

**CONTROL DE TEMPERATURA DE UN HORNO POR MEDIO DE LOGICA
DIFUSA**

ANDRÉS FELIPE CAMARGO CASTRO

EDGARDO JESÚS VILLAMIZAR RIVERA



**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA
ESCUELA DE INGENIERÍA Y ADMINISTRACIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BUCARAMANGA**

2008

**CONTROL DE TEMPERATURA DE UN HORNO POR MEDIO DE LOGICA
DIFUSA**

ANDRÉS FELIPE CAMARGO CASTRO

EDGARDO JESÚS VILLAMIZAR RIVERA

**Trabajo de Grado para optar al título de
Ingeniero Electrónico**

Director

**JUAN CARLOS VILLAMIZAR RINCÓN
Ingeniero Electricista**

**UNIVERSIDAD PONTIFICIA BOLIVARIANA
ESCUELA DE INGENIERÍA Y ADMINISTRACIÓN
FACULTAD DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA
BUCARAMANGA**

2008

DEDICATORIA

Desde lo más profundo de mi corazón le doy gracias a Dios, por darme la fuerza espiritual para obtener mi meta, a mis padres, Gloria Fabiola Castro y Armando Camargo Hernández por el amor, el apoyo, la comprensión y la paciencia, que me brindaron no solamente en esta etapa de mi vida, sino durante toda mi formación como persona y como estudiante, para alcanzar cualquier objetivo que me proponga reinando siempre la honestidad, la sencillez y la consistencia para lograrlo, a mis hermanos Julián Camargo, Diego Camargo y Diana Camargo, por su cariño y por el constante ánimo que me manifestaron, a mis amigos por su colaboración, por aportar en mi conocimiento y grandes valores como la amistad, a mis profesores y a la Universidad Pontificia Bolivariana, por la dedicación y por el conocimiento impartido, que conllevan todo a hacer posible conseguir mi título de profesional.

Andrés Felipe Camargo Castro

Al término de esta etapa de mi vida, quiero expresar un profundo agradecimiento primero que todo a Dios, por haberme permitido lograr esta meta, a mis padres Oriel y Gilma, por el apoyo y colaboración incondicional que me brindaron a lo largo de la carrera, a mi hermano Mervin Uriel, por su continuo y afectuoso aliento, a mis profesores y a la universidad Pontificia Bolivariana, por permitirme escalar un peldaño más hacia la superación, en el desarrollo de mi vida, no solo para el éxito personal, sino para beneficio de mi familia y de las personas con las cuales pueda compartir los conocimientos adquiridos.

Edgardo Jesús Villamizar Rivera

AGRADECIMIENTOS

- ✓ A Dios que nos brinda la sabiduría y las capacidades necesarias, con las cuales pudimos llevar a cabo este proyecto y culminar nuestra carrera.
- ✓ A la Facultad de Ingeniería Electrónica, por su colaboración dada y facilitar los medios para cumplir a cabalidad con este trabajo.
- ✓ Al ingeniero Juan Carlos Villamizar, por su colaboración, disponibilidad, apoyo y conocimientos aportados para nuestro desarrollo en la vida profesional, ya que sin ellos no fuese posible la realización de este proyecto.
- ✓ Damos gracias a aquellos profesores que de una u otra forma, colaboraron o participaron en la realización de esta investigación, y hacemos extensivo nuestros más sinceros agradecimientos a los profesores Dr. Luis Ángel Silva, al Ing. Ricardo Gálvez y al Ing. Jorge Enrique Santamaría.

CONTENIDO

	Pág.
INTRODUCCIÓN	14
1. OBJETIVOS	16
1.1 OBJETIVO GENERAL	16
1.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	16
2. MARCO TEÓRICO	17
2.1 SISTEMAS DE CONTROL	17
2.2 TEMPERATURA	18
2.3 LÓGICA DIFUSA	19
2.3.1 Funcionamiento de un sistema de control difuso	22
2.3.1.1 Etiquetas lingüísticas	23
2.3.1.2 Variables lingüísticas	24
2.3.1.3 Operaciones entre conjuntos difusos	25
2.3.1.4 Funciones de pertenencia	28
2.3.1.5 Desfusificación	32
2.4 PID	34
3. DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO	40
3.1 GENERALIDADES	40
3.2 FUENTE DE PODER	43
3.3 SENSOR	47
3.4 ETAPA DE POTENCIA PARA EL CONTROL DE LA RESISTENCIA DEL HORNO	49
3.5 ADQUISICIÓN DE DATOS	52
3.5.1 Introducción	52
3.5.2 Tipos de Señales	52
3.5.3 Tarjeta de adquisición de datos NI USB- 6008	54
3.6 LabVIEW	56
3.6.1 PWM	56
3.6.2 Desarrollo de controladores	63
3.6.2.1 Manejo de fuzzy logic controller design	63
3.6.3 Diseño de control fuzzy logic para el horno	67

3.6.3.1 Proceso para optimizar los resultados del controlador de lógica difusa	72
4. PRUEBAS Y SIMULACIONES	77
4.1 FUENTE DE PODER	77
4.2 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑAL	83
4.3 DISPOSITIVOS DE ACONDICIONAMIENTO Y POTENCIA	84
4.4 PRUEBA DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO	87
4.5 CONTROLADOR PID	91
4.5.1 Prueba del controlador PID a la planta	96
4.6 PRUEBA DEL CONTROLADOR FUZZY LOGIC A LA PLANTA	98
5. BALANCE DE LOS CONTROLADORES PID Y LOGICA DIFUSA	100
6. CONCLUSIONES	104
BIBLIOGRAFÍA	106
ANEXOS	107

LISTA DE TABLAS

	Pág.
Tabla 1. Asignación de terminales análogos	55
Tabla 2. Asignación de terminales digitales	55
Tabla 3. Ziegler-Nichols	92
Tabla 4. Parámetros de la respuesta transitoria para 35° C	102

LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1. Diagrama de bloques del sistema de control	17
Figura 2. Estructura interna de un controlador fuzzy	20
Figura 3. Sistema de control con lógica difusa	22
Figura 4. Ejemplo conjunto difuso	23
Figura 5. Conjuntos difusos entre los que se definirán las operaciones	25
Figura 6. Intersección entre dos conjuntos difusos	26
Figura 7. Unión entre dos conjuntos difusos	27
Figura 8. Complemento de un conjunto difuso	27
Figura 9. Función gamma	28
Figura 10. Función L	29
Figura 11. Función lambda	30
Figura 12. Función trapezoidal	30
Figura 13. Función S	31
Figura 14. Función Z	32
Figura 15. Respuesta proporcional	36
Figura 16. Respuesta Integral	37
Figura 17. Respuesta derivativa	38
Figura 18. Sistema de control realimentado	40
Figura 19. Sistema automatizado de control en funcionamiento	42
Figura 20. Diagrama de Bloques Fuente de Poder	43
Figura 21. Rectificador a diodos	44
Figura 22. Esquema final fuente de poder	46
Figura 23. Amplificador no inversor con retroalimentación negativa	48
Figura 24. Circuito de la etapa de potencia (en negrilla)	50
Figura 25. TRIAC	51
Figura 26. Adquisición de datos	52
Figura 27. Señal digital	53
Figura 28. Señal análoga	54
Figura 29. NI USB-6008	54
Figura 30. Ciclo de trabajo 50%	57
Figura 31. Ciclo de trabajo 25%	57

Figura 32. Diseño básico de un circuito PWM	58
Figura 33. Diseño de PWM con salida de -1 a 1	59
Figura 34. Simulación de PWM con amplitud de -1 a 1	59
Figura 35. Simulación de PWM con amplitud de -1 a 1	60
Figura 36. Diseño PWM en Labview	61
Figura 37. Simulación de PWM con amplitud de 0 a 1 y resistencia encendida	61
Figura 38. Simulación de PWM con amplitud de 0 a 1 y resistencia apagada	62
Figura 39. Fuzzy set-editor antecedentes	64
Figura 40. Fuzzy set-editor consecuentes	64
Figura 41. Rulebase-Editor	65
Figura 42. Características de entradas / salidas (Test facilities)	66
Figura 43. Conjuntos difusos del error	67
Figura 44. Barra de conjuntos del error	67
Figura 45. Conjuntos difusos del set point	68
Figura 46. Barra de conjuntos del set-point	69
Figura 47. Conjuntos difusos de la salida	69
Figura 48. Barra de conjuntos difusos de la salida	70
Figura 49. Reglas 1-15	70
Figura 50. Reglas 16-30	71
Figura 51. Reglas 31-35	72
Figura 52. Test panel set-point 35, error 0.8	75
Figura 53. Test panel set-point 35, error 15.4	75
Figura 54. Test panel set-point 70, error 0.4	76
Figura 55. Simulación del secundario del TR comparado con la señal de entrada	77
Figura 56. Señal del transformador	78
Figura 57. Simulación de la salida (+) del rectificador, comparada con la señal del secundario del TR	78
Figura 58. Señal del rectificador con respecto a tierra	79
Figura 59. Simulación de la salida del regulador LM7815	80
Figura 60. Señal del regulador LM7815	81
Figura 61. Simulación de la salida del regulador LM7915	81
Figura 62. Señal del regulador LM7915	82
Figura 63. Simulación de la salida del regulador LM7805	82

Figura 64. Señal del regulador LM7805	83
Figura 65. Circuito Acondicionador de Señal para el sensor de temperatura	83
Figura 66. Respuesta a la simulación del amplificador no inversor con retroalimentación negativa	84
Figura 67. Salida de control en “0” lógico, y comportamiento del Buffer	84
Figura 68. Señal del terminal principal 2 (MT2) del TRIAC mayor	85
Figura 69. Simulación del buffer, del optotriac y del TRIAC	85
Figura 70. Ampliación de los valores de voltaje y corriente a la salida del buffer	86
Figura 71. Señal del terminal principal 2 (MT2) del TRIAC mayor	86
Figura 72. TRIAC mayor con respecto a la señal de entrada	87
Figura 73. Prueba en lazo abierto del sistema	88
Figura 74. Bloques en simulink del sistema del horno en lazo abierto	89
Figura 75. Respuesta transitoria del sistema en lazo abierto	89
Figura 76. Acercamiento de la respuesta transitoria en lazo abierto	90
Figura 77. Modelo de respuesta transitoria	91
Figura 78. Modelo en lazo abierto para Ziegler-Nichols	92
Figura 79. Bloques en simulink que modelan el sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID	93
Figura 80. Respuesta en simulink del sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID y método de Ziegler-Nichols	93
Figura 81. Respuesta del Error en simulink del sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID y método de Ziegler-Nichols	94
Figura 82. Respuesta en simulink del sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID	95
Figura 83. Respuesta del error en simulink del sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID	95
Figura 84. Interfaz de control usando PID (GUI)	96
Figura 85. Respuesta transitoria del sistema experimentalmente usando PID	97
Figura 86. Interfaz de control usando Lógica Difusa (GUI)	98
Figura 87. Respuesta transitoria del sistema experimentalmente usando lógica difusa	98
Figura 88. Sistema difuso típico (izquierda), Sistema de control convencional (derecha)	101
Figura 89. Control PID con perturbación	103

RESUMEN

Este proyecto amplía el conocimiento de los controladores utilizados en la industria actualmente, como lo es el caso de la lógica difusa, sus ventajas y desventajas frente a los controladores PID.

En este proyecto se presenta un control de temperatura para un horno usando los conceptos de la lógica difusa, y se comparan las respuestas del sistema, con las obtenidas empleando un controlador PID al mismo sistema.

Dicho control con lógica difusa se realiza a través de la herramienta de software LabVIEW 7.3 que permita un óptimo procesamiento de señales y una mejor interfaz con el usuario. De la misma manera, se desarrolla un controlador clásico PID al sistema de control de temperatura del horno.

Para lograr la adquisición de datos, se maneja la tarjeta de la National Instruments 6008 y de esta forma lograr la comunicación entre el computador y los circuitos de acondicionamiento de señal y control del sistema.

ABSTRACT

The project comprehensive knowledge of the drivers used in the industry currently, as is the case of fuzzy logic, their advantages and disadvantages compared with PID controllers.

This project has a temperature control for a oven using the concepts of fuzzy logic, and compared the responses of the system, with those obtained using a PID controller to the same system.

Such control with fuzzy logic is performed through the software tool LabVIEW 7.3 that allows an optimum signal processing and an improved user interface. In the same way is develops a classic PID controller to control system temperature of the oven.

To achieve the acquisition of data, it manages the card from the National Instruments 6008 and this way achieve the communication between the computer and signal conditioning circuits and system control.

INTRODUCCIÓN

El uso de la lógica difusa se hace cada vez más extensivo en el campo del control industrial. La capacidad de tratar con información imprecisa la convierte en una herramienta adecuada en el diseño de aplicaciones de control.

La lógica difusa se ha convertido en una herramienta muy útil para el desarrollo de técnicas de control ya que es capaz de tratar la incertidumbre existente en el entorno. La lógica difusa se aplica de forma natural a dos tipos de incertidumbre: imprecisión debida a la dificultad de caracterizar una medida en un valor concreto; y falta de evidencia, debida al conocimiento incompleto.

Las técnicas de control difuso permiten la descripción del problema usando variables lingüísticas y logrando que el sistema se comporte, en su conjunto, como si un operador estuviera accionando los controles para compensar las alinealidades del sistema.

Para ciertos sistemas complejos y sistemas no lineales de control, se hace necesario el uso de la lógica difusa, debido a que facilita el control de éstos sistemas por medio de reglas lingüísticas, simples e intuitivas; acelerando el desarrollo y la implementación de dichos sistemas.

Usualmente se estudia el concepto y la aplicación de controladores clásicos (PID), es por ello que es importante explorar nuevas técnicas, como lo puede ser el control inteligente basado en métodos difusos (lógica difusa); dicha herramienta es de gran utilidad para estudios posteriores que se pretendan realizar en esta rama de la inteligencia artificial.

A partir de este tipo de control con lógica difusa, se tiene la base del conocimiento para desarrollar ideas claras y diferenciadoras con respecto a los controladores clásicos, como lo es el PID (Proporcional-Integral-Derivativo). Se realizó un control de temperatura a un horno usando los conceptos de la lógica difusa, y se

comparan las respuestas del sistema, con las obtenidas empleando un controlador PID al mismo sistema.

Para el desarrollo de un control de temperatura aplicando lógica difusa, se encuentra que los sensores son sensibles a ruidos, el entorno suele ser cambiante y las tareas a llevar a cabo no están completamente especificadas.

Los métodos que aplican la lógica difusa son una herramienta más para el control de sistemas complejos y no lineales, ya que permiten dicho control bajo circunstancias de cambios constantes en el entorno.

Se realiza un algoritmo que tenga en cuenta las principales etapas de un control basado en la lógica difusa, como lo son la fusificación, las reglas de inferencia y la defusificación, para posteriormente ser implementado en LabVIEW y la creación de una interfaz gráfica (GUI) para que de éste modo el usuario tenga una mayor facilidad en la comprensión del procesamiento de las señales del sistema.

La salida del sistema es manejada mediante una señal de PWM, en la cual su ciclo duty es la salida generada por el controlador usado, dependiendo del procesamiento de las señales producidas por el sensor, y el set-point otorgado por el usuario.

El proyecto básicamente esta compuesto por un computador que permite la interfaz entre el usuario y el sistema, y a su vez realiza el procesamiento de las señales de control. También cuenta con la tarjeta de adquisición de datos NI USB-6008, que es la encargada de recibir la señal del sensor y posteriormente al proceso de control, entrega la señal al actuador para que este a su vez mediante un circuito de potencia, gobernado por un TRIAC, tenga control sobre el horno eléctrico.

Se desarrolla una sintonización tanto del controlador PID como del fuzzy logic, realizando pruebas y variando en diferentes rangos la temperatura para observar los comportamientos de la respuesta transitoria en dichas temperaturas y lograr posteriormente realizar un balance entre los controladores.

1. OBJETIVOS

1.1 OBJETIVOS GENERAL.

- ❖ Diseñar e implementar el control de temperatura de un horno, utilizando como principio la lógica difusa, a través de una herramienta de software que permita un óptimo procesamiento de señales y una mejor interfaz con el usuario.

1.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS.

- ❖ Realizar el estado del arte correspondiente a los sistemas controlados con lógica difusa.
- ❖ Desarrollar el algoritmo que permita la aplicación de la lógica difusa al control de temperatura del horno.
- ❖ Implementar un controlador clásico PID al sistema de control de temperatura del horno y relacionar las respuestas obtenidas de los dos controladores (controlador de lógica difusa y controlador PID).
- ❖ Efectuar el hardware de dicho sistema de control para su respectiva implementación con el controlador de lógica difusa ejecutado en la herramienta de software específica.

2. MARCO TEORICO

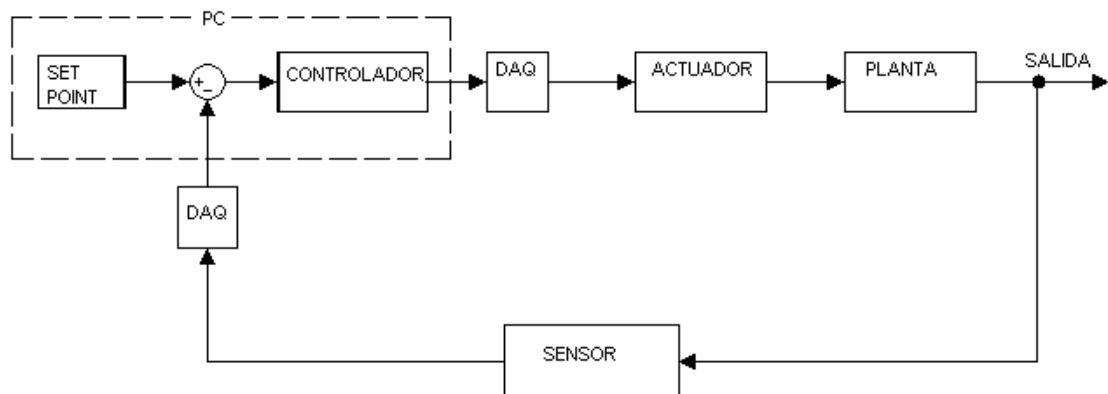
2.1 SISTEMAS DE CONTROL

A medida que el hombre aprende a construir máquinas que no dependen de la fuerza animal o humana, descubre que debe encontrar alguna forma de manejarlas y controlarlas. Los sistemas de control se han desarrollado para manejar máquinas o procesos, de modo que se reduzcan las probabilidades de fallos y se obtengan los resultados buscados.

Básicamente, existen sistemas de control abierto y en lazo cerrado. Los sistemas de control abierto son aquellos en que la acción del controlador no se relaciona con el resultado final. Esto significa que no hay retroalimentación hacia el controlador para que éste pueda ajustar la acción de control. Los sistemas de control de lazo cerrado usan la retroalimentación desde un resultado final para ajustar la acción de control en consecuencia.

La figura 1 muestra un diagrama de bloques aproximado, con las principales partes del sistema de control que rige el proceso de la temperatura del horno.

Figura 1. Diagrama de bloques del sistema de control



Los elementos básicos del sistema de control son 5: el elemento sensor, el elemento controlador, el valor establecido, el elemento actuador y la planta.

El elemento medidor o sensor proporciona un medio de detección / medida de las

condiciones requeridas. Equivale a la "vista" o el "oído" (u otros sentidos) del sistema. Es un dispositivo que convierte una señal de entrada en una señal de salida de naturaleza diferente.

El elemento controlador es el sitio donde se toman todas las decisiones sobre las acciones a tomar. Se lo puede considerar el "cerebro" del sistema. Debe tomar decisiones basadas en ciertas pautas o valores requeridos. Los valores establecidos (set-point) son introducidos en el sistema por el hombre.

El elemento actuador es el lugar donde se realiza la corrección del proceso. Se puede equiparar a las "manos" o los "pies" del sistema. Se deben ejecutar ciertas acciones físicas para llevar el proceso de nuevo a los valores establecidos.

La planta o proceso es cualquier objeto físico a ser controlado, por ejemplo un horno. Un proceso se define como una operación progresiva o un desarrollo marcado mediante una serie de cambios graduales que suceden uno a otro de una manera relativamente fija y conducen a un resultado o fin determinado.

2.2 TEMPERATURA

Los siguientes conocimientos son las bases para el funcionamiento del LM35:

El concepto de temperatura se deriva de la idea de medir el calor o frialdad relativos y de la observación de que el suministro de calor a un cuerpo conlleva a un aumento de su temperatura mientras no se produzca la fusión o ebullición

La transferencia de calor es un proceso por el que se intercambia energía en forma de calor entre distintos cuerpos, o entre diferentes partes de un mismo cuerpo que están a distinta temperatura. El calor se transfiere mediante convección, radiación o conducción. En los sólidos, la única forma de transferencia de calor es la conducción, no se comprende en su totalidad el mecanismo exacto de la conducción de calor en los sólidos, pero se cree que se debe, en parte, al movimiento de los electrones libres que transportan energía cuando existe una diferencia de temperatura.

Si existe una diferencia de temperatura en el interior de un líquido o un gas, es casi seguro que se producirá un movimiento del fluido. Este movimiento transfiere calor de una parte del fluido a otra por un proceso llamado convección.

La radiación presenta una diferencia fundamental respecto a la conducción y la convección: las sustancias que intercambian calor no tienen que estar en contacto, sino que pueden estar separadas por un vacío. La única explicación general satisfactoria de la radiación electromagnética es la teoría cuántica: en el efecto fotoeléctrico, la radiación se comporta como minúsculos proyectiles llamados fotones y no como ondas.

La ley fundamental de la radiación, llamada distribución de Planck, relaciona la intensidad de la energía radiante que emite un cuerpo en una longitud de onda determinada con la temperatura del cuerpo. Para cada temperatura y cada longitud de onda existe un máximo de energía radiante.

2.3 LÓGICA DIFUSA

La lógica borrosa se inició en 1965 por Lotfi A. Zadeh, profesor de ciencia de computadoras en la Universidad de California en Berkeley. La lógica borrosa es básicamente una lógica multievaluada que permite valores intermedios para poder definir evaluaciones convencionales como sí/no, verdadero/falso, negro/blanco, etc. Las nociones como "más bien caliente" o "poco frío" pueden formularse matemáticamente y ser procesados por computadoras. De esta forma se ha realizado un intento de aplicar una forma más humana de pensar en la programación de computadoras.

La lógica difusa se adapta mejor al mundo real en el que vivimos, e incluso puede comprender y funcionar con nuestras expresiones, del tipo "hace mucho calor", "no es muy alto", "el ritmo del corazón está un poco acelerado", etc.

La clave de esta adaptación al lenguaje, se basa en comprender los cuantificadores de nuestro lenguaje (en los ejemplos de arriba "mucho", "muy" y "un poco").

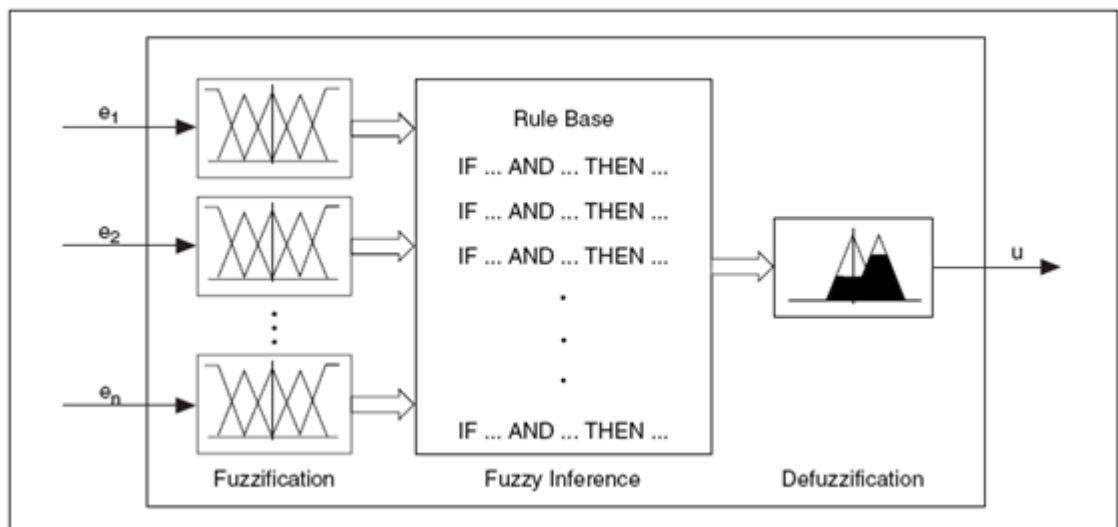
En la teoría de conjuntos difusos se definen también las operaciones de unión, intersección, diferencia, negación o complemento, y otras operaciones sobre conjuntos, en los que se basa esta lógica.

Para cada conjunto difuso, existe asociada una función de pertenencia para sus elementos, que indican en qué medida el elemento forma parte de ese conjunto difuso. Las formas de las funciones de pertenencia más típicas son trapezoidales, lineales y curvas.

Se basa en reglas heurísticas de la forma SI (antecedente) ENTONCES (consecuente) (ver figura 2), donde el antecedente y el consecuente son también conjuntos difusos. Sirvan como ejemplos de regla heurística para esta lógica (nótese la importancia de las palabras "muchísimo", "drásticamente", "un poco" y "levemente" para la lógica difusa):

- SI hace muchísimo calor ENTONCES disminuyo drásticamente la temperatura.
- SI voy a llegar un poco tarde ENTONCES aumento levemente la velocidad.

Figura 2. Estructura interna de un controlador fuzzy



Fuente: Manual PID control toolkit

Los métodos de inferencia para esta base de reglas deben ser simples, veloces y eficaces. Los resultados de dichos métodos son un área final, fruto de un conjunto de áreas solapadas entre sí (cada área es resultado de una regla de inferencia). Para escoger una salida concreta a partir de tanta premisa difusa, el método más usado es el del centroide, en el que la salida final será el centro de gravedad del área total resultante.

Las reglas de las que dispone el motor de inferencia de un sistema difuso pueden ser formuladas por expertos, o bien aprendidas por el propio sistema, haciendo uso en este caso de redes neuronales para fortalecer las futuras tomas de decisiones.

Esta técnica se ha empleado con bastante éxito en la industria, principalmente en Japón, y cada vez se está usando en gran multitud de campos. La primera vez que se usó de forma importante fue en el metro japonés, con excelentes resultados. A continuación se citan algunos ejemplos de su aplicación:

- Sistemas de control de aire acondicionado
- Sistemas de foco automático en cámaras fotográficas
- Electrodomésticos familiares (Frigoríficos, lavadoras, etc.)
- Optimización de sistemas de control industriales
- Sistemas de reconocimiento de escritura
- Mejora en la eficiencia del uso de combustible en motores
- Sistemas expertos del conocimiento (simular el comportamiento de un experto humano)
- Tecnología informática
- Bases de datos difusas: Almacenar y consultar información imprecisa. Para este punto, por ejemplo, existe el lenguaje FSQL.
- y, en general, en la gran mayoría de los sistemas de control que no dependen de un Sí/No.

Como principal ventaja, cabe destacar los excelentes resultados que brinda un sistema de control basado en lógica difusa: ofrece salidas de una forma veloz y precisa, disminuyendo así las transiciones de estados fundamentales en el entorno físico que controle. Por ejemplo, si el aire acondicionado se encendiese al

llegar a la temperatura de 30°, y la temperatura actual oscilase entre los 29°-30°, nuestro sistema de aire acondicionado estaría encendiéndose y apagándose continuamente, con el gasto energético que ello conllevaría. Si estuviese regulado por lógica difusa, esos 30° no serían ningún umbral, y el sistema de control aprendería a mantener una temperatura estable sin continuos apagados y encendidos.

El empleo del control borroso es recomendable:

- Para procesos muy complejos, cuando no hay un modelo matemático simple.
- Para procesos altamente no lineales.
- Si el procesamiento del (lingüísticamente formulado) conocimiento experto puede ser desempeñado.

El empleo del control borroso no es una buena idea si:

- El control convencional teóricamente rinde un resultado satisfactorio.
- Existe un modelo matemático fácilmente soluble y adecuado.
- El problema no es soluble.

2.3.1 Funcionamiento de un sistema de control difuso. Un esquema de funcionamiento típico para un sistema difuso podría ser de la siguiente manera:

Figura 3. Sistema de control con lógica difusa



Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

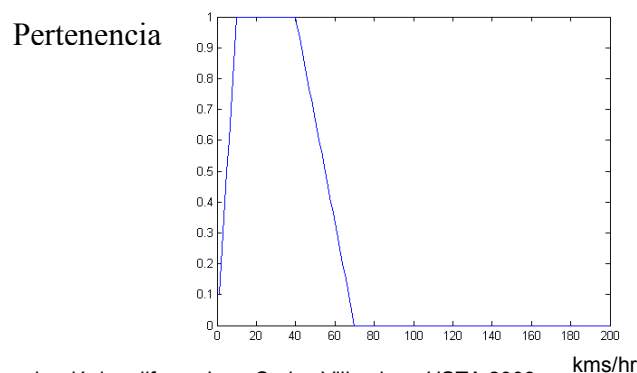
En la figura 3, el sistema de control hace los cálculos con base en sus reglas heurísticas, comentadas anteriormente. La salida final actuaría sobre el entorno físico, y los valores de las nuevas entradas sobre el entorno físico (modificado por la salida del sistema de control) serían tomados por sensores del sistema.

Por ejemplo, imaginando que nuestro sistema borroso fuese el aire acondicionado de un carro que se auto-regula según las necesidades: Los chips borrosos del climatizador recogen los datos de entrada, que en este caso bien podrían ser la temperatura y humedad simplemente. Estos datos se someten a las reglas del motor de inferencia (como se ha comentado antes, de la forma SI... ENTONCES...), resultando un área de resultados. De esa área se escogerá el centro de gravedad, proporcionándola como salida. Dependiendo del resultado, el climatizador podría aumentar la temperatura o disminuirla dependiendo del grado de la salida.

2.3.1.1 Etiquetas lingüísticas. Una *etiqueta lingüística* es un nombre a un conjunto difuso. Es decir, es una terna (nombre, A, X), donde *Nombre* es el nombre asociado al conjunto difuso A en el universo X. Es convencional confundir a la etiqueta lingüística con su propio nombre.

Por ejemplo (ver figura 4), si $X=[0,200]$ es el conjunto de velocidades posibles de automóviles, medidas en kms/hr, la etiqueta lingüística *Lento* puede corresponder al conjunto difuso.

Figura 4. Ejemplo conjunto difuso



Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

$$x \rightarrow \begin{cases} \frac{4}{10} & 0 \leq x \leq 10 \\ 1 & 10 \leq x \leq 40 \\ \frac{70-x}{30} & 40 \leq x \leq 70 \\ 0 & 70 \leq x \leq 200 \end{cases} \quad (1)$$

Si E es un conjunto de etiquetas lingüísticas sobre el universo X entonces la relación difusa

$$S : E \times X \rightarrow [0,1] (n, x) \rightarrow S(n, x) = n(x) \quad (2)$$

es decir el valor que toma la etiqueta n en el punto x , se dice ser el *significado* de E en X .

2.3.1.2 Variables lingüísticas. La teoría de conjuntos difusos puede utilizarse para representar expresiones lingüísticas que se utilizan para describir conjuntos o algoritmos. Los conjuntos difusos son capaces de captar por sí mismos la vaguedad lingüística de palabras y frases comúnmente aceptadas, como "gato pardo" o "ligero cambio". La habilidad humana de comunicarse mediante definiciones vagas o inciertas es un atributo importante de la inteligencia.

Una variable lingüística es aquella variable cuyos valores son palabras o sentencias que van a enmarcarse en un lenguaje predeterminado. Para estas variables lingüísticas se utilizará un nombre y un valor lingüístico sobre un universo de discurso. Además, podrán dar lugar a sentencias generadas por reglas sintácticas, a las que se les podrá dar un significado mediante distintas reglas semánticas.

Los conjuntos difusos pueden utilizarse para representar expresiones tales como:

X es PEQUEÑO.

La velocidad es RÁPIDA.

El ganso es CLARO.

Las expresiones anteriores pueden dar lugar a expresiones lingüísticas más complejas como:

X no es PEQUEÑO.
La velocidad es RÁPIDA pero no muy RÁPIDA.
El ganso es CLARO y muy ALEGRE.

Así, se pueden ir complicando las expresiones. Por ejemplo, la expresión "x no es PEQUEÑO" puede calcularse a partir de la original calculando el complemento de la siguiente forma:

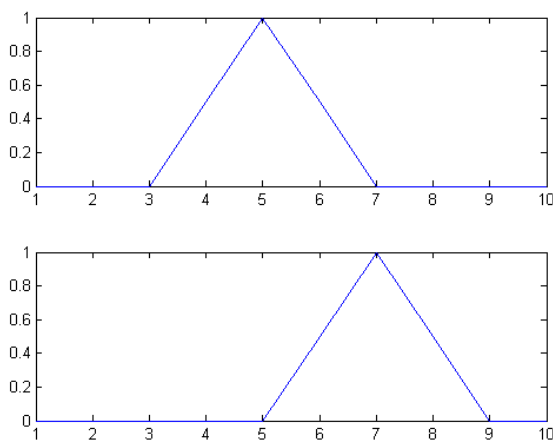
$$\mu_{\text{no_PEQUEÑA}}(x) = 1 - \mu_{\text{PEQUEÑO}}(x) \quad (3)$$

Tratando de esta forma los distintos modificadores lingüísticos (muy, poco, rápido, lento...) pueden ir calculándose todas las expresiones anteriores.

2.3.1.3 Operaciones entre conjuntos difusos. De manera similar a la variable que se tiene presente en los conjuntos clásicos se realizan operaciones entre ellos, en los conjuntos difusos se puede hacer lo mismo, pero debido a la naturaleza diferente de ellos la formulación de estas operaciones es algo especial.

En la figura 5, se muestran dos conjuntos difusos los cuales nos servirán para definir las operaciones fundamentales que entre ellos se pueden realizar.

Figura 5. Conjuntos difusos entre los que se definirán las operaciones



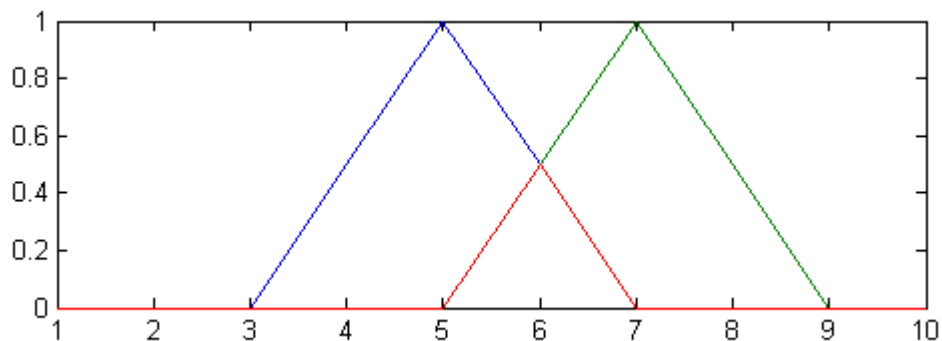
Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

- Intersección

La idea intuitiva de intersección heredada de los conjuntos clásicos expresa que el conjunto intersección de dos conjuntos A y B, se define como los elementos que están en el conjunto A Y en el conjunto B; de esta manera la intersección entre conjuntos se puede entender como el una operación tipo AND entre los mismos.

Siguiendo esta idea, se podría graficar la intersección (ver figura 6) de los conjuntos difusos mostrados en la figura 5.

Figura 6. Intersección entre dos conjuntos difusos



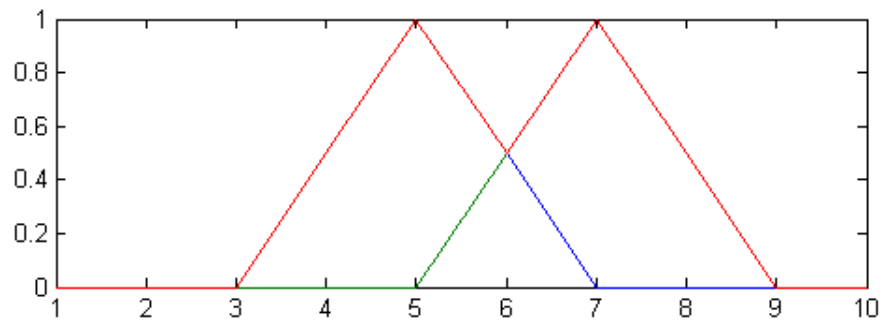
Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

- Unión

La idea intuitiva de unión heredada de los conjuntos clásicos expresa que el conjunto unión de dos conjuntos A y B, se define como los elementos que están en el conjunto A OR están en el conjunto B. de esta manera la intersección entre conjuntos se puede entender como el una operación tipo OR entre los mismos.

Siguiendo esta idea, se podría graficar la unión (ver figura 7) de los conjuntos difusos mostrados en la figura 5.

Figura 7. Unión entre dos conjuntos difusos



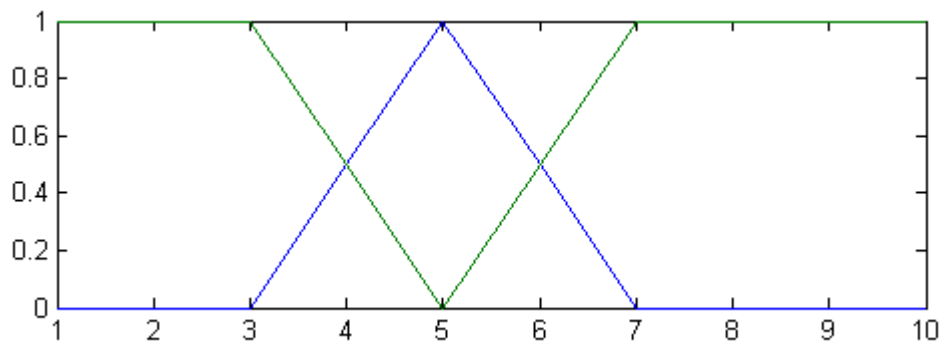
Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

- Complemento

En conjuntos clásicos se define el complemento como el conjunto de los elementos que le faltan a un conjunto para ser igual al conjunto universo.

De la misma manera en conjuntos difusos se habla del complemento como el conjunto formado por los valores de pertenencias que le permitirían al conjunto obtener el valor máximo de pertenencia posible, siendo 1 el valor máximo de pertenencia que un conjunto difuso puede suministrar, este conjunto se podría formar restando le a 1 los valores de pertenencia del conjunto difuso al que se desea encontrar el complemento.

