	374.08	374.43	374.78	730.00
740.00	377.88	378.23	378.58	378.93	379.28	379.63	379.98	380.33	380.68	381.03	740.00
750.00	381.53	381.88	382.23	382.58	382.93	383.28	383.63	383.98	384.33	384.68	750.00
760.00	386.03	386.38	386.73	387.08	387.43	387.78	388.13	388.48	388.83	389.18	760.00
770.00	389.63	389.98	390.33	390.68	391.03	391.38	391.73	392.08	392.43	392.78	770.00
780.00	393.18	393.53	393.88	394.23	394.58	394.93	395.28	395.63	395.98	396.33	780.00
790.00	397.63	397.98	398.33	398.68	399.03	399.38	399.73	400.08	400.43	400.78	790.00
800.00	403.18	403.53	403.88	404.23	404.58	404.93	405.28	405.63	405.98	406.33	800.00
810.00	407.63	407.98	408.33	408.68	409.03	409.38	409.73	410.08	410.43	410.78	810.00
820.00	411.63	411.98	412.33	412.68	413.03	413.38	413.73	414.08	414.43	414.78	820.00
830.00	415.63	415.98	416.33	416.68	417.03	417.38	417.73	418.08	418.43	418.78	830.00
840.00	419.63	419.98	420.33	420.68	421.03	421.38	421.73	422.08	422.43	422.78	840.00
850.00	424.63	424.98	425.33	425.68	426.03	426.38	426.73	427.08	427.43	427.78	850.00

Anexo B.
Artículos en Congresos.

Anexo B1.

IV Encuentro de

Investigadores.

**PROTOTIPO DIDÁCTICO:
MEDICIÓN DE TEMPERATURA EN RANGOS INDUSTRIALES, TRANSMITIDA
POR CORRIENTE DE 4 A 20 mA Y CON SALIDA DE 0 A 5 VOLTS.**

Autores: González, Rodríguez Aarón M.C. , Barrón, Castelán Miguel Ángel Ing.

Resumen.

El presente trabajo consiste en un desarrollo tecnológico presentado como un prototipo didáctico, el cual permite contribuir en la enseñanza-aprendizaje de los estudiantes de licenciatura y maestría. Este prototipo consiste en la medición de temperatura en un rango de 0 a 400° Celsius, mediante una RTD en un horno pequeño. La variación de temperatura controlada por un circuito en lazo abierto causa una variación en la resistencia del elemento primario, que a su vez define una circulación de corriente en un rango de 4 a 20 mA respecto del rango de temperatura medido.

La señal de corriente de 4 a 20 mA se transmite a distancia por un par de hilos hacia la etapa receptora, la cual recibe la señal de corriente y entrega una salida de 0 a 5 volts, esta se visualiza de forma digital. Cabe mencionar que por medio de los dos mismos hilos, el receptor suministra la energía necesaria para que el transmisor funcione. Al ser este, un prototipo didáctico, ha sido dotado de puentes externos para modificar los valores de los parámetros y con esto ajustar el rango de temperatura medido.

Introducción.

En la industria petroquímica de la zona conurbada Tampico-Madero-Altamira se requiere el control de procesos industriales de las 4 variables básicas de control, como son Presión, Nivel, Flujo y Temperatura, entre otras. En la realidad de la industria, los procesos se encuentran a varias decenas del cuarto de control; en donde se realiza el sistema de control automático, por lo que se requiere que la señal entregada por el elemento primario de medición sea transportada a aquel [1].

Existen dos alternativas para transportar señales eléctricas, como son por voltaje y por corriente. En el primer caso, la deficiencia es que entre mayor sea la distancia de transporte, la señal transmitida presenta una caída de voltaje directamente proporcional a la distancia en cuestión; mientras que en el segundo caso, comparativamente respecto del primero, esta deficiencia es prácticamente nula.

Metodología.

- a) Se implementó un horno eléctrico con una resistencia eléctrica de 10Ω , la cual disipa energía en forma de calor. La temperatura alcanza los 600 grados Celsius.
- b) Se implementó un circuito de control de fase, regula la energía del horno.

