

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL FINO DE TEMPERATURA EN
UNA CUNA DE CALOR RADIANTE

DAVID HENAO GONZÁLEZ
DIEGO ALEJANDRO VERA PRADO

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA
FACULTAD DE INGENIERÍAS: ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, FÍSICA, CIENCIAS
DE LA COMPUTACIÓN
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
PEREIRA

2015

DESARROLLO DE UN SISTEMA DE CONTROL FINO DE TEMPERATURA EN
UNA CUNA DE CALOR RADIANTE

DAVID HENAO GONZÁLEZ

DIEGO ALEJANDRO VERA PRADO

Proyecto de grado presentado como requisito parcial para optar el título de
Ingeniero Electrónico

Director

ING. RODRIGO ANDRES FRANCO LUNA

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE PEREIRA

FACULTAD DE INGENIERÍAS: ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA, FÍSICA, CIENCIAS
DE LA COMPUTACIÓN

PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA

PEREIRA

2015

Nota de aceptación:

Director
Ing. Rodrigo Andrés Franco Luna

Jurado

Director del programa de
Ingeniería electrónica

Pereira, Junio de 2015

AGRADECIMIENTOS

Le agradezco a mi madre y a mi hermana quienes me han comprendido y apoyado incondicionalmente a lo largo de este proceso, al director de trabajo de grado el ingeniero Rodrigo Andrés Franco Luna, maestro y amigo quien con un horario sin límites y actitud generosa nos ha acompañado en todo momento, a la Universidad Tecnológica de Pereira y a todos sus docentes por contribuir y ser parte no solo de mi formación profesional sino también por inculcarme valores, a Clinilab S.A.S por darnos la oportunidad de realizar este trabajo de grado en base a un equipo biomédico diseñado por ellos anteriormente.

David Henao González.

Agradezco a mi familia mis padres y hermanos por haber sido mi apoyo constante en esta etapa de la vida, siempre estuvieron presente y me brindaban su apoyo incondicional para seguir adelante, agradezco al Ingeniero Rodrigo Andrés Franco Luna por su acertada dirección en la elaboración del presente Proyecto, a mis amigos y compañeros de vida y de la Universidad con quien compartí experiencias que me ayudaban a crecer espiritual y profesionalmente, por ultimo a todos los docentes que hacen parte de la Universidad Tecnológica de Pereira , sin sus conocimientos y recomendaciones no habría sido posible llegar hasta este punto.

Diego Alejandro Vera Prado.

TABLA DE CONTENIDO

	pág.
1. DEFINICIÓN DEL PROBLEMA	10
2. JUSTIFICACIÓN	11
3. OBJETIVOS	12
3.1 OBJETIVO GENERAL.....	12
3.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS.....	12
4. PROCESO DE TERMOREGULACIÓN	13
4.1 TERMOREGULACION.....	13
4.2 TRASFERENCIA DE CALOR	13
4.2.1 <i>Conducción</i>	13
4.2.2 <i>Convección</i>	14
4.2.3 <i>Radiación</i>	14
4.2.4 <i>Evaporación</i>	14
4.3 NEONATO.....	14
4.4 AMBIENTE TERMICO NEUTRAL.....	14
4.5 TEMPERATURA CORPORAL.....	15
4.5.1 <i>Hipotermia</i>	15
4.5.2 <i>Hipertermia</i>	15
5. CUNA DE CALOR RADIANTE	16
5.1 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMINETO INICIAL	16
5.2 ELEMENTO CALEFACTOR.....	17
5.3 EL CONTROL Y MONITORIZACIÓN DE LA TEMPERATURA.....	17
5.3.1 <i>Modo manual</i>	17
5.3.2 <i>Modo control paciente</i>	18
5.4 ALARMAS DISPONIBLES.....	18
5.4.1 <i>Alarma del Sensor</i>	18
5.4.2 <i>Alarma por temperatura alta o baja</i>	18
5.4.3 <i>Alarma de Control</i>	18
5.5 INTERFAZ DE USUARIO	19
5.6 CONTROL REGULADO	21
6. TECNICAS DE CONTROL.....	22
6.1 TERMINOLOGIA EN EL ASOCIADA AL ESTUDIO DEL CONTROL	22
6.1.1 <i>Planta</i>	22
6.1.2 <i>Sistema</i>	22
6.1.3 <i>Perturbación</i>	22
6.1.4 <i>Control realimentado</i>	22
6.1.5 <i>Sistema de control en lazo cerrado</i>	22