Figura 8. Complemento de un conjunto difuso



Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

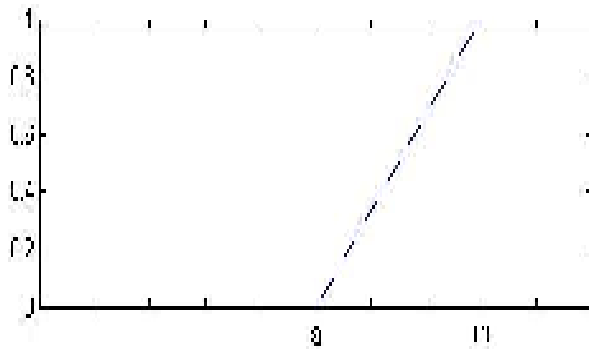
$$\overline{\mu_A} = 1 - \mu_A \quad (4)$$

2.3.1.4 Funciones de pertenencia. Aunque en principio cualquier función sería válida para definir los conjuntos difusos, en la práctica hay ciertas funciones típicas que siempre se suelen usar, tanto por la facilidad de computación que su uso conlleva como por su estructura lógica para definir su valor lingüístico asociado. Las funciones más comunes son:

- Función Gamma

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{m-a} & a \leq x \leq m \\ 1 & x \geq m \end{cases} \quad (5)$$

Figura 9. Función gamma



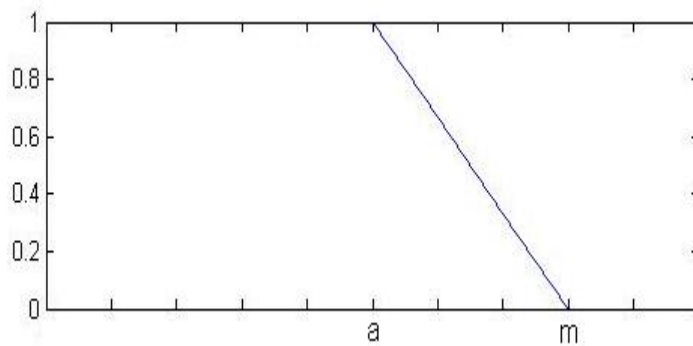
Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

- Función L

Puede definirse como 1 menos la función GAMMA.

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & x \leq a \\ \frac{m-x}{m-a} & a \leq x \leq m \\ 0 & x \geq m \end{cases} \quad (6)$$

Figura 10. Función L

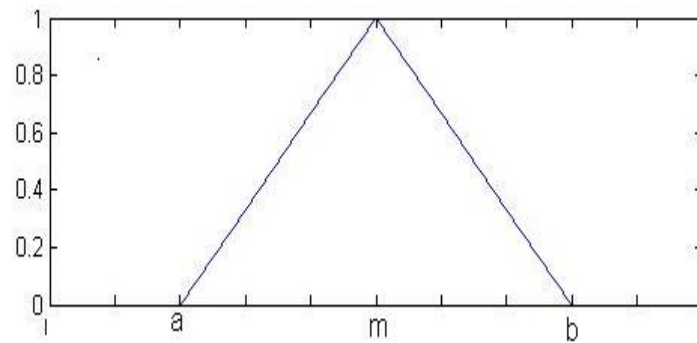


Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

- Función lambda o triangular

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{m-a} & a < x \leq m \\ \frac{m-x}{b-x} & m < x \leq b \\ \frac{b-m}{b-m} & \\ 0 & x > b \end{cases} \quad (7)$$

Figura 11. Función lambda

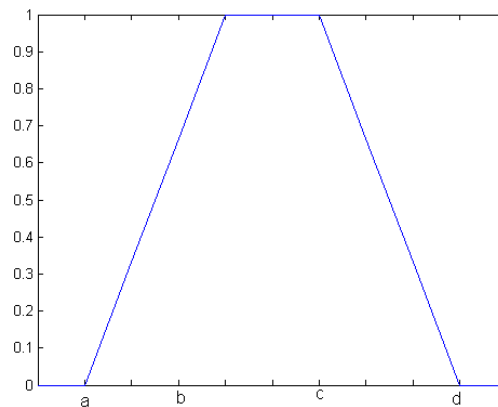


Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

- Función PI o trapezoidal

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & x > d \end{cases} \quad (8)$$

Figura 12. Función trapezoidal



Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

Las funciones L y GAMMA se usan para calificar valores lingüísticos extremos, tales como *bebé* o *anciano*, respectivamente. Las funciones PI y LAMBDA se usan para describir valores intermedios (como *joven*, de *mediana edad*, *maduro*). Su principal diferencia reside en que la función PI implica un margen de tolerancia alrededor del valor que se toma como más representativo del valor lingüístico asociado al conjunto difuso.

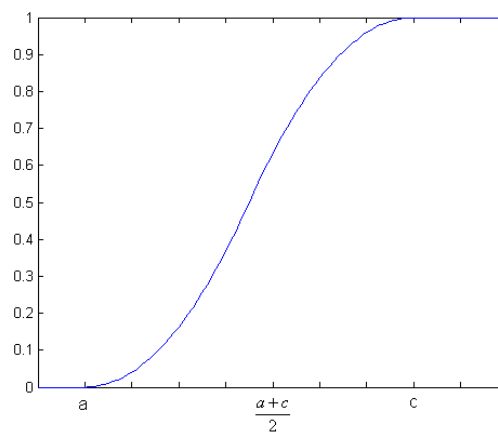
También se pueden utilizar otras funciones que no sean lineales a trozos. Por ejemplo, en Fuzzy CLIPS se utilizan las siguientes funciones:

- Función S

Está definida por medio de:

$$\mu(x) = \begin{cases} 0 & x \leq a \\ 2\left(\frac{x-a}{c-a}\right)^2 & a < x \leq \frac{a+c}{2} \\ 1 - 2\left(\frac{d-x}{b-c}\right)^2 & \frac{a+c}{2} < x \leq c \\ 1 & x > c \end{cases} \quad (9)$$

Figura 13. Función S

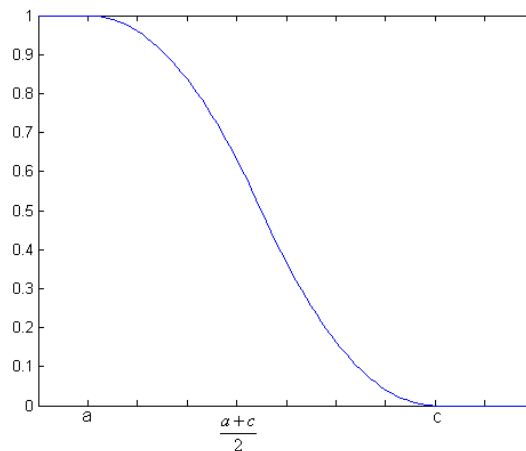


Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

- Función Z

$$\mu(x) = \begin{cases} 1 & x \leq a \\ 1 - 2\left(\frac{x-a}{c-a}\right)^2 & a < x \leq \frac{a+c}{2} \\ 2\left(\frac{d-x}{b-c}\right)^2 & \frac{a+c}{2} < x \leq c \\ 0 & x > c \end{cases} \quad (10)$$

Figura 14. Función Z



Fuente: Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008

2.3.1.5 Defusificación. Los problemas basados en lógica difusa se originan de la utilización de variables lingüísticas. Luego de formar los conjuntos difusos correspondientes a un determinado problema, es necesario obtener una respuesta de estos. En muchos casos es importante que esta respuesta no sea difusa, lo que implica que se debe pasar de una variable difusa (conjunto difuso) a una que no sea difusa (valor numérico). Para lograrlo se ha desarrollado el concepto de defusificación. Se han propuesto varios métodos de defusificación que se explican a continuación y este se debe seleccionar de acuerdo a la aplicación.

- Centroide de área

Este método consiste en hallar para cada conjunto difuso su área y la ubicación del centroide. Luego se hace el producto entre ellos y se suman, para posteriormente dividir este resultado por la suma total de las áreas, como se indica en la ecuación.

$$\ddot{X} = \frac{\sum Ax}{\sum A} \quad (11)$$

$$COA = \frac{\int \mu(x)xdx}{\int \mu(x)dx} \quad (12)$$

- Procedimiento máximo

Aquí se supone que la función de pertenencia tiene solamente un punto máximo simple, se toma el valor de la defusificación en este punto máximo, como se indica en seguida:

$$y = \arg(\max(\mu(y) | y \in x)) \quad (13)$$

En caso de que la función de pertenencia de la salida tenga varios puntos máximos, se crea un grupo (B_{\max}), con estos puntos (soluciones óptimas) se ejecuta la ecuación:

$$B_{\max} = \{y \in Y | \mu(y) = \max(\mu_b(z))\} \quad (14)$$

De este grupo de máximos se debe obtener un único punto. Esto se puede hacer de varias formas. Un método es seleccionar aleatoriamente un punto óptimo (supone que todas las soluciones son igualmente buenas), pero preferiblemente se debe seleccionar un punto de la mitad del conjunto de soluciones. Otra posible solución, es hallando el valor medio del conjunto, este es un conjunto finito por medio de:

$$y_o(B) = \frac{1}{N} \sum_{y \in B_{\text{bueno}}} y \quad (15)$$

Donde N es el número de elementos en el conjunto.

- Centro de gravedad

Con este método se tiene en cuenta la información relacionada con la función de pertenencia μ_b . Se toma la medida de todos los pesos como se indica en la ecuación:

$$y_o(B) = \frac{\sum y \mu_B(y)}{\sum \mu_B(y)} \quad (16)$$

- Regla difusa SI- ENTONCES.

En una regla difusa se asume como: si x es A entonces y es B, donde A y B son valores lingüísticos definidos por conjuntos difusos dentro de los universos del discurso X y Y. como es la lógica clásica a menudo “x es A” es llamado premisa y “y es B” es llamada la conclusión o consecuencia. Este tipo de reglas pueden ser utilizado para modelar y analizar un sistema. Hay varios métodos para calcular $R=A \rightarrow B$ que han sido propuestos. R puede ser visto como un conjunto difuso con una función de pertenencia en dos dimensiones por:

$$\mu_R(x, Y) = f(\mu_A(x), \mu_B(y)) = f(a, b) \quad (17)$$

2.4 PID

Para el correcto funcionamiento de un controlador PID que regule un proceso o sistema se necesita, al menos:

- a) Un sensor, que determine el estado del sistema (termómetro, caudalímetro, etc).
- b) Un controlador, que genere la señal que gobierna al actuador.
- c) Un actuador, que modifique al sistema de manera controlada (resistencia eléctrica, motor, válvula, bomba, etc).

El sensor proporciona una señal analógica o digital al controlador, la cual representa el *punto actual* en el que se encuentra el proceso o sistema. La señal puede representar ese valor en tensión eléctrica, intensidad de corriente eléctrica o frecuencia.

El controlador lee una señal externa que representa el valor que se desea alcanzar. Esta señal recibe el nombre de *punto de consigna* (o punto de referencia), la cual es de la misma naturaleza y tiene el mismo rango de valores que la señal que proporciona el sensor. Para hacer posible esta compatibilidad y que, a su vez, la señal pueda ser entendida por un humano, habrá que establecer algún tipo de interfaz.

El controlador resta la señal de *punto actual* a la señal de *punto de consigna*, obteniendo así la señal de *error*, que determina en cada instante la diferencia que hay entre el valor deseado y el valor medido. La señal de error es utilizada por cada una de las 3 componentes de un controlador PID propiamente dicho para generar las 3 señales que, sumadas, componen la señal que el controlador va a utilizar para gobernar al actuador. La señal resultante de la suma de estas tres señales, que posteriormente se explicará, se llama *variable manipulada* y no se aplica directamente sobre el actuador, si no que debe ser transformada para ser compatible con el actuador que se use.

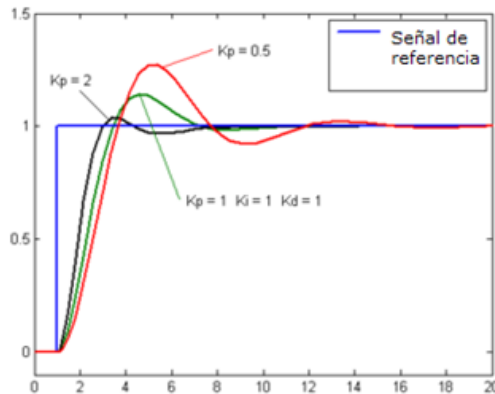
Un PID (Proporcional Integral Derivativo) es un mecanismo de control por realimentación que se utiliza en sistemas de control industriales. Un controlador PID corrige el error entre un valor medido y el valor que se quiere obtener calculándolo y luego sacando una acción correctora que puede ajustar al proceso acorde. El algoritmo de cálculo del control PID se da en tres parámetros distintos: el proporcional, el integral, y el derivativo. El valor Proporcional determina la reacción del error actual. El integral determina la reacción basada en la suma de

errores recientes y el derivativo determina la reacción del tiempo en el que el error se produce.

Ajustando estas tres constantes en el algoritmo de control del PID, el controlador puede proveer un control diseñado para lo que requiera el proceso a realizar. La respuesta del controlador puede ser descrita en términos de respuesta del control ante un error, el grado el cual el controlador llega al "set point", y el grado de oscilación del sistema. Nótese que el uso del PID para control no garantiza control óptimo del sistema o la estabilidad del mismo. Algunas aplicaciones pueden solo requerir de uno o dos modos de los que provee este sistema de control. Un controlador PID puede ser llamado también PI, PD, P o I en la ausencia de las acciones de control respectivas. Los controladores PI son particularmente comunes, ya que la acción derivativa es muy sensible al ruido, y la ausencia del proceso integral puede evitar que se alcance al valor deseado debido a la acción de control.

- Proporcional

Figura 15. Respuesta proporcional



Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Proporcional_integral_derivativo#Proporcional

La parte proporcional consiste en el producto entre la señal de error y la constante proporcional como para que hagan que el error en estado estacionario sea casi nulo, pero en la mayoría de los casos, estos valores solo serán óptimos en una determinada porción del rango total de control, siendo distintos los valores óptimos

para cada porción del rango. Sin embargo, existe también un valor límite en la constante proporcional a partir del cual, en algunos casos, el sistema alcanza valores superiores a los deseados. Este fenómeno se llama sobreoscilación y, por razones de seguridad, no debe sobrepasar el 30%, aunque es conveniente que la parte proporcional ni siquiera produzca sobreoscilación.

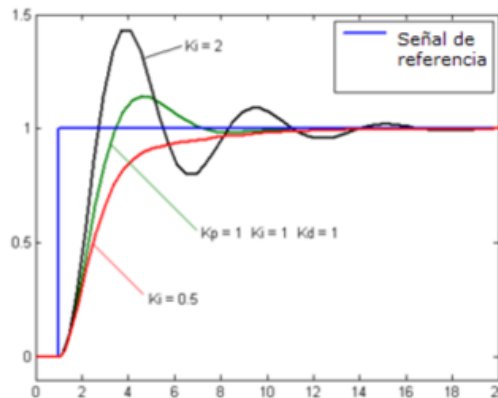
La partes proporcional no considera el tiempo, por tanto la mejor manera de solucionar el error permanente y hacer que el sistema contenga alguna componente que tenga en cuenta la variación con respecto al tiempo es incluyendo y configurando las acciones integral y derivativa.

La fórmula del proporcional esta dada por:

$$P_{sal} = K_p e(t) \quad (18)$$

- Integral

Figura 16. Respuesta Integral



Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Proporcional_integral_derivativo#Proporcional

El modo de control integral tiene como propósito disminuir y eliminar el error en estado estacionario, provocado por el modo proporcional.

El *error* es integrado, lo cual tiene la función de promediarlo o sumarlo por un periodo de tiempo determinado; Luego es multiplicado por una constante que representa la constante de integración. Posteriormente, la respuesta integral es

adicionada al modo Proporcional para formar el control P + I con el propósito de obtener una respuesta estable del sistema sin error estacionario.

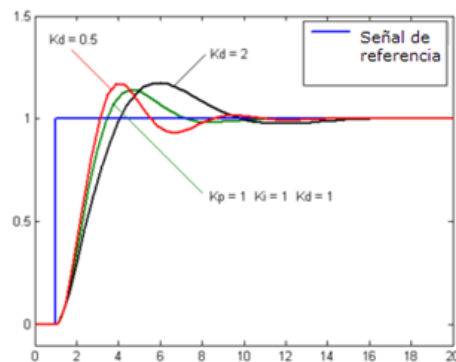
El modo integral presenta un desfase en la respuesta de 90° que sumados a los 180° de la retroalimentación (negativa) acercan al proceso a tener un retraso de 270°, luego entonces, solo será necesario que el tiempo muerto contribuya con 90° de retardo para provocar la oscilación del proceso. La ganancia total del lazo de control debe ser menor a 1, y así inducir una atenuación en la salida del controlador para conducir el proceso a estabilidad del mismo.

La formula del integral esta dada por:

$$I_{sal} = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (19)$$

- Derivativo

Figura 17. Respuesta derivativa



Fuente: http://es.wikipedia.org/wiki/Proporcional_integral_derivativo#Proporcional

La acción derivativa se manifiesta cuando hay un cambio en el valor absoluto del error; (si el error es constante, solamente actúan los modos proporcional e integral).

El *error* es la desviación existente entre el punto de medida y el valor consigna, o "*Set Point*".

La función de la acción derivativa es mantener el error al mínimo, corrigiéndolo proporcionalmente con la velocidad misma que se produce; de esta manera evita que el error se incremente.

Se deriva con respecto al tiempo y se multiplica por una constante **D** y luego se suma a las señales anteriores (P+I). gobernar la respuesta de control a los cambios en el sistema ya que una mayor derivativa corresponde a un cambio más rápido y el controlador puede responder acordeamente.

La fórmula del derivativo esta dada por:

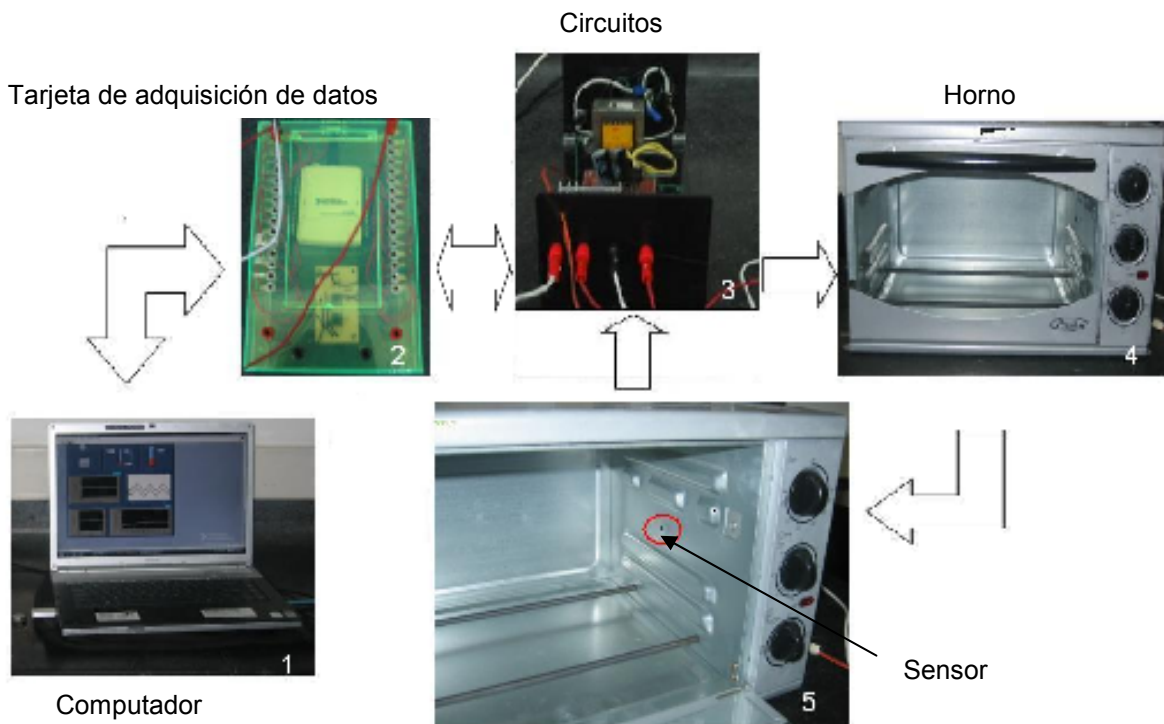
$$D_{sal} = K_d \frac{de}{dt} \quad (20)$$

3. DESCRIPCIÓN DEL PROYECTO

3.1 GENERALIDADES

En la figura 18 se observan los dispositivos que comprenden el sistema en lazo cerrado del control de la temperatura del horno.

Figura 18. Sistema de control realimentado



El proceso de control del sistema es básicamente el siguiente: En la figura 18, se tiene el computador que ejecuta el controlador, éste tiene la señal de referencia del sistema, debido a que el operador digita el valor del set-point en la interfaz realizada en Labview. A su vez este dispositivo (PC) a través del programa efectúa el proceso de comparación entre el valor digitado (Set-Point) y el valor captado en el instante por el sensor (figura 18, sensor). Dicho sensor emite una señal de

voltaje que mediante un circuito acondicionador (figura 18, circuitos) es tratada y amplificada hacia la tarjeta de adquisición de datos (figura 18, tarjeta de adquisición de datos) por una entrada análoga, la cual entrega el valor al computador y por medio del programa en LabVIEW realiza otro acondicionamiento de la señal para poder ser observada y tratada.

Terminada la comparación de la entrada y la salida, se realiza el control según el programa que se esté usando, ya sea el controlador fuzzy logic o el de PID. Estos controladores tratan las señales de entrada y salida, o en su defecto el error presente, y con sus respectivas operaciones, generan una salida que controla la modulación por ancho de pulso modificando el ciclo duty de éste.

Los pulsos son arrojados a la tarjeta de adquisición de datos como un 0 ó un 1 lógico (0 ó 5 V).

Se genera por la salida digital de la tarjeta de adquisición de datos una señal de voltaje de 0 ó 5V, esta señal va en dirección al actuador (figura 18, circuitos) y es acondicionada usando el Buffer (figura 18, circuitos) debido a que se cae el voltaje en la salida.

La salida del buffer llega al opto-TRIAC con cruce por cero, y permite o no la conmutación del TRIAC mayor dependiendo de la señal de control y de esta forma el TRIAC gobierna la carga (figura 18, horno) dejando o no conducir corriente sobre esta.

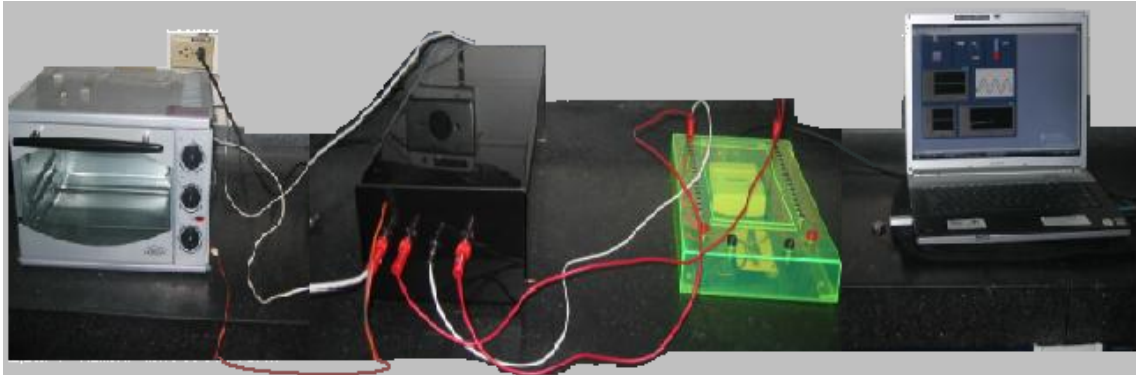
El sensor vuelve y toma su medida y forma el lazo cerrado, realimentando la salida y produciendo la acción de control nuevamente sobre la planta.

Cabe mencionar que el circuito acondicionador de señal se implementa con un amplificador LM741, al cual es necesario generarle voltajes de polarización de -15 y 15 V, para ello se cuenta con una fuente de poder que produzca dichos valores; además proporciona 5V para alimentar el buffer y el sensor LM35.

Esto quiere decir que para dicho proceso, el computador es el set-point, el comparador y el controlador del sistema. La tarjeta de adquisición de datos es la conexión directa entre el computador con el actuador, y el computador con el sensor. El actuador lo representa el circuito de potencia con el TRIAC que gobierna la planta, que para este sistema es el horno eléctrico (resistencias eléctricas), cuya temperatura de dicha resistencia es censada mediante el sensor

LM35 para temperaturas en grados centígrados. El efecto de dicho proceso se representa visualmente como se muestra en la figura 19.

Figura 19. Sistema automatizado de control en funcionamiento



- Datos Técnicos

Resistencia eléctrica del horno: 20 Ohmios

Potencia máxima: 750 Watts

Corriente máxima de la carga: 6 Amperios

Rango de Temperatura: 0 – 100 °C

Adquisición de datos del sensor:

- Muestras para leer: 1000

- Frecuencia: 1 KHz

Adquisición de datos para la salida (señal de control del sistema):

- Muestras para leer: 100

- Frecuencia: 1 KHz

PWM

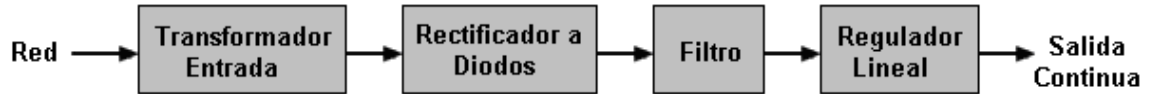
- Frecuencia: 10 KHz

- Frecuencia de muestreo: 100 KHz

- Muestras para leer: 100000

3.2 FUENTE DE PODER

Figura 20. Diagrama de Bloques Fuente de Poder



La función de una fuente de alimentación es convertir la tensión alterna en una tensión continua y con una tensión reducida, para ello se usan los siguientes componentes como se observa en la figura 20.

- Transformador de entrada

El transformador es un dispositivo electromagnético estático, que permiten partiendo de una tensión alterna conectada a su entrada, obtener otra tensión alterna mayor o menor que la anterior en la salida del transformador. Permiten así proporcionar una tensión adecuada a las características de los receptores.

El transformador de entrada reduce la tensión de red (generalmente 220 o 120 V) a otra tensión más adecuada para ser tratada.

En el diseño se utilizó un transformador TR1 que entrega 14V a la salida del secundario y una corriente de 1 amperio.

- Rectificador a diodos

El rectificador es el que se encarga de convertir la tensión alterna que sale del transformador en tensión continua. Para ello se utilizan diodos. Un diodo conduce cuando la tensión de su ánodo es mayor que la de su cátodo. Es como un interruptor que se abre y se cierra según la tensión de sus terminales. Según la figura 21 cuando V_i es positiva los diodos D_2 y D_3 conducen, siendo la salida V_0

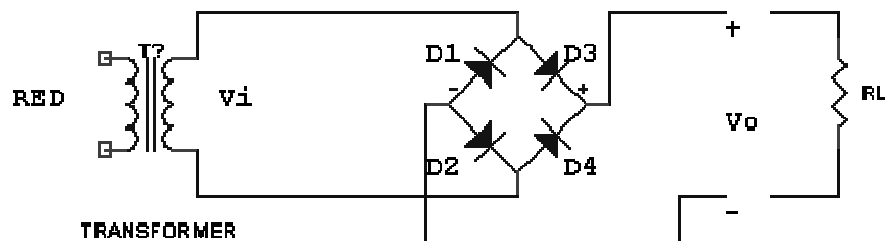
igual que la entrada V_i . Cuando V_i es negativa los diodos D_1 y D_4 conducen, de tal forma que se invierte la tensión de entrada V_i haciendo que la salida vuelva a ser positiva.

El rectificador se conecta después del transformador, por lo tanto le entra tensión alterna y tendrá que sacar tensión continua.

En la figura 21 la tensión V_i es alterna y sinusoidal, esto quiere decir que a veces es positiva y otras negativas.

El rectificador que se empleó en el diseño fue un puente rectificador KBPC1008 (ver anexo A) con una corriente máxima de 10A. Tienen cuatro terminales, dos para la entrada en alterna del transformador, uno la salida positiva y otro la negativa o masa.

Figura 21. Rectificador a diodos



Las marcas en el encapsulado suelen ser:

~ Para las entradas en alterna.

+ Para la salida positiva.

- Para la salida negativa o masa.

- El Filtro

El condensador de filtro es el encargado de eliminar las pequeñas crestas que quedan después de haber rectificado una corriente alterna.

La tensión en la carga que se obtiene de un rectificador es en forma de pulsos. En un ciclo de salida completo, la tensión en la carga aumenta de cero a un valor de pico, para caer después de nuevo a cero. Esta no es la clase de tensión continua que precisan la mayor parte de circuitos electrónicos.

Los diodos rectificadores se encargan de convertir la corriente alterna en corriente continua, pero ésta no es aún, totalmente pura, pues entre cada cresta de cada semionda positiva o negativa existe un intervalo donde la tensión decrece dada la forma de onda resultante después de pasar por los diodos, para eliminar este inconveniente, se añade al circuito rectificador, un condensador electrolítico de filtro. Se necesita es una tensión constante, similar a la que produce una batería. Para nuestro diseño se empleó un filtro de $3300\mu\text{F}$ a 35V , el cual reduce el rizado de la señal entregada por el puente rectificador de diodos.

- El Regulador

Un regulador o estabilizador es un circuito que se encarga de reducir el rizado y de proporcionar una tensión de salida de la tensión exacta que se requiere.

Debido a que en el diseño se requieren voltajes de alimentación de $+5\text{V}$ y $\pm 15\text{V}$ se emplearon reguladores de la serie LM78XX (ver anexo B) y LM79XX (ver anexo C).

En la serie LM78XX la característica principal es que la tensión entre los terminales V_{out} y GND es de XX voltios y una corriente máxima de 1A. Por

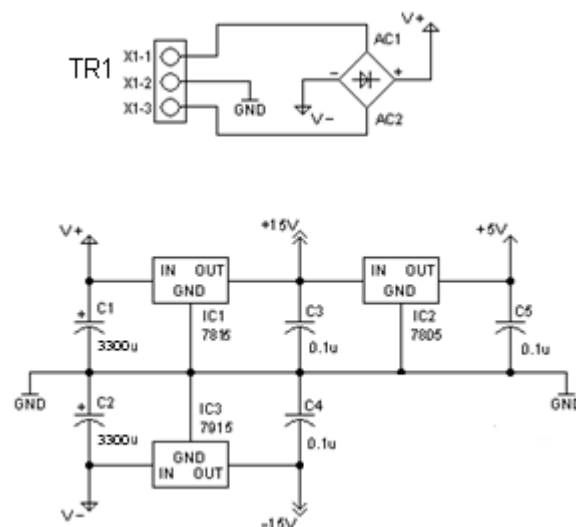
ejemplo: el 7805 es de 5V, el 7815 es de 15V y todos con una corriente máxima de 1 Amperio. Se suelen usar como reguladores fijos.

En la serie LM79XX el aspecto es como el anterior, sin embargo este se suele usar en combinación con el 78XX para suministrar tensiones simétricas. La tensión entre V_{out} y GND es de - XX voltios, por eso se dice que este es un regulador de tensión negativa. La forma de llamarlos es la misma: el 7905 es de 5V, el 7915 es de 15V pero para tensiones negativas.

Para obtener los diferentes voltajes de alimentación del diseño se aplicaron dos etapas de regulación, la primera a una tensión de $\pm 15V$ y la segunda tomando este voltaje a + 5V teniendo así los voltajes necesarios que se requieren en los diseños.

- Esquema final fuente de poder

Figura 22. Esquema final fuente de poder.



3.3 SENSOR

Descripción: El LM35 (ver anexo D) es un sensor de temperatura con una precisión calibrada de 1°C y un rango que abarca desde -55° a +150°C.

El sensor se presenta en diferentes encapsulados pero el mas común es el TO-92 de igual forma que un típico transistor con 3 terminales, dos de ellas para alimentarlo y la tercera entrega un valor de tensión proporcional a la temperatura medida por el dispositivo.

La salida es lineal y equivale a 10mV/°C por lo tanto:

- +1500mV = 150°C
- +250mV = 25°C
- -550mV = -55°C

Funcionamiento: Para hacer un termómetro lo único que se necesita es un voltímetro bien calibrado y en la escala correcta para que muestre el voltaje equivalente a temperatura. El LM35 funciona en el rango de alimentación comprendido entre 4 y 30 voltios.

El LM35 se puede conectar a un conversor Analógico/Digital y tratar la medida digitalmente, almacenarla o procesarla con un microcontrolador o similar.

Usos: El sensor de temperatura puede usarse para compensar un dispositivo de medida sensible a la temperatura ambiente, refrigerar partes delicadas del robot o bien para loggear temperaturas en el transcurso de un trayecto de exploración.

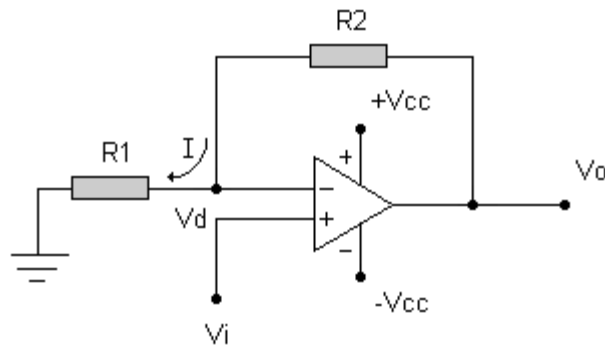
Se usó este sensor de temperatura LM35 como transductor en el sistema de control del horno, por su facilidad de gobierno, por su bajo costo, y porque el rango de temperatura que maneja es suficiente para la aplicación.

- Circuito acondicionador de señal

El sensor de precisión de temperatura en centígrados LM35, maneja en su pin de salida un voltaje entre 0mV y 1500mV para la configuración instaurada, lo cual hizo indispensable hacer un acondicionamiento de señal de entrada a la tarjeta USB 6008 de adquisición de datos de la National Instruments, debido a que la tarjeta no maneja estas señales mínimas de voltaje, por tanto es necesario convertir esta señal del sensor a una señal amplificada de voltaje.

Para tal efecto se utilizó un amplificador operacional LM741 (Ver anexo E) en configuración de amplificador no inversor con retroalimentación negativa, con una ganancia de 5, de tal modo, si se obtiene a la salida del sensor un voltaje de 1500 mV según la temperatura captada por el mismo, con el circuito acondicionador propuesto se conseguiría una señal de 7.5V, lo cual es una señal apta para el manejo de la tarjeta.

Figura 23. Amplificador no inversor con retroalimentación negativa



En el circuito de la Figura 23, la tensión 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 ningún terminal de entrada, y ya que $V_d = 0$, la tensión en R_1 será igual a V_i .

Donde:

$$V_i = I * R_1 \quad (21)$$

y como:

$$V_0 = I * (R_1 + R_2) \quad (22)$$

Se obtiene:

$$V_0 = \frac{V_i}{R_1} (R_1 + R_2) \quad (23)$$

En términos de ganancia:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (24)$$

Para una ganancia en el amplificador de 5

Se tiene:

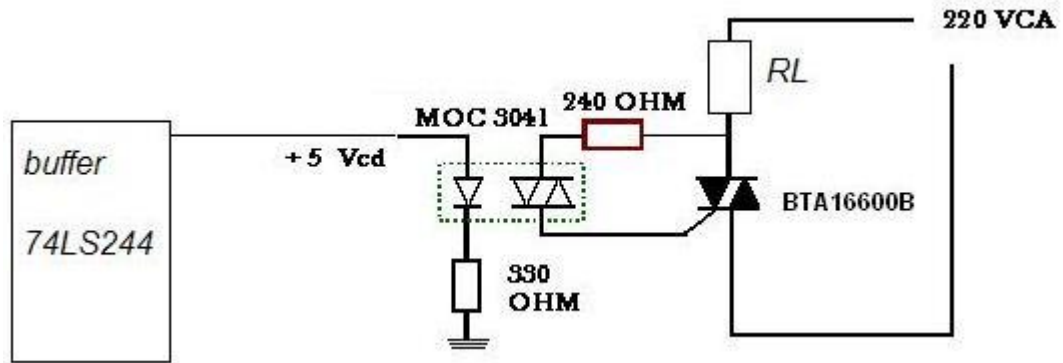
$$5 = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (25)$$

Se asume R1 de valor comercial de 10KΩ y despejando de la ecuación anterior se obtiene que R2 = 40KΩ

3.4 ETAPA DE POTENCIA PARA EL CONTROL DE LA RESISTENCIA DEL HORNO

En la figura 24 se aprecia la etapa de potencia que controla el encendido o apagado de la resistencia del horno, dependiendo del valor digital (0 o 1 lógico) que arroje la etapa de control y permita o no la conmutación del TRIAC.

Figura 24. Circuito de la etapa de potencia (en negrilla)



- Buffer

Dispositivo que actúa como acondicionador de la señal de salida de la tarjeta de adquisición de datos (CAS de control), ya que al conectar directamente la salida digital de la tarjeta DAQ USB 6008 al optotriac MOC3041 se presenta una caída de tensión en la señal de control lo que genera problemas en el gobierno de la carga. Se aseguró el nivel de tensión usando el buffer, el cual se conectó la entrada de éste a la señal de salida de la tarjeta DAQ y la salida del buffer a la entrada del opto-TRIAC.

El circuito integrado 74LS244 (ver anexo F) fue utilizado para dicho acondicionamiento de señal en el proyecto.

- Optotriac

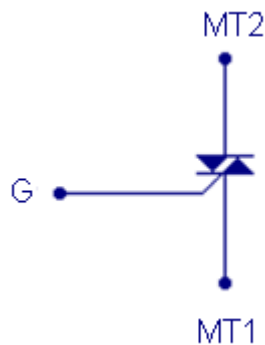
Se usa un optotriac para aislar la etapa de control (circuitería de baja tensión) con la de potencia (la red y la carga) y de esta forma, evitar posibles daños en la tarjeta de adquisición de datos. Se utiliza el MOC3041 (ver anexo G), un optotriac con conmutación en el paso por cero y un aislamiento entre entrada y salida mayor que 1.500V. El TRIAC integrado en el optotriac puede conmutar cargas de hasta 100mA, o lo que es lo mismo, 22W a 220V. Como el dispositivo (horno) a

controlarse supera esta potencia, entonces se añade un TRIAC mayor, que será gobernado por el optotriac.