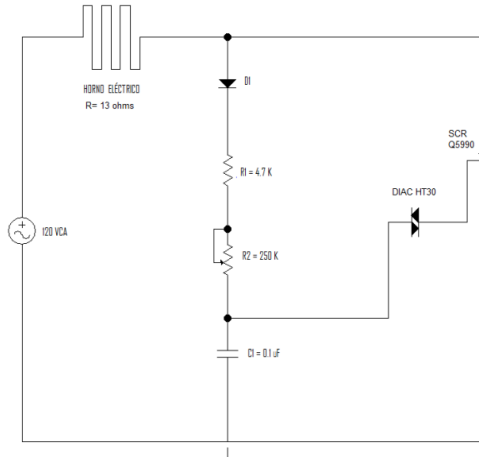


Fig. 1 Circuito en L.A. para el control de temperatura del horno.

- c) La etapa R/I es la etapa que recibe las terminales de la RTD [6], como variaciones de resistencia y la convierte en corriente; en un rango de 4 a 20 mA. La entrada al circuito es la RTD. La corriente I_G circula hasta encontrarse y sumarse con la corriente suministrada por la fuente de corriente de $100 \mu A$, resultando ser la suma:

$$I = 100\mu A + I_G = 100\mu A + \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (1)$$

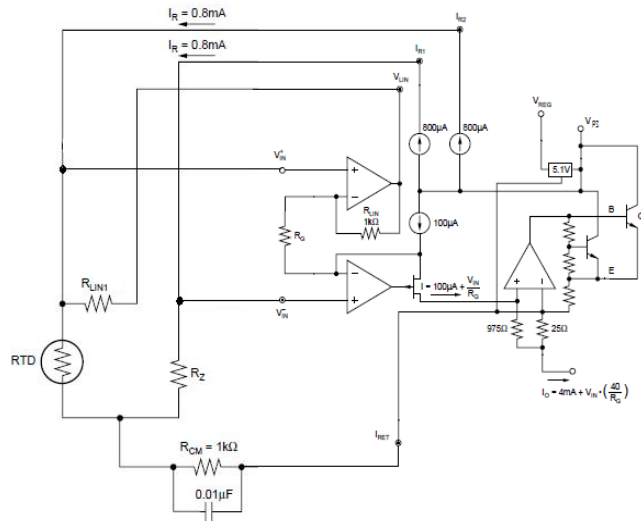


Fig. 2 Circuito del transmisor.

Ahora, esta corriente resultante; ingresa en un siguiente amplificador operacional:

$$I = 0.1mA + \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (2)$$

No circula corriente hacia la entrada no inversora del amplificador operacional; sino que esta circula por la resistencia de 975 Ω. Por lo tanto, la caída de voltaje en la resistencia de 975Ω es:

$$V_{975} = 97.5mV + 975 \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (3)$$

El voltaje en la resistencia de 25Ω es idéntico al voltaje en la resistencia de 975Ω. Por lo que, la corriente en la resistencia de 25Ω es:

$$I_{25} = 3.9mA + 39 \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (4) \quad I_0 = 4mA + 40 \frac{V_{IN}}{R_G} \quad (5)$$

$$R_G = \frac{40V_{IN}}{I_0 - 4mA} \quad (6) \quad R_{LIN1} = \frac{1000(R_2 - R_1)}{2(2R_1 - R_2 - R_Z)} \quad (7)$$

Se han provisto puentes externos los cuales al estar conectados permiten que los potenciómetros R_{LIN} , R_Z y R_G estén en operación normal; sin embargo para su calibración o incluso si se desea modificar el rango de temperatura a medir, los valores de estos 3 potenciómetros deberán calcularse y posteriormente ajustarse físicamente.

Tabla 1 Puentes en operación y de reajuste para R_{LIN} , R_Z y R_G .