6.1.6	Sistemas de control en lazo abierto	23
6.1.7	Función de Transferencia	23
6.2	ACCIONES DE CONTROL	26
6.2.1	Control On - Off	26
6.2.2	Acción de control proporcional (P)	27
6.2.3	Acción de control integral (I)	28
6.2.4	Control proporcional - integral (P-I)	29
6.2.5	Control proporcional - derivativo (PD)	30
6.2.6	Control proporcional - integral - derivativa (PID)	31
7.	SISTEMAS EN TIEMPO DISCRETO	33
7.1	PERÍODO DE MUESTREO	34
7.2	MUESTREO DE SEÑALES CONTINUAS	35
7.3	TRANSFORMADA Z	36
7.3.1	Muestreo en Función de Transferencia	36
7.4	CAMBIO DE OPERADORES LINEALES	38
7.4.1	Ecuaciones Diferencias hacia adelante (Forward)	38
7.4.2	Ecuaciones Diferencias hacia atrás (Backward)	38
7.4.3	Transformación bilineal (Tustin)	39
7.5	ANÁLISIS DE SISTEMAS EN TIEMPO DISCRETO	39
8.	INTRODUCCION AL CONTROL ADAPTATIVO	41
8.1	ADAPTACION EN LAZO ABIERTO O AJUSTE DE GANACIA	43
8.2	ADAPTACION EN LAZO CERRADO O POR REALIMENTACION	44
8.2.1	MRAC (Model – Reference Adaptive Controller)	44
8.2.2	Esquema de alta ganancia	45
8.2.3	Esquema en paralelo	46
8.2.4	STR (Controladores Autoajustables)	46
9.	IDENTIFICACION DE PARAMETROS DE SISTEMAS	48
9.1	IDENTIFICACION DE SISTEMAS	48
9.2	PROCESO DE IDENTIFICACIÓN	48
9.2.1	Obtención de datos de Entrada – Salida	48
9.2.2	Tratamiento previo de los datos registrados	48
9.2.3	Determinar la estructura del modelo	48
9.2.4	Estimación de los parámetros del modelo	49
9.3	MÉTODOS DE IDENTIFICACIÓN OFF-LINE	50
9.4	MÉTODOS DE IDENTIFICACIÓN ON-LINE	51
9.4.1	RLS (Mínimos Cuadrados Recursivos)	51
9.4.2	RLS Normalizado	51
9.4.3	RLS Factor De Olvido	52
9.4.4	Algoritmo de Proyección	52
9.5	VALIDACIÓN DEL MODELO	53
10.	METODOLIGIA PARA EL DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL CONTROLADOR FINO	54

10.1	PRECISIÓN DE LOS DATOS DE FUNCIONAMIENTO	58
10.2	ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL	58
10.3	ADQUISICION Y PROCESAMIENTO DE DATOS.....	60
10.3.1	<i>Funciones de Arduino.....</i>	61
10.4	ETAPA DE POTENCIA	62
10.4.1	<i>Potenciometro Programable. MCP4141-103.....</i>	63
10.4.2	<i>Conversor de tensión a corriente XTR110KP.....</i>	63
10.4.3	<i>Ajuste de zero y span.....</i>	64
10.4.4	<i>Rele de estado sólido SRPH1-A220 Autonics.....</i>	64
10.5	IDENTIFICACION FUNCION DE TRANSFERENCIA	66
10.6	DISEÑO DEL CONTROLADOR POR UBICACIÓN DE POLOS	67
10.7	DISEÑO DEL CONTROLADOR	67
11.	RESULTADOS	74
11.1	ESTIMACION DE PARAMETROS EN LINEA.....	74
11.2	RESULTADOS OBTENIDOS VALIDANDO LA NORMA.....	77
11.3	COMPORTAMIENTO ANTE PERTURBACIONES.....	81
11.4	COMPARACIÓN CONTROLADORES ON-OFF Y ADAPTATIVO.....	83
12.	CONCLUSIONES GENERALES	84
13.	RECOMENDACIONES.....	86
	BIBLIOGRAFÍA	87
	ANEXOS.....	89

LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1: Cuna de Calor Radiante CLINIWARM II	16
Figura 2: Elemento Calefactor	17
Figura 3: Panel Frontal Cuna calor radiante CLINIWARM II	19
Figura 4: Diagrama de bloques funcional de un microcontrolador	20
Figura 5: Respuesta escalón unitario sistema segundo orden con varios valores de amortiguamiento. Tomado [18]	24
Figura 6: Curva de respuesta a un escalón unitario Tomado [18]	25
Figura 7: Diagrama de bloques de un sistema de control.....	26
Figura 8: Diagrama de bloques de un controlador on-off.....	27
Figura 9 : Diagrama de Bloques Control Proporcional.....	27
Figura 10: Diagrama de Bloques Control Integral	28
Figura 11: Diagrama de Bloques Control Proporcional Integral	30
Figura 12: Diagrama de bloques proporcional derivativo.....	31
Figura 13: Diagrama de Bloques control proporcional - integral - derivativo.....	32
Figura 14: Relación entrada/salida de un sistema discreto. Tomado de [19].....	33
Figura 15: Estructura básica de un sistema de control digital. Tomada de [20].	34
Figura 16: Sistema de Control Digital Tomado de [22].	36
Figura 17: Sistema equivalente en Función de Transferencia del sistema completo de Control Digital Tomado de [22].	37
Figura 18: Estabilidad y correspondencia entre plano s y plano z [20].	40
Figura 19 : Configuración básica control adaptativo Tomada [23]	43
Figura 20: Diagrama de Bloques de control de lazo abierto .Tomada [23]	44
Figura 21: Diagrama de bloques control Adaptativo MRAC Tomada [23].....	45
Figura 22: Diagrama de control Alta Ganancia MRAC.....	45
Figura 23: Diagrama de control en Paralelo	46
Figura 24: Diagrama de bloques controlador Autoajutable Tomada [23].....	46
Figura 25 : Diagrama de Flujo de la Implementación del STR.....	47
Figura 26 : Etapas para la Identificación de Parámetros	53
Figura 27 : Disposición de los dispositivos de ensayo	54
Figura 28: Dispositivos de ensayo	55
Figura 29 : Dispositivos de Ensayo.....	55
Figura 30 : Diagrama funcional del sistema de adquisición y procesamiento de datos	57
Figura 31 : Discos mecanizados ubicados en el Colchón	58
Figura 32 : Esquema del Circuito Electrónico	58
Figura 33: Circuito Impreso.....	60
Figura 34: Arduino UNO	61
Figura 35: Diagrama esquemático de la etapa de potencia.....	62
Figura 36: Descripción de pines MCP4141-103	63
Figura 37 : Conversor de tensión a corriente con ajuste y zero y span.	64