- TRIAC

El TRIAC es un semiconductor, de la familia de los transistores. La diferencia con el tiristor convencional es que éste es unidireccional, es decir, funciona con corriente alterna en el sentido de polarización con medio semiciclo, y el TRIAC es bidireccional, funciona en los semiciclos positivos y negativos. Cuando el TRIAC conduce, hay una trayectoria de flujo de corriente de muy baja resistencia de una terminal a la otra, dependiendo la dirección de flujo de la polaridad del voltaje externo aplicado. Cuando el voltaje es más positivo en MT2, la corriente fluye de MT2 a MT1 en caso contrario fluye de MT1 a MT2. En ambos casos el TRIAC se comporta como un interruptor cerrado. Cuando el TRIAC deja de conducir no puede fluir corriente entre las terminales principales sin importar la polaridad del voltaje externo aplicado por tanto actúa como un interruptor abierto.

Figura 25. TRIAC



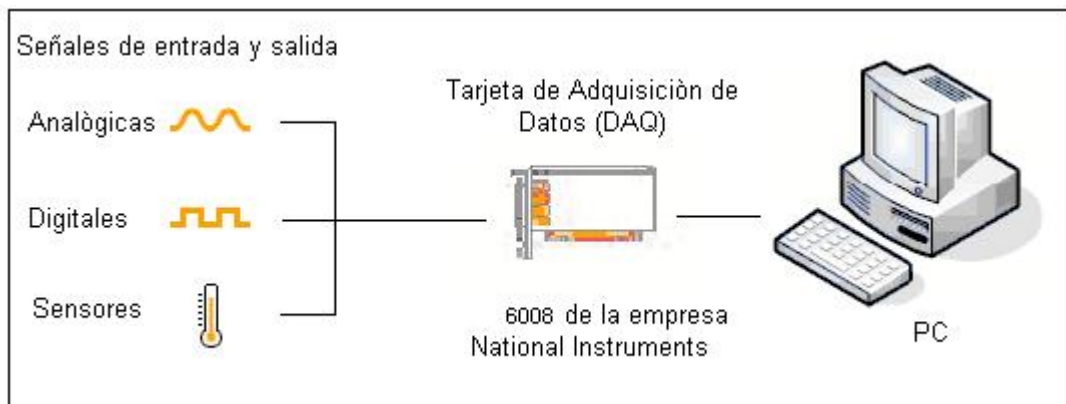
Se emplea el TRIAC BTA16600B (ver anexo H), porque no basta con el TRIAC interno del optotriac para desarrollar la conmutación del dispositivo, debido a que la resistencia del horno supera la potencia máxima a la cual el TRIAC integrado del MOC3041 puede conmutar.

3.5 ADQUISICIÓN DE DATOS

3.5.1 Introducción. La adquisición de datos consiste en la toma de muestras del mundo real para generar datos que pueden ser manipulados por un ordenador. Consiste en tomar un conjunto de variables físicas, convertirlas en tensiones eléctricas y digitalizarlas de manera que se puedan procesar en una computadora. Se requiere una etapa de acondicionamiento que adecua la señal a niveles compatibles con el elemento que hace la transformación a señal digital. El elemento que hace dicha transformación es el módulo o tarjeta de adquisición de datos (DAQ).

La tarjeta de adquisición de datos (DAQ) es un dispositivo encargado de efectuar la comunicación entre el computador y el módulo didáctico. En este trabajo, se utiliza una tarjeta DAQ USB-6008 de la empresa *National Instruments*, que se ilustra en la figura 26.

Figura 26. Adquisición de datos



3.5.2 Tipos de Señales. Los circuitos electrónicos se pueden dividir en dos amplias categorías: digitales y analógicos. La electrónica digital utiliza magnitudes

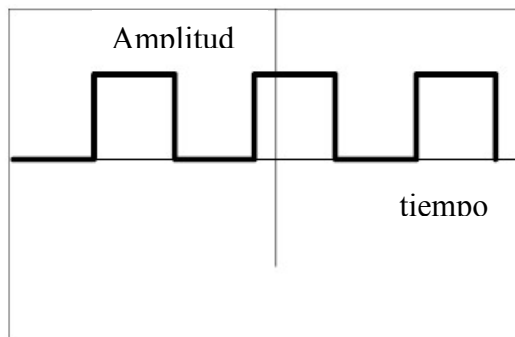
con valores discretos, mientras que la electrónica analógica emplea magnitudes con valores continuos.

- Sistema digital

Un sistema digital es cualquier dispositivo destinado a la generación, transmisión, procesamiento o almacenamiento de señales digitales.

Una señal digital corresponde a magnitudes físicas limitadas a tomar sólo unos determinados valores discretos. Por ejemplo: 0 (señal de resistencia eléctrica, muy pequeña), ó 1 (señal de resistencia eléctrica, muy grande). Las computadoras digitales utilizan la lógica de dos estados: la corriente pasa o no pasa por los componentes electrónicos de la computadora.

Figura 27. Señal digital

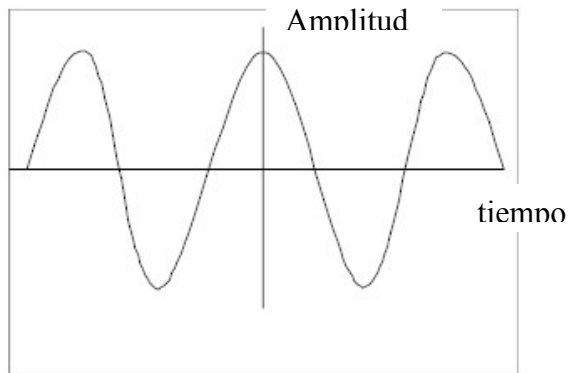


Para el análisis y la síntesis de los sistemas digitales binarios se utiliza como herramienta el álgebra de Boole, formada por compuertas lógicas que siguen el comportamiento de algunas funciones booleanas.

- Sistema analógico

Un sistema analógico es aquel que tiene la capacidad de generar, transmitir, procesar o almacenar señales analógicas.

Figura 28. Señal análoga

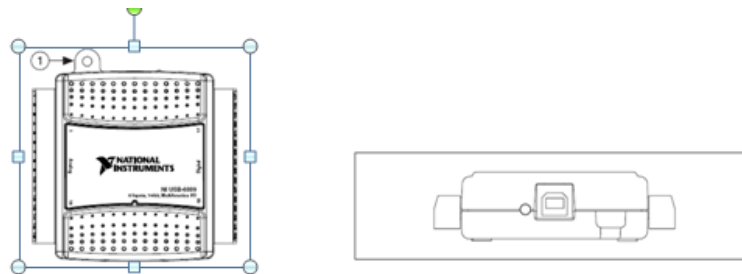


Se dice que una señal es analógica cuando las magnitudes de la misma se representan mediante variables continuas, análogas a las magnitudes que dan lugar a la generación de esta señal.

3.5.3 Tarjeta de adquisición de datos NI USB- 6008

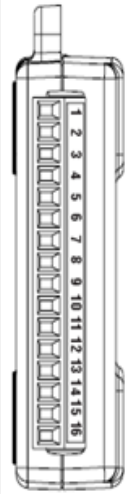
La tarjeta de adquisición de datos USB-6008 de National Instruments brinda una gran potencia de adquisición de datos (DAQ) multifunción portátil y a bajo costo para USB. La tarjeta USB-6008 ofrece 10kS/s a resolución de 12 bits. El módulo tiene 8 entradas analógicas de una sola terminal (4 diferenciales). También tiene 2 salidas analógicas y 12 líneas de I/O digital (5V TTL/CMOS) para brindar una capacidad verdadera de DAQ multifunción.

Figura 29. NI USB-6008



Fuente: Manual NI USB 6008-6009

Tabla 1. Asignación de terminales análogos

Module	Terminal	Signal, Single-Ended Mode
	1	GND
	2	AI 0
	3	AI 4
	4	GND
	5	AI 1
	6	AI 5
	7	GND
	8	AI 2
	9	AI 6
	10	GND
	11	AI 3
	12	AI 7
	13	GND
	14	AO 0
	15	AO 1
	16	GND


GND: tierra, punto de referencia para mediciones.

AI <0..7>: entradas análogas del sistema

AO 0 y AO 1: salidas análogas.

Fuente: Manual NI USB 6008-6009

Tabla 2. Asignación de terminales digitales

Module	Terminal	Signal
	17	P0.0
	18	P0.1
	19	P0.2
	20	P0.3
	21	P0.4
	22	P0.5
	23	P0.6
	24	P0.7
	25	P1.0
	26	P1.1
	27	P1.2
	28	P1.3
	29	PFI 0
	30	+2.5 V
	31	+5 V
	32	GND

P1.<0..3> y P0.<0..7>: entradas y salidas digitales deben tener como referencia GND de la tarjeta.

+2.5 V y 5 V: salidas digitales de la tarjeta, referenciadas con GND.

Fuente: Manual NI USB 6008-6009

3.6 LabVIEW

- Descripción

LabVIEW de National Instruments proporciona un potente entorno de desarrollo gráfico para el diseño de aplicaciones de adquisición de datos, análisis de medidas y presentación de datos, ofreciendo una gran flexibilidad gracias a un lenguaje de programación sin la complejidad de las herramientas de desarrollo tradicionales.

- Características principales

- Intuitivo lenguaje de programación gráfico para ingenieros y científicos.
- Herramientas de desarrollo y librerías de alto nivel específicas para aplicaciones.
- Cientos de funciones para E/S, control, análisis y presentación de datos.
- Despliegue en ordenadores personales, móviles, industriales y sistemas de computación empujados.

Esta herramienta de software (LabVIEW) fue usada en el proyecto para adquirir la señal del sensor, procesarla mediante la programación de los controladores y obtener su respectiva salida digital por medio de la modulación por ancho de pulso (PWM).

3.6.1 PWM

La modulación del ancho de pulso o PWM (*Pulse Width Modulation*, de las siglas en inglés) es una técnica de modulación donde se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (por ejemplo cuadrada), para controlar el valor medio a la salida con respecto a la amplitud de una señal de entrada.

El ciclo de trabajo de una señal periódica se define como la relación entre el ancho del pulso y el periodo de la señal, como se muestra en la ecuación 26. Normalmente se representa como un porcentaje del periodo total

$$D = (\tau / T) 100 \quad (26)$$

donde D es igual al ciclo de trabajo, τ corresponde al tiempo en que la señal es positiva o ancho del pulso y T es el periodo de la señal.¹

En la figura 30 se muestra un ejemplo donde se explica gráficamente la definición de ciclo de trabajo. El periodo de la señal T es igual a 10 segundos y el ancho del pulso τ tiene una duración positiva de 5 segundos, por lo tanto el ciclo de trabajo de la señal es del 50%. La línea discontinua muestra el valor promedio de la salida y se puede observar que 6V son equivalentes al 50% de la señal de entrada que tiene un valor de 12V. En la figura 31, se puede observar la misma señal pero ahora con un pulso que tiene una duración de 2.5s, su ciclo de trabajo es 25% que es equivalente a 3V de la señal de entrada.

Figura 30. Ciclo de trabajo 50%

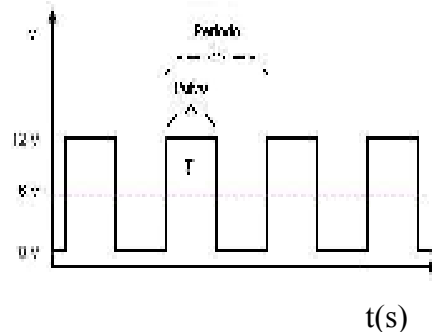
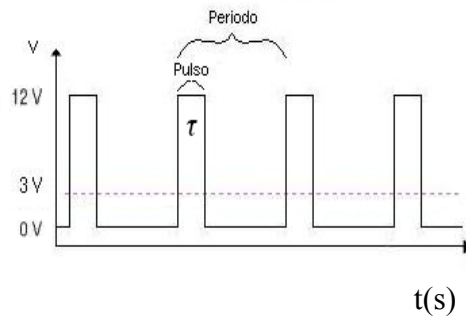


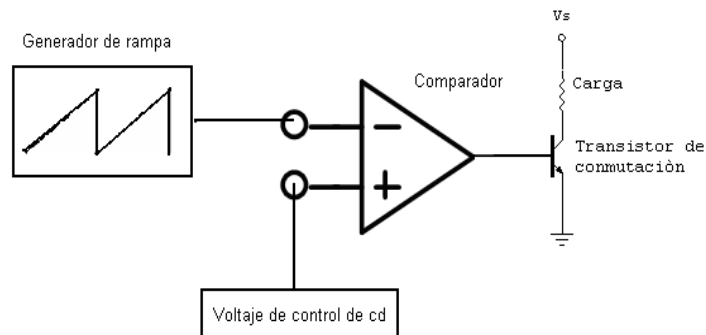
Figura 31. Ciclo de trabajo 25%



¹COUGHLIN, Robert F. y DRISCLL, Frederick F. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. México: Prentice Hall, 1999. p. 73-77.

En la figura 32 se muestra el esquema generalizado de un circuito PWM. La construcción del circuito PWM se lleva a cabo utilizando un circuito comparador. Una de las entradas del comparador es un generador de onda en rampa a frecuencia constante. La otra entrada es una señal de control que establece el valor promedio de la señal de salida. Además, se utiliza un transistor bipolar para conectar la señal de la salida a la carga.

Figura 32. Diseño básico de un circuito PWM



Fuente: MALONEY, TIMOTHY J. *Electronica industrial moderna*. 5a.edición, México: Pearson Education, 2006. p. 753,755.

La señal PWM se utiliza para reducir la potencia total entregada a la carga sin generar pérdidas, asimismo, reduce el consumo de potencia disminuyendo el posible calentamiento de la carga que se este utilizando.²

El campo de aplicaciones de la PWM es muy extenso, en la actualidad, existen muchos circuitos integrados que integran esta técnica de PWM, además de otros muy particulares para lograr circuitos funcionales que puedan controlar fuentes conmutadas, velocidad de motores, elementos termoeléctricos, amplificación de audio y algunas otras aplicaciones. Se destacan por fabricar este tipo de integrados, compañías como *National Semiconductor*, *Maxim*, *Texas Instruments*, y algunas otras más.

Para este proyecto se diseñó el PWM en Labview usando una función que genera una onda cuadrada, la cual viene con ciertos parámetros por defecto, pero que pueden ser cambiados por el programador, como lo son: frecuencia, amplitud,

²MALONEY, Timothy J. *Electrónica industrial moderna*. 5ª.ed. México: Pearson Education, 2006. p. 753-755.

offset, fase, frecuencia de muestreo y ciclo duty (%). Ésta última medida a manera de prueba se modificaba constantemente, empleando una función que simulaba una onda seno la cual era convertida a un valor numérico que representaba la medida del ciclo duty tal y como se observa en la figura 33.

Figura 33. Diseño de PWM con salida de -1 a 1

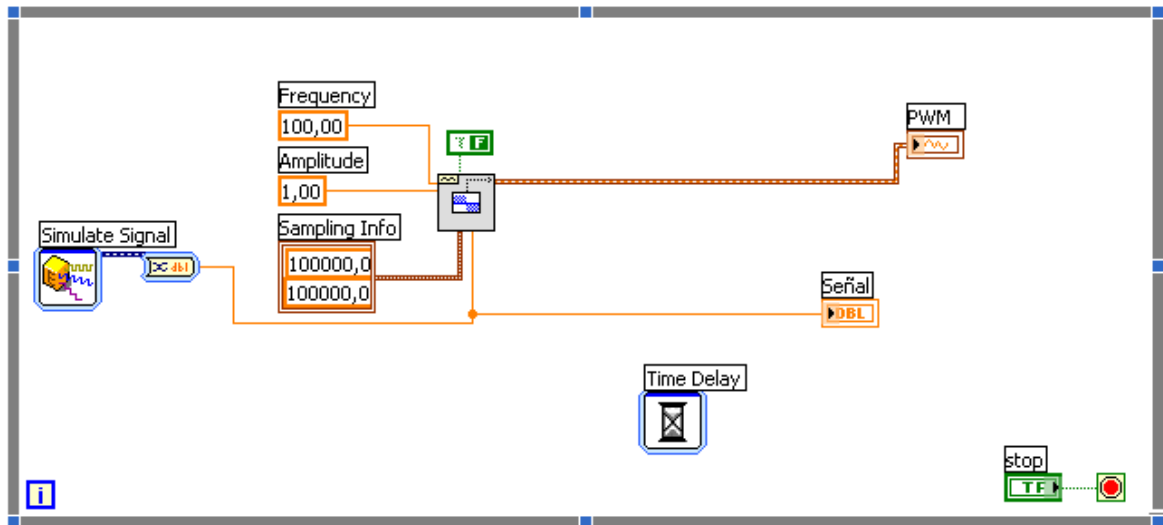


Figura 34. Simulación de PWM con amplitud de -1 a 1

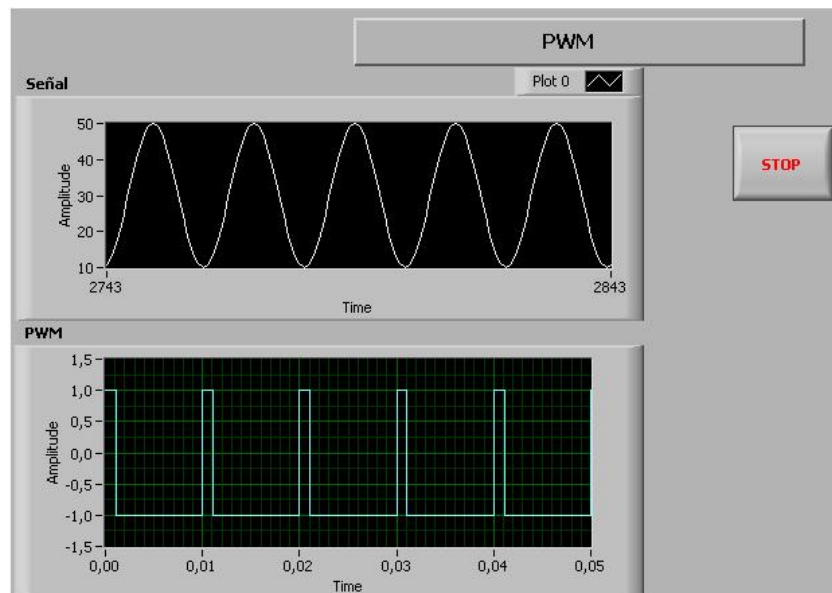
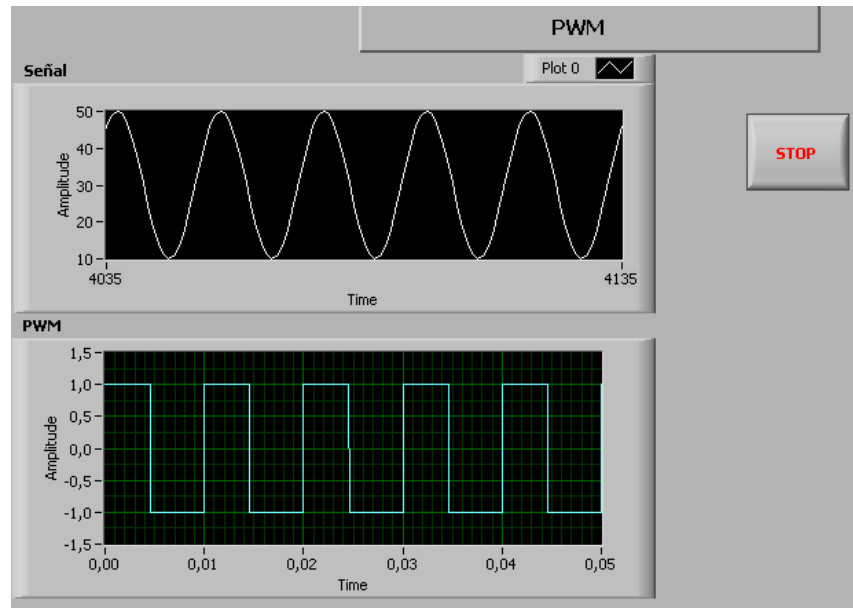


Figura 35. Simulación de PWM con amplitud de -1 a 1



En la figura 34 se observa que la señal moduladora (señal) está decreciendo, lo que propicia un ciclo duty bajo por lo tanto el ancho de pulso obtenido es pequeño; a diferencia de la figura 35 donde la señal crece llegando a su valor máximo y genera un ancho mayor que en la situación anterior. Pero nótese que la amplitud de la señal PWM se encuentra en un valor entre -1 y 1, lo que representa un problema debido a que se requiere una señal entre 0 y 1, para usar una salida digital de la tarjeta de adquisición de datos y poder de esta forma controlar el encendido o apagado de la resistencia del horno mediante el circuito de conmutación.

Para la solución (ver figura 36) de dicho inconveniente se adecuó una variable local que lee los datos a la salida de la función que genera la onda cuadrada y mediante un "index array" que retorna los elementos del vector (salida de onda cuadrada) de n-dimensiones a una lista y va realizando el index con el terminal de iteración del while loop. Dicha lista obtenida con el index array se cuestiona si es un valor mayor a cero, retornando una respuesta falsa o verdadera (valor booleano) y que es convertido a un valor de 0 ó 1, de esta manera se logra un PWM con amplitud entre 0 y 1.

Figura 36. Diseño PWM en Labview

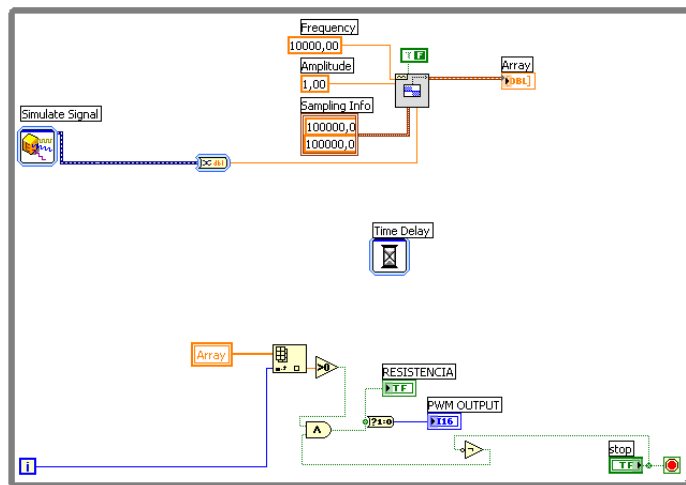


Figura 37. Simulación de PWM con amplitud de 0 a 1 y resistencia encendida

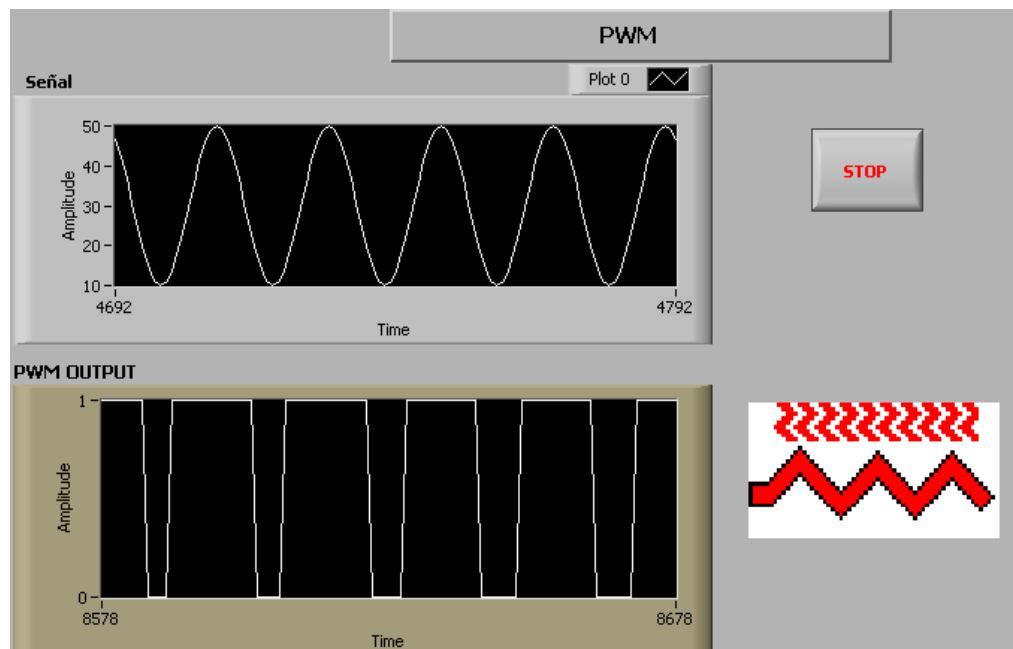
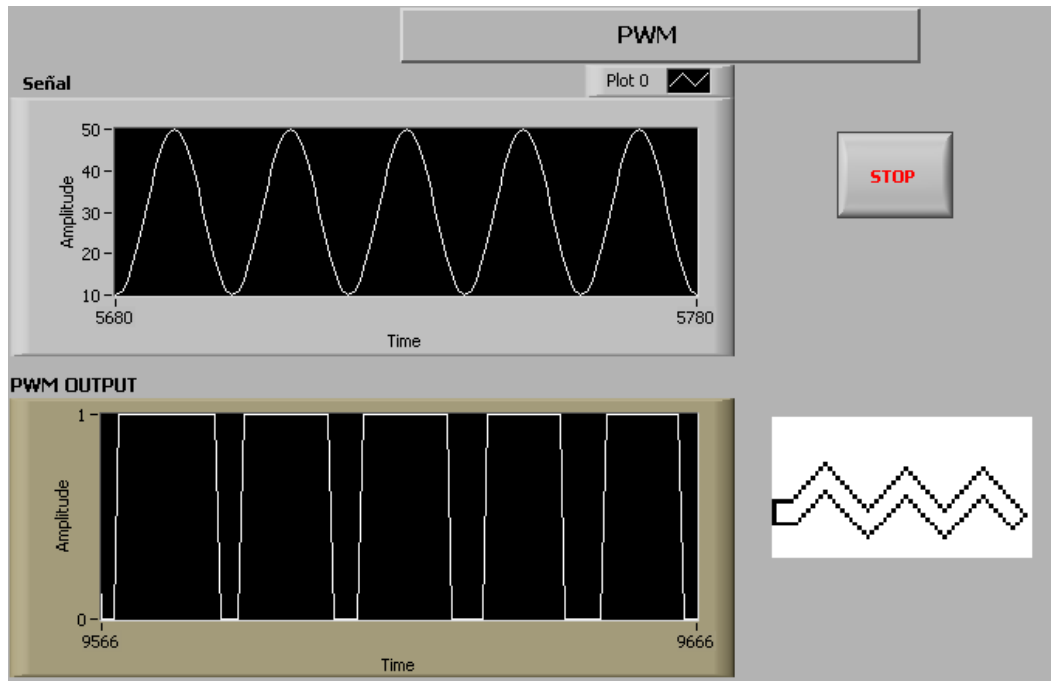


Figura 38. Simulación de PWM con amplitud de 0 a 1 y resistencia apagada



Se puede observar la figura 37 que cuando la salida del PWM se encuentre en 1, la resistencia estará encendida el periodo que dure el pulso activo. En la figura 38, se nota que la salida PWM se encuentra en cero, por lo tanto la resistencia está apagada hasta que se produzca un incremento en el ciclo duty de la onda cuadrada.

Cabe recalcar que en los programas finales de control, la salida de los controladores PID y fuzzy logic sustituirán la función que simulaba la onda seno que proveía el ciclo duty para generar la onda cuadrada o más específicamente el PWM, por lo tanto se puede afirmar que la salida de cada controlador es directamente proporcional con el ancho de pulso de la señal que gobernara el comportamiento de la resistencia de horno.

3.6.2 Desarrollo de controladores.

3.6.2.1 Manejo de fuzzy logic controller design.

- Funcionamiento de la toolkit

Esta toolkit de lógica difusa como VI funciona y marcha inmediatamente cuando se abre. Esta permite realizar aplicaciones con entornos gráficos para el diseño y la edición de un controlador fuzzy. Aunque esta no tenga ni entradas ni salidas, se puede usar tal como se usa un SUB VI.

En el panel frontal de la toolkit se puede describir el proyecto a realizar, ideas y otros aspectos a priori para el controlador fuzzy, además cuenta con cajas de identificación del proyecto donde se puede introducir fecha y hora de elaboración y el nombre de su desarrollador para posteriormente permitir un rápido reconocimiento del programa.

- Fuzzy-set-editor

Considerando el diseño de un controlador fuzzy para un horno, se inicia un nuevo proyecto insertando una pequeña descripción de dicho proyecto y el nombre de los desarrolladores en las cajas de identificación de campo. Fuzzy-set-editor ofrece varias funciones que pueden ser usadas para modificar solo unos periodos o el periodo completo de arreglo de la variable activa. Que en éste caso sería la temperatura. Desde acá se puede generar los conjuntos difusos y las variables lingüísticas de la temperatura a controlar en el horno con sus respectivos antecedentes (figura 39) y consecuencias (figura40).

Figura 39. Fuzzy set-editor antecedentes

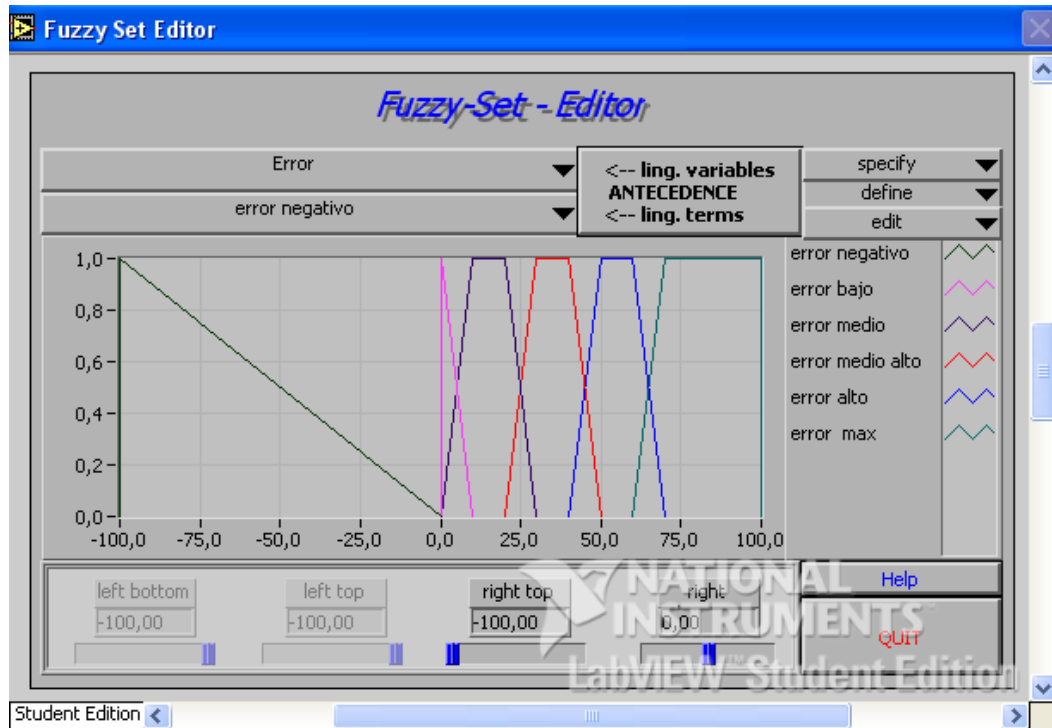
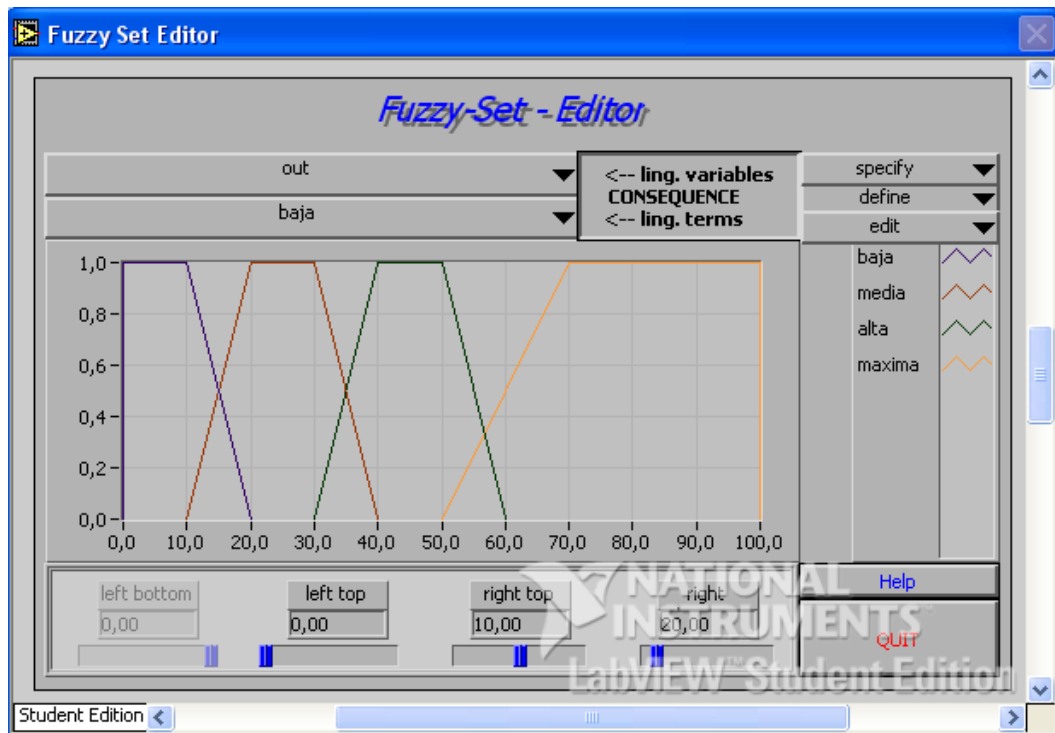


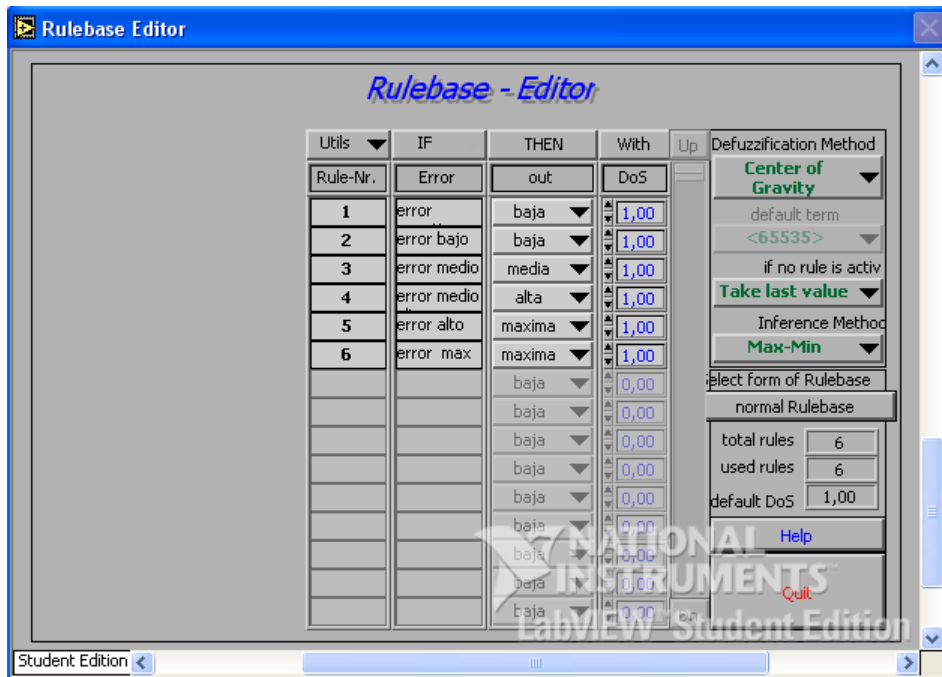
Figura 40. Fuzzy set-editor consecuentes



El menú de edición también posee otras funciones distintas para editar automáticamente el conjunto de funciones. Es posible también cambiar dicho conjunto de funciones a funciones individuales, o todo el mismo conjunto de funciones, a una sola ubicación en varios sets. La función se puede cambiar de conjunto trapezoidal a función triangular, además se puede ubicar la conexión o unión entre las funciones y de esa manera hacer todas las funciones simétricas.

- Rulebasee-editor

Figura 41. Rulebase-Editor



Después de introducir toda la información lingüística de la aplicación, (como se muestra en las figuras 39 y 40), se puede empezar a editar. Se debe seleccionar rulebase editor (ver figura 41) para generar las reglas que van a representar lo máximo en la experimentación en el proceso de control temperatura.

Labview asigna cada una de las posibles combinaciones de los periodos linguisticos, para cada una de las variables de entrada y sus posibles salidas, desde acá se pueden generar las reglas de forma if--them dependiendo del

comportamiento de la variable dentro del proceso. El panel frontal del rulebase-editor también contiene una serie de botones opcionales para la selección interactiva del método de defuzzyficación y el método de inferencia. Defusificación.

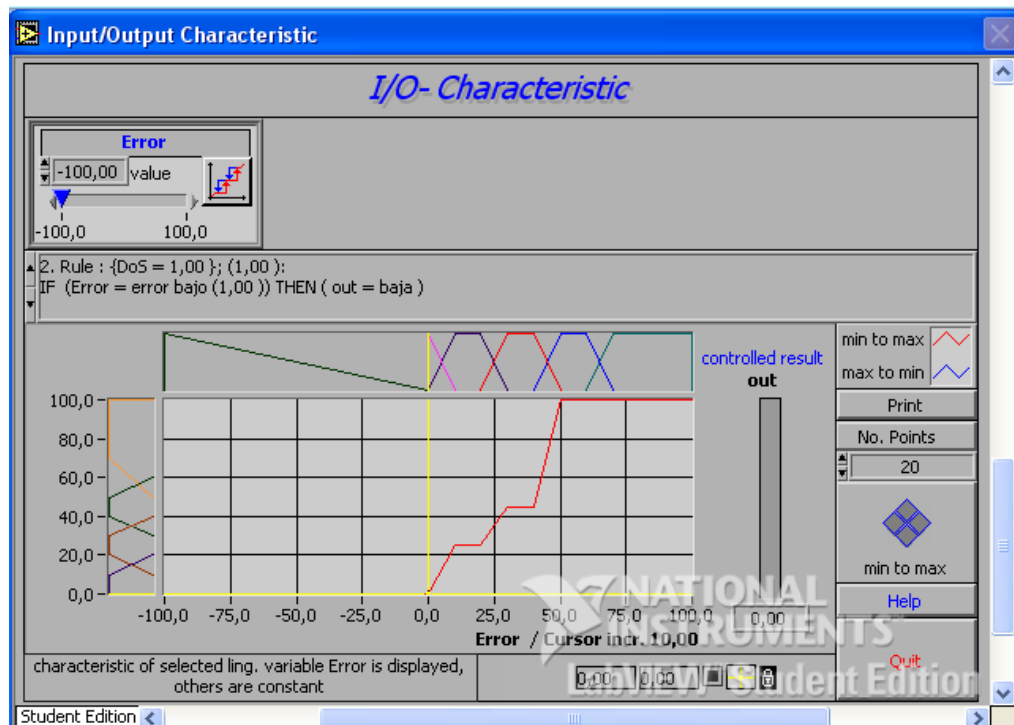
- Test facilities

Después de poner a correr o funcionar un controlador de fuzzy, hay que estudiar las características de entrada y salida del controlador con el set de herramientas. Se pueden usar estas características para optimizar el controlador de fuzzy y hacer cualquier modificación(es) que sea necesaria.