Potenciómetro	Operación (puente entre terminales)		Re-ajuste de valor óhmico (toma de lectura entre terminales)	
	R_{LIN}	RLINB	C-RLINB	RLINA
R_Z	RZA	C-RZA	RZA	RZB
R_G	RGA	C-RGA	RGA	RGB

- d) En la etapa receptora, se recibe la señal de la RTD, después de haberla convertido a corriente y transmitido a distancia; y además se convierte a voltaje, en un rango de 0 a 5 volts, tal como es el estándar en la industria.

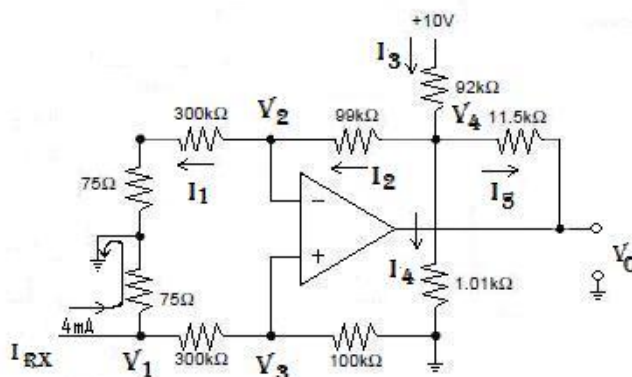


Fig 3 Diagrama eléctrico del receptor.

El circuito mostrado en la figura 3 es un receptor de lazo de corriente de precisión diseñado para convertir señales de entrada de 4-20 mA en señales de salida de 0-5 volts. El circuito consiste de un amplificador operacional, una red de resistencias de precisión y un voltaje de referencia de precisión de 10V. Realizando un análisis matemático puede demostrarse que cuando ingresa una corriente I_{RX} de 4 mA, se tendrá una salida de 0 volts; mientras que con una corriente I_{RX} 20 mA, habrá un voltaje V_0 de 5 volts:

C) Para $I_{RX} = 4 \text{ mA}$

$$V_1 = (4 \text{ mA})(75 \Omega) = 0.3 \text{ V} \quad (8)$$

$$V_3 = V_1 \times \frac{100}{300 + 100} = 0.3 \times \frac{100}{400} = 0.075 \text{ V} \quad (9)$$

$$V_2 = 0.075 \text{ V} \quad (10)$$

$$V_4 = V_2 + (99 \text{ k}\Omega)(I_2) = 0.075 \text{ V} + (99 \text{ k}\Omega)(0.24993 \mu\text{A}) \quad (11)$$

Entonces:

$$I_3 = \frac{10 - 0.0997438}{92 \times 10^3} = 0.10761 \text{ mA} \quad (12)$$

Ahora:
$$I_4 = \frac{V_4}{1.01 \text{ k}\Omega} = \frac{0.0997438}{1.01 \times 10^3} = 0.098756 \text{ mA} \quad (13)$$

Haciendo suma de corrientes en el nodo 4, tenemos que:

$$I_5 = I_3 - I_2 - I_4 = 0.10761 \text{ mA} - 0.00024993 \text{ mA} - 0.098756 \text{ mA} \quad (14)$$

$$I_5 = 0.008604 \text{ mA} \quad (15)$$

$$V_S = V_4 - (11.5 \text{ k}\Omega)(I_5) \quad (16)$$

$$V_S = 0.0997438 - (11.5 \times 10^3)(0.008604 \times 10^{-3}) \quad (17)$$

$$V_S = 0.0997438 - 0.098946 \quad (18)$$

$$V_S = 0.0007978 \text{ V} = 0.79 \mu\text{V} \quad (19)$$

$$V_S \approx 0 \text{ V} \quad (20)$$

Resultados.

En la figura 4 se puede observar la integración de todas las etapas descritas a lo largo del artículo; así como las interconexiones entre ellas.



Figura 4 Integración del prototipo final.