Figura 38: Conexión recomendada por el fabricante.	64
Figura 39: Valores típicos de control de potencia por ángulo de fase.	65
Figura 40 : Control de salida del ángulo de fase proporcional a la señal de control de entrada (4-20mA).	65
Figura 41 : Entrada y Salida de la Señal.	66
Figura 42: Figura Controlador.	68
Figura 43 Modelo de Lazo cerrado.	68
Figura 44 : Diagrama de Bloques por Ubicación de Polos.	71
Figura 45: Diagrama de Bloques H_{lc} en Simulink.	73
Figura 46: Respuesta en Lazo cerrado.	73
Figura 47 : Representación de los Algoritmos de Estimación.	74
Figura 48: Evolución Paramétrica.	76
Figura 49: Verificación de temperaturas en los discos de ensayo.	77
Figura 50 : Sistema de adquisición de datos y STR físico.	78
Figura 51: Verificación de temperatura cutánea en Modo Bebe Controlado.	79
Figura 52 : Evolución Paramétrica del Controlador.	79
Figura 53: Evolución de la señal de entrada u	80
Figura 54: Validación de temperatura con patrón.	80
Figura 55: Perturbación en el sistema.	81
Figura 56 : Perturbación.	82
Figura 57: Evolución de la señal de entrada ante una perturbación.	82
Figura 58 : Evolución de los parámetros ante una perturbación.	83
Figura 59 : Comparación de controladores.	83

1. DEFINICIÓN DEL PROBLEMA

En la actualidad los prestadores de servicios de salud del país, deben de cumplir con las condiciones necesarias para habilitar sus servicios según como lo establece la resolución 1441 de 2013 del ministerio de salud y protección social [1]. Las salas de parto deben contar con equipos médicos especializados para atención y cuidado del recién nacido (RN) o neonato, entre estos equipos se encuentra una cuna de calor radiante la cual es básicamente un dispositivo conformado de un generador infrarrojo de cuarzo que produce calor radiante creando un ambiente agradable y una temperatura óptima que calienta rápida y suavemente la piel del bebé, minimizando las probabilidades de sufrir una hipotermia, la principal ventaja de este dispositivo a diferencia de una incubadora es el fácil acceso al neonato, el cual permite varias intervenciones médicas [2] como es limpieza, intubación de sondas [3], introducción catéteres, monitoreo de signos vitales entre otros.

En condiciones normales la temperatura uterina se encuentra alrededor 37.9°C. Al nacer, la transición del ambiente intrauterino al extrauterino genera un cambio de temperatura significativo que pone a prueba la capacidad de termorregulación del recién nacido, debido a la fragilidad del sistema corporal, los neonatos son vulnerables tanto al calentamiento como al enfriamiento. Por lo tanto, mientras menor sea su peso en el recién nacido, mayor es la diferencia entre la habilidad de producir calor (masa) y la pérdida de calor (área de superficie). [4].

En el 2004 la empresa Clinilab S.A.S ubicada en la ciudad de Pereira desarrolló una cuna de calor radiante llamada CLINIWARM II. Con el tiempo estas cunas comenzaron a presentar fallas de confiabilidad y mantenimiento, pues el tiempo medio entre fallas (MTBF [5]) era demasiado corto, razón por la cual algunos clientes optaron por buscar el reemplazo total de la máquina, el sistema de acondicionamiento de señales presenta problemas de ajuste lo cual provoca errores en el controlador de temperatura. Según la norma internacional IEC 60601-2-21 [6] la temperatura neonatal en estado de estabilidad térmica el error debe ser menor a 0.5 °C, la cuna CLINIWARM II al tener un controlador tipo ON-OFF está alejada de esta norma ya que esta puede alcanzar variaciones de hasta los 1°C, dado la naturaleza del algoritmo de control se garantiza siempre oscilaciones en su estado estable.