SELECCIONAR PRUEBA>> CARACTERISTICAS I/O para estudiar el comportamiento de las características I/O de un controlador de fuzzy.

Para el control de temperatura, previamente cargado, la prueba de las características I/O empieza con el panel frontal mostrado en la figura 42.

Figura 42. Características de entradas / salidas (Test facilities)



3.6.3 Diseño del control fuzzy logic para el horno. Para el desarrollo de este controlador se usan dos variables de entrada, el Error y el Set Point del sistema, con el fin de lograr una mayor precisión en el manejo de la variable de proceso como lo es la temperatura. A continuación se mostrarán los conjuntos difusos de las entradas y la salida del controlador difuso, con sus respectivas reglas heurísticas y su comportamiento característico de las entradas y salida. Se emplean funciones de pertenencia de tipo trapezoidal, tanto por la facilidad de computación que su uso conlleva como por su estructura lógica para definir su valor lingüístico asociado.

Figura 43. Conjuntos difusos del error

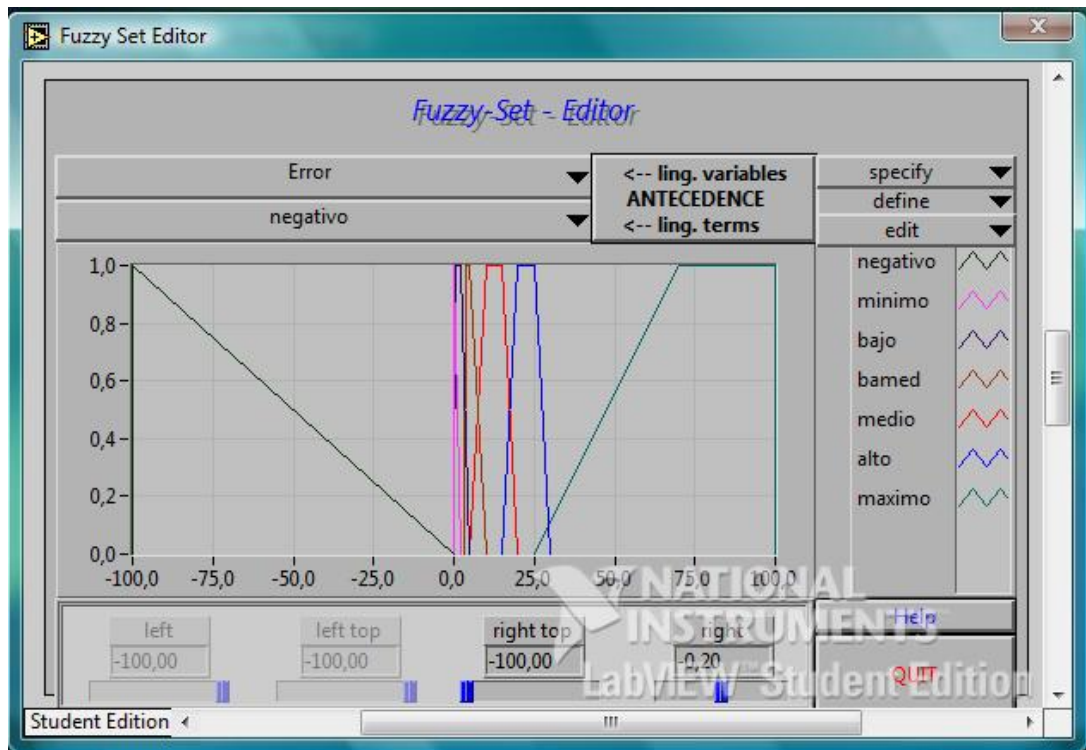
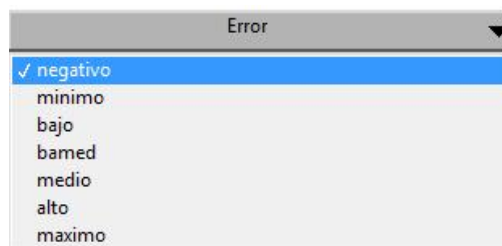


Figura 44. Barra de conjuntos del error



Como se puede observar en la figura 43, se manejan siete conjuntos difusos nombrados con sus respectivas etiquetas lingüísticas donde se alcanza a percibir que el error se encuentra entre -100 y 100

Entonces, Error= [-100, 100].

- negativo=trapezoidal (error,[-100 -100 -100 -0.2]);
- minimo=trapezoidal (error,[-0.2 -0.2 0 2]);
- bajo=trapezoidal (error,[0 0.5 2 5]);
- bamed=trapezoidal (error,[3 4 5 10]);
- medio=trapezoidal (error,[5 10 15 20]);
- alto=trapezoidal (error,[15 20 25 30]);
- máximo=trapezoidal (error,[25 70 100 100]);

En la figura 44 se muestra como se seleccionó el conjunto difuso perteneciente al error, a la cual se requiere hacer algún cambio en sus coordenadas.

Figura 45. Conjuntos difusos del set point

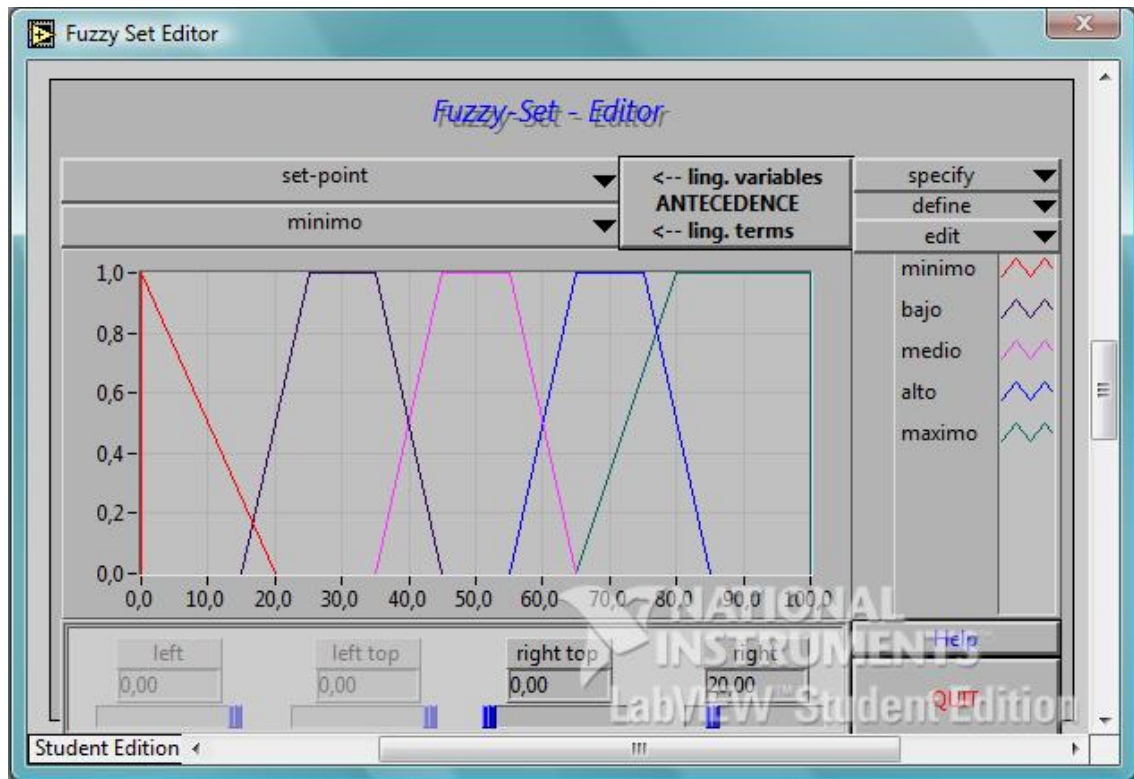
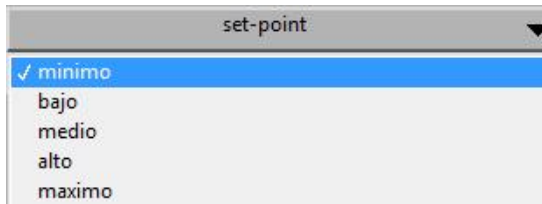


Figura 46. Barra de conjuntos del set-point



En la figura 45 se nota que se manejan cinco conjuntos difusos nombrados con sus respectivas etiquetas lingüísticas donde se encuentra que el set point se encuentra entre 0 y 100

Entonces, set-point= [0, 100].

- minimo=trapezoidal (error,[0 0 0 20]);
- bajo=trapezoidal (error,[15 25 35 45]);
- medio=trapezoidal (error,[35 45 55 65]);
- alto=trapezoidal (error,[55 65 75 85]);
- maximo=trapezoidal (error,[65 80 100 100]);

En la figura 46 al igual que en la figura 44 se señala la barra para seleccionar el conjunto difuso a modificar, concierne a la entrada set-point.

Figura 47. Conjuntos difusos de la salida

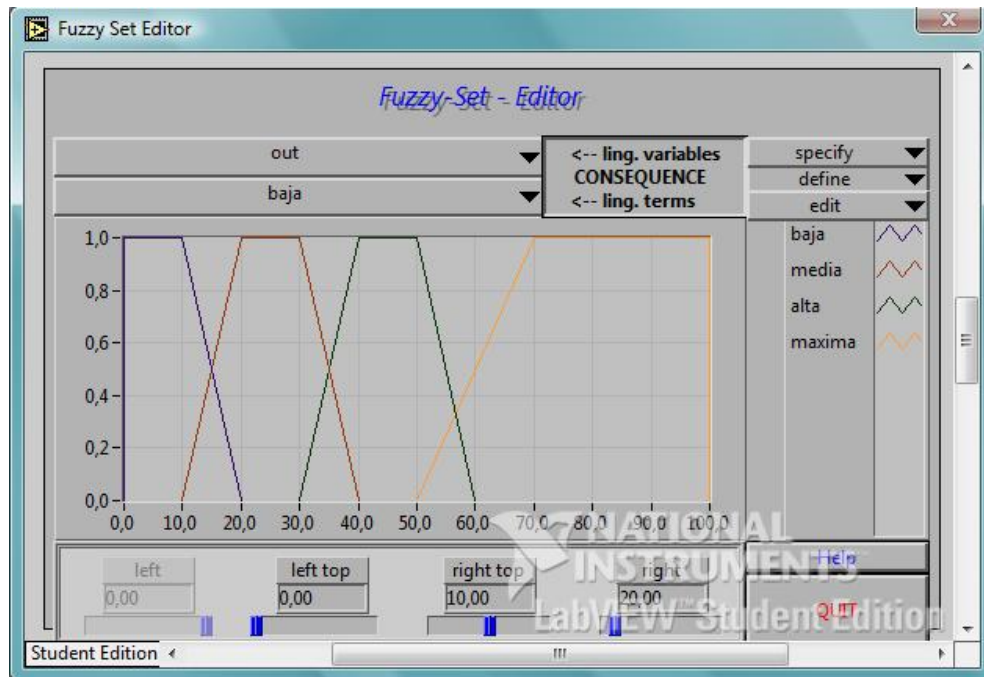
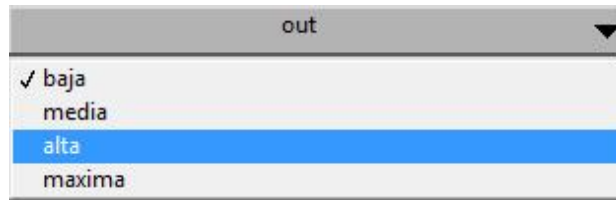


Figura 48. Barra de conjuntos difusos de la salida



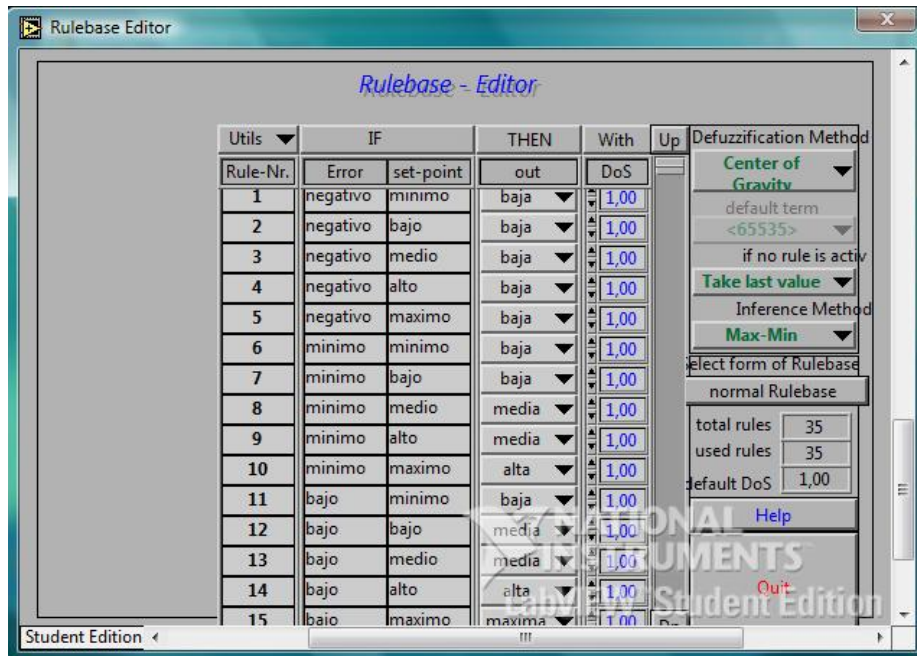
Se muestran en la figura 47 los cuatro conjuntos difusos de la salida con sus pertinentes etiquetas lingüísticas donde se observa que la salida está entre 0 y 100.

Entonces, $out = [0, 100]$.

- baja=trapezoidal (error,[0 0 10 20]);
- media=trapezoidal (error,[10 20 30 40]);
- alta=trapezoidal (error,[30 40 50 60]);
- maxima=trapezoidal (error,[50 70 100 100]);

Mediante los conjuntos expuestos en la figura 48 y la elección de éstos, se puede modificar sus parámetros para varias los rangos de salida.

Figura 49. Reglas 1-15



En la figura 49, 50 y 51 se observa el editor de reglas de inferencia de la forma IF...THEN con sus respectivas entradas (error y set-point) y dependiendo del comportamiento que se deseaba obtener, se realizan las operaciones difusas oportunas para cada caso. Como son dos variables de entrada, entonces este tipo de regla de inferencia, quedaría de la forma IF Error is XXXX y Set-point is XXXX, THEN out is XXXX.

Para actuar sobre el entorno físico, es necesario convertir esta variable difusa (conjunto difuso) a una que no sea difusa (valor numérico), para ello se emplea el método de centro de gravedad tal y como se indica en las figuras 49, 50 y 51 parte superior derecha.

Figura 50. Reglas 16-30

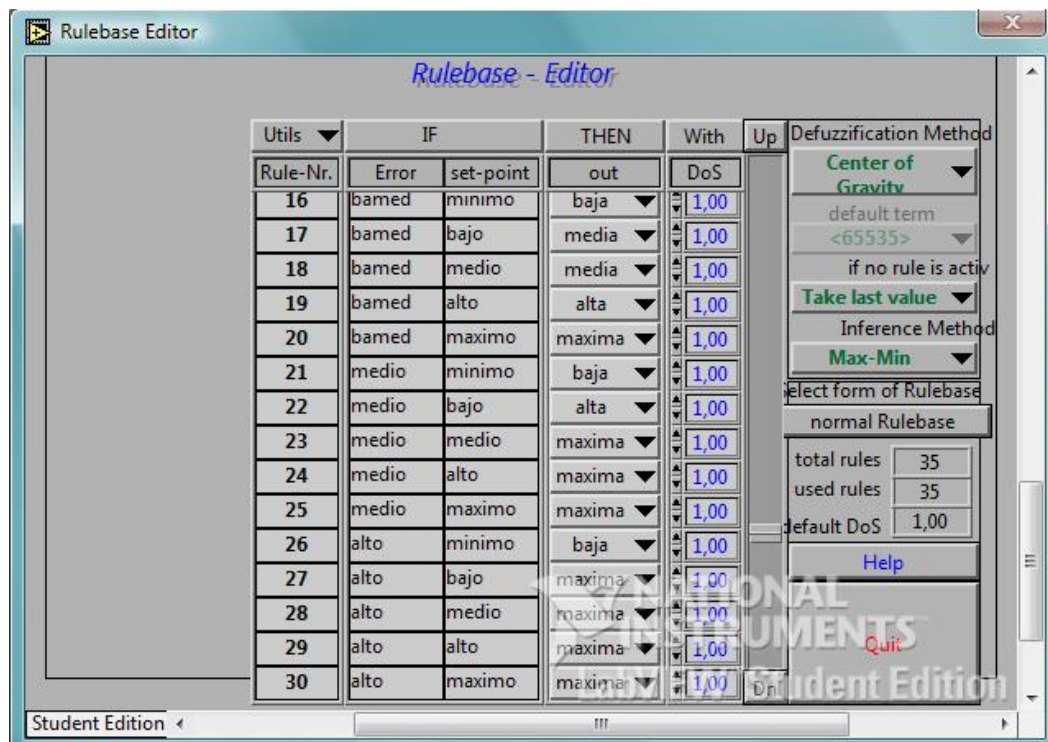
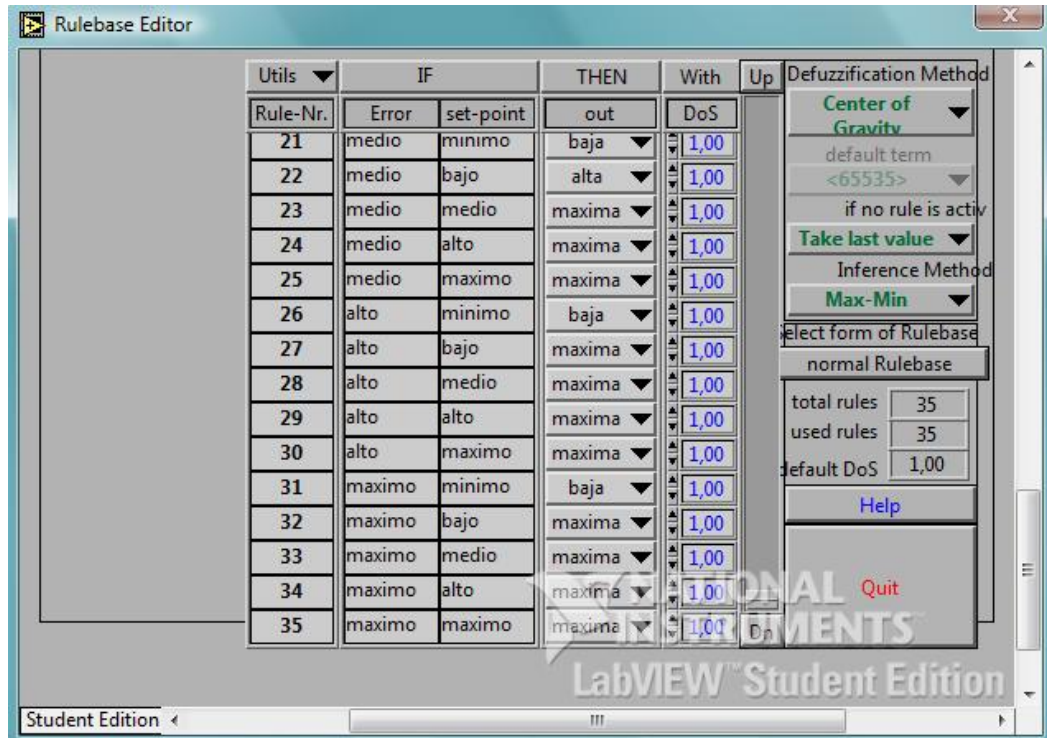


Figura 51. Reglas 31-35



3.6.3.1 Proceso para optimizar los resultados del controlador de lógica difusa. Las reglas heurísticas se editan con base en pruebas arduamente realizadas sobre la planta del sistema. El valor numérico de la salida se encuentra entre un mínimo de 0 y un máximo de 100, valores que son directamente proporcionales al ancho de pulso del PWM.

Inicialmente se hizo el controlador con el uso de una sola entrada (error) y una única salida (out), pero fue descartada posteriormente a una serie de pruebas realizadas, debido a que su comportamiento en la salida, sería el mismo para todo el rango de temperaturas en el set-point. Gracias a estas experiencias, se percibió que era necesario introducir una nueva variable de entrada, ya que el problema con una sola entrada consistía en que si se cuadraba la salida con los conjuntos difusos y las reglas, para temperaturas bajas, no se obtenía del controlador un buen desempeño para temperaturas altas en el set-point, y en caso contrario si se convenía la salida para temperaturas altas, la respuesta del controlador para temperaturas bajas no sería el adecuado porque se presentaba un overshoot alto;

por lo tanto era necesario manejar diferentes valores de salida dependiendo del set-point, si este era alto o bajo.

Con dos variables de entrada, el error y el set-point, se pretende ir reduciendo el valor numérico de la salida a medida que la señal del sensor se va acercando al set-point, teniendo en cuenta que la señal del sensor se encuentra por debajo del valor que el operario digita (set-point) es decir un error positivo, de lo contrario (errores negativos) el valor numérico de la salida es 0. Esta reducción será diferente para cada valor en la entrada del set-point, y dependiendo del error que se presente, es decir, para aquellos valores de entrada que se determinen en rangos bajos, su salida será la apropiada para alcanzar el set-point sin un sobreimpulso alto; de igual forma, para altas temperaturas en la variable de entrada (set-point) y obedeciendo a su error, su salida también será ajustada para lograr la respuesta aceptable pero de una manera proporcional a los valores de entrada que se estén manejando.

Todo ello con el fin de alcanzar una respuesta transitoria que sea óptima y manifieste el buen control del sistema, es decir, buscar un overshoot mínimo que para este caso es fundamental, ya que el sistema es muy lento, y así conseguir un tiempo de establecimiento relativamente bajo.

A continuación se hará una breve explicación de lo dicho sobre el manejo de las reglas heurísticas por medio de unos ejemplos:

1. Suponemos un set point de 35 °C (ver figura 52) y dependiendo del error que se este manejando, si este es grande o pequeño se obtendrá un valor ya defusificado de salida. Por ejemplo un error de 0.8 para el set-point dado, utiliza las reglas 7 y 12 (ver figura 49). Regla 7: El error es mínimo y set point es bajo, es decir que el error está entre -0.2 y 0.2 y el set point entre 15 y 45, entonces la salida es baja (entre 0 y 20). Regla 12: El error es bajo (entre 0 y 5) y el set point es bajo, entonces la salida es media (entre 10 y 40). Debido a que interfieren dos reglas para estos datos de error y set-point, se efectúa las respectivas operaciones y el método de centro de gravedad como método de defusificación entre los conjuntos difusos para obtener un valor numérico de salida, que para éste caso de la figura 52 corresponde a 12.4.

2. Ahora se posee un error de 15.4 para el mismo set-point de 35 (ver figura 53), en éste caso intervienen las reglas 22 y 27 (ver figura 50). Regla 22: El error es medio y set point es bajo, es decir que el error está entre 5 y 20, el set point entre 15 y 45, entonces la salida es alta (entre 30 y 60). Regla 27: El error es alto (entre 15 y 30) y el set point es bajo, entonces la salida es máxima (entre 50 y 100). Debido a que interfieren dos reglas para estos datos de error y set-point, se efectúa las respectivas operaciones y el método de centro de gravedad como método de defusificación entre los conjuntos difusos para obtener un valor numérico de salida, que para éste caso de la figura 53 corresponde a 61.0.

3. Modificando el set-point a 70 y con un error de 0.4 para este ejemplo de la figura 54, se manifiestan en el proceso las reglas 9, 10, 14, y 15 (ver figura 49). Regla 9: El error es mínimo y set point es alto, es decir que el error está entre -0.2 y 0.2 y el set point entre 55 y 85, entonces la salida es media (entre 10 y 40). Regla 10: El error es mínimo (entre -0.2 y 0.2) y el set point es máximo (entre 65 y 100), entonces la salida es alta (entre 30 y 60). Regla 14: El error es bajo y set point es alto, es decir que el error está entre 0 y 5, el set point entre 55 y 85, entonces la salida es alta (entre 30 y 60). Regla 15: El error es bajo (entre 0 y 5) y el set point es máximo (entre 65 y 100), entonces la salida es máxima (entre 50 y 100). Cuatro reglas hacen parte de este caso, para tales datos de error y set-point, entonces se efectúan las respectivas operaciones y el método de centro de gravedad como método de defusificación entre los conjuntos difusos para obtener un valor numérico de salida, que para éste caso de la figura 54 corresponde a 65.5.

Figura 52. Test panel set-point 35, error 0.8

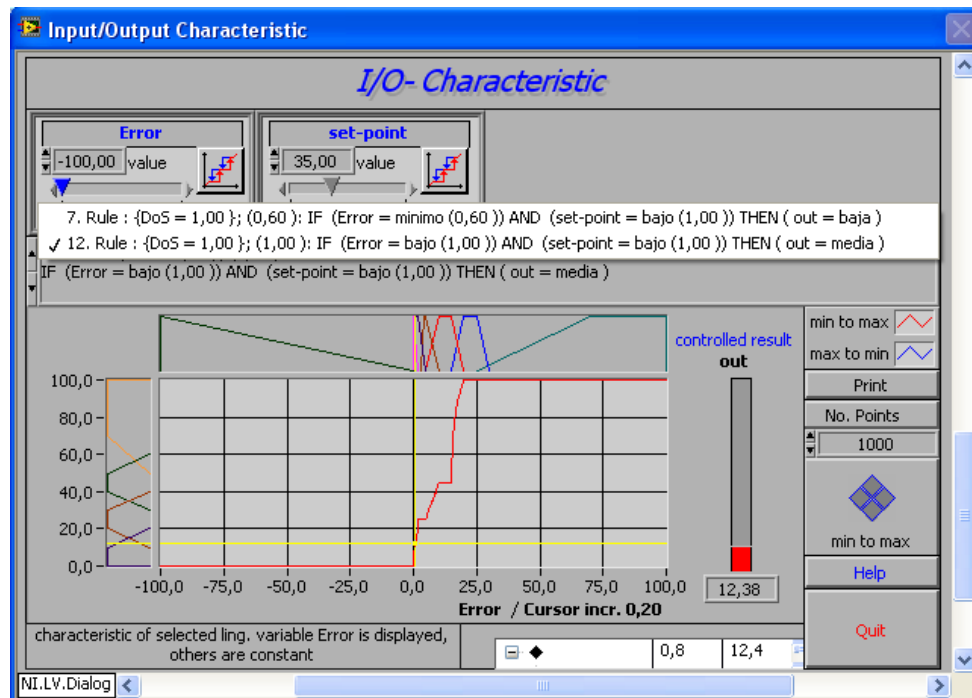


Figura 53. Test panel set-point 35, error 15.4

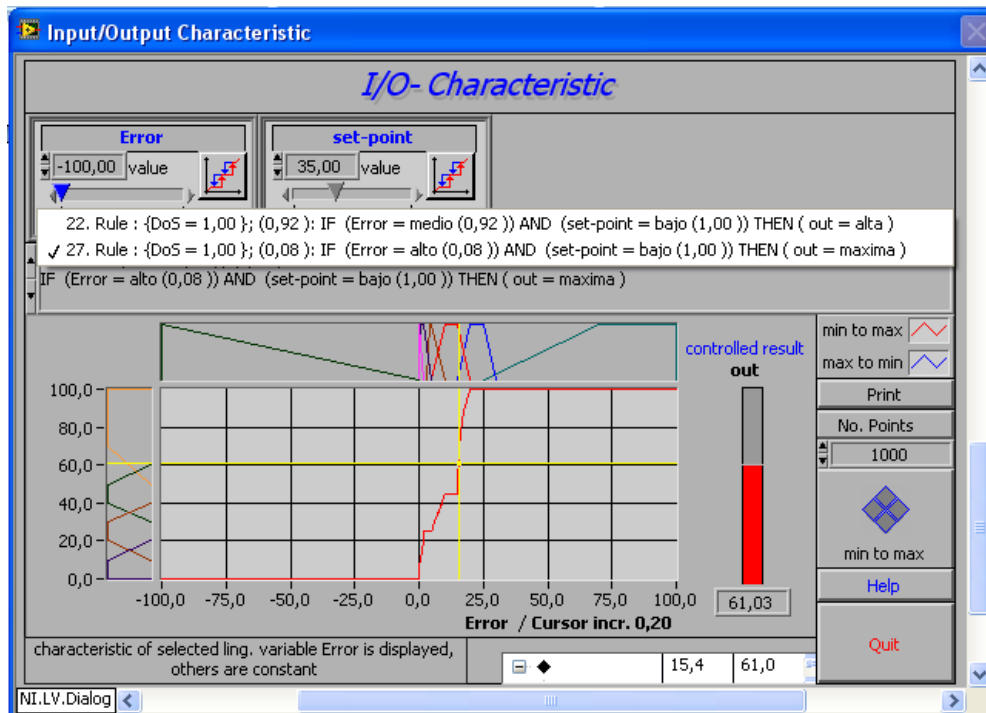
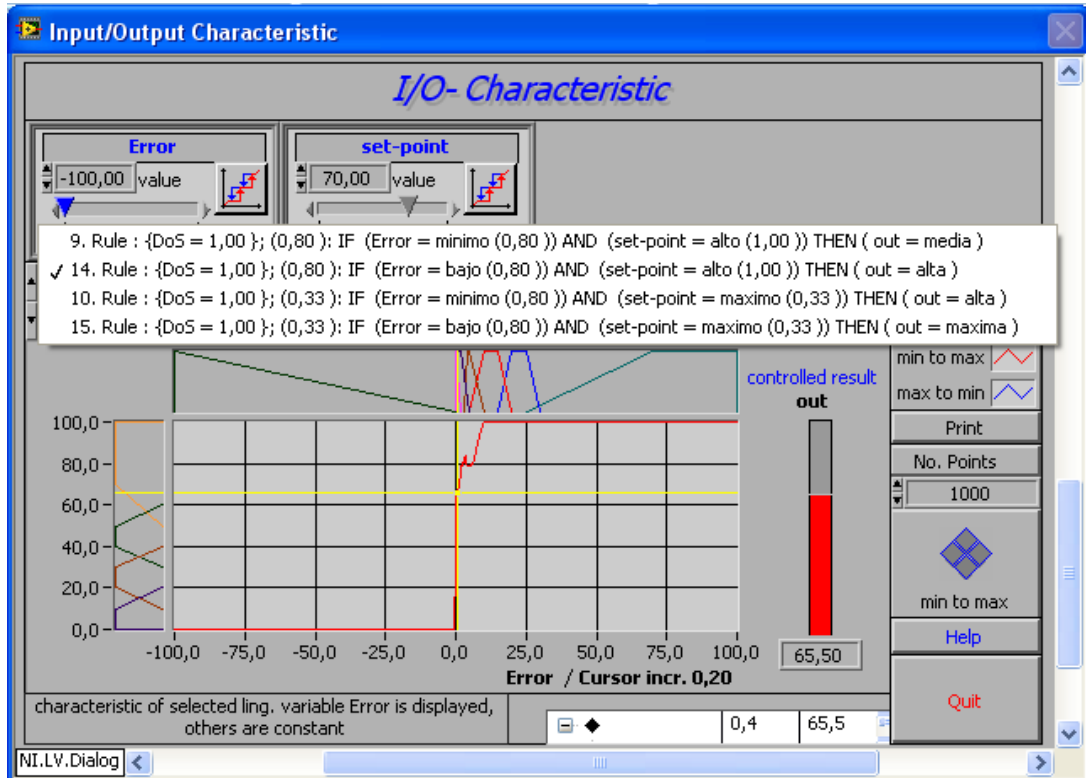


Figura 54. Test panel set-point 70, error 0.4



4. PRUEBAS Y SIMULACIONES

4.1 FUENTE DE PODER

Las simulaciones se desarrollaron usando el programa de simulación de circuitos Proteus 6.0 y circuit maker 2000, también se comprobaron los resultados de las simulaciones mediante la toma de señales usando el osciloscopio Fluke 123 de propiedad de la Universidad Pontificia Bolivariana.

- Transformador de Entrada

Figura 55. Simulación del secundario del TR comparado con la señal de entrada

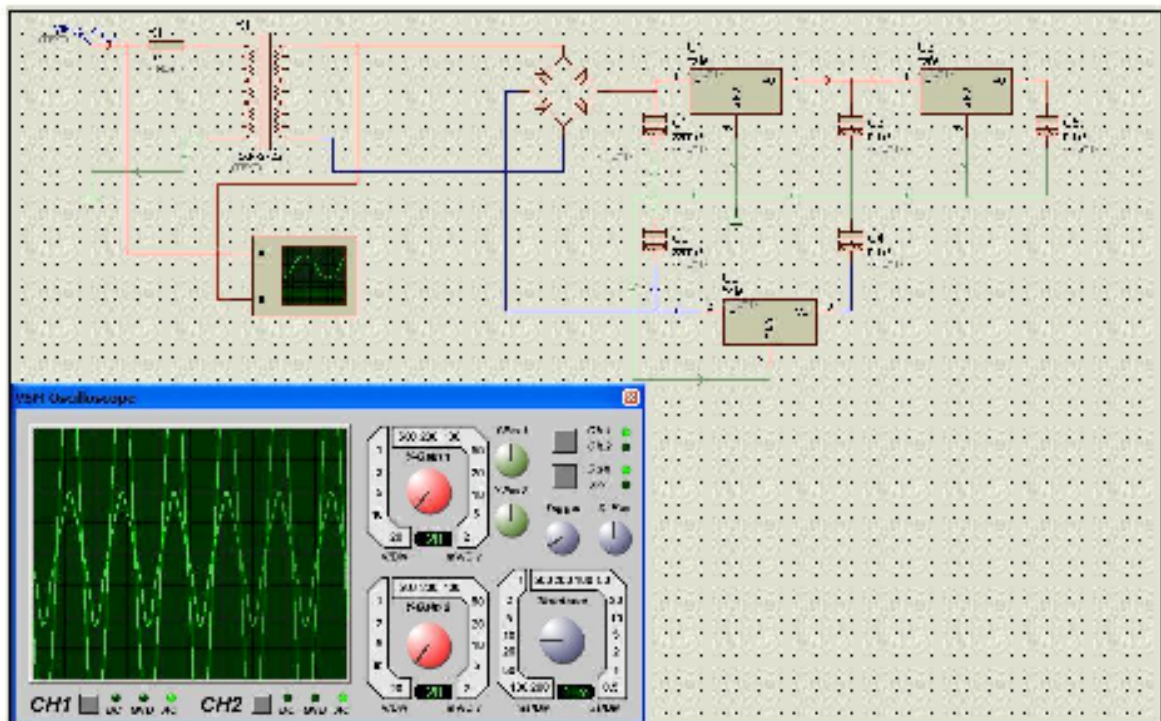
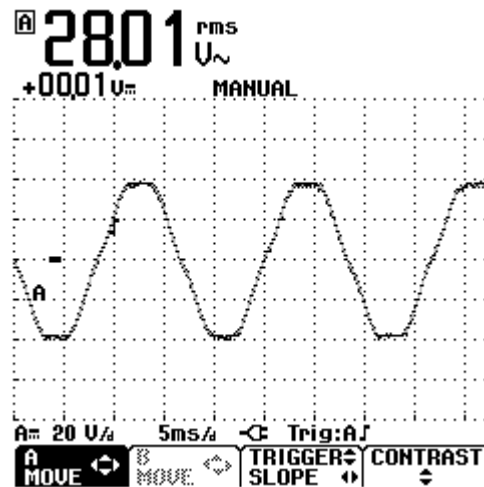


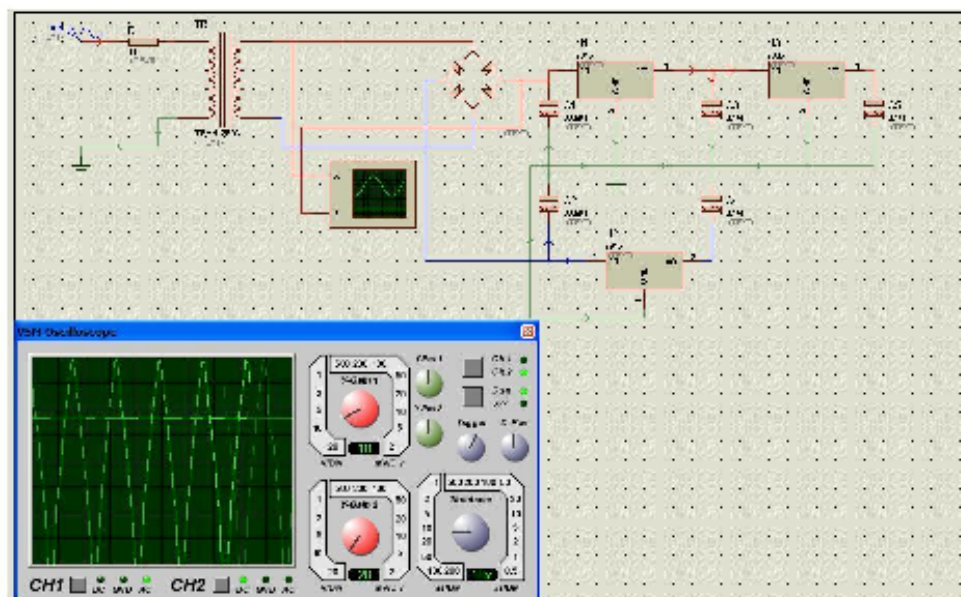
Figura 56. Señal del Transformador



Tanto en la figura 55 como en la figura 56 se estima que la salida del secundario del transformador continua siendo una señal alterna, pero de menor valor de tensión con respecto a la señal de entrada.