En la figura 5 aparece la representación gráfica de la experimentación del horno, en función del calentamiento resultante en el interior de este, con respecto al tiempo, y tomando como referencia el valor entregado por la RTD [7] y la temperatura correspondiente. Esta prueba fue realizada a una temperatura ambiente de 27°C y con el potenciómetro de control ajustado a un 75%.

Cálculo de los parámetros R_G , R_Z Y R_{LIN} .

A manera de resumen, se proporcionan, las fórmulas para calcular los parámetros de las resistencias R_G , R_Z Y R_{LIN} y algunos conjuntos de valores para ciertos rangos de temperatura de interés; aunque no se describen los valores de estos parámetros para cualquier rango de temperatura; siempre es posible realizar el cálculo, mediante las ecuaciones [21], [22] y [23].

$$R_Z = RTD_{(TMIN)} \quad (21)$$

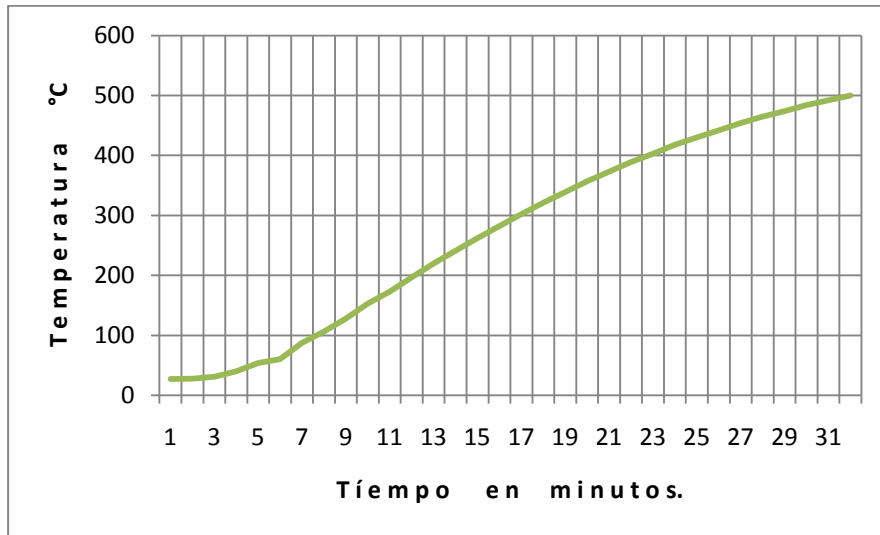


Figura 5 Comportamiento gráfico del calentamiento del horno.

$$R_{LIN} = \frac{500(RTD_{(TMAX)} - RTD_{(TMED)})}{2xRTD_{(TMED)} - RTD_{(TMAX)} - RTD_{(TMIN)}} \quad (22)$$

$$R_G = 2x(RTD_{TMAX} - RTD_{TMIN}) \quad (23)$$

Efecto de la resistencia de Linealización.

En la figura 6 se ilustran gráficamente los datos de corriente obtenidos a la salida del transmisor y de voltaje obtenidos a la salida del receptor con y sin la utilización de la resistencia de linealización R_{LIN} , cuyo valor de cálculo resultó ser de 7.695 K Ω , para el rango de temperatura base del prototipo, que es de 0 a 400 grados celsius.

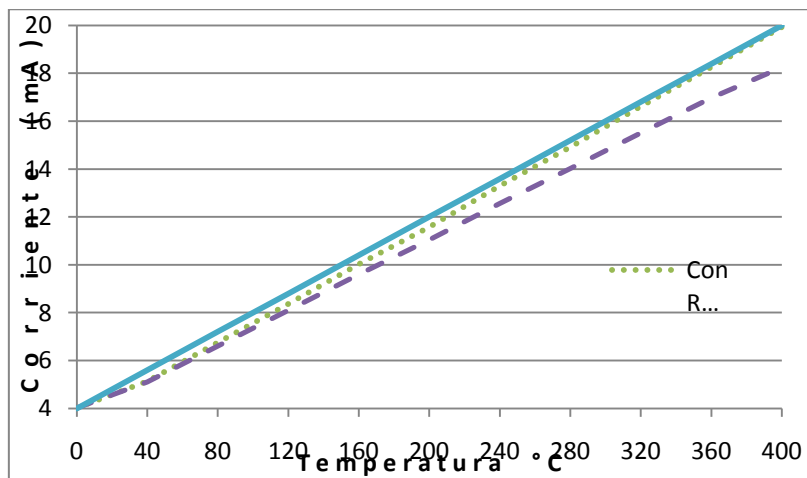


Figura 6 Gráfica de Linealización del circuito transmisor.