La acumulación de todos estos pequeños problemas hacen que la cuna de calor radiante Cliniwarm II elaborada por la empresa CLINILAB SAS , pierda credibilidad y posicionamiento en el mercado de todos sus productos, otorgando ventajas a sus competidores directos de la región.

2. JUSTIFICACIÓN

Inicialmente lo que se busca es mejorar el control de temperatura de la cuna de calor radiante CLINIWARM II recuperando la credibilidad, innovación y calidad en sus productos por lo cual se evidencia una gran oportunidad de rediseño para concebir desde el principio una solución general que aborde este conjunto de problemas.

Si no se toman las medidas correctivas necesarias en la cuna y se sigue operando como está actualmente podría causar daños en la salud en un neonato debido a la fragilidad de sus órganos y su capacidad de termorregulación ocasionando problemas como hipotermia, hipertermia, daños cerebrales incluso la muerte.

Son muchas las aplicaciones en las cuales encontramos un control ON-OFF como calentadores y refrigeradores domésticos, también son usados en aplicaciones industriales no críticas como algunos lazos de control de nivel o sistemas de calentamiento, estos controladores son simples pero poco efectivos [7] para controlar la temperatura en una cuna de calor radiante, por consiguiente se necesita indagar otras técnicas de control para establecer cuál es la que mejor se ajusta para cumplir la norma internacional IEC 60601-2-21 y la resolución 00001441 de 2013 del ministerio de salud y protección social en Colombia.

3. OBJETIVOS

3.1 OBJETIVO GENERAL

Diseñar e implementar un sistema de instrumentación y control para la variable de temperatura presente en la cuna de calor radiante CLINIWARM II.

3.2 OBJETIVOS ESPECIFICOS

- Identificar el modelo de la cuna de calor radiante presente en la CLINIWARM II.
- Definir la técnica de control funcional que cumpla con la norma internacional IEC 60601-2-21.
- Desarrollar e implementar el sistema de control de la variable de temperatura presente en la cuna de calor radiante.
- Verificar y realizar comparación de resultados obtenidos del controlador nuevo frente al anterior.

4. PROCESO DE TERMOREGULACIÓN

4.1 TERMOREGULACION

La sociedad iberoamericana de neonatología SIBEN define la termorregulación como una función fisiológica crítica en el neonato ligada a la supervivencia y a la habilidad de mantener un equilibrio entre la producción y la pérdida de calor para que la temperatura corporal esté dentro de cierto rango normal [15].

En un neonato la termorregulación es importante, porque a través del hipotálamo permite controlar los estímulos térmicos que proporcionan información al cerebro que provienen de la piel, de receptores térmicos profundos y del área preóptica, la cual contiene un gran número de neuronas receptoras de temperatura corporal del hipotálamo. En el hipotálamo, la información que describe el estado térmico corporal se procesa y se compara con el punto de set del sistema de control térmico [8].

Las principales fuentes de pérdida de calor son las paredes frías del quirófano o sala de partos y cercanía con ventanas y exteriores. El conocimiento de estos factores permite efectuar las medidas para evitarlos y proporcionar un ambiente térmico neutro tanto en la sala de partos y quirófanos como en las unidades de cuidados especiales del neonato [4].

4.2 TRASFERENCIA DE CALOR

La transferencia de calor es debida a una gradiente (de más alta a más baja temperatura), a mayor gradiente, mayor es el flujo de calor. El niño es térmicamente insensible a la vía de pérdida o ganancia de calor, en otras palabras, la respuesta térmica al enfriamiento es la misma sin importar la forma en que se perdió el calor, este se gana o se pierde por convección, conducción, radiación y evaporación [11][12].

4.2.1 Conducción.

Se entiende como pérdida o ganancia de calor corporal en superficies frías o calientes que se encuentran en contacto directo con el RN como por ejemplo: Balanzas, colchones, radiológicas, entre otros. Por tal razón se debe valorar la temperatura de los objetos que entran en contacto con el neonato [11][12].

4.2.2 Convección

Es la pérdida o ganancia de calor corporal que se ejerce por una corriente de aire o líquido que envuelve al RN, por ejemplo: la inmersión del bebé durante el baño a temperatura inadecuada conlleva a una pérdida de calor considerable. Existen otras fuentes de pérdida de calor que se deben controlar como ventanas, aire acondicionado, ventiladores, corredores entre otros [11][12].

4.2.3 Radiación

Es la pérdida o ganancia de calor corporal hacia objetos que no están en contacto, debido a que el flujo de calor radiante no implica contacto físico por lo general es ignorado y no atendido, por lo cual es muy importante antes de ingresar al RN en la cuna de calor radiante realizar un precalentamiento, algunos modelos de cunas ya incluyen esta función [11][12].