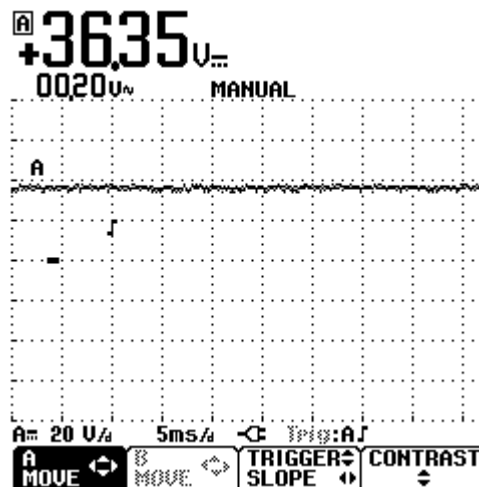
- Rectificador

Figura 57. Simulación de la salida (+) del rectificador, comparada con la señal del secundario del TR



Es posible observar las pequeñas crestas que quedan en la señal rectificada en la figura 57.; se notan pequeños “pulsos” en la señal continua del rectificador los cuales serán filtrados con el manejo de los condensadores electrolíticos.

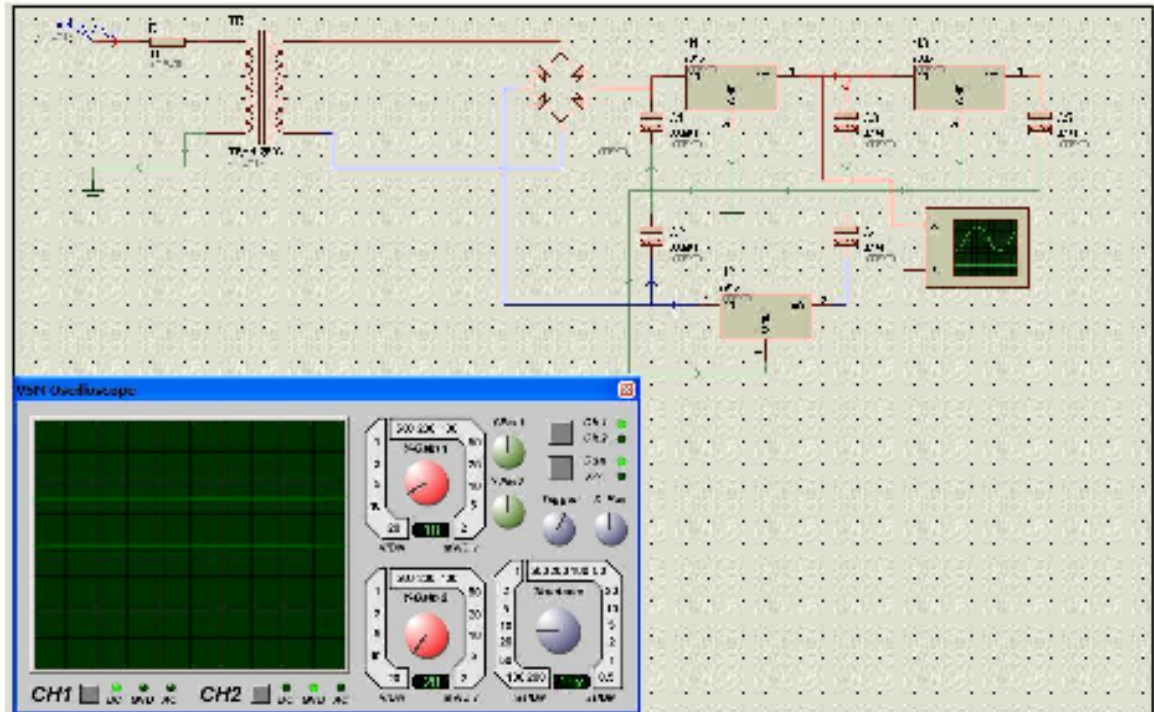
Figura 58. Señal del rectificador con respecto a tierra



A pesar de presentar pequeñas crestas la señal rectificada, presenta un valor de tensión continua igual a 17.9 V como se exhibe en la figura 58., lo cual es un valor ideal para regular el voltaje mas adelante en los valores de 15 y 5 V gracias a los reguladores de la serie 78XX. Es preciso mencionar que en la salida (-) del rectificador con respecto a tierra, se presenta una tensión igual a -17V, la cual es suficiente para obtener los -15V usando el LM7915.

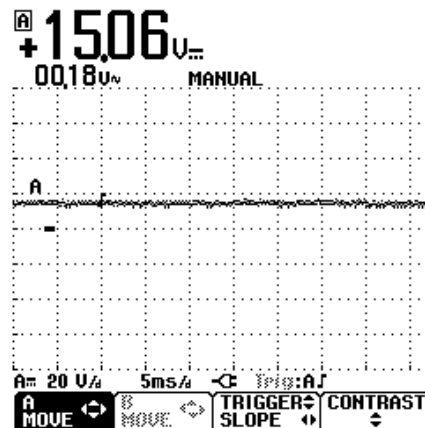
- Regulador Lineal

Figura 59. Simulación de la salida del regulador LM7815



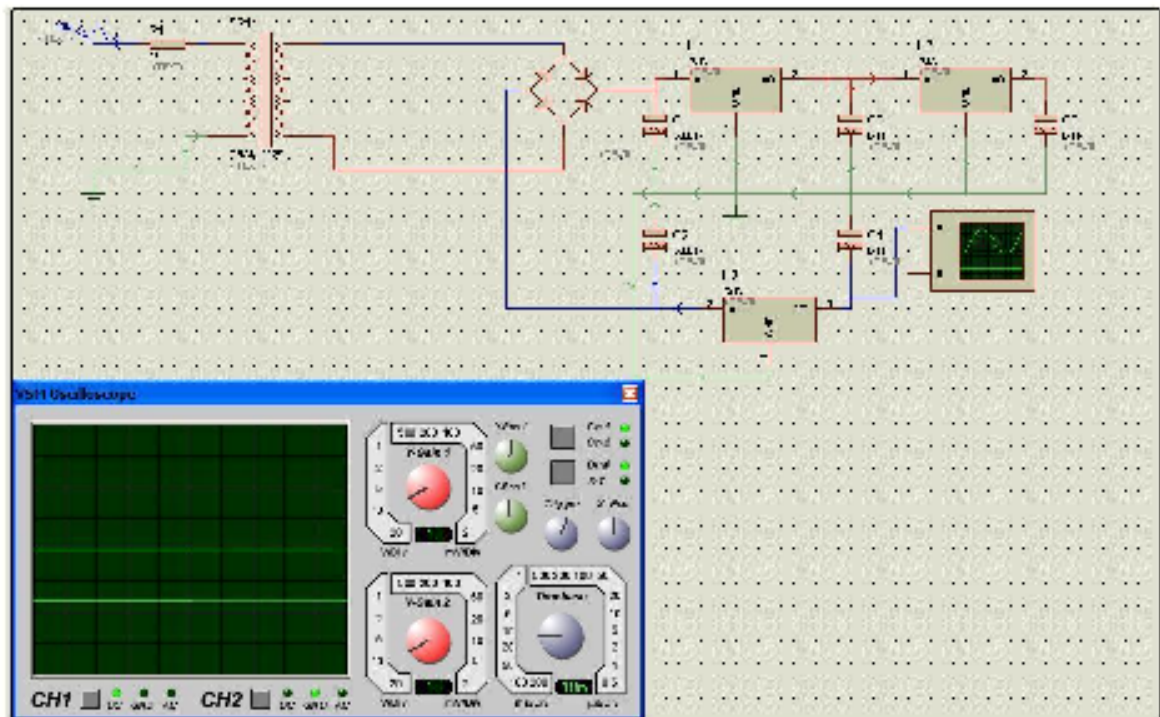
Se hizo uso del canal A del osciloscopio virtual (ver figura 59), por lo tanto los datos están referidos a los parámetros de tal canal. El otro canal está desconectado por lo tanto representara la tierra en la pantalla del osciloscopio; conociendo esto, la escala del eje Y presenta una ganancia de 10, lo que indica que la señal continua presenta un valor igual a 1.5 V que multiplicado por la ganancia (10) se alcanza un valor de tensión de 15 V.

Figura 60. Señal del regulador LM7815



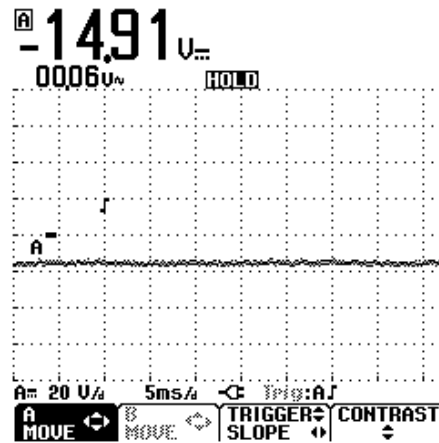
+15.05 Voltios es el valor presente en el pin Vout del regulador LM7815, tal y como se muestra en la figura 60.

Figura 61. Simulación de la salida del regulador LM7915



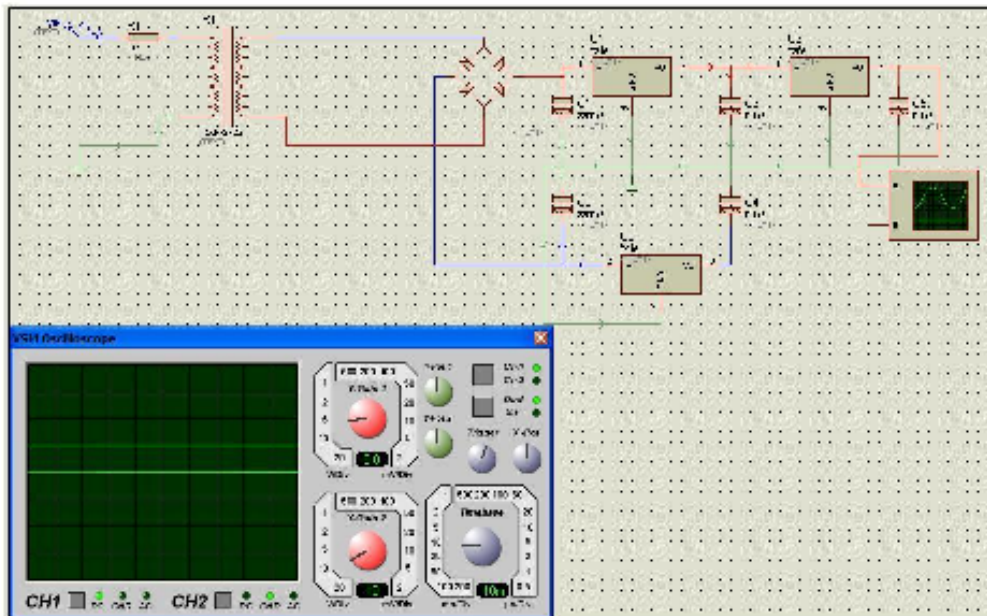
En esta figura 61 al igual que en la figura 59, se hace uso del canal A con una ganancia en el eje Y igual a 10, lo que señala que para -1.5 V que se presentan en la pantalla del osciloscopio el valor real de esta salida del regulador es -15 V .

Figura 62. Señal del regulador LM7915



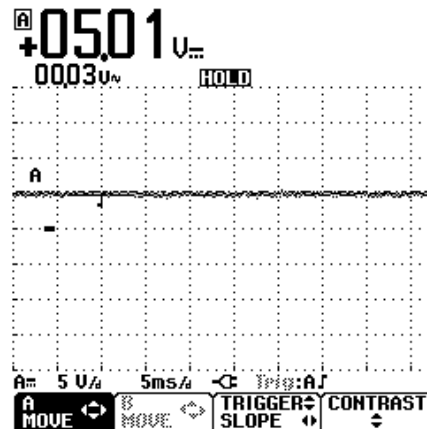
Se demuestra que el valor de salida del regulador 7915, es de aproximadamente -15V (ver figura 62).

Figura 63. Simulación de la salida del regulador LM7805



Se utilizó el canal A, con una ganancia de 5 en el eje Y, y se enseña una señal de 1V en la pantalla (ver Figura 63), por consiguiente la salida tendrá el total de 5V.

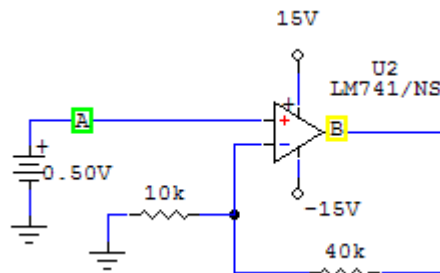
Figura 64. Señal del regulador LM7805



Se ostenta un valor de voltaje igual a +5V en la salida del LM7805 (ver figura 64).

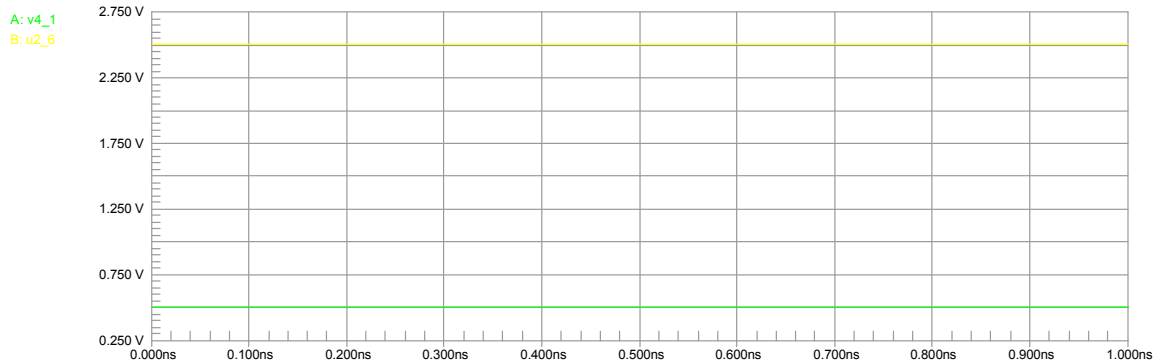
4.2 CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑAL

Figura 65. Circuito acondicionador de señal para el sensor de temperatura



Se manifiesta en la figura 65 el amplificador no inversor con retroalimentación negativa con los valores de resistencias hallados analíticamente con anterioridad, para cumplir con una ganancia igual a 5. En la siguiente gráfica (ver figura 66) es posible visualizar que para una entrada de 500mV (0.5V) se logra un voltaje a la salida igual a 2.5V, el cual cumple con la ganancia establecida por la configuración del amplificador operacional y los valores resistivos; es decir, que $0.5 \text{ V} * 5 = 2.5 \text{ V}$. Cabe recalcar que el acondicionamiento de esta señal en términos de temperatura se finaliza mediante la programación en labview.

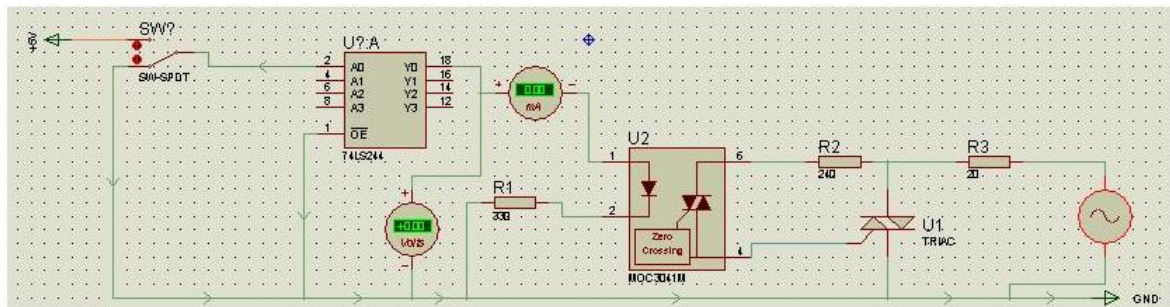
Figura 66. Respuesta a la simulación del amplificador no inversor con retroalimentación negativa



4.3 DISPOSITIVOS DE ACONDICIONAMIENTO Y POTENCIA

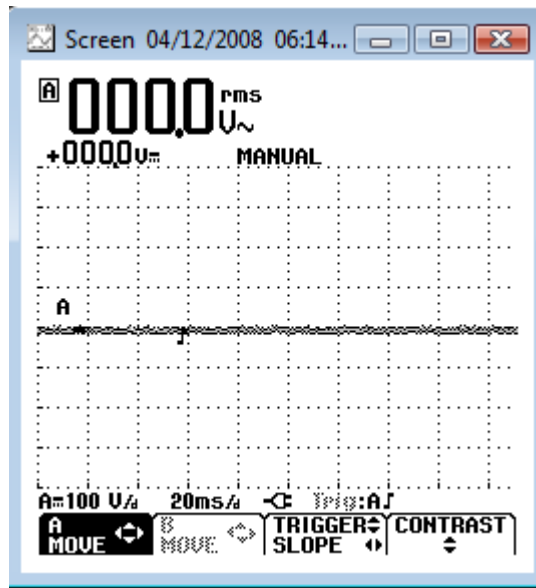
- Salida de control en “0” lógico

Figura 67. Salida de control en “0” lógico, y comportamiento del Buffer



Se observa en el amperímetro y el voltímetro un valor de 0 amperios y voltios respectivamente (ver figura 67), por lo tanto no conduce corriente a través del diodo led interno en el optotriac, lo que imposibilita la conmutación del TRIAC y por lo tanto no estará conduciendo corriente por la resistencia del horno.

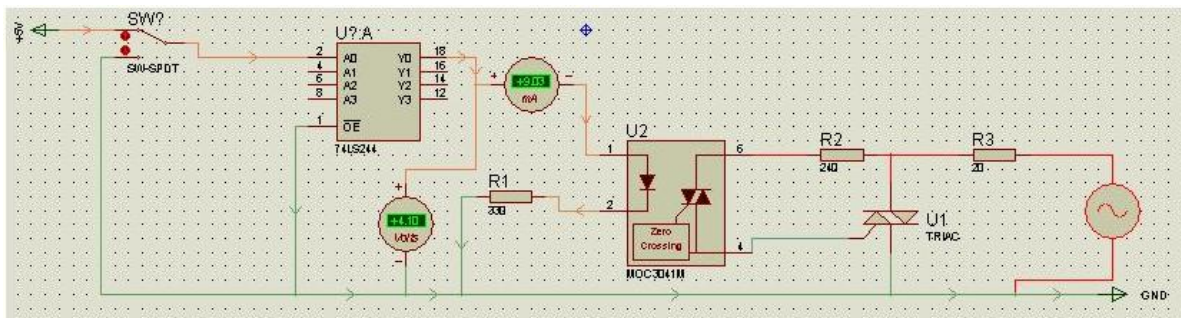
Figura 68. Señal del terminal principal 2 (MT2) del TRIAC mayor



Esta señal muestra el comportamiento del TRIAC mayor cuando no está conmutando (ver figura 68), debido a que al optotriac no le ha llegado la corriente suficiente para emitir el haz de luz y por lo tanto el TRIAC interno del MOC3041 no genera la corriente para activar el TRIAC mayor.

- Salida de control en "1" lógico

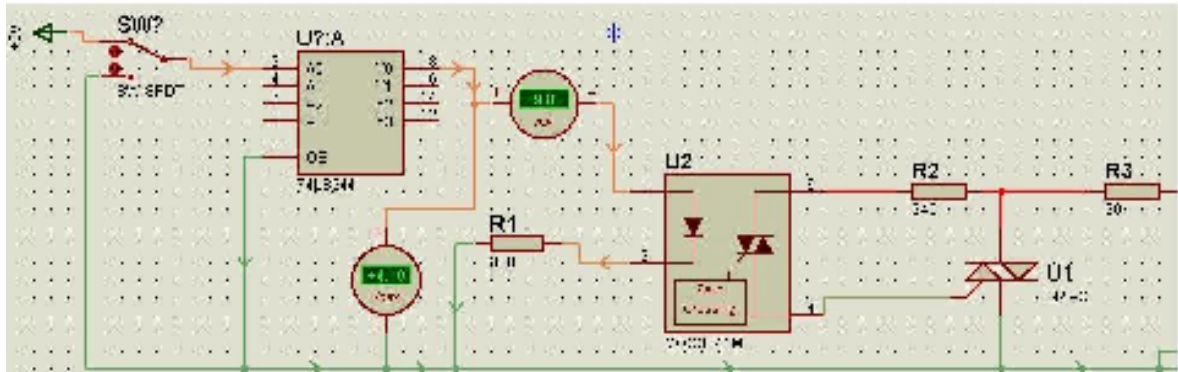
Figura 69. Simulación del buffer, del optotriac y del TRIAC



Se muestra en la figura 69 que con un 1 lógico a la salida de la tarjeta de adquisición de datos (simulada con el interruptor), se presenta una tensión a la salida del buffer, lo cual genera que el diodo led interno del MOC 3041 circule corriente, emita un haz de luz y active el TRIAC conmutando el TRIAC mayor de

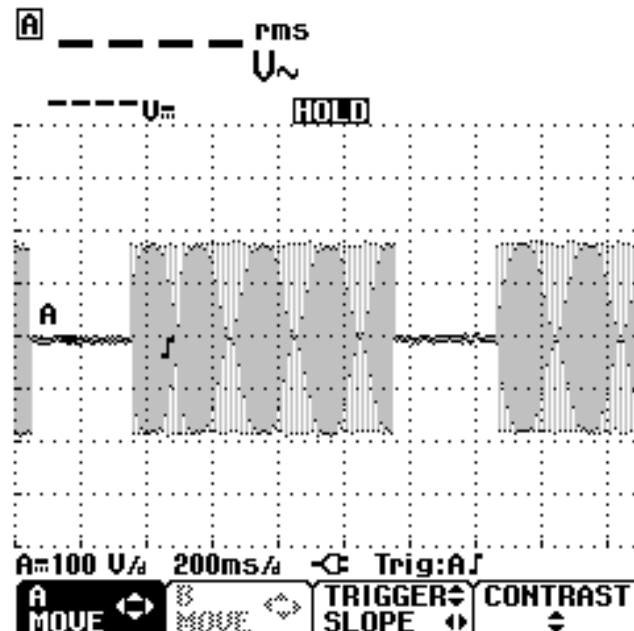
igual forma, lo cual genera el encendido de la carga (R3); el color rojo a través del TRIAC, simboliza la circulación de corriente. La resistencia R2 (240Ω) limita la corriente que pasa por el optotriac para evitar que supere su corriente máxima.

Figura 70. Ampliación de los valores de voltaje y corriente a la salida del buffer



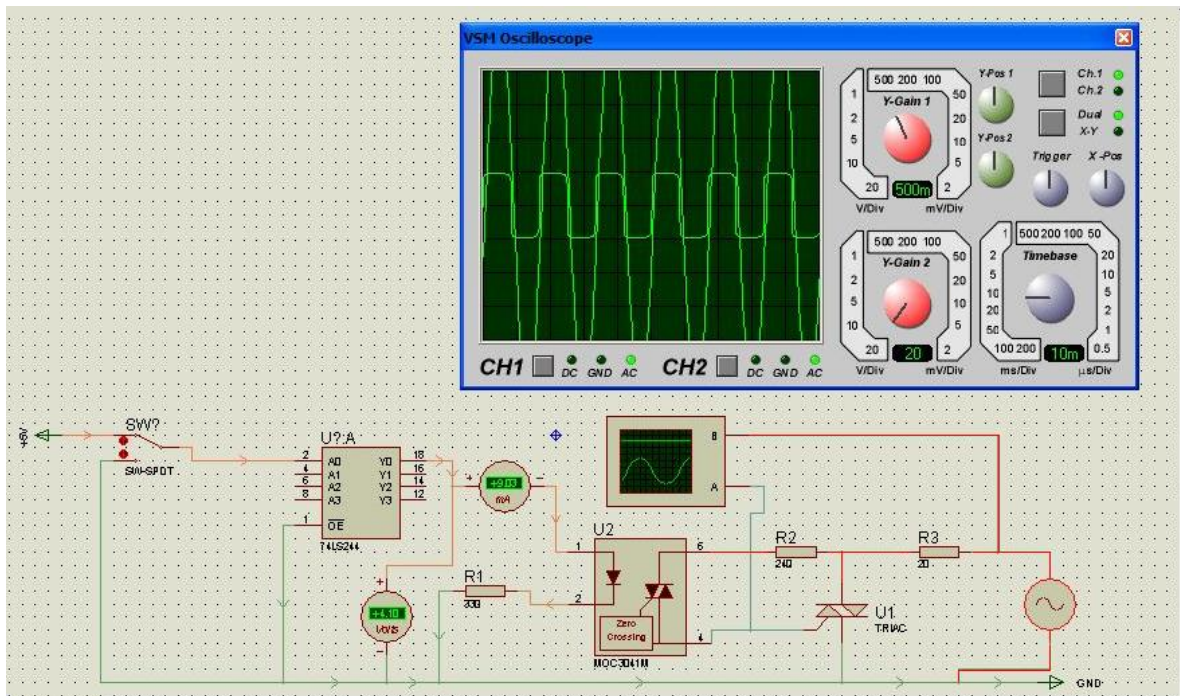
Se realiza un zoom (ver figura 70) a la imagen anterior (figura 69) para apreciar los valores de voltaje y corriente a la salida del buffer 74LS244.

Figura 71. Señal del terminal principal 2 (MT2) del TRIAC mayor



El LED contenido en el MOC3041 se ilumina, y posibilita el disparo del optotriac. En esta situación, y gracias a la circuitería interna del MOC3041, el optotriac se pondrá en conducción en el siguiente paso por cero de la tensión de red. Entonces el optotriac entra en conducción, y lo que hace es drenar suficiente corriente a través del terminal de gobierno del TRIAC mayor para conseguir que entre en conducción. Y la señal captada en el terminal principal 2 (MT2) del TRIAC mayor se observa en la figura 71.

Figura 72. TRIAC mayor con respecto a la señal de entrada



Se realiza una conmutación electrónica mediante TRIAC, con disparo en cruce por cero tal y como se puede observar en la figura 72.

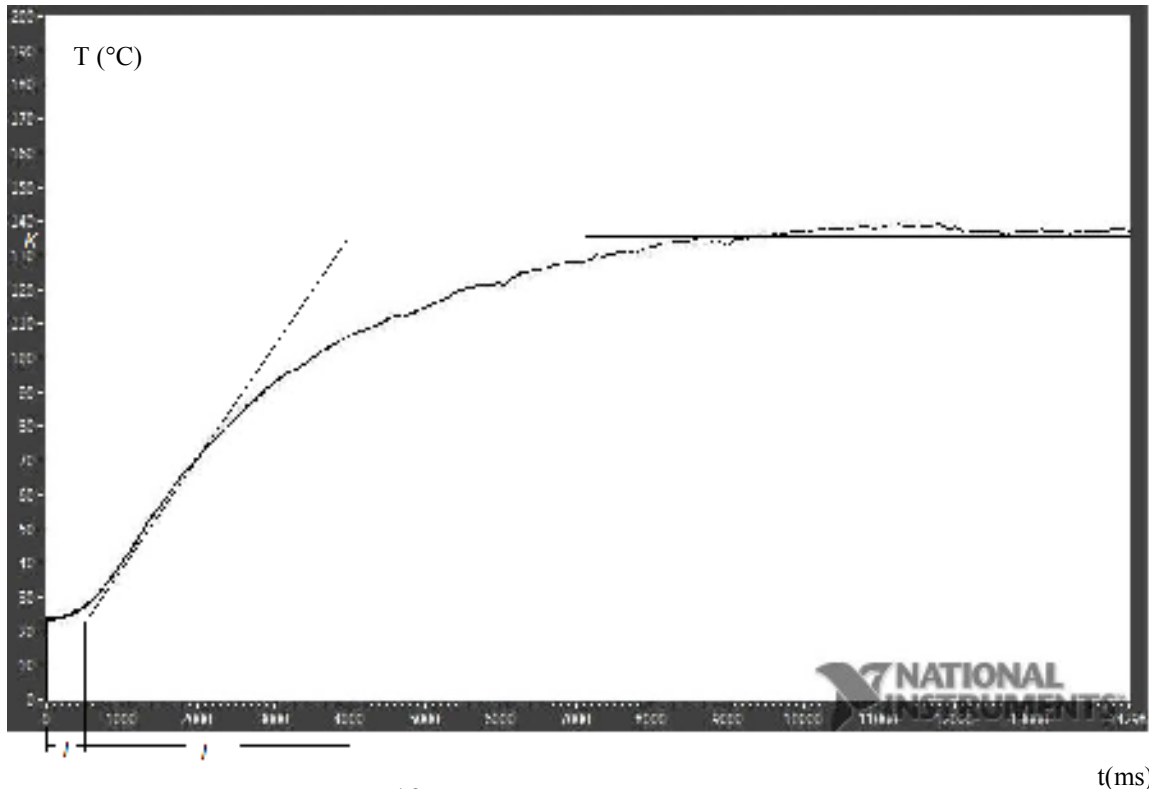
4.4 PRUEBA DEL SISTEMA EN LAZO ABIERTO

- Respuesta en LabVIEW

Se realizó una prueba a la planta sin retroalimentación alguna, de tal forma que el sistema funcionará en lazo abierto. Se obtuvo una curva en forma de S (ver figura

73), lo cual permite usar el método propuesto por Ziegler-Nichols explicado anteriormente. Por medio de esta figura 73 es posible hallar los valores del tiempo de retardo L y la constante de tiempo T , con los cuales se puede generar la función de transferencia de la planta.

Figura 73. Prueba en lazo abierto del sistema



$$K = 135 \quad (27)$$

$$L = 500 * 0.1 = 50s \quad (28)$$

$$T = (4000 * 0.1) - L = 350s \quad (29)$$

Función de Transferencia de un sistema de primer orden, según los parámetros obtenidos con la prueba de la planta en lazo abierto:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K}{Ts + 1} = \frac{135}{350 * s + 1} \quad (30)$$

- Respuesta en Simulink

Con la función de transferencia obtenida con la prueba en lazo abierto, se desarrolló la simulación con la herramienta Simulink con su respectivo modelo de bloques (ver figura 74) para observar los parámetros tales como, τ del sistema, el tiempo de establecimiento y la constante K, como se puede observar en la figura 75.

Figura 74. Bloques en simulink del sistema del horno en lazo abierto

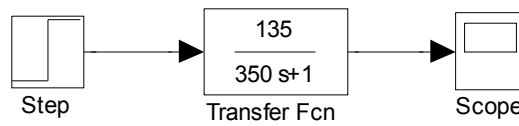
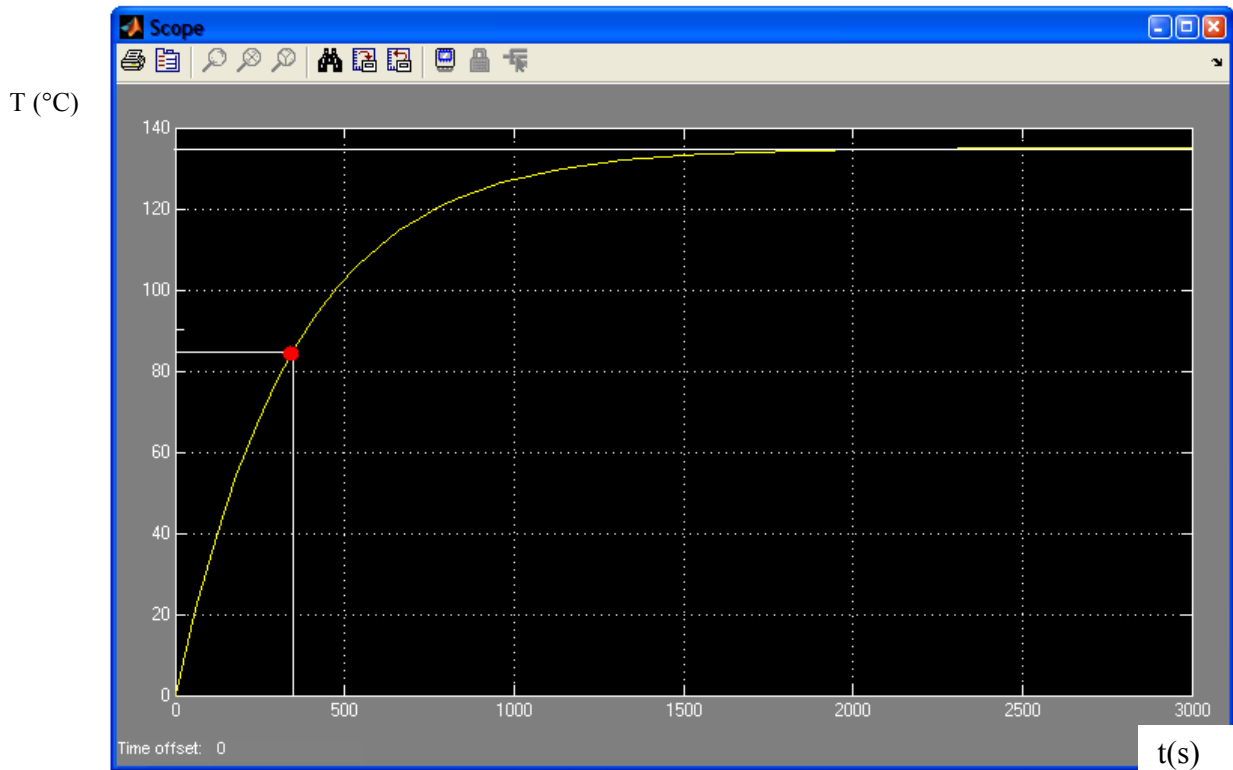


Figura 75. Respuesta transitoria del sistema en lazo abierto



Se tiene que,

$$K = 135$$

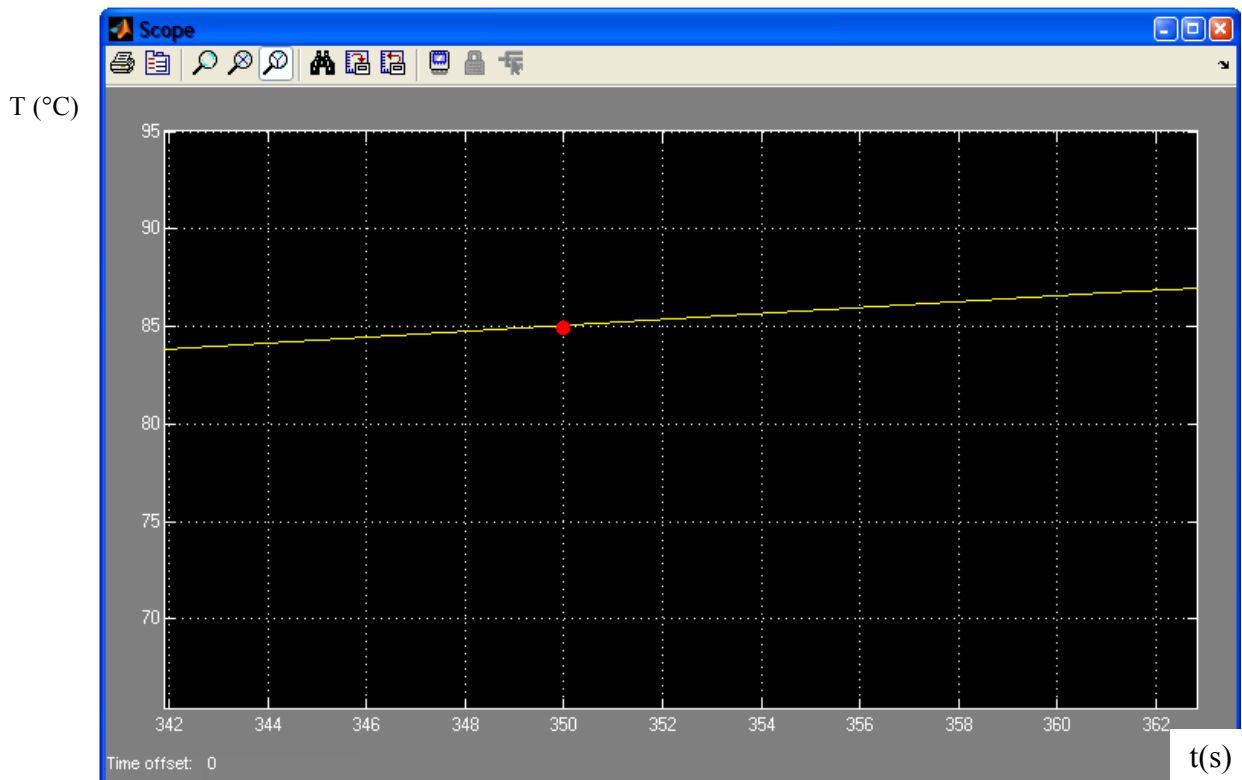
En el 63% de la máxima amplitud de la respuesta en lazo abierto se aprecia el τ del sistema; se denota en la figura 75 un τ entre 250s y 500s para el valor correspondiente de $0.63 \cdot K$ en la amplitud, buscando una mayor apreciación se realiza un acercamiento para visualizar con más precisión los valores mencionados y se observa en la figura 76. los siguientes valores:

$$\tau = 350s \quad (31)$$

Para,

$$135 \cdot 0.63 = 85.05 \quad (32)$$

Figura 76. Acercamiento de la respuesta transitoria en lazo abierto



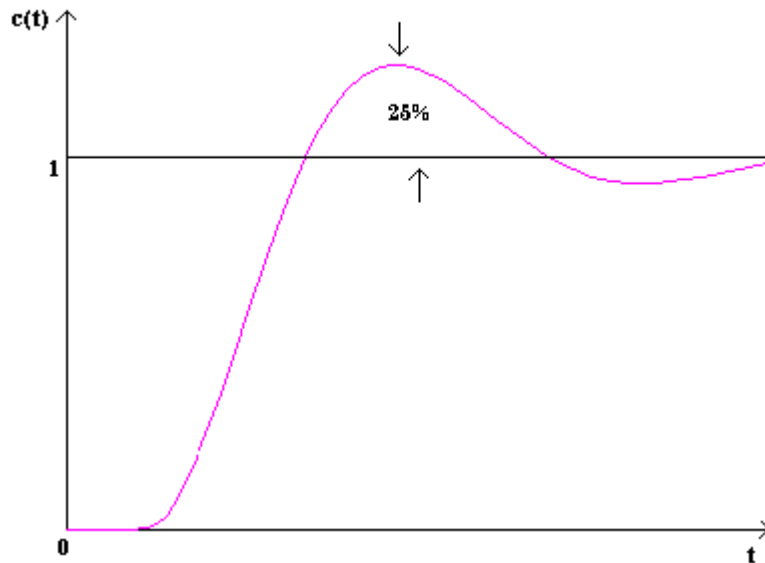
4.5 CONTROLADOR PID

- Sintonización PID

Debido a que no se posee un modelo matemático de la planta (horno), se procede a usar métodos experimentales de sintonización para la determinación de las constantes proporcional, integral y derivativa.

Para hallar los valores de ganancia, proporcional K_p , el tiempo integral T_i y el tiempo derivativo T_d , con base en las características de respuesta transitoria de la planta, se pueden utilizar los métodos propuestos por Ziegler-Nichols para la sintonización del controlador PID, en donde se pretende obtener un 25% de sobreimpulso (ver figura 77) máximo en la respuesta escalón.