Conclusiones.

- (i) Se diseñó y construyó un prototipo didáctico que emula la medición de temperaturas de 0° hasta 500° Celsius, generando una señal de corriente de 4 a 20 mA y transmitirlas a distancia. Y finalmente convertir esta señal de corriente a voltaje en un rango de 0 a 5 volts. Además de esto, la visualización se hace en una pantalla LCD y se tiene la característica didáctica de poder modificar los valores de los parámetros R_Z , R_{LIN} y R_G para ajustar el rango de temperatura a medir.
- (ii) Con referencia a la figura 5 se concluye que el horno es una planta de primer orden y aplicando el método de identificación para obtener los parámetros propios de primer orden, se concluye que la función de transferencia del horno es:
- $$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{500e^{-3.8s}}{20.7s+1} \quad (24)$$
- (iii) De acuerdo a la figura 6; en donde aparecen los datos de la experimentación del prototipo con y sin la utilización de la resistencia de linealización R_{LIN} , se puede observar que cuando no se utiliza la resistencia R_{LIN} la salida del transmisor (corriente) presenta mayor desviación en comparación de cuando se utiliza.

Bibliografía.

- [1] URL <http://www.isa.org>. (fecha de consulta 5 de Julio de 2010).
- [2] http://www.jmcprl.net/ntps/@datos/ntp_528.htm (fecha de consulta 15 de Agosto de 2010).
- [3] Creus, Antonio; " Instrumentación Industrial," Ed. Alfaomega.
- [4] Forcada G, Julio, " El Amplificador Operacional " Ed. Alfaomega.
- [5] <http://es.wikipedia.org/wiki/RTD> (fecha de consulta 7 de Julio de 2010).
- [6] <http://dircasa-calora.blogspot.com/2009/11/como-funciona-un-rtd.html> (fecha de consulta 7 de Julio de 2010).
- [7] <http://www.thermometriccorp.com/detdelatemde.html> (fecha de consulta 17 de Julio de 2010).
- [8] <http://proton.ucting.udg.mx/dpto/maestros/mateos/clase/teoria/temperatura/Temperatur a.html> (fecha de consulta 10 de Agosto de 2010).
- [9] Ogata, Katsuhiko; "Teoría de Control Moderna"; Ed. Prentice Hall.

REFERENCIAS.

- [1] URL <http://www.isa.org>. (fecha de consulta 5 de Julio de 2010).

- [2] http://www.jmcpri.net/ntps/@datos/ntp_528.htm (fecha de consulta 15 de Agosto de 2010).

- [3] Creus, Antonio; " Instrumentación Industrial," Ed. Alfaomega.

- [4] Forcada G, Julio, " El Amplificador Operacional " Ed. Alfaomega.

- [5] <http://es.wikipedia.org/wiki/RTD> (fecha de consulta 7 de Julio de 2010).

- [6] <http://dircasa-calora.blogspot.com/2009/11/como-funciona-un-rtd.html> (fecha de consulta 7 de Julio de 2010).

- [7] <http://www.thermometricscorp.com/detdelatemde.html> (fecha de consulta 17 de Julio de 2010).

- [8] <http://proton.ucting.udg.mx/dpto/maestros/mateos/clase/teoria/temperatura/Temperatura.html> (fecha de consulta 10 de Agosto de 2010).

- [9] Ogata, Katsuhiko; "Teoría de Control Moderna"; Ed. Prentice Hall.