4.2.4 Evaporación

Es la pérdida de calor asociada a la exposición de la piel, tracto respiratorio o sudoración del RN por lo cual es importante aplicar lociones, soluciones y compresas húmedas las cuales reduzcan la descompensación de temperatura del bebé. Los factores que aumentan las pérdidas por evaporación son: Velocidad del aire, superficie corporal y cabello húmedo del neonato en la sala de partos o quirófano [11][12].

El conocimiento de estos mecanismos ayudan prevenir y a proporcionar las medidas necesarias para garantizar un ambiente térmico neutro tanto en las salas de parto, quirófanos y salas de cuidados intensivos.

4.3 NEONATO

Un neonato o también denominado "recién nacido". Es el período que comprende las primeras 4 semanas de la vida de un bebé contados desde el día de su nacimiento, ya sea que haya sido por parto natural o por cesaría, este representa un tiempo en el que los cambios son muy rápidos y se pueden presentar muchos eventos críticos. Este término se aplica tanto a Bebes nacidos antes de tiempo, en tiempo y forma o pasados los nueve meses de embarazo [16].

4.4 AMBIENTE TERMICO NEUTRAL

Ambiente térmico neutral se define como el rango de temperatura del ambiente en la cual la tasa metabólica (consumo oxígeno) es mínima y la termorregulación se logra sin control vasomotor. Dentro de este rango el niño está en equilibrio con el

ambiente. Es decir la ingestión de calorías se empleara en el crecimiento y desarrollo del bebe en lugar de utilizarse para el mantenimiento de la temperatura.

4.5 TEMPERATURA CORPORAL

En el recién nacido, la capacidad de producir calor es limitada y los mecanismos de pérdidas pueden estar aumentados, según la edad gestacional y los cuidados en el momento del nacimiento y el periodo de adaptación.

Valores normales de temperatura en el recién nacido a término (OMS 1997)

- Temperatura corporal central normal: Se considera a la temperatura axilar y rectal. El valor normal es de 36,5 - 37,5 °C.
- Temperatura de piel: Se considera a la temperatura abdominal. El valor normal es de 36,0 -36,5 °C). Academia Americana de Pediatría (AAP) [16].

4.5.1 Hipotermia

El equilibrio térmico se ve afectado por la humedad relativa, flujo de aire, la proximidad de las superficies frías, y la temperatura del aire ambiente. Los recién nacidos son particularmente propensos a la pérdida rápida de calor y la consiguiente hipotermia debido a una alta área de superficie a volumen, lo que es particularmente alta en los recién nacidos de bajo peso al nacer. La pérdida de calor radiante se produce cuando la piel desnuda se expone a un entorno que contiene objetos de temperatura más fresca. La pérdida de calor por evaporación se produce cuando los recién nacidos están mojadas con el líquido amniótico. La pérdida de calor por conducción se produce cuando el recién nacido se coloca en contacto con una superficie fría o un objeto. La hipotermia también puede ser causada por las condiciones patológicas que deterioran la termorregulación (por ejemplo, sepsis, hemorragia intracraneal) [17].

4.5.2 Hipertermia

Este es un evento que puede suceder tanto en el RNT como en el prematuro. Se define con una temperatura axilar de mayor 37,5°C, con el esfuerzo del organismo por disipar calor, ocurre vasodilatación periférica. Puede ser en consecuencia de anomalías en el SNC, por sustancias tóxicas que afectan el centro de termorregulación, como en las infecciones bacteriana en las que se liberan toxinas o también se puede deber a condiciones ambientales, los cuales deberían ocurrir dado los sistemas de control que tienen las incubadoras y calefactores radiantes, los cuales presuponen siempre una buena enfermería.

5. CUNA DE CALOR RADIANTE

Es básicamente un dispositivo conformado de un generador de rayos infrarrojos de cuarzo que produce calor radiante creando un ambiente agradable y una temperatura óptima que calienta rápida y suavemente la piel del bebé, Una cuna de calor radiante debe tener como objetivo mantener al paciente lo más cerca posible de la termoneutralidad (recordemos que este concepto se define como la temperatura ambiente en la cual el consumo de oxígeno y el metabolismo del neonato se reduce al mínimo). Si esto se logra, la ingestión calórica del neonato se destinará al crecimiento, en lugar de al mantenimiento de la temperatura [18] y minimizando las probabilidades de sufrir una hipotermia, la principal ventaja de este dispositivo a diferencia de una incubadora es el fácil acceso al neonato, el cual permite varias intervenciones médicas [2] como es limpieza, intubación de sondas [3], introducción catéteres, monitoreo de signos vitales entre otros.

5.1 DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO INICIAL

En la figura número 1 se puede apreciar la cuna de CLINIWARM II, En general, consiste en una plataforma estable; que además, está abierta al ambiente y sobre la que existe un colchón donde descansa el paciente. El perímetro de esta plataforma está delimitado por medio de unas paredes abatibles construidas con material transparente y de escasa altura, creando un micro clima que ayuda a reducir las pérdidas por convección y brindan seguridad ante caídas accidentales del neonato, adicionalmente permite la administración, si fuera necesario de fototerapia, ventilación mecánica y otros tratamientos.