Figura 77. Modelo de respuesta transitoria

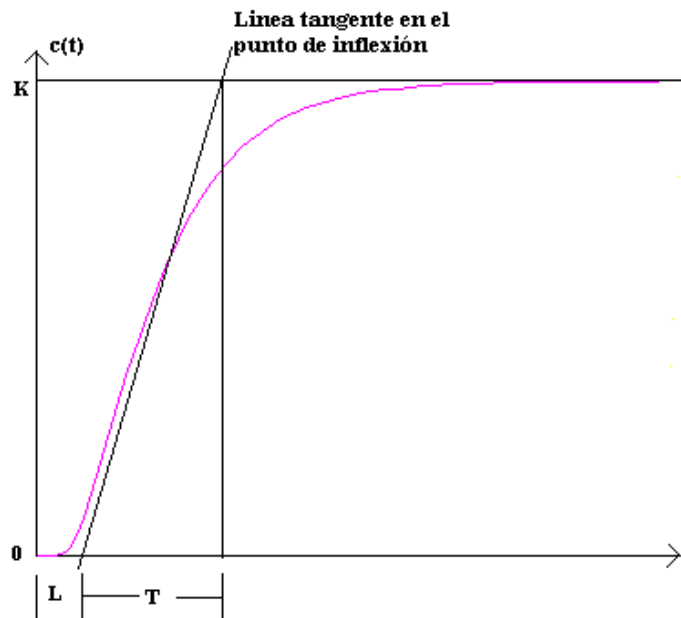


En el método Ziegler-Nichols, la respuesta de la planta a una entrada escalón unitario se obtiene de manera experimental. Si la planta no contiene integradores, ni polos dominantes, la curva de respuesta puede tener la forma como se muestra en la figura 74. Si la respuesta no exhibe una curva con forma de S, este método no es pertinente. Tales curvas de respuesta escalón se generan experimentalmente o a partir de una simulación dinámica de la planta.

La curva de la figura 78 se caracteriza por dos parámetros: el tiempo de retardo L y la constante de tiempo T . El tiempo de retardo y la constante de tiempo se determinan dibujando una recta tangente en el punto de inflexión de la curva y determinando las intersecciones de esta tangente con el eje del tiempo y la línea $c(t)=K$. En este caso, la función de transferencia $C(s)/U(s)$ se aproxima mediante un sistema de primer orden siguiente:

$$\frac{C(s)}{U(s)} = \frac{K}{Ts + 1} \quad (33)$$

Figura 78. Modelo en lazo abierto para Ziegler-Nichols



Ziegler y Nichols sugirieron establecer los valores de K_p , T_i y T_d de acuerdo con la fórmula que aparece en la tabla 3:

Tabla 3. Ziegler-Nichols

Tipo de Controlador	K_p	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	$0.9 * (T/L)$	$L/0.3$	0
PID	$1.2*(T/L)$	$2*L$	$0.5*L$

Observe que el controlador PID sintonizado mediante el primer método de las reglas de Ziegler-Nichols produce:

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (34)$$

$$G_c(s) = 1.2 \frac{T}{L} \left(1 + \frac{1}{2Ls} + 0.5Ls \right) = 0.6T \frac{\left(s + \frac{1}{L} \right)^2}{s} \quad (35)$$

Por lo tanto, el controlador PID tiene un polo en el origen y un cero doble en $s = -1/L$ (36)

- Respuesta en Simulink

Figura 79. Bloques en simulink que modelan el sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID

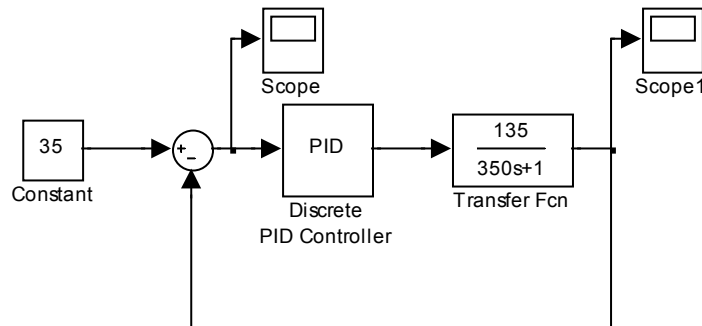


Figura 80. Respuesta en simulink del sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID y método de Ziegler-Nichols

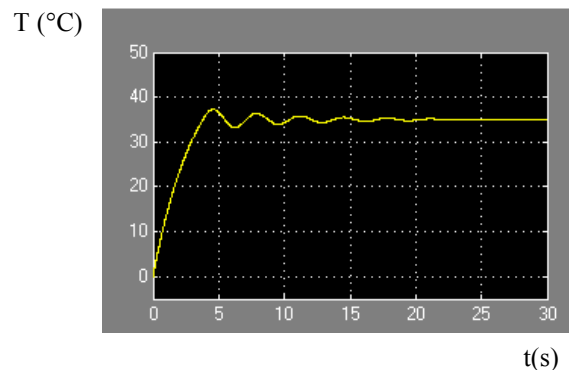
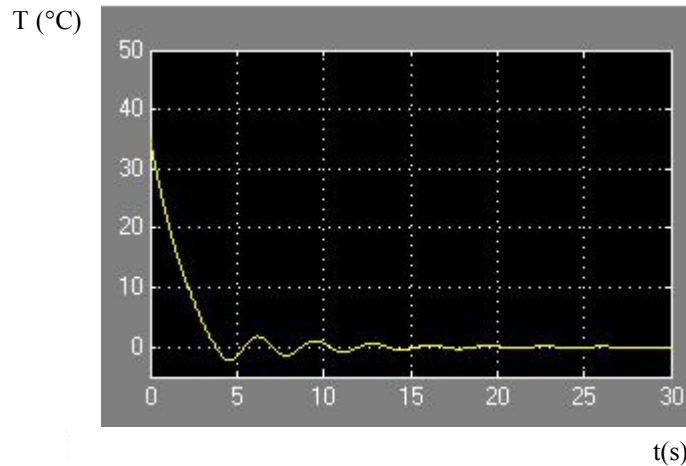


Figura 81. Respuesta del Error en simulink del sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID y método de Ziegler-Nichols



En la figura 79 se puede observar el diagrama de bloques del sistema, en la cual se representa el sistema en lazo cerrado. Se representa una constante que equivale al set point, a la cual se le da un valor para efectuar el control; en este caso se toma como set point 35 (grados). El diagrama de bloques cuenta también con el controlador PID al cual se le otorgan valores de las constantes (k_p , T_i , T_d) para visualizar el efecto de éstas sobre la respuesta transitoria del sistema, teniendo previamente ya la función de transferencia de la planta (obtenida por método por Ziegler-Nichols) con su respectiva realimentación negativa.

En la gráfica (ver Figura 80) se muestra la respuesta transitoria del sistema, para los siguientes valores de las constantes:

$$K_p=8.4$$

$$T_i=100$$

$$T_d=25$$

Estos valores se calcularon con el método experimental de Ziegler-Nichols, basados en la tabla 3. Se nota en la figura 80 que el tipo de respuesta transitoria es sub-amortiguado, presenta un overshoot dentro del 25% de la amplitud requerida "35" según el método nombrado, y efectúa ciertas oscilaciones hasta encontrar la estabilidad del sistema en el rango entre el 2% y 5% del valor final. En la figura 81 se encuentra el error del sistema, se muestra la corrección que ejecuta

el sistema de control para llegar al valor deseado, realizando oscilaciones hasta alcanzar el error mínimo.

Figura 82. Respuesta en simulink del sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID

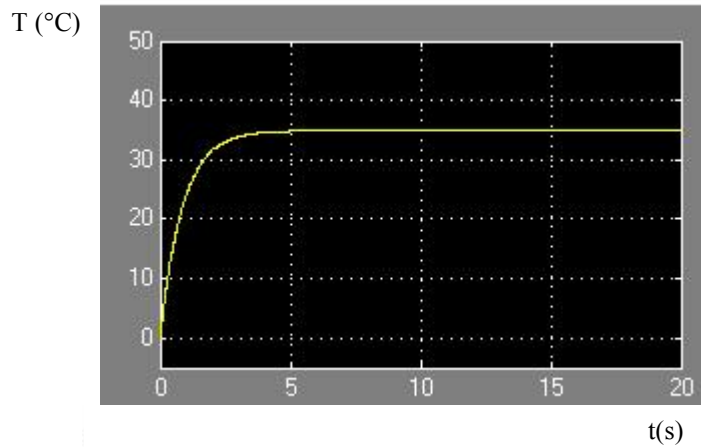
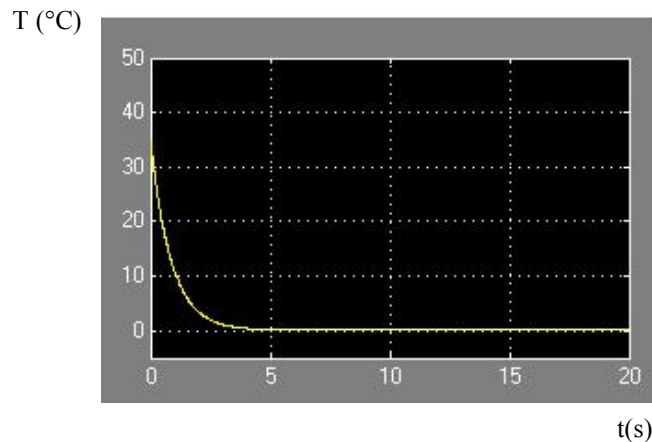


Figura 83. Respuesta del error en simulink del sistema del horno en lazo cerrado con controlador PID



Usando los valores hallados con el método Ziegler-Nichols, no se consigue una respuesta del sistema como se desea, por lo tanto fue necesario hacer un reajuste de estos valores experimentalmente. Primero se deja un control Proporcional, buscando tal valor en donde la respuesta se aproxime al set point del sistema; después se agrega un valor para la constante de tiempo de integración (T_i), adquiriendo de tal modo un controlador Proporcional-Integrador, con dicho valor

en el tiempo de integración se presenta overshoot en la respuesta, pero se escoge aquel en donde se presente oscilaciones y se estabilice la respuesta dentro del rango del 2% y 5%, teniendo en cuenta el tiempo de asentamiento que se encuentre entre el valor de cinco veces τ del sistema. Por último el tiempo derivativo para completar el PID, buscando reducir el overshoot de la respuesta transitoria y disminuir el tiempo de establecimiento.

Siguiendo los pasos nombrados se obtienen valores experimentales, los cuales fueron simulados mediante la herramienta matlab-simulink y se logró la respuesta de la figura 82, con su respectivo error en la figura 83. Dichos valores de las constantes son:

$$K_p=3$$

$$T_i=0.001$$

$$T_d=0.00002$$

4.5.1 Prueba del controlador PID a la planta.

Figura 84. Interfaz de control usando PID (GUI)

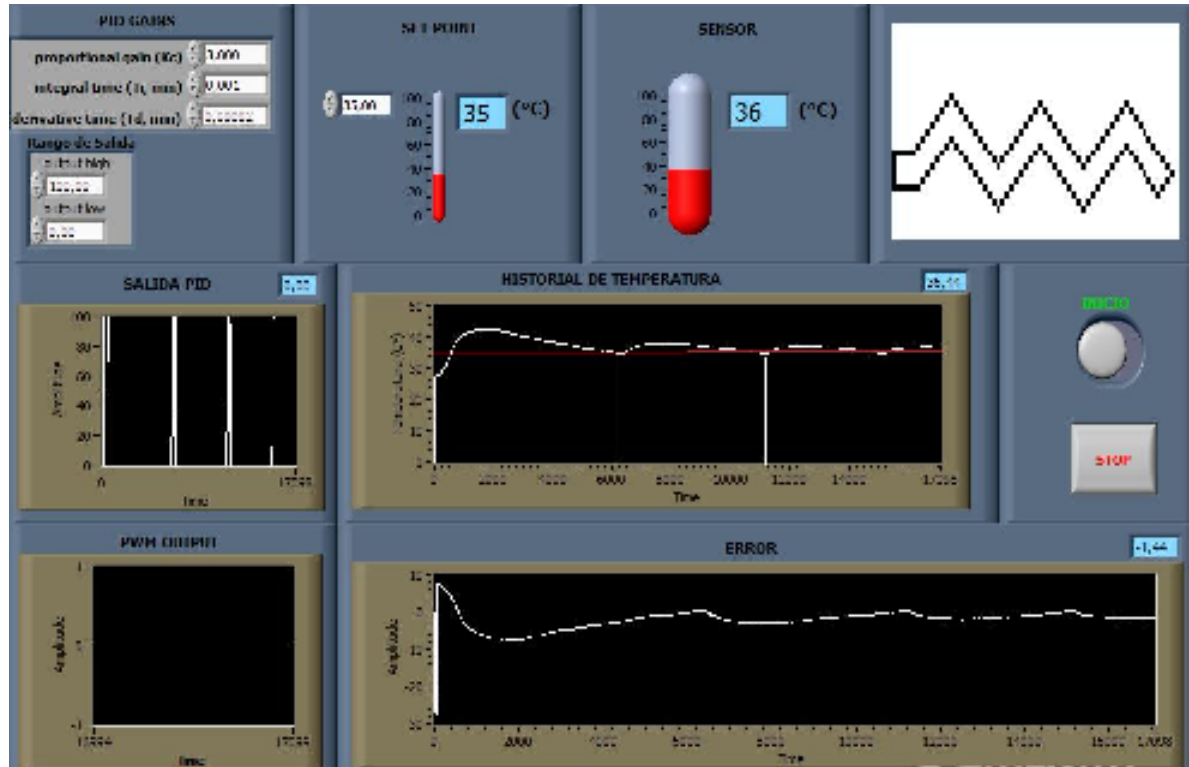
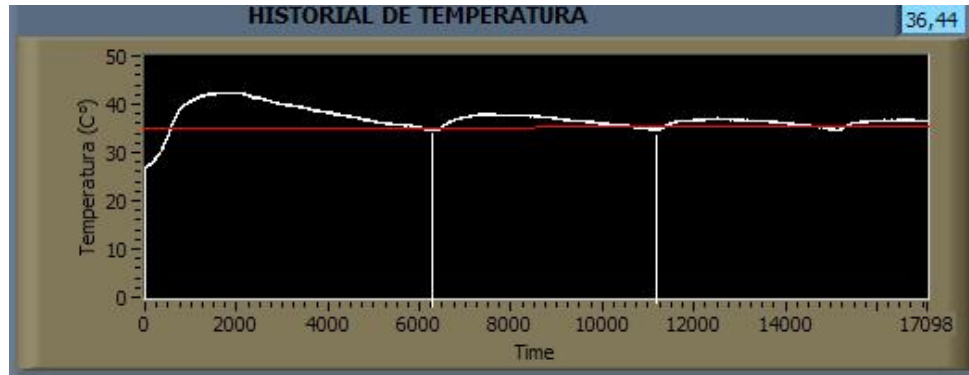


Figura 85. Respuesta transitoria del sistema experimentalmente usando PID



En la figura 84 se aprecia la interfaz del usuario, en este caso el operador ha digitado un set point igual a 35°C, con los respectivos parámetros encontrados anteriormente. Se visualiza el comportamiento de la salida del controlador PID, el historial de temperatura que es la misma respuesta transitoria, el error y la modulación de ancho de pulso (PWM) que controla el encendido o apagado de la resistencia del horno, la cual se ve representada gráficamente en la misma interfaz. Dicho historial de temperatura se encuentra amplificado en la figura 85, para optimizar la visualización de los parámetros, y de esta manera, comprobar que se encuentren dentro de los rangos aceptables en términos de tiempo y amplitud (temperatura), dependiendo de la respuesta transitoria en lazo abierto, donde se obtuvo el τ del sistema, medida fundamental para el análisis de las respuestas en lazo cerrado.

El tiempo de establecimiento o de asentamiento, según la figura 85, es de 1100 seg, ya que en este tiempo la respuesta oscila entre el 5% del setpoint, lo que indica que no supera el valor de 5 veces τ (1750). El overshoot de la respuesta se encuentra dentro del 25%, el cual es aceptable para el sistema de control. Este overshoot es del 20.99% del valor final.

$$\mu_p = \frac{T_{pico} - T_{setpoint}}{T_{setpoint}} * 100 = \frac{42.347 - 35}{35} * 100 = 20.99\% \quad (37)$$

4.6 PRUEBA DEL CONTROLADOR FUZZY LOGIC A LA PLANTA

Figura 86. Interfaz de control usando Lógica Difusa (GUI)

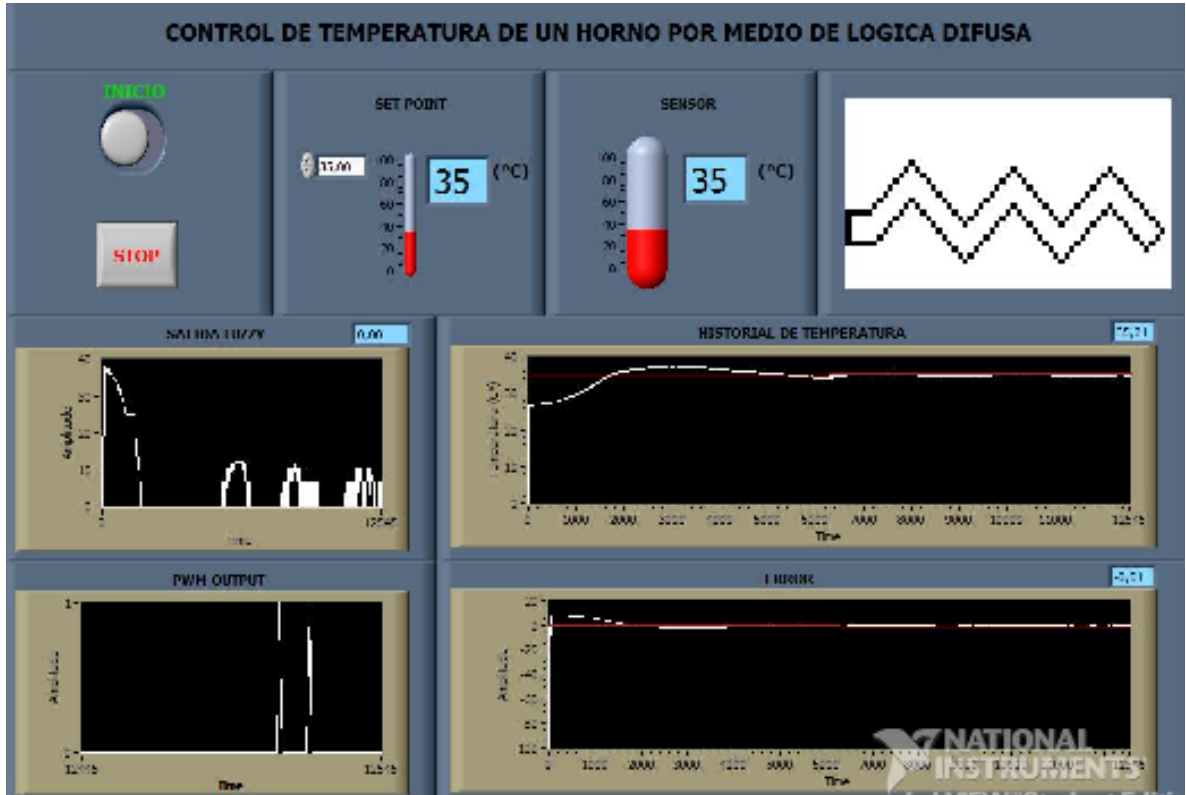
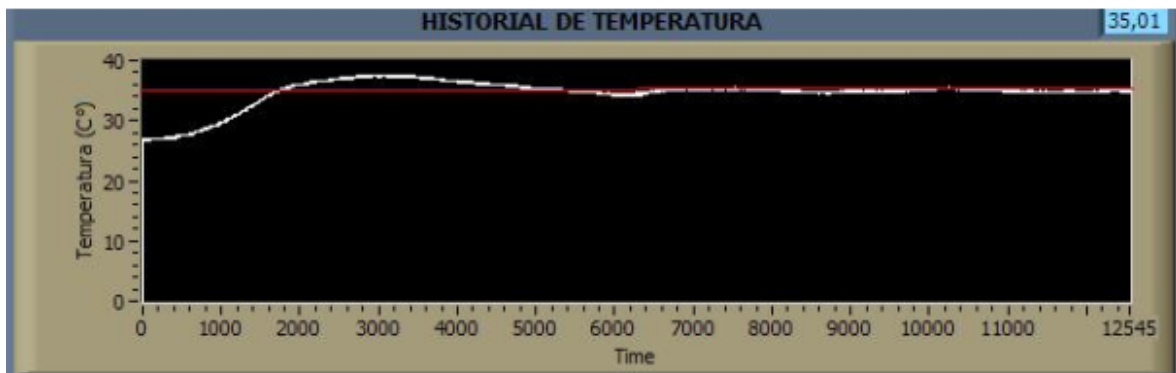


Figura 87. Respuesta transitoria del sistema experimentalmente usando lógica difusa



En la figura 86 se considera la interfaz del usuario, para este caso el operador ha digitado un set point igual a 35°C. Se concibe el comportamiento de la salida del

controlador fuzzy logic, y demás medidas que también se encuentran en la interfaz gráfica con el controlador PID. El historial de temperatura se amplifica en la figura 87, para mejorar la percepción de los parámetros, y de esta manera, comprobar que se encuentren dentro de los rangos aceptables en términos de tiempo y amplitud (temperatura), donde también depende de la respuesta transitoria en lazo abierto, con su respectivo τ).

El tiempo de establecimiento, según la figura 87, es de más o menos 600 seg, ya que en este tiempo la respuesta comienza su oscilación entre el 0% y 5% del setpoint, lo que muestra que no supera el valor de 5 veces τ (1750). El overshoot de la respuesta se encuentra dentro del 25%, el cual es admisible para el sistema de control. Este overshoot es del 8.57% del valor final.

$$\mu_p = \frac{T_{pico} - T_{setpoint}}{T_{setpoint}} * 100 = \frac{38 - 35}{35} * 100 = 8.57\% \quad (38)$$

5. BALANCE DE LOS CONTROLADORES PID Y LOGICA DIFUSA

El uso del controlador PID proporciona tiempos de respuesta rápidos, pero entre mayor es la precisión requerida en el sistema el ajuste de este tipo de control es más difícil ya que son bastante sensibles a las señales de ruido.

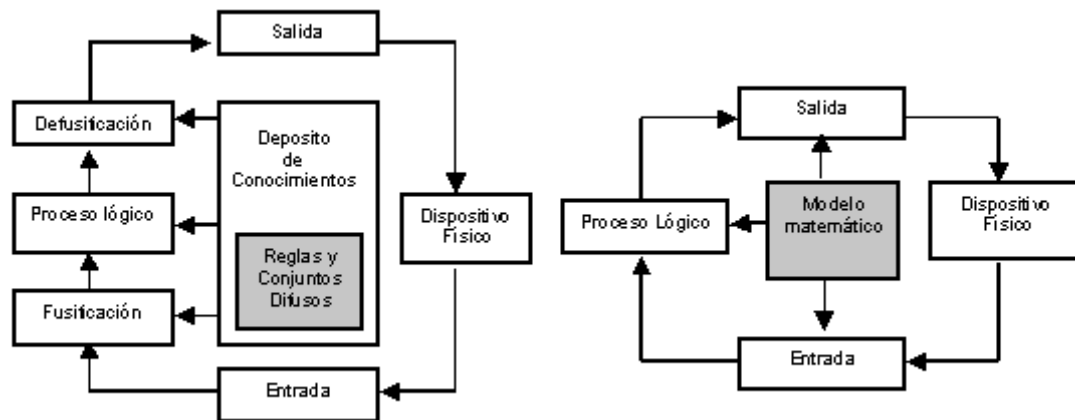
Los componentes de los sistemas convencionales y difusos son bastante similares, difieren principalmente en que el sistema difuso contiene dos etapas más, la “fusificación” y la “desfusificación” como se observa en la figura 88.

En un sistema difuso, el valor de entrada real (proveniente de sensores) es convertido a un valor difuso vía el proceso de fusificación, este valor es enseguida introducido al proceso lógico difuso, en donde es continuamente evaluado en un conjunto de reglas, en donde esta depositado el conocimiento del experto; este proceso genera un valor de salida difuso, el cual es transformado a un valor de salida real a través del proceso de desfusificación. El valor de salida real es utilizado para ajustar el funcionamiento de un actuador que es el encargado de ajustar el estado estable del sistema físico. El cambio producido en el sistema es capturado por los sensores y el proceso entero inicia nuevamente.

En contraste, un control PID lee un valor preciso del sensor, aplica el modelo matemático, y produce una salida específica desde el algoritmo matemático.

Mientras el modelo PID puede parecer el más simple, lo contrario es frecuentemente más cierto. Los controles difusos son en realidad más fáciles de implementar, más simples para describir y verificar.

Figura 88. Sistema difuso típico (izquierda), Sistema de control convencional (derecha)



En la figura 88, en el sistema difuso típico la entrada es leída de una fuente externa y fusificada antes de ser procesada por la lógica difusa. La salida del proceso lógico es defusificada antes de ser mandada al dispositivo físico bajo control. En el sistema convencional (ver figura 88) se tiene una estructura muy similar, pero sin los elementos difusos.

Los controles PID y difuso de temperatura fueron probados a diferentes temperaturas de referencia para caracterizar su tiempo de respuesta, sobreimpulso, precisión y estabilidad. Para cada una de las pruebas, el horno fue enfriado con un ventilador hasta una temperatura aproximada a la temperatura ambiente, esto con el fin de reducir el tiempo de espera entre una prueba y otra, por lo que la temperatura inicial del bloque en cada experimento está muy cerca de un cierto valor y las pequeñas diferencias fueron debidas a la propia inercia térmica.

El control difuso presenta tiempos de establecimiento mucho menores que el control PID (ver Tabla 4). Esto es quizás la ventaja más importante de este control ya que ocasiona que la temperatura del horno se establezca más rápido que con el control PID (Figura 85 y 87).

Ambos controles presentan valores muy pequeños de error en estado estable, sin embargo como se muestra en la figura 87, el control difuso tiene un error más

pequeño en la mayoría de los casos. Esto asegura que las variaciones de la temperatura del horno en estado estable sean mínimas y alcancen una variación menor al ± 0.05 °C.

Tabla 4. Parámetros de la respuesta transitoria para 35° C

CONTROLADOR \ PARÁMETROS (seg)	FUZZY LOGIC	PID
Tiempo de Retardo Td	167.035	35
Tiempo de crecimiento Tr	235.390	58.390
Tiempo pico Tp	285.468	184.687
Tiempo de establecimiento Ts	600	1100

El control PID presenta una precisión bastante buena, sin embargo el control difuso presenta una precisión mayor en la mayoría de los casos, esto como reflejo directo del menor error en estado estable que presenta este control (Figura 85 y 87).

Al introducir una perturbación, que para el caso se hizo usó de un ventilador, en el momento en que el sistema se encontraba en estado estable, el controlador PID (ver figura 89) respondió mejor a dicho fenómeno que el control difuso. Esto debido a que sin perturbación alguna, el controlador PID presentaba la característica de tener a la salida de éste el valor máximo siempre y cuando el sensor no sobrepasara la temperatura del set-point; mientras que el control difuso, fue programado para que no tuviese un sobreimpulso alto, lo cual indica que para errores pequeños entre ciertos rangos, la salida de este no iba a ser el valor máximo sino se iba a presentar una serie de pulsos de determinado valor dependiendo del error, es por ello que en la figura 90 se observa que con la perturbación el control difuso no alcanza su valor de referencia rápidamente. Una solución a dicho problema sería programar con anticipación el control difuso para posibles perturbaciones en el sistema y de esta forma, respondería mejor que el control PID.

Figura 89. Control PID con perturbación

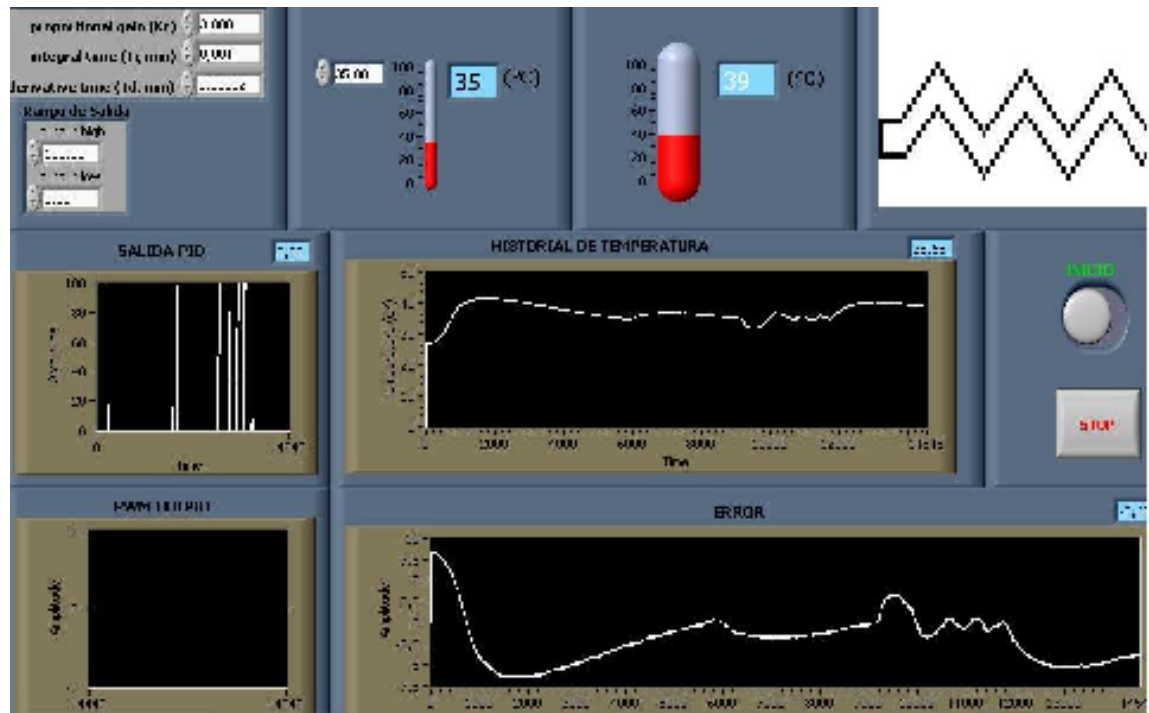
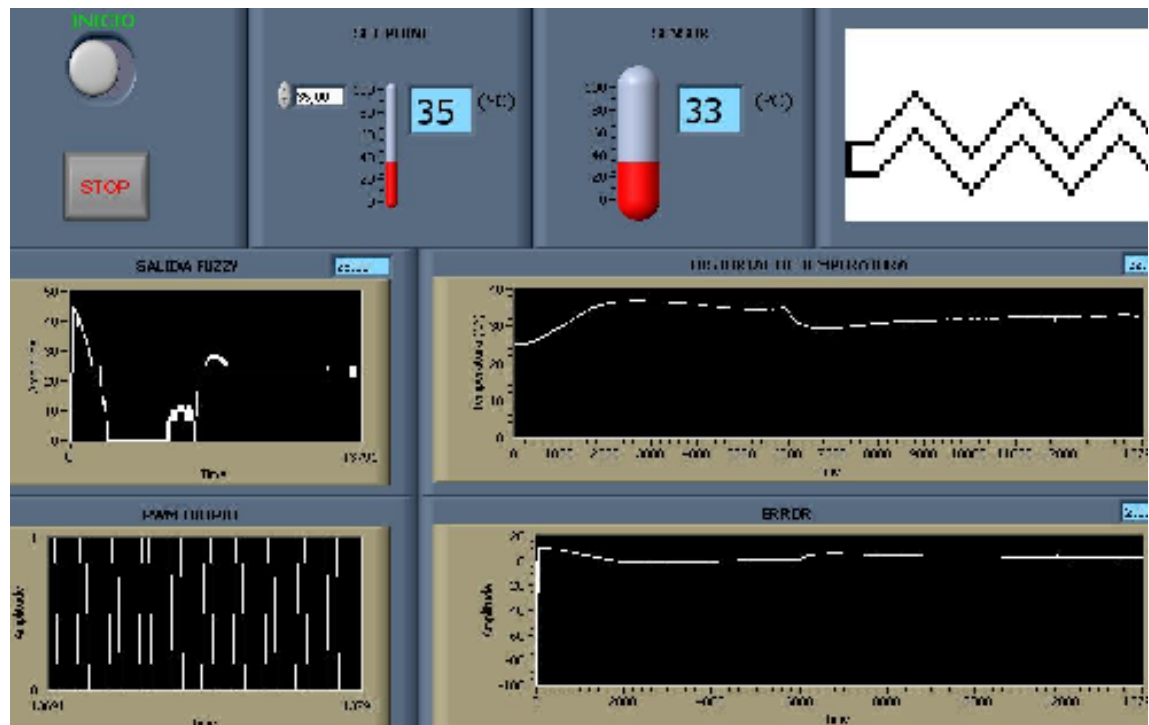


Figura 90. Control Fuzzy Logic con perturbación



6. CONCLUSIONES

En este trabajo se ha logrado el control de la variable temperatura del horno eléctrico, utilizando la herramienta *pid control tool-kit* de LabVIEW para el desarrollo del controlador de lógica difusa y PID.

Se ha diseñado e implementado una señal de control por medio de labVIEW, para regular la potencia total entregada a la carga (resistencias del horno), controlando de esta forma la variable temperatura del horno.

Se ha concluido que el controlador fuzzy logic para el control de temperatura del horno, presenta un mejor funcionamiento con dos variables de entrada, para este caso las variables error y set-point. Ya que manejando el error como variable única de entrada, se presentan inconvenientes de sintonización para los diferentes rangos de temperatura.

Se ha demostrado que mediante grandes y pequeñas variaciones del set-point, el controlador difuso con dos entradas, mejora los tiempos de asentamiento del sistema, en relación con los que presenta un controlador PID.

Se ha concluido que en el modelado de una planta con base exclusiva en experimentación es necesario realizar muchas pruebas, dado que debe existir claridad total acerca de cada uno de los fenómenos que suceden, para parametrizarlos en forma adecuada; sin embargo, casi siempre resulta más complejo realizar el modelo matemático, debido a que los sistemas térmicos presentan alinealidades fuertes, como la inercia térmica.

En cuanto al control PID se ha demostrado que presenta una buena precisión cuando es bien ajustado. Debido a su sencillez y facilidad de implementación, sigue siendo una buena alternativa en aplicaciones donde no sea tan crítico el tiempo de respuesta.

Se indica que la limitante de usar el método por software de modulación para regular la potencia total entregada a la carga es que el tiempo lo da el programa (el tiempo mínimo de un Loop en un sistema con windows es de 1ms) y no va a tener tanta precisión como el generado mediante un contador integrado en otro tipo de tarjeta de adquisición de datos.

BIBLIOGRAFÍA

Fuzzy Logic and Control: Software and Hardware Applications. Mohammad Jamshidi, Nader Vadiie and Timothy J. Ross (eds.), PTR. Prentice-Hall, 1993

Fuzzy Sets and Fuzzy Logic: Theory and Applications. George J. Klir, Bo Yuan. Prentice Hall PTR; Facsimile edition, 1995

COUGHLIN, Robert F. y DRISCOLL, Frederick F. Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. México: Prentice Hall, 1999. pp. 73-77, 371-373.

DORF, Richard C., SVOBODA, James A. Circuitos eléctricos: Introducción al análisis y diseño. -- 3a.ed -- México: Alfaomega, c2000, xxii, 998 p

KATSUHIKO OGATA, Ingeniería de Control Moderna. Madrid: Pearson Educacion, 2003, p. 1.

NI USB- 6008/6009, © 2003–2005 National Instruments Corporation.

Apuntes sobre lógica difusa, Juan Carlos Villamizar, USTA 2008.

Redes neuronales y lógica difusa, teoría y aplicaciones, Ramon Ilera, Alfaomega 1998.

De Silva, Clarence W. Intelligent Control, Fuzzy Logic Applications. CRC Press, c1995 343p.

Haykin, Simon. Neural Networks. Macmillan, c1994 xix, 696p.

Kosko, Bart. Neural Networks For Signal Processing, Englewood, Prentice-Hall, c1992 xi, 399p.

LISTA DE ANEXOS

- Anexo A. Datasheet KBPC1008
- Anexo B. Datasheet LM78XX
- Anexo C. Datasheet LM79XX
- Anexo D. Datasheet LM35
- Anexo E. Datasheet LM741
- Anexo F. Datasheet 74LS244
- Anexo G. Datasheet MOC-3041
- Anexo H. Datasheet BTA16600B
- Anexo I. Circuitos Impresos
- Anexo J. Circuito general del proyecto
- Anexo K. Evolución de la sintonización del controlador con fuzzy logic

Anexo A



KBPC1000/W – KBPC1010/W

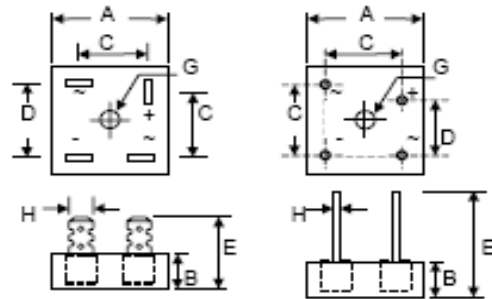
10A HIGH CURRENT BRIDGE RECTIFIER

Features

- Diffused Junction
- Low Reverse Leakage Current
- Low Power Loss, High Efficiency
- Electrically Isolated Metal Case for Maximum Heat Dissipation
- Case to Terminal Isolation Voltage 2500V
- UL Recognized File # E157705

Mechanical Data

- Case: Metal Case with Electrically Isolated Epoxy
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Symbols Marked on Case
- Mounting: Through Hole for #10 Screw
- Weight: KBPC 31.6 grams (approx.)
KBPC-W 28.5 grams (approx.)
- Marking: Type Number



KBPC

KBPC-W

Dim	KBPC		KBPC-W	
	Min	Max	Min	Max
A	28.40	28.70	28.40	28.70
B	10.97	11.23	10.97	11.23
C	15.70	16.70	17.10	19.10
D	17.50	18.50	10.90	11.90
E	22.88	25.40	30.50	—
G	Hole for #10 screw, 5.080 Nominal			
H	6.35 Typical		0.978	1.078

All Dimension in mm

W Suffix Designates Wire Leads
No Suffix Designates Faston Terminals

Maximum Ratings and Electrical Characteristics @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	KBPC 1000/W	KBPC 1001/W	KBPC 1002/W	KBPC 1004/W	KBPC 1006/W	KBPC 1008/W	KBPC 1010/W	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	200	400	600	800	1000	V
RMS Reverse Voltage	$V_{R(RMS)}$	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current @ $T_A = 50^\circ\text{C}$	I_o	10							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I_{FSM}	200							A
Forward Voltage (per element) @ $I_F = 5.0\text{A}$	V_{FM}	1.2							V
Peak Reverse Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ At Rated DC Blocking Voltage @ $T_C = 125^\circ\text{C}$	I_{RM}	10 1.0							μA mA
Typical Junction Capacitance (Note 1)	C_j	300							pF
Typical Thermal Resistance (Note 2)	$R_{\theta JC}$	6.3							K/W
RMS Isolation Voltage from Case to Lead	V_{ISO}	2500							V
Operating and Storage Temperature Range	T_J, T_{STG}	-65 to +150							$^\circ\text{C}$

* Glass passivated forms are available upon request.

Note: 1. Measured at 1.0 MHz and applied reverse voltage of 4.0V D.C.

2. Thermal resistance junction to case per element mounted on heatsink.



LM341/LM78MXX Series 3-Terminal Positive Voltage Regulators

General Description

The LM341 and LM78MXX series of three-terminal positive voltage regulators provide a fully regulated, filtered output and excellent operating characteristics which insure that an adjustable output is always available from any load.

With excellent load regulation, they can deliver an average of 0.75 amp (typical) load current and provide 40 to 60 dB of line and load regulation which are achieved by means of an internal reference voltage divider and high feedback gain.

Features

- Dropout voltage (typical) of 1.0V
- No external components
- Load and line regulation (typical) of 0.01% and 0.01% (100:1 and 10:1)
- Output tolerance adjustable over 100:1
- Available in TO-220, TO-18, and TO-92C (SOT-23) Packages
- Output voltage of 0V, 1.2V and 1.5V

Connection Diagrams

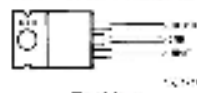
TO-92 Molded Chip Package (M)



Bottom View

Order Number LM341M5CH, LM78M150-4 or LM78M150H
See NS Package Number M-084

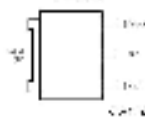
TO-220 Power Package (T)



Top View

Order Number LM341T-6, LM341T-12, LM341T-15, LM78M150T, LM78M150T or LM78M150T
See NS Package Number T-288

TO-220



Top View

Order Number LM78M150DT
See NS Package Number TO-088

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	
TO-18 Package (T ₁)	300°C
TO-220 Package (T ₂)	220°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Operating Junction Temperature

Range	-40°C to +125°C
Power Dissipation (Note 2)	Internally Limited
Input Voltage	5V ≤ V _I ≤ 15V
ESD Susceptibility	100V

Electrical Characteristics

Limits in standard typeface are for T_J = 25°C, and limits in boldface type apply over the -40°C to +125°C operating temperature range. Limits are guaranteed by production testing or correlation techniques using standard Statistical Quality Control (SQC) methods.

LM341-5.0, LM78M05C

In use unless otherwise specified: V_I = 10V, C_{IN} = 0.33 μF, C_O = 0.1 μF

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V _O	Output Voltage	I _L = 500 mA 5 mA ≤ I _L ≤ 500 mA P _{IN} < 7.5W, 7.5V < V _{IN} < 22V	4.8	5.0	5.2	V
V _{LINEAR}	Line Regulation	7.5V < V _{IN} < 22V			50	mV
V _{LOAD-REG}	Load Regulation	5 mA ≤ I _L ≤ 500 mA			100	mV
I _Q	Quiescent Current	I _L = 500 mA		4	10.0	mA
ΔI _Q	Quiescent Current Change	5 mA ≤ I _L ≤ 500 mA 7.5V < V _{IN} < 22V, I _L = 500 mA			0.5	mA
V _n	Output Noise Voltage	f = 10 Hz to 100 kHz		40		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_O}$	PSRR Rejection	f = 100 Hz, I _L = 500 mA		70		dB
V _N	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	I _L = 500 mA	7.2			V
ΔV _{CL}	Long Term Stability	I _L = 500 mA			20	mV/yr

Electrical Characteristics

Limits in standard typeface are for $T_c = 25^\circ\text{C}$, and limits in boldface type apply over the -40°C to $+125^\circ\text{C}$ operating temperature range. Limits are guaranteed by production testing or correlation techniques using standard Statistical Quality Control (SQC) methods. (Continued)

LM341-12, LM78M12C

Unless otherwise specified: $V_{IN} = 19\text{V}$, $C_{IN} = 0.01\ \mu\text{F}$, $C_{OUT} = 0.1\ \mu\text{F}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage	$I_L = 500\ \text{mA}$ $5\ \text{mA} \leq I_L \leq 500\ \text{mA}$ $P_{DI} \leq 7.5\text{W}$, $11.8\text{V} \leq V_{IN} \leq 27\text{V}$	11.5	12	12.5	V
V_{OLINE}	Line Regulation	$14.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$	$I_L = 100\ \text{mA}$		150	mV
			$I_L = 500\ \text{mA}$		240	
V_{OLoad}	Load Regulation	$5\ \text{mA} \leq I_L \leq 500\ \text{mA}$			740	mV
I_Q	Quiescent Current	$I_L = 500\ \text{mA}$		4	10.0	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$5\ \text{mA} \leq I_L \leq 500\ \text{mA}$			0.5	
		$14.8\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$, $I_L = 500\ \text{mA}$			1.0	
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10\ \text{Hz}$ to $100\ \text{kHz}$		70		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_O}$	Ripple Rejection	$f = 120\ \text{Hz}$, $I_L = 500\ \text{mA}$		71		dB
V_{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$I_L = 500\ \text{mA}$	14.5			V
ΔV_O	Long-Term Stability	$I_L = 500\ \text{mA}$			49	mV/khrs

LM341-15, LM78M15C

Unless otherwise specified: $V_{IN} = 20\text{V}$, $C_{IN} = 0.01\ \mu\text{F}$, $C_{OUT} = 0.1\ \mu\text{F}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage	$I_L = 500\ \text{mA}$ $5\ \text{mA} \leq I_L \leq 500\ \text{mA}$ $P_{DI} \leq 7.5\text{W}$, $18\text{V} \leq V_{IN} \leq 30\text{V}$	14.4	15	15.6	V
V_{OLINE}	Line Regulation	$17.2\text{V} \leq V_{IN} \leq 22\text{V}$	$I_L = 100\ \text{mA}$		150	mV
			$I_L = 500\ \text{mA}$		300	
V_{OLoad}	Load Regulation	$5\ \text{mA} \leq I_L \leq 500\ \text{mA}$			300	mV
I_Q	Quiescent Current	$I_L = 500\ \text{mA}$		4	10.0	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$5\ \text{mA} \leq I_L \leq 500\ \text{mA}$			0.5	
		$19\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$, $I_L = 500\ \text{mA}$			1.0	
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10\ \text{Hz}$ to $100\ \text{kHz}$		80		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_O}$	Ripple Rejection	$f = 120\ \text{Hz}$, $I_L = 500\ \text{mA}$		20		dB
V_{IN}	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	$I_L = 500\ \text{mA}$	17.8			V
ΔV_O	Long-Term Stability	$I_L = 500\ \text{mA}$			60	mV/khrs

Note 1: All characteristic limits are guaranteed when the device is operated within the specified operating conditions.

Note 2: The typical thermal resistance of the three package types is:

TO-18 package, $\theta_{JA} = 65\ ^\circ\text{C/W}$; $\theta_{JC} = 3\ ^\circ\text{C/W}$

TO-18 package, $\theta_{JA} = 120\ ^\circ\text{C/W}$; $\theta_{JC} = 18\ ^\circ\text{C/W}$

DT (TO-252) package, $\theta_{JA} = 92\ ^\circ\text{C/W}$; $\theta_{JC} = 10\ ^\circ\text{C/W}$

LM79XX Series 3-Terminal Negative Regulators

General Description

The LM79XX series of 3-terminal regulators is available with fixed output voltages of -5V, -12V, and -15V. These regulators need only one external component to be operated on a loadable power supply. The LM79XX series is packaged in the TO-220 power package and is capable of supplying 1.5A of 0.100-ohm $r_{DS(on)}$.

These regulators employ internal current limiting, safe area protection, and thermal shutdown for protection against the effects of overload conditions.

The typical performance of the LM79XX series of three output voltage regulators is depicted through the present section of this

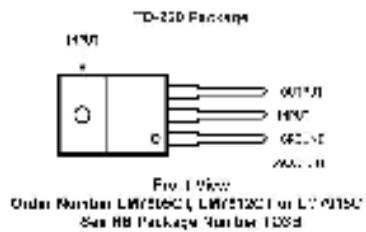
section of data. The recommended maximum load of these devices is the expected maximum average output current and load regulation gain regulated on in the average loaded mode.

For applications requiring other voltages, see LM79XX datasheet.

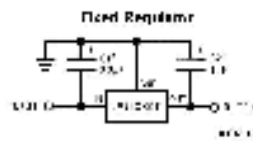
Features

- Internal current limit and safe area limited
- High output current
- Low quiescent current
- 0.1-ohm on-resistance output voltage

Connection Diagrams



Typical Applications



Regulator. It should be understood that the maximum load current of the voltage gain capacitor must be soft-started. Peak current may be slightly higher than sustained. Provided for stability. For voltage gain, capacitor must be soft-started for load. Soft-starting may be substituted. The voltage gain may be substituted with a diode. For output capacitor to exceed 0.100-ohm, a high current diode must be output. 0.100-ohm will protect the regulator from inductive input shorts.

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Input Voltage	
($V_2 = -5V$)	-16V
($V_2 = -1V$ and $-1.5V$)	-25V

Input Output Differential

($V_2 = -5V$)	25V
($V_2 = -1V$ and $-1.5V$)	30V
Power Dissipation (Note 2)	Internally Limited
Operating Junction Temperature Range	0°C to +100°C
Storage Temperature Range	60°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	230°C

Electrical Characteristics

Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 100mA$, $C_{IN} = 2.2\mu F$, $C_{OUT} = 1\mu F$, $0V < V_1 < +15V$, Power Dissipation $< 1W$

Part Number			LM7905C			Units	
Output Voltage			-5V				
Input Voltage (unless otherwise specified)			-10V				
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max		
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ C$	-4.8	-5.0	-5.2	V	
		$5mA < I_{OUT} < 1A$, $P < 1W$	-4.75		-5.25	V	
				(-20 < V_{IN} < -7)			V
ΔV_{OL}	Line Regulation	$T_J = 25^\circ C$ (Note 3)		8	50	mV	
				(-25 < V_{IN} < -7)			V
				(-1 < V_{IN} < -8)	2	15	mV
ΔV_{LO}	Load Regulation	$T_J = 25^\circ C$ (Note 3)					
		$5mA < I_{OUT} < 1A$, $250mA < I_{LOAD} < 750mA$		15	100	mV	
				5	50	mV	
I_Q	Quiescent Current	$T_J = 25^\circ C$		1	2	mA	
I_{SQ}	Quiescent Current (Charge)	With Load			0.5	mA	
		With Load, $5mA < I_{OUT} < 1A$			0.3	mA	
V_r	Output Noise Voltage	$T_J = 25^\circ C$, 10Hz $\leq f < 100$ Hz		125		μV	
		Ripple Rejection $f = 120Hz$	54	65		dB	
				(-18 < V_{IN} < -8)		V	
I_{LIMIT}	Input Voltage Peak Output Current	$T_J = 25^\circ C$, $I_{OUT} = 1A$		1.1		V	
		$T_J = 25^\circ C$		2.2		A	
		Average Temperature Coefficient of Output Voltage	$I_{OUT} = 50mA$, $0^\circ C < T_J < 100^\circ C$		0.4		mV/°C

Electrical Characteristics

Conditions unless otherwise noted: $I_{OUT} = 100mA$, $C_{IN} = 2.2\mu F$, $C_{OUT} = 1\mu F$, $0V < V_1 < +25V$, Power Dissipation $< 1W$

Part Number			LM7912C			LM7915C			Units
Output Voltage			-12V			-15V			
Input Voltage (unless otherwise specified)			-18V			-23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^\circ C$	-11.5	-12.0	-12.5	-14.4	-15.0	-15.6	V
		$5mA < I_{OUT} < 1A$, $P < 1W$	-11.4		-12.1	-14.35		-15.25	V
				(-22 < V_{IN} < -11.5)		(-20 < V_{IN} < -17.5)			V
ΔV_{OL}	Line Regulation	$T_J = 25^\circ C$ (Note 3)		5	30		0	100	mV
				(-30 < V_{IN} < -14.5)		(-30 < V_{IN} < -17.5)			V
				(-12 < V_{IN} < -18)	2	30	0	50	mV
				(-26 < V_{IN} < -20)				V	
ΔV_{LO}	Load Regulation	$T_J = 25^\circ C$ (Note 3)							

LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors

General Description

The LM35 series are precision integrated-circuit temperature sensors, whose output voltage is linearly proportional to the Celsius (Centigrade) temperature. The LM35 thus has an advantage over linear temperature sensors calibrated in $^{\circ}$ Kelvin, as the user is not required to subtract a large constant voltage from its output to obtain convenient Centigrade scaling. The LM35 does not require any external calibration or trimming to provide typical accuracies of $\pm 1/4^{\circ}\text{C}$ at room temperature and $\pm 3/4^{\circ}\text{C}$ over a full -55 to $+150^{\circ}\text{C}$ temperature range. Low cost is assured by trimming and calibration at the wafer level. The LM35's low output impedance, linear output, and precise inherent calibration make interfacing to readout or control circuitry especially easy. It can be used with single power supplies, or with plus and minus supplies. As it draws only $60\ \mu\text{A}$ from its supply, it has very low self-heating, less than 0.1°C in still air. The LM35 is rated to operate over a -55° to $+150^{\circ}\text{C}$ temperature range, while the LM35C is rated for a -40° to $+110^{\circ}\text{C}$ range (-10° with improved accuracy). The LM35 series is available pack-

aged in hermetic TO-46 transistor packages, while the LM35C, LM35CA, and LM35D are also available in the plastic TO-92 transistor package. The LM35D is also available in an 8-lead surface mount small outline package and a plastic TO-220 package.

Features

- Calibrated directly in $^{\circ}$ Celsius (Centigrade)
- Linear $+10.0\ \text{mV}/^{\circ}\text{C}$ scale factor
- 0.5°C accuracy guaranteeable (at $+25^{\circ}\text{C}$)
- Rated for full -55° to $+150^{\circ}\text{C}$ range
- Suitable for remote applications
- Low cost due to wafer-level trimming
- Operates from 4 to 30 volts
- Less than $60\ \mu\text{A}$ current drain
- Low self-heating, 0.08°C in still air
- Nonlinearity only $\pm 1/4^{\circ}\text{C}$ typical
- Low Impedance output, $0.1\ \Omega$ for $1\ \text{mA}$ load

Typical Applications

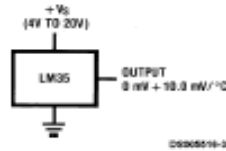
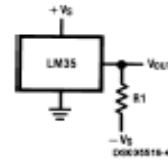


FIGURE 1. Basic Centigrade Temperature Sensor ($+2^{\circ}\text{C}$ to $+150^{\circ}\text{C}$)



Choose $R_1 = -V_S/50\ \mu\text{A}$
 $V_{\text{OUT}} = +1,500\ \text{mV}$ at $+150^{\circ}\text{C}$
 $= +250\ \text{mV}$ at $+25^{\circ}\text{C}$
 $= -550\ \text{mV}$ at -55°C

FIGURE 2. Full-Range Centigrade Temperature Sensor

Connection Diagrams

TO-46
Metal Can Package*



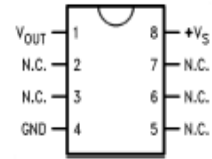
BOTTOM VIEW
DS005516-1

*Case is connected to negative pin (GND)

Order Number LM35H, LM35AH, LM35CH, LM35CAH or
LM35DH

See NS Package Number H03H

SO-8
Small Outline Molded Package

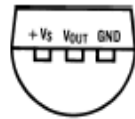


DS005516-21

N.C. = No Connection

Top View
Order Number LM35DM
See NS Package Number M08A

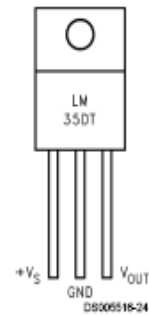
TO-92
Plastic Package



BOTTOM VIEW
DS005516-2

Order Number LM35CZ,
LM35CAZ or LM35DZ
See NS Package Number Z03A

TO-220
Plastic Package*



DS005516-24

*Tab is connected to the negative pin (GND).

Note: The LM35DT pinout is different than the discontinued LM35DP.

Order Number LM35DT
See NS Package Number TA03F

Absolute Maximum Ratings (Note 10)

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

Supply Voltage	+35V to -0.2V
Output Voltage	+8V to -1.0V
Output Current	10 mA
Storage Temp.:	
TO-46 Package,	-80°C to +180°C
TO-92 Package,	-80°C to +150°C
SO-8 Package,	-85°C to +150°C
TO-220 Package,	-85°C to +150°C
Lead Temp.:	
TO-46 Package,	
(Soldering, 10 seconds)	300°C

TO-92 and TO-220 Package, (Soldering, 10 seconds)	260°C
SO Package (Note 12)	
Vapor Phase (80 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 11)	2500V
Specified Operating Temperature Range: T_{MIN} to T_{MAX} (Note 2)	
LM35, LM35A	-55°C to +150°C
LM35C, LM35CA	-40°C to +110°C
LM35D	0°C to +100°C

Electrical Characteristics

(Notes 1, 8)

Parameter	Conditions	LM35A			LM35CA			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	
Accuracy (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.2	± 0.5		± 0.2	± 0.5		$^\circ\text{C}$
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	± 0.3			± 0.3		± 1.0	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{MAX}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{MIN}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4		± 1.5	$^\circ\text{C}$
Nonlinearity (Note 8)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	± 0.18		± 0.35	± 0.15		± 0.3	$^\circ\text{C}$
Sensor Gain (Average Slope)	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	+10.0	+9.9, +10.1		+10.0		+9.9, +10.1	mV/ $^\circ\text{C}$
Load Regulation (Note 3) $0 \leq I_L \leq 1$ mA	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		mV/mA
	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$	± 0.5		± 3.0	± 0.5		± 3.0	mV/mA
Line Regulation (Note 3)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.01	± 0.05		± 0.01	± 0.05		mV/V
	$4V \leq V_S \leq 30V$	± 0.02		± 0.1	± 0.02		± 0.1	mV/V
Quiescent Current (Note 9)	$V_S = +5V, +25^\circ\text{C}$	56	67		56	67		μA
	$V_S = +5V$	105		131	91		114	μA
	$V_S = +30V, +25^\circ\text{C}$	56.2	68		56.2	68		μA
	$V_S = +30V$	105.5		133	91.5		116	μA
Change of Quiescent Current (Note 3)	$4V \leq V_S \leq 30V, +25^\circ\text{C}$	0.2	1.0		0.2	1.0		μA
	$4V \leq V_S \leq 30V$	0.5		2.0	0.5		2.0	μA
Temperature Coefficient of Quiescent Current		+0.39		+0.5	+0.39		+0.5	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Minimum Temperature for Rated Accuracy	In circuit of <i>Figure 1</i> , $I_L = 0$	+1.5		+2.0	+1.5		+2.0	$^\circ\text{C}$
Long Term Stability	$T_J = T_{MAX}$, for 1000 hours	± 0.08			± 0.08			$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

(Notes 1, 6)

Parameter	Conditions	LM35			LM35C, LM35D			Units (Max.)
		Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	Typical	Tested Limit (Note 4)	Design Limit (Note 5)	
Accuracy, LM35, LM35C (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 1.0		± 0.4	± 1.0		$^\circ\text{C}$
	$T_A = -10^\circ\text{C}$	± 0.5			± 0.5		± 1.5	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MAX}}$	± 0.8	± 1.5		± 0.8		± 1.5	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MIN}}$	± 0.8		± 1.5	± 0.8		± 2.0	$^\circ\text{C}$
Accuracy, LM35D (Note 7)	$T_A = +25^\circ\text{C}$				± 0.6	± 1.5		$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MAX}}$				± 0.9		± 2.0	$^\circ\text{C}$
	$T_A = T_{\text{MIN}}$				± 0.9		± 2.0	$^\circ\text{C}$
Nonlinearity (Note 8)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	± 0.3		± 0.5	± 0.2		± 0.5	$^\circ\text{C}$
Sensor Gain (Average Slope)	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	+10.0	+9.8, +10.2		+10.0		+9.8, +10.2	mV/ $^\circ\text{C}$
Load Regulation (Note 3) $0 \leq I_L \leq 1 \text{ mA}$	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.4	± 2.0		± 0.4	± 2.0		mV/mA
	$T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	± 0.5		± 5.0	± 0.5		± 5.0	mV/mA
Line Regulation (Note 3)	$T_A = +25^\circ\text{C}$	± 0.01	± 0.1		± 0.01	± 0.1		mV/V
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	± 0.02		± 0.2	± 0.02		± 0.2	mV/V
Quiescent Current (Note 9)	$V_S = +5\text{V}, +25^\circ\text{C}$	58	80		58	80		μA
	$V_S = +5\text{V}$	105		158	91		138	μA
	$V_S = +30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	56.2	82		56.2	82		μA
	$V_S = +30\text{V}$	105.5		161	91.5		141	μA
Change of Quiescent Current (Note 3)	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}, +25^\circ\text{C}$	0.2	2.0		0.2	2.0		μA
	$4\text{V} \leq V_S \leq 30\text{V}$	0.5		3.0	0.5		3.0	μA
Temperature Coefficient of Quiescent Current		+0.39		+0.7	+0.39		+0.7	$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$
Minimum Temperature for Rated Accuracy	In circuit of Figure 1, $I_L = 0$	+1.5		+2.0	+1.5		+2.0	$^\circ\text{C}$
Long Term Stability	$T_J = T_{\text{MAX}}$, for 1000 hours	± 0.08			± 0.08			$^\circ\text{C}$

Note 1: Unless otherwise noted, these specifications apply: $-55^\circ\text{C} \leq T_J \leq +150^\circ\text{C}$ for the LM35 and LM35A; $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +110^\circ\text{C}$ for the LM35C and LM35CA; and $0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +100^\circ\text{C}$ for the LM35D. $V_S = +5\text{V}$ and $I_{\text{LOAD}} = 50 \mu\text{A}$. In the circuit of Figure 2. These specifications also apply from $+2^\circ\text{C}$ to T_{MAX} in the circuit of Figure 1. Specifications in boldface apply over the full rated temperature range.

Note 2: Thermal resistance of the TO-46 package is $400^\circ\text{C}/\text{W}$, junction to ambient, and $24^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to case. Thermal resistance of the TO-92 package is $180^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. Thermal resistance of the small outline molded package is $220^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. Thermal resistance of the TO-220 package is $90^\circ\text{C}/\text{W}$ junction to ambient. For additional thermal resistance information see table in the Applications section.

Note 3: Regulation is measured at constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output due to heating effects can be computed by multiplying the internal dissipation by the thermal resistance.

Note 4: Tested Limits are guaranteed and 100% tested in production.

Note 5: Design Limits are guaranteed (but not 100% production tested) over the indicated temperature and supply voltage ranges. These limits are not used to calculate outgoing quality levels.

Note 6: Specifications in boldface apply over the full rated temperature range.

Note 7: Accuracy is defined as the error between the output voltage and $10\text{mV}/^\circ\text{C}$ times the device's case temperature, at specified conditions of voltage, current, and temperature (expressed in $^\circ\text{C}$).

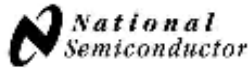
Note 8: Nonlinearity is defined as the deviation of the output-voltage-versus-temperature curve from the best-fit straight line, over the device's rated temperature range.

Note 9: Quiescent current is defined in the circuit of Figure 1.

Note 10: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions. See Note 1.

Note 11: Human body model, 100 pF discharged through a $1.5 \text{ k}\Omega$ resistor.

Note 12: See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" or the section titled "Surface Mount" found in a current National Semiconductor Linear Data Book for other methods of soldering surface mount devices.



August 2000

LM741 Operational Amplifier

LM741 Operational Amplifier

General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct plug-in replacements for the 709C, 709D, MC1458 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guarantees over a 0°C to +75°C temperature range, instead of -50°C to +25°C.

Features

Connection Diagrams

Metal Can Package

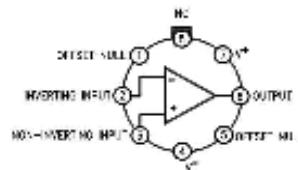


FIG. 1

Note 1: LM741C is available per MIL-STD-883C.

Order Number LM741H, LM741H/883 (MIL-STD-883C),
LM741AH/883 or LM741CH
See NS Package Number HD5C

Dual-In-Line or S.O. Package

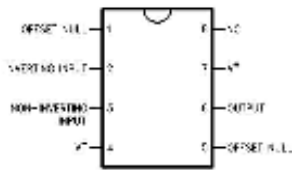


FIG. 2

Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN
See NS Package Number J08A, M05A or N08E

Ceramic Flatpak

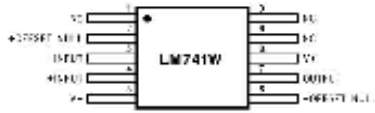


FIG. 3

Order Number LM741W/883
See NS Package Number W10A

Typical Application

Offset Nulling Circuit

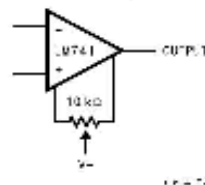


FIG. 4

Electrical Characteristics (Note 2) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = 120\text{V}$, $V_{EE} = -115\text{V}$ $V_{IC} = -115\text{V}$, $V_{OC} = -110\text{V}$	50			50	200		50	200		V/V V/mV
	$T_{AMB} \leq T_A \leq T_{AMBMAX}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_{CC} = +20\text{V}$, $V_{EE} = +15\text{V}$ $V_{IC} = -115\text{V}$, $V_{OC} = -110\text{V}$ $V_{IC} = 15\text{V}$, $V_{OC} = 12\text{V}$	32			25			15			V/V V/V
		10									V/V
Output Voltage Swing	$V_{CC} = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 15									V V
	$V_{CC} = 115\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 0	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 15		V V
Output Short-Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMB} \leq T_A \leq T_{AMBMAX}$	10	25	35	10	25		25			mA mA
		10		10							
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMB} \leq T_A \leq T_{AMBMAX}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$, $V_{ICM} = \pm 12\text{V}$ $R_L \geq 500$, $V_{EEM} = \pm 12\text{V}$	80	25		70	90		70	90		dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMB} \leq T_A \leq T_{AMBMAX}$ $V_{CC} = +20\text{V}$ to $V_{CC} = +5\text{V}$ $R_L \geq 320$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	85	35		77	92		77	92		dB dB
Transient Response Rise Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_{in} = 10\text{ kHz}$		0.25	0.8		0.5			0.3		ns
		Overhoot		5.0	20		5			5	
Bandwidth (No Load)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.487	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $f_{in} = 10\text{ kHz}$	9.8	2.7		9.5			9.3			V/ μs
Supply Current Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = +20\text{V}$ $V_{EE} = +15\text{V}$			135							mW
				90	150						
LM741A	$V_{CC} = 120\text{V}$ $I_C = I_{Cmax}$ $I_E = I_{Emax}$			135							mW
				135							
LM741	$V_{CC} = +15\text{V}$ $T_A = T_{AMB}$ $T_A = T_{AMBMAX}$				80	100					mW
					45	75					

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating conditions for extended operation should be within the recommended limits.

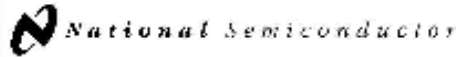


Fig. 1009

54LS244/DM74LS244 Octal TRI-STATE Buffers/Line Drivers/Line Receivers

54LS244/DM74LS244 Octal TRI-STATE[®] Buffers/Line Drivers/Line Receivers

General Description

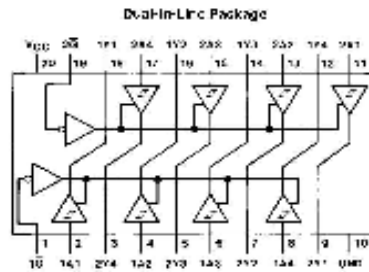
These buffers/drivers are designed to improve both the performance and AC timing characteristics of TTL-type buffers/drivers employed as memory address drivers, clock drivers, and bus drivers in digital systems. Featuring 100 nA of hold current at each low-state TTL data line input, they provide the excellent rejection and high fan-out capability associated with TTL devices.

Features

- TRI-STATE outputs drive bus lines directly
- 200 nA hold current during low-state
- Maximum hold current in power-down mode

- Typical low-state current
54LS -12 mA
74LS -14 mA
- Typical low-state current
54LS -12 mA
74LS -15 mA
- Typical propagation delay times
rising/falling -10 ns
Non-rising/falling -15 ns
- Typical enable/disable time 15 ns
- Typical power dissipation (per device)
rising/falling -100 mW
Non-rising/falling -150 mW

Connection Diagram



Order Number 54LS244DMQB, 54LS244FMQB, 54LS244JQB,
DM74LS244TA or DM74LS244N
See NS Package Number E20A, J20A, M20B, N20A or W20A

Function Table

Inputs		Output
\bar{E}	A	Y
-	-	-
-	X	X
0	X	X

0 = Low Logic Level
1 = High Logic Level
X = Invalid or Unknown Logic Level
Z = High Impedance

©1987 National Semiconductor Corporation, Dallas, Texas

Absolute Maximum Ratings (Notes)

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

Supply Voltage	V _{CC}
Input Voltage	V _I
Operating Temperature Range	TA
MIL-STD-883C	0°C to 125°C
COMMERCIAL	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	T _{STG} 0°C to +160°C

Note: The Absolute Maximum Ratings are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. The device should not be operated at these levels. The guaranteed values defined in the "Electrical Characteristics" table do not guarantee at the absolute maximum ratings. For recommended operating conditions, see additional recommendations for power device operation.

Recommended Operating Conditions

Symbol	Parameter	591 S244			DM74 S244			Units
		Min	Nom	Max	Min	Max	Max	
V _{CC}	Supply Voltage	4.5	5	5.5	4.5	5	5.5	V
V _{OH}	High-Level Input Voltage	2			2			V
V _I	Low-Level Input Voltage			0.7			0.5	V
V _{OL}	High-Level Output Voltage			1.0			1.5	V
I _{OL}	Low-Level Output Current			12			24	mA
T _{STG}	Storage Temperature	-55		125	0		70	°C

Electrical Characteristics (see recommended operating conditions unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Conditions		Min	Typ (Note 1)	Max	Units
V _I	Input Drive Voltage	V _{OH}	V _{IH} = 10 mA			5	V
V _{YS}	Hysteresis (V _{OH} - V _{OL}) Data rate only	V _{OH}	V _{IH}	0.2	0.4	0	V
V _{OL}	High-Level Output Voltage	V _{OH}	V _{IH} , I _{OH} = 10 mA V _{OL} = Max I _{OH} = 10 mA	DM74 0.7			
		V _{OH}	V _{IH} , I _{OH} = 10 mA V _{OL} = Max I _{OH} = 20 mA	54LS/DM74 2.4	3.4		V
		V _{OH}	V _{IH} , I _{OH} = 10 mA V _{OL} = Max I _{OH} = 20 mA	74ALS/DM74 2			
V _{OL}	Low-Level Output Voltage	V _{OL}	V _{IH} , I _{OH} = 10 mA V _{OL} = Max I _{OH} = 10 mA	DM74 0.4		0.4	V
		V _{OL}	V _{IH} , I _{OH} = 10 mA V _{OL} = Max I _{OH} = 20 mA	54LS/DM74 0.2		0.2	V
I _{OH}	DM74: 10-pulse times, High-Level Voltage Applied	V _{OH}	V _{IH} , V _{OL} = Min	V _{IH} = 2.0V		20	µA
I _{OL}	DM74: 10-pulse times, Low-Level Voltage Applied	V _{OH}	V _{IH} , V _{OL} = Min	V _{OL} = 0.5V		-20	µA
I _I	Input Current: Maximum Input Voltage	V _{OH}	V _{IH}	V _{IH} = 0 (DM74) V _{IH} = 1.6V (54LS)		0	mA
I _H	High-Level Input Current	V _{OH}	V _{IH}	V _{IH} = 2.0V		20	µA
I _L	Low-Level Input Current	V _{OH}	V _{IH}	V _{IH} = 0.5V		-20	µA
I _{CC}	Short-Circuit Output Current	V _{OH}	V _{IH} (Note 2)	+18 DM74 -40	0	20	mA
I _{CC}	Supply Current	V _{OH} = V _{CC} I _I = 0 µA (typ)		Output High	15	25	mA
				Output Low	27	45	mA
				Output Tri-State	20	50	mA

Note 1: All specifications V_{CC} = 5V, V_I = 20V.

Note 2: For a short-circuit current, the output is driven low and the input is driven low over 100 ns.

Anexo G

MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document
by MOC3041/D



6-Pin DIP Zero-Cross Optoisolators Triac Driver Output (400 Volts Peak)

The MOC3041, MOC3042 and MOC3043 devices consist of gallium arsenide infrared emitting diodes optically coupled to a monolithic silicon detector performing the function of a Zero Voltage Crossing bilateral triac driver.

They are designed for use with a triac in the interface of logic systems to equipment powered from 115 Vac lines, such as solid-state relays, industrial controls, motors, solenoids and consumer appliances, etc.

- Simplifies Logic Control of 115 Vac Power
- Zero Voltage Crossing
- dv/dt of 2000 V/ μ s Typical, 1000 V/ μ s Guaranteed
- *To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.*

Recommended for 115/240 Vac(rms) Applications:

- Solenoid/Valve Controls
- Lighting Controls
- Static Power Switches
- AC Motor Drives
- Temperature Controls
- E.M. Contactors
- AC Motor Starters
- Solid State Relays

MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INFRARED EMITTING DIODE			
Reverse Voltage	V_R	6	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Negligible Power in Output Driver Derate above 25°C	P_D	120	mW
		1.41	mW/ $^\circ\text{C}$

OUTPUT DRIVER

Off-State Output Terminal Voltage	V_{DRM}	400	Volts
Peak Repetitive Surge Current (PW = 100 μ s, 120 pps)	I_{TSM}	1	A
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150	mW
		1.76	mW/ $^\circ\text{C}$

TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage ⁽¹⁾ (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration)	V_{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	250	mW
		2.94	mW/ $^\circ\text{C}$
Junction Temperature Range	T_J	-40 to +100	$^\circ\text{C}$
Ambient Operating Temperature Range ⁽²⁾	T_A	-40 to +85	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range ⁽²⁾	T_{stg}	-40 to +150	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature (10 s)	T_L	260	$^\circ\text{C}$

1. Isolation surge voltage, V_{ISO} , is an internal device dielectric breakdown rating.

For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Global Optoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

(Replaces MOC3040/D)

MOC3041
[IFT = 15 mA Max]
MOC3042
[IFT = 10 mA Max]
MOC3043*
[IFT = 5 mA Max]

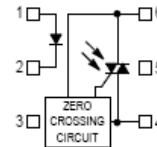
*Motorola Preferred Device

STYLE 6 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE
CASE 730A-04

COUPLER SCHEMATIC



1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. MAIN TERMINAL
5. SUBSTRATE
DO NOT CONNECT
6. MAIN TERMINAL



MOC3041 MOC3042 MOC3043

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
INPUT LED					
Reverse Leakage Current ($V_R = 6\text{ V}$)	I_R	—	0.05	100	μA
Forward Voltage ($I_F = 30\text{ mA}$)	V_F	—	1.3	1.5	Volts
OUTPUT DETECTOR ($I_F = 0$ unless otherwise noted)					
Leakage with LED Off, Either Direction (Rated $V_{DRM}^{(1)}$)	I_{DRM1}	—	2	100	nA
Peak On-State Voltage, Either Direction ($I_{TM} = 100\text{ mA Peak}$)	V_{TM}	—	1.8	3	Volts
Critical Rate of Rise of Off-State Voltage ⁽³⁾	dv/dt	1000	2000	—	V/ μs
COUPLED					
LED Trigger Current, Current Required to Latch Output (Main Terminal Voltage = 3 V ⁽²⁾)	I_{FT}	—	—	15 10 5	mA
Holding Current, Either Direction	I_H	—	250	—	μA
Isolation Voltage ($f = 60\text{ Hz}$, $t = 1\text{ sec}$)	V_{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
ZERO CROSSING					
Inhibit Voltage ($I_F = \text{Rated } I_{FT}$, MT1–MT2 Voltage above which device will not trigger.)	V_{IH}	—	5	20	Volts
Leakage in Inhibited State ($I_F = \text{Rated } I_{FT}$, Rated V_{DRM} , Off State)	I_{DRM2}	—	—	500	μA

1. Test voltage must be applied within dv/dt rating.
2. All devices are guaranteed to trigger at an I_F value less than or equal to max I_{FT} . Therefore, recommended operating I_F lies between I_{FT} (15 mA for MOC3041, 10 mA for MOC3042, 5 mA for MOC3043) and absolute max I_F (60 mA).
3. This is static dv/dt. See Figure 7 for test circuit. Commutating dv/dt is a function of the load-driving thyristor(s) only.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A = 25^\circ\text{C}$

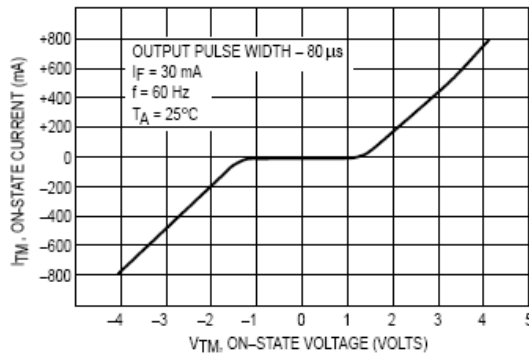


Figure 1. On-State Characteristics

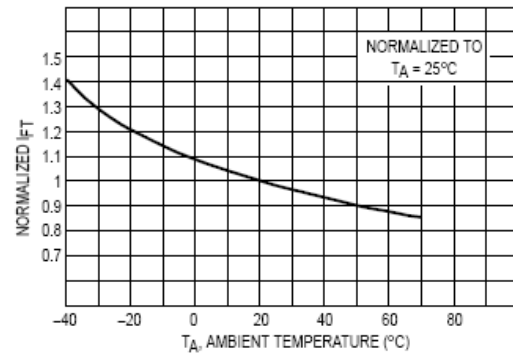


Figure 2. Trigger Current versus Temperature



BTA/BTB16 and T16 Series

SNUBBERLESS™ , LOGIC LEVEL & STANDARD

16A TRIACs

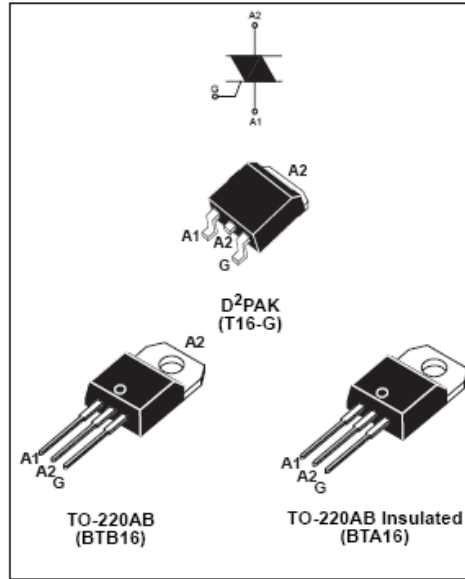
MAIN FEATURES:

Symbol	Value	Unit
$I_{T(RMS)}$	16	A
V_{DRM}/V_{RRM}	600, 700 and 800	V
$I_{GT} (Q_1)$	10 to 50	mA

DESCRIPTION

Available either in through-hole or surface-mount packages, the BTA/BTB16 and T16 triac series is suitable for general purpose AC switching. They can be used as an ON/OFF function in applications such as static relays, heating regulation, induction motor starting circuits... or for phase control operation in light dimmers, motor speed controllers, ...