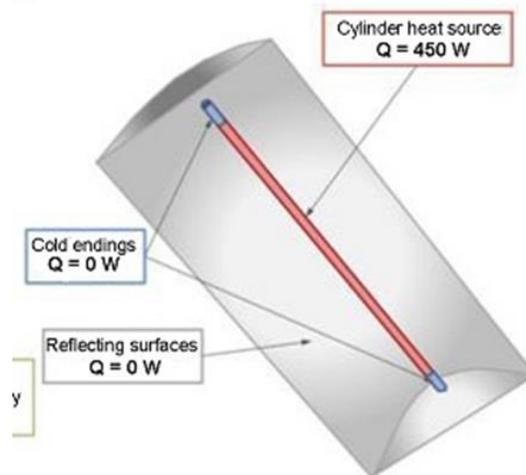
Figura 1: Cuna de Calor Radiante CLINIWARM II



5.2 ELEMENTO CALEFACTOR

La cuna térmica dispone de un sistema calefactor radiante en conjunto con una parábola de material reflectivo, situado a 1.5 m sobre el colchón para conseguir la temperatura deseada en el paciente. Al igual que en las incubadoras, resulta crítico que la cuna térmica utilizada sea capaz de mantener la temperatura en la zona termoneutra de la forma más estable posible. Además, fundamental que el calor irradiado sobre el colchón sea lo más uniforme posible en toda su superficie

Figura 2: Elemento Calefactor



5.3 EL CONTROL Y MONITORIZACIÓN DE LA TEMPERATURA

Es asumido por un sistema electrónico gobernado por un microcontrolador. Los algoritmos de control de temperatura están incluidos en el programa informático que ejecuta el procesador. El usuario puede optar, de forma general, por dos modos diferentes de funcionamiento:

5.3.1 Modo manual

En este modo se establece un valor de referencia de temperatura que es equivalente a la potencia suministrada al elemento calefactor. En este modo se monitoriza la temperatura que se obtiene a través del sensor de temperatura de piel.

Tabla 1: Tabla de Equivalencia Potencia - Temperatura

NIVEL DE POTENCIA	1	2	3	4	5	6	7	8	9
TEMPERATURA °C	27	29	31	34	35	36	37	38	39

5.3.2 Modo control paciente

En este modo se establece un valor de referencia (temperatura de control) para la temperatura deseada en el paciente. La cuna térmica intentará igualar la temperatura de control con la del paciente (en este modo es imprescindible el uso y correcta colocación de un sensor de temperatura de paciente). Como es lógico, se establecen alarmas por diferencias de temperatura entre la de control y la de paciente.

5.4 ALARMAS DISPONIBLES

5.4.1 Alarma del Sensor

Detecta cualquier problema en el sensor de temperatura que se ajusta al recién nacido, en caso de estar desconectado o detectar alguna falla emite una señal luminosa y sonora. El indicador de temperatura marca 00 si esta desconectado, si el caso es un corto en el sensor marca 50 oscilan los display y se enciende el indicador de alarma alta bloqueando el equipo hasta hacer la revisión respectiva.

5.4.2 Alarma por temperatura alta o baja

Mantiene controlada la temperatura seleccionada, en caso de presentarse una disminución o un incremento por encima del margen de seguridad programado en el microcontrolador del equipo este emite una señal luminosa y sonora.

5.4.3 Alarma de Control

Cada diez minutos el equipo hace un chequeo del sistema y emite una señal sonora que llama la atención del operario y le indica que el equipo está funcionando correctamente.

5.5 INTERFAZ DE USUARIO

El microcontrolador se encarga de manejar visualizador, un conjunto de botones y un pequeño altavoz los cuales actúan como interfaces con el usuario. Estos elementos permiten al usuario establecer los parámetros de funcionamiento del equipo, visualizar los datos medidos y recibir las alarmas visuales y acústicas que puedan producirse.