The snubberless versions (BTA/BTB...W and T16 series) are specially recommended for use on inductive loads, thanks to their high commutation performances. By using an internal ceramic pad, the BTA series provides voltage insulated tab (rated at 2500V RMS) complying with UL standards (File ref.: E81734).



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit	
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current (full sine wave)	D2 ³ PAK	16	A	
		TO-220AB			
		TO-220AB Ins.	T _c = 100°C		
I_{TSM}	Non repetitive surge peak on-state current (full cycle, T _j initial = 25°C)	F = 60 Hz	t = 16.7 ms	168	A
		F = 50 Hz	t = 20 ms	160	
I_t^2	I_t^2 Value for fusing	tp = 10 ms	144	A ² s	
di/dt	Critical rate of rise of on-state current I _G = 2 × I _{GT} , tr ≤ 100 ns	F = 120 Hz	T _j = 125°C	50	A/μs
V_{DSM}/V_{RSM}	Non repetitive surge peak off-state voltage	tp = 10 ms	T _j = 25°C	$V_{DRM}/V_{RRM} + 100$	V
I_{GM}	Peak gate current	tp = 20 μs	T _j = 125°C	4	A
$P_{G(AV)}$	Average gate power dissipation		T _j = 125°C	1	W
T _{stg}	Storage junction temperature range			- 40 to + 150	°C
T _j	Operating junction temperature range			- 40 to + 125	

BTA/BTB16 and T16 Series

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

■ SNUBBERLESS™ and LOGIC LEVEL (3 Quadrants)

Symbol	Test Conditions	Quadrant		T16	BTA/BTB16			Unit
				T1635	SW	CW	BW	
I_{GT} (1)	$V_D = 12\text{ V}$ $R_L = 33\ \Omega$	I - II - III	MAX.	35	10	35	50	mA
V_{GT}		I - II - III	MAX.	1.3				V
V_{GD}	$V_D = V_{DRM}$ $R_L = 3.3\ \text{k}\Omega$ $T_j = 125^\circ\text{C}$	I - II - III	MIN.	0.2				V
I_H (2)	$I_T = 500\ \text{mA}$		MAX.	35	15	35	50	mA
I_L	$I_G = 1.2 I_{GT}$	I - III	MAX.	50	25	50	70	mA
		II		60	30	60	80	
dV/dt (2)	$V_D = 67\% V_{DRM}$ gate open $T_j = 125^\circ\text{C}$		MIN.	500	40	500	1000	V/ μs
$(dI/dt)_c$ (2)	$(dV/dt)_c = 0.1\ \text{V}/\mu\text{s}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$		MIN.	-	8.5	-	-	A/ms
	$(dV/dt)_c = 10\ \text{V}/\mu\text{s}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$			-	3.0	-	-	
	Without snubber $T_j = 125^\circ\text{C}$			8.5	-	8.5	14	

■ STANDARD (4 Quadrants)

Symbol	Test Conditions	Quadrant		BTA/BTB16		Unit
				C	B	
I_{GT} (1)	$V_D = 12\text{ V}$ $R_L = 33\ \Omega$	I - II - III IV	MAX.	25 50	50 100	mA
V_{GT}		ALL	MAX.	1.3		V
V_{GD}	$V_D = V_{DRM}$ $R_L = 3.3\ \text{k}\Omega$ $T_j = 125^\circ\text{C}$	ALL	MIN.	0.2		V
I_H (2)	$I_T = 500\ \text{mA}$		MAX.	25	50	mA
I_L	$I_G = 1.2 I_{GT}$	I - III - IV	MAX.	40	60	mA
		II		80	120	
dV/dt (2)	$V_D = 67\% V_{DRM}$ gate open $T_j = 125^\circ\text{C}$		MIN.	200	400	V/ μs
$(dV/dt)_c$ (2)	$(dI/dt)_c = 7\ \text{A}/\text{ms}$ $T_j = 125^\circ\text{C}$		MIN.	5	10	V/ μs

STATIC CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions		Value	Unit	
V_{TM} (2)	$I_{TM} = 22.5\ \text{A}$ $t_p = 380\ \mu\text{s}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	MAX.	1.55	V
V_{to} (2)	Threshold voltage	$T_j = 125^\circ\text{C}$	MAX.	0.85	V
R_d (2)	Dynamic resistance	$T_j = 125^\circ\text{C}$	MAX.	25	m Ω
I_{DRM} I_{RRM}	$V_{DRM} = V_{RRM}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$	MAX.	5	μA
		$T_j = 125^\circ\text{C}$		2	mA

Note 1: minimum IGT is guaranteed at 5% of IGT max.

Note 2: for both polarities of A2 referenced to A1

THERMAL RESISTANCES

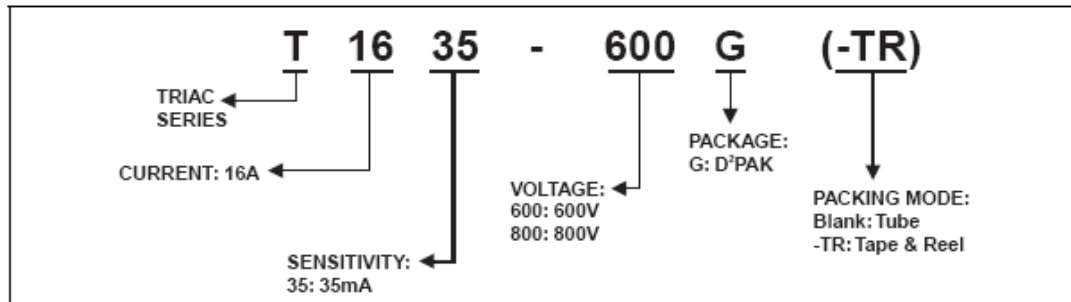
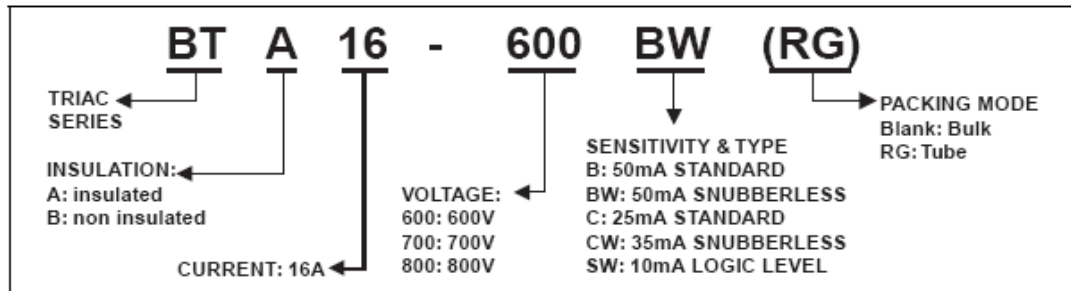
Symbol	Parameter		Value	Unit	
R _{th(j-c)}	Junction to case (AC)		D ² PAK TO-220AB	1.2	°C/W
			TO-220AB Insulated	2.1	
R _{th(j-a)}	Junction to ambient	S = 1 cm ²	D ² PAK	45	°C/W
			TO-220AB	60	
			TO-220AB Insulated		

S: Copper surface under tab

PRODUCT SELECTOR

Part Number	Voltage(xxx)			Sensitivity	Type	Package
	600 V	700 V	800 V			
BTA/BTB16-xxxB	X	X	X	50 mA	Standard	TO-220AB
BTA/BTB16-xxxBW	X	X	X	50 mA	Snubberless	TO-220AB
BTA/BTB16-xxxC	X	X	X	25 mA	Standard	TO-220AB
BTA/BTB16-xxxCW	X	X	X	35 mA	Snubberless	TO-220AB
BTA/BTB16-xxxSW	X	X	X	10 mA	Logic level	TO-220AB
T1635-xxxG	X		X	35 mA	Snubberless	D ² PAK

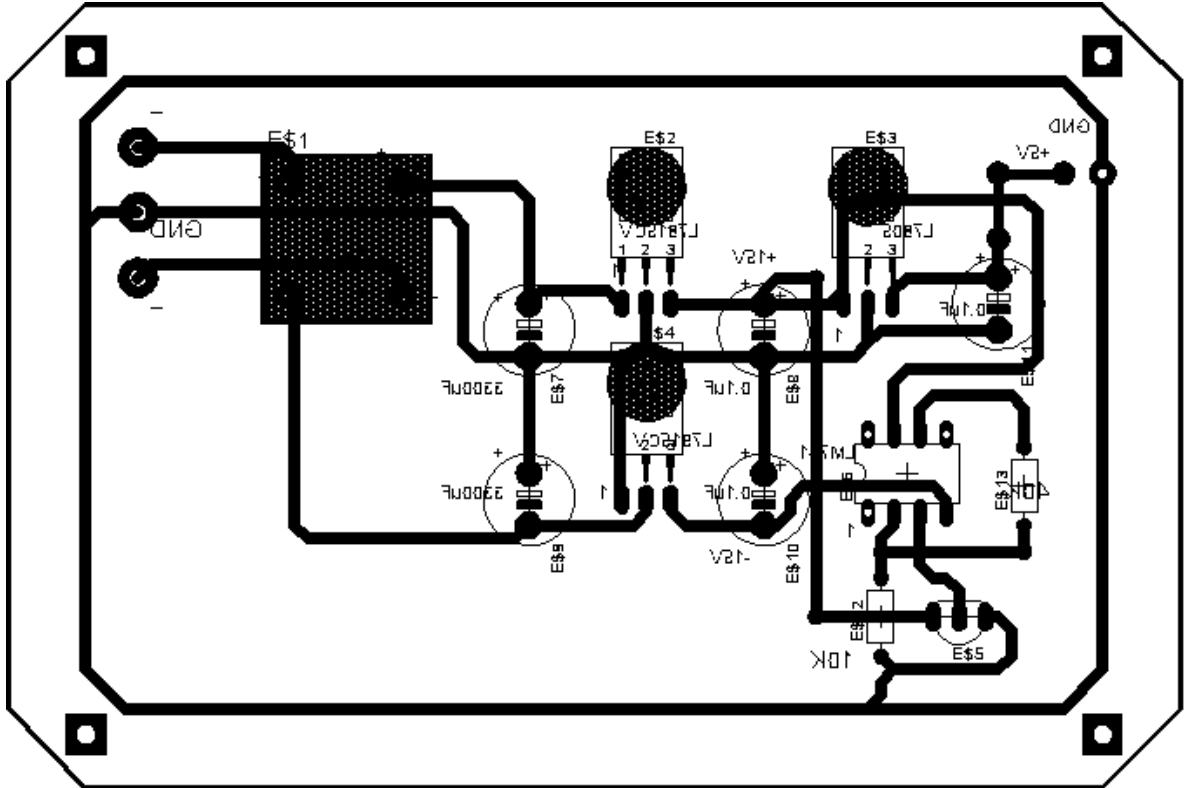
ORDERING INFORMATION



Anexo I

Circuito general del proyecto

- FUENTE DE PODER Y CIRCUITO ACONDICIONADOR DE SEÑAL PARA EL SENSOR



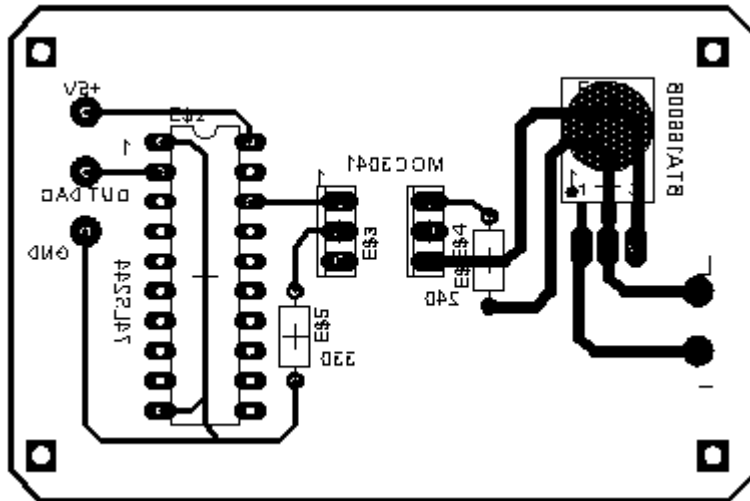
Dimensiones (largo x ancho): 11.43 cm x 7.62 cm

Componentes tarjeta fuente de poder y circuito acondicionador de señal para el sensor

- | | |
|---|----------------------------|
| 1 | Transformador 120V-12V |
| 2 | Condensadores 3300uf a 50V |
| 1 | Puente rectificador |
| 3 | Condensadores 0.1uf |
| 1 | Regulador 7815 |
| 1 | Regulador 7805 |

- 1 Regulador 7915
- 1 LM741 (Amplificador Operacional)
- 1 LM35 (Sensor de Temperatura)
- 1 Mol-Conector 3 posiciones
- 1 Resistencia 10 K
- 1 Trimmer 40K

- POTENCIA

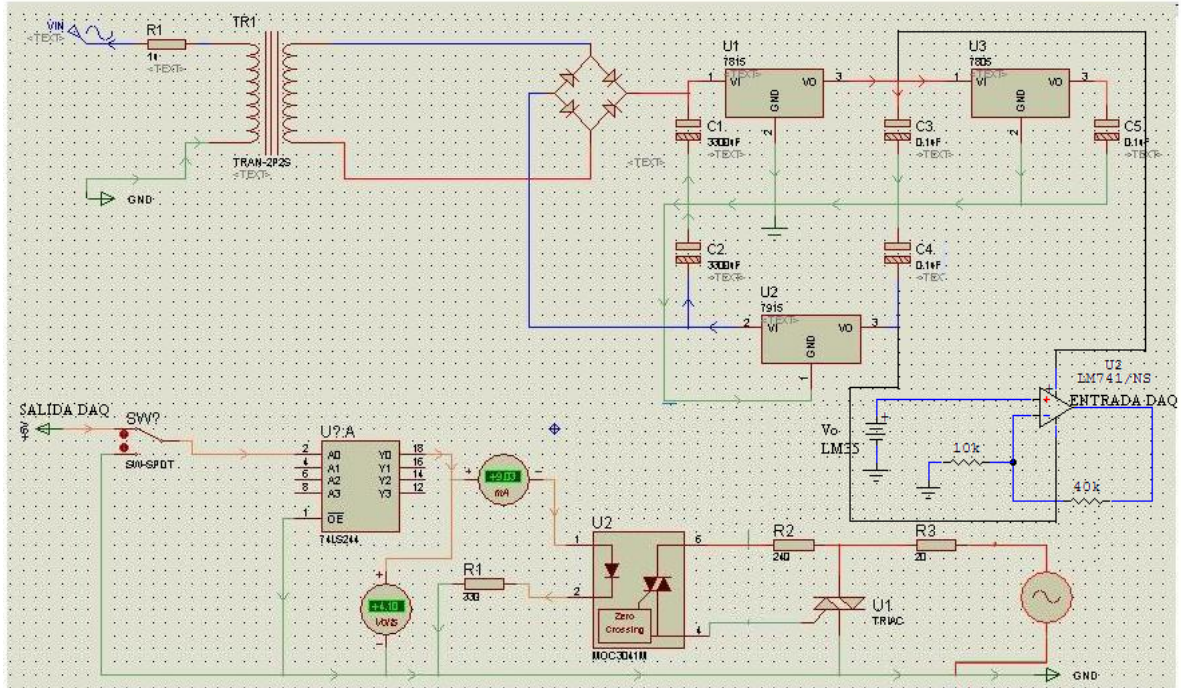


Dimensiones (largo x ancho): 6.35 cm x 4.19 cm

Componentes tarjeta fuente de poder y circuito acondicionador de señal para el sensor

- 1 74LS244 (Buffer)
- 1 MOC3041 (opto-acoplador TRIAC)
- 1 Resistencia 330
- 1 Resistencia 240
- 1 BTA16600B

ANEXO J Circuito General



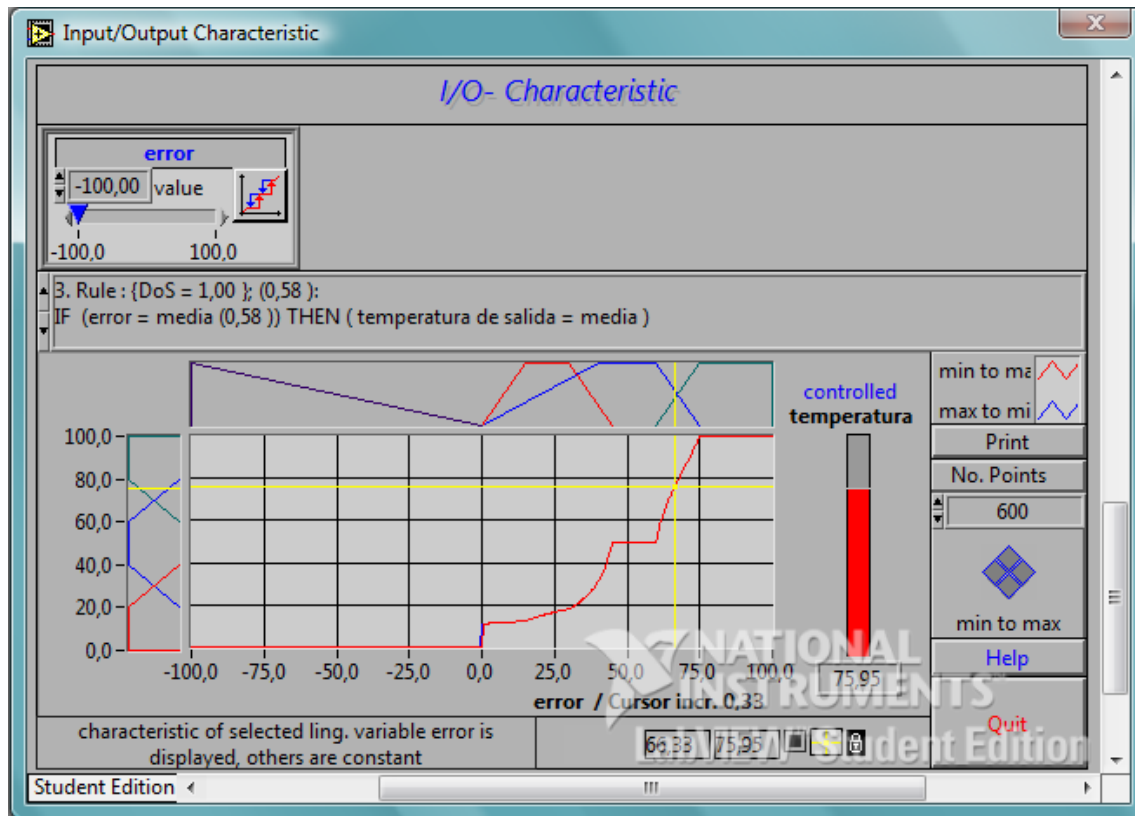
En la parte superior de la figura se muestra la fuente de poder, que genera los voltajes de polarización de 15 y -15 V del LM741, el cual es el circuito acondicionador de señal del sensor LM35, representado en la gráfica como la batería que entra por la entrada no inversora. Se representa de dicha forma debido a que por este terminal llega el voltaje de salida del sensor de temperatura y es acondicionado mediante esa configuración de circuito. La salida del amplificador operacional es llevada a un pin de entrada análoga de la tarjeta adquisición de datos para ser procesada posteriormente.

En la parte inferior del circuito se observa un switch que simboliza la salida de control que proporciona el programa mediante la tarjeta de adquisición de datos por una salida digital. Esta señal se conecta al buffer para evitar las pérdidas de tensión y se enlaza con el MOC3041, para que éste conmute mediante su TRIAC interno y controle la acción del TRIAC mayor. El TRIAC mayor se conecta a la carga, que en el circuito mostrado es la resistencia de 10 Ohmios y ésta a su vez es conectada a una fuente alterna que es la señal de 120Vac y de frecuencia de 60Hz proveniente del toma-corriente.

Anexo K

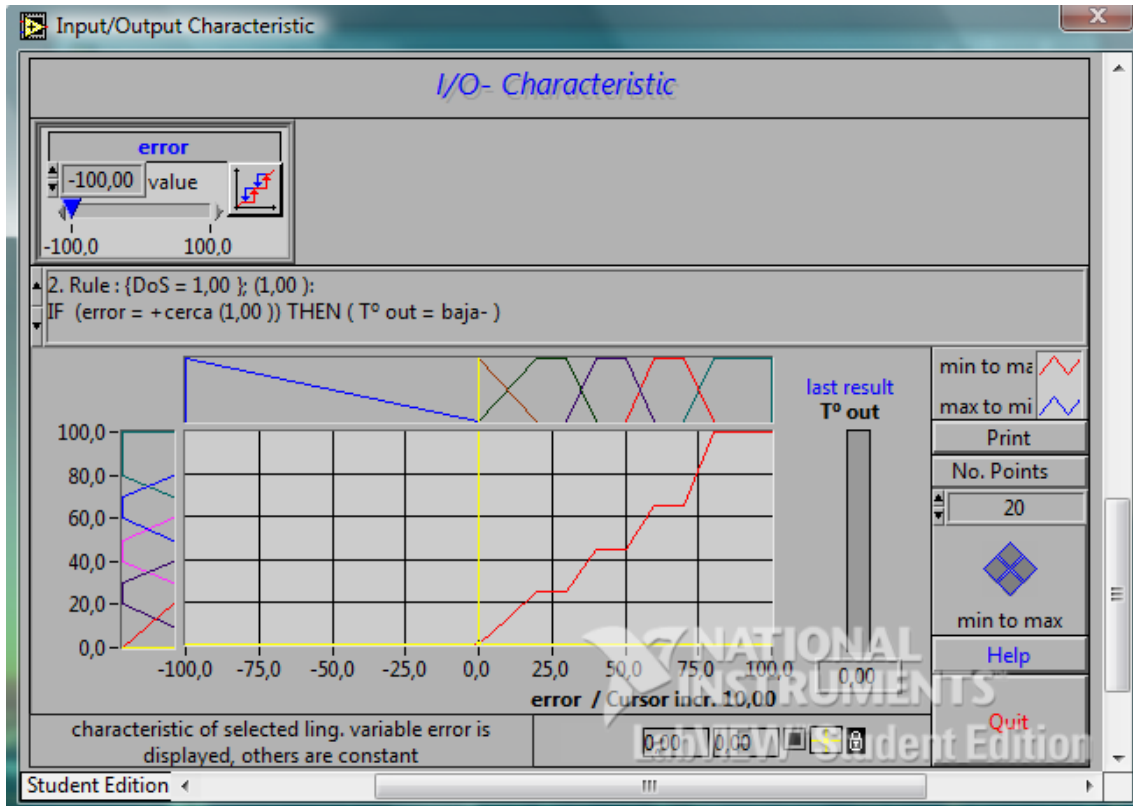
Evolución de la sintonización del controlador con fuzzy logic

Comportamiento con una sola variable de entrada y 4 conjuntos difusos



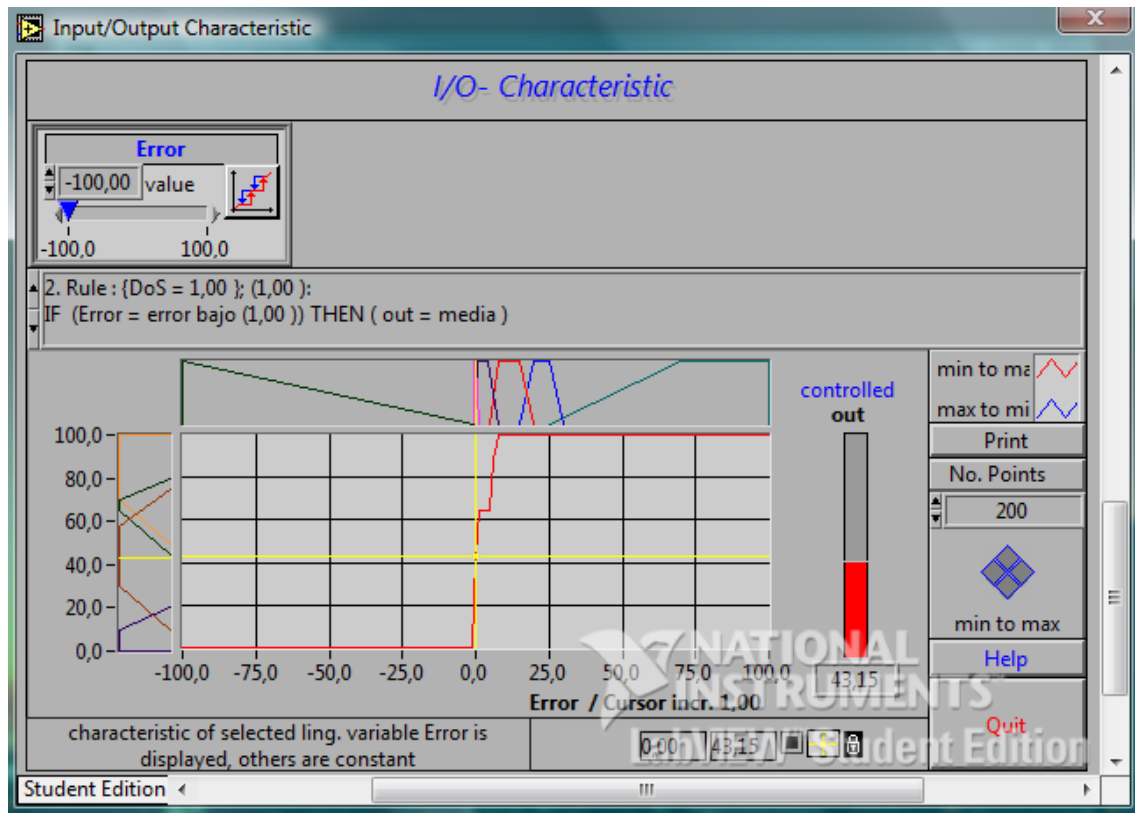
Inicialmente se desarrolló un control usando 4 conjuntos difusos para una sola variable de entrada correspondiente al error del sistema. El comportamiento del controlador se representa en la figura con la línea roja sobre el plano. El punto amarillo que corta a la línea roja indica el error actual del sistema sobre el eje x, y en el eje y muestra el valor correspondiente de la salida para dicho error. En este caso se muestra una salida de 75.95, para un error de 66.33. Esta salida equivale al ciclo duty de la señal de PWM, y es proporcional al ancho del pulso. El comportamiento del sistema es lento para errores grandes, ya que la carga se encuentra alimentada en su valor máximo, solo cuando el sistema alcanza un error igual a 75.

Variable de entrada error y 6 conjuntos difusos



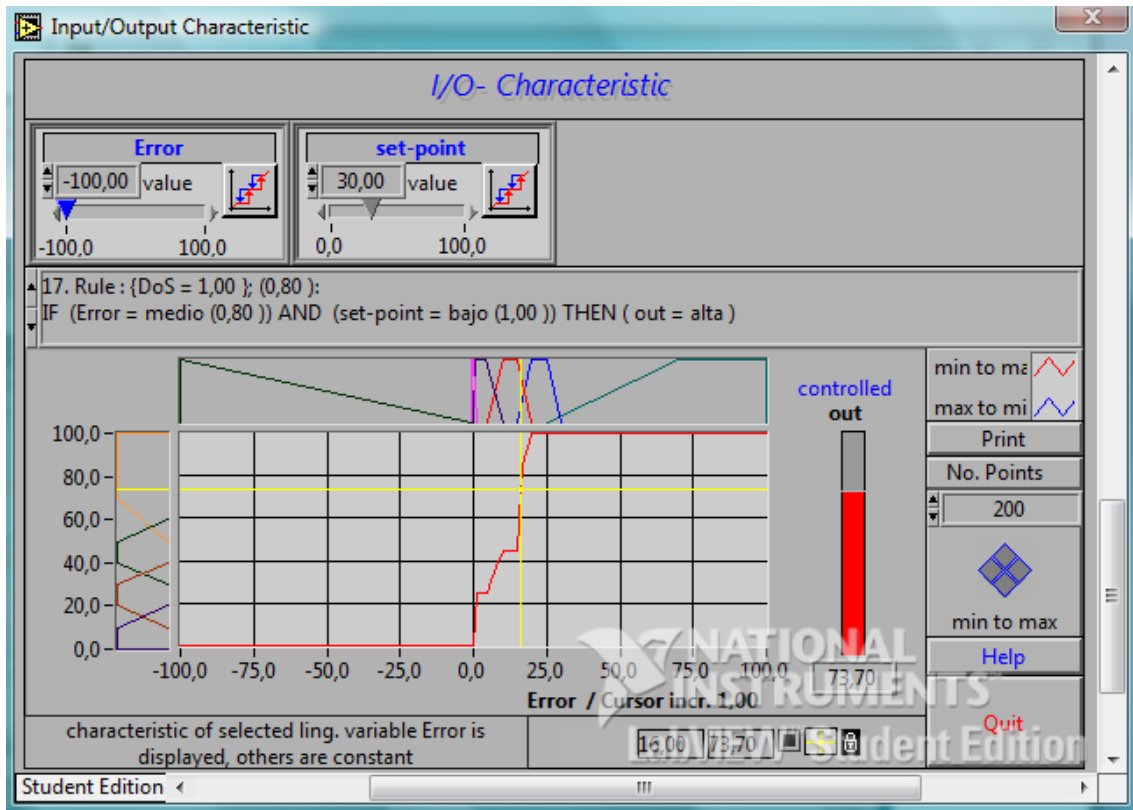
Al adicionar dos conjuntos difusos más y manejando una sola variable de entrada, se puede observar que su comportamiento es similar al realizado con 4 conjuntos difusos y presenta el mismo problema para errores altos. Contrario al comportamiento que se presenta para errores bajos, este funciona mejor debido a la pendiente descendiente que se observa a medida que el error se acerca a 0, de esta forma el set-point será alcanzado sin mucho sobrepaso.

Únicamente error como variable de entrada y 6 conjuntos difusos



En este caso se redujeron los rangos de los conjuntos difusos, para tener un mayor control sobre la planta. Se soluciona el problema para errores grandes, mejorando el tiempo de respuesta, pero se afecta el comportamiento para set-points pequeños porque genera sobrepasos muy altos debido a la salida del controlador y a la inercia térmica.

Variable de entrada error con 6 conjuntos difusos y variable de entrada set-point con 5 conjuntos difusos

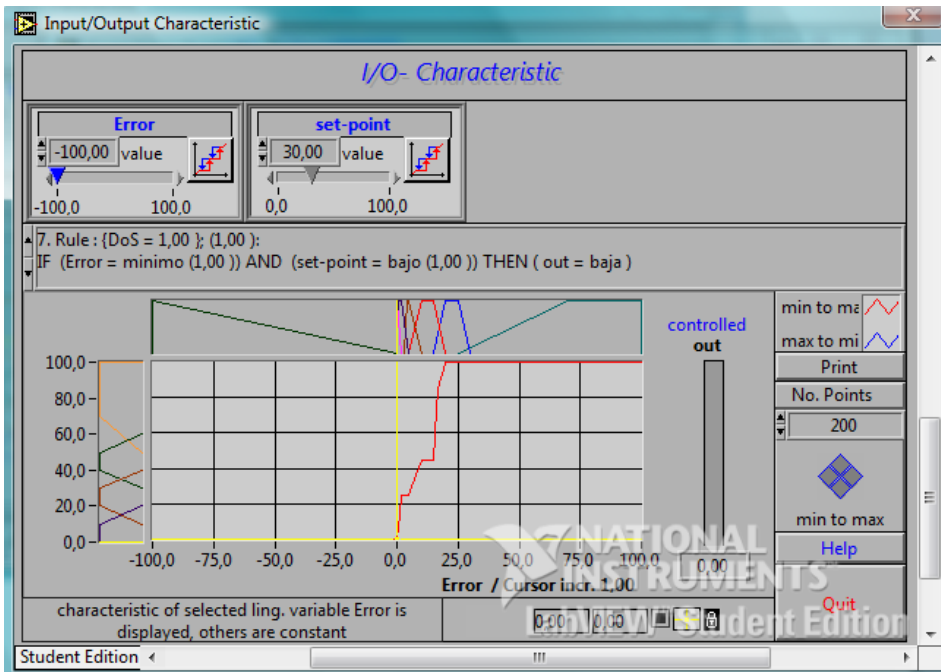


El mejor comportamiento obtenido, resultaba de trabajar con dos variables de entrada, ya que con esto se tenía un mayor control tanto para errores grandes como para errores pequeños, dependiendo del set-point dado al sistema.

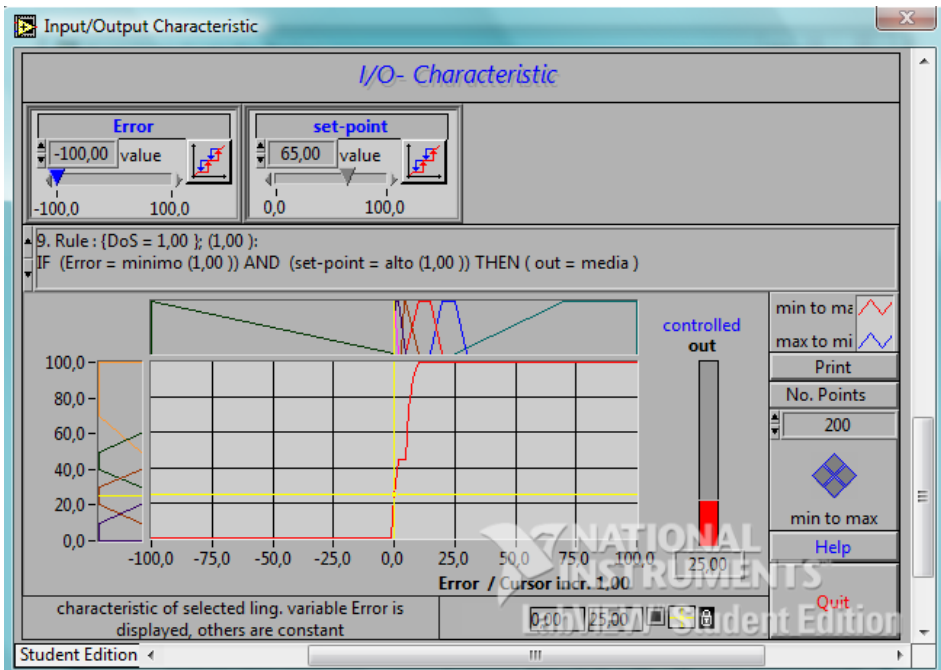
Controlador final:

A diferencia del anterior controlador, se agregó un conjunto difuso más a la variable de entrada error, para optimizar el control sobre rangos de errores bajos, esto con el fin de que la respuesta sea más exacta y no se presente un sobreimpulso mayor. Ahora se verán una serie de ejemplos para observar los comportamientos del controlador para set-point bajo, medio y alto.

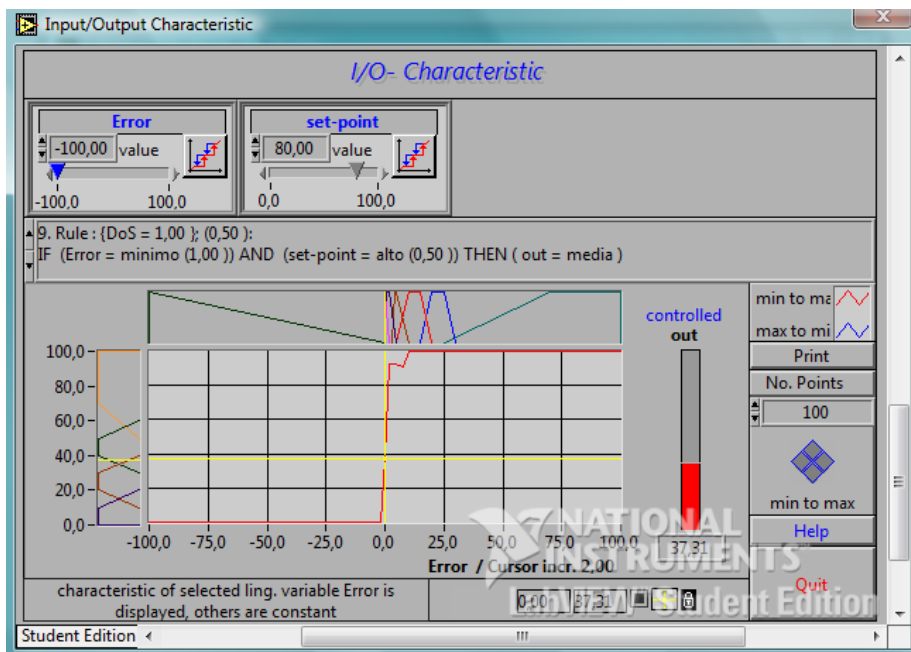
Variable de entrada error con 7 conjuntos difusos y set-point con 5 conjuntos difusos. Para set-point bajo



Variable de entrada error con 7 conjuntos difusos y set-point con 5 conjuntos difusos. Para un set-point medio



2 variables de entrada error con 7 conjuntos difusos y set-point con 5 conjuntos difusos. Para un set-point alto



Para la salida del controlador, se realizaron 4 conjuntos difusos, debido a que con estos se abarcaba un rango suficiente para cubrir los valores de salida que van desde 0 hasta 100.

Como se mencionó anteriormente, el comportamiento del controlador es diferente para cada set-point como se puede observar en las figuras anteriores.

Se percibe a través de las figuras que la salida depende del set-point que se trabaje, para set-point bajos, su salida será baja; para set-point medios su salida será media, y para set-point grandes su salida será alta y a su vez esta salida disminuye a medida que el error se acerca a 0.