Figura 3: Panel Frontal Cuna calor radiante CLINIWARM II



5.5 MICROCONTROLADOR

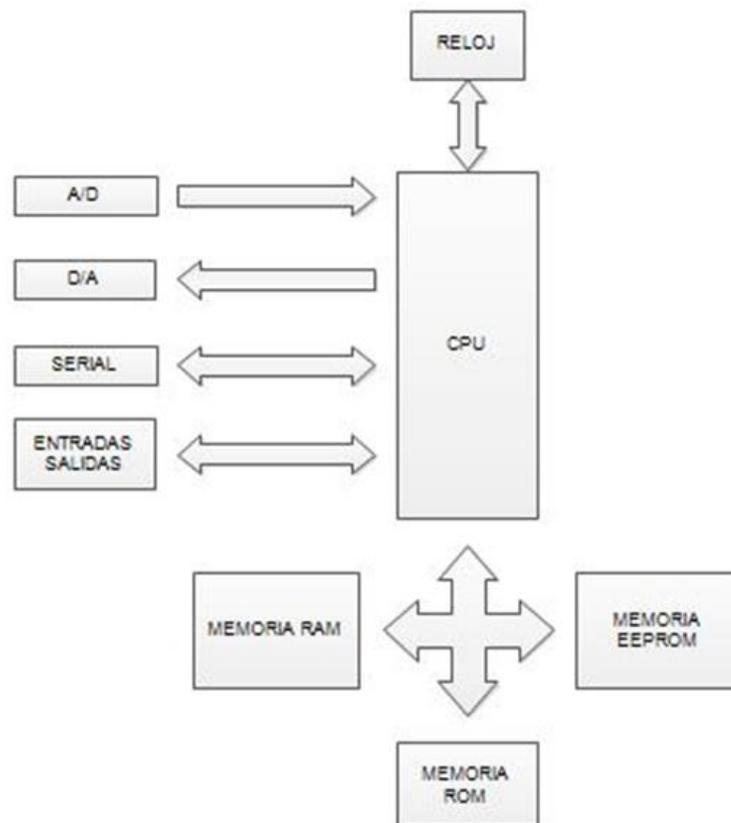
Los microcontroladores están presentes en muchos dispositivos electrónicos que empleamos en nuestra vida cotidiana, aunque hay gran diversidad, los principios de funcionamiento y las arquitecturas de muchos microcontroladores son compartidas, un microcontrolador está compuesto de una Unidad de procesamiento, CPU, memoria y recursos de entrada y salida en un solo circuito integrado, además dispone de un oscilador que puede ser de tipo RC, sin embargo, se prefiere el cristal de cuarzo debido a la gran estabilidad en frecuencia, la velocidad de ejecución de las instrucciones del programa están en relación directa con la frecuencia del oscilador. La figura 4, describe el diagrama de bloques funcional de un microcontrolador.

Un microcontrolador está caracterizado por tener un espacio optimizado, es idóneo para cada aplicación, posee seguridad en el funcionamiento, bajo consumo de energía y protección de los programas frente a copias. [14].

Actualmente los controladores digitales están basados en microcontroladores, estos operan sobre números, pueden manejar ecuaciones de control no lineales que involucran cálculos complicados u operaciones lógicas, son muy versátiles dado que permiten implementar técnicas de control más complejas que los mismos controladores analógicos. La toma de decisiones es una de sus funciones más importantes, estos se emplean en planta industriales para resolver problemas relacionados con la operación óptima.

En las cunas de calor radiante los microcontroladores son utilizados, para el procesamiento de las señales provenientes de la instrumentación y control de los sensores de temperatura, actuadores, periféricos de entrada y salida, como botones, paneles táctiles, teclados, entre otros. También permite la elección de operación ya sea en modo manual o servocontrolado. Es parte esencial en el diseño de la cuna, dado que actúa como cerebro para el funcionamiento de la misma.

Figura 4: Diagrama de bloques funcional de un microcontrolador



5.6 CONTROL REGULADO

Por otro lado, la utilización de algoritmos de control de temperatura más eficientes permite que la variación de la temperatura sobre el colchón de la cuna térmica sea mínima respecto de la especificada, limitando los picos de variación y minimizando así el estrés térmico del neonato. En este sentido resulta más ventajosa la utilización de un sistema de control en cascada frente a los más convencionales sistemas proporcionales.

En el control en cascada los aportes de energía aplicados al calefactor se entregan poco a poco, observando el cambio obtenido para salvar la diferencia de temperatura entre la temperatura de control y la medición, de forma que la primera no es sobrepasada. En este caso no es necesario esperar al enfriamiento y posterior calentamiento, lo cual produciría un mayor estrés térmico del paciente como puede suceder en un sistema proporcional.

6. TECNICAS DE CONTROL

Las técnicas de control han mejorado con el tiempo, por lo cual es importante conocer las bases de la teoría de control para entender su funcionamiento. El objetivo del control es medir los valores en la variable controlada del sistema por lo cual la variable manipulada se modifica para afectar directamente a la variable controlada.

6.1 TERMINOLOGIA EN EL ASOCIADA AL ESTUDIO DEL CONTROL

6.1.1 Planta

La planta es un conjunto de partes de cualquier sistema físico que se desea controlar.

6.1.2 Sistema

Un sistema es un conjunto de componentes que trabajan juntos para lograr un objetivo determinado.

6.1.3 Perturbación

Una perturbación es una señal que afecta la variable que se controla en el sistema. Las perturbaciones son internas cuando se dan dentro del sistema, o externas cuando se dan por fuera del sistema y pueden ser confundidas por una entrada.

6.1.4 Control realimentado

El control realimentado es la comparación entre la entrada de referencia del sistema y la salida deseada, una vez se obtiene el resultado de la comparación este es utilizado para controlar el sistema.

6.1.5 Sistema de control en lazo cerrado

Los sistemas de control en lazo cerrado son aquellos en los que la señal de salida del sistema (variable controlada) tiene un efecto directo en la acción de control (variable de control). El término control de lazo cerrado implica una acción de control realimentado para reducir el error del sistema

6.1.6 Sistemas de control en lazo abierto

Se dice que un sistema de control en lazo abierto la salida no afecta la acción de control. La salida puede ser o no medida, sin afectar la medición del controlador.

6.1.7 Función de Transferencia.

Los sistemas de control dependen de la estabilidad del sistema. Un sistema es estable si a pesar de alguna perturbación, la salida permanece en el mismo estado. Debemos conocer las características del sistema a través de su función de transferencia. La mayoría de los sistemas de control actuales generalmente son no lineales, pero a través de procesos matemáticos los podemos modelar; por lo cual debemos analizar la respuesta transitoria de la planta para poder implementar las acciones de control deseadas. Cuando analizamos de la respuesta transitoria optemos como resultado la Función de Transferencia de la planta a controlar.

La mayoría de los sistemas de control tiene funciones de transferencia de segundo orden y son modelados por la Ecuación (1).

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2}$$

Ecuación 1

Donde

w_n : Frecuencia natural no amortiguada.

ζ : Factor de amortiguamiento Relativo

El sistema tiene dos polos en:

$$s = -\zeta \pm w_n \sqrt{\zeta^2 - 1}$$

Ecuación 2

Para :

$|\zeta| < 1$ Dos polos reales diferentes. "Caso sobre amortiguado".

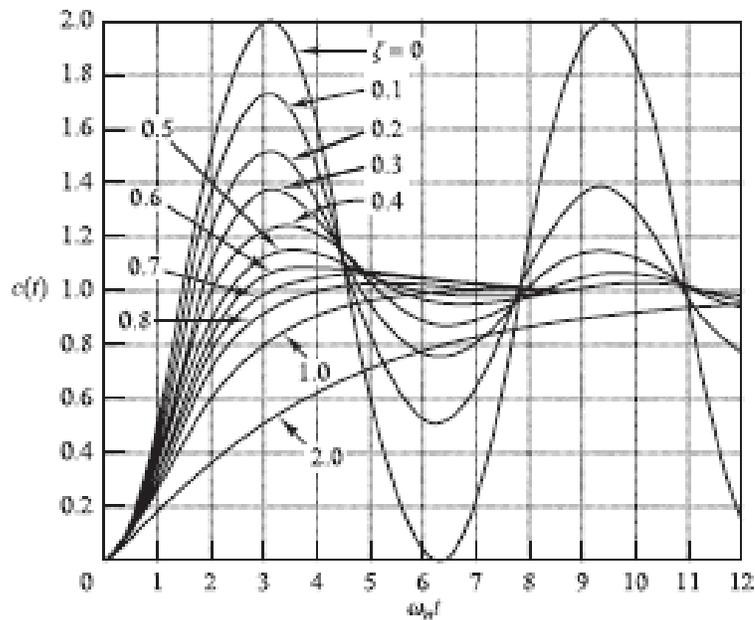
$|\zeta| = 1$ Dos polos reales e iguales. "Caso críticamente amortiguado".

$0 < \zeta < 1$ Dos polos complejos conjugados. "Caso subamortiguado".

$\zeta = 0$ Dos polos complejos conjugados puros. "Caso oscilador".

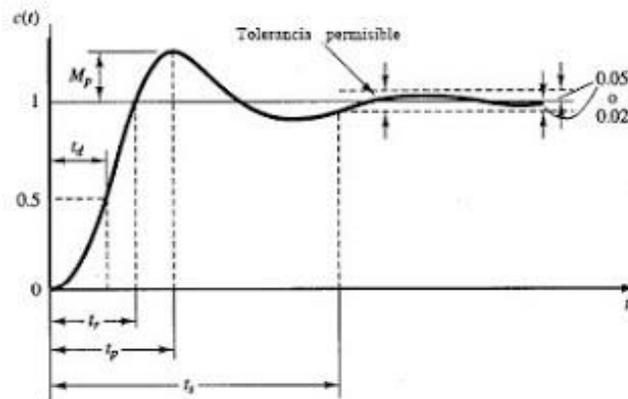
En la figura 5 se muestran diferentes gráficos para los factores de amortiguamiento descritos bajo una entrada escalón unitario, estas características de desempeño de un sistema de control se especifican en términos de la respuesta transitoria para una entrada escalón

Figura 5: Respuesta escalón unitario sistema segundo orden con varios valores de amortiguamiento. Tomado [18]



La respuesta transitoria para una entrada escalón unitario de un sistema de control con frecuencia oscilaciones amortiguadas antes de alcanzar el estado estable. Estas especificaciones se definen a continuación y se muestran en forma gráfica en la figura siguiente:

Figura 6: Curva de respuesta a un escalón unitario Tomado [18]



- **Tiempo de retardo, t_d :** Es el tiempo para que la respuesta alcance la primera vez la mitad del valor final.
- **Tiempo de levantamiento, t_r :** Tiempo para que la respuesta pase del 10 al 90%, del 5 al 95% ó del 0 al 100% de su valor final.
- **Tiempo pico, t_p .** Tiempo en el cual la respuesta alcanza el primer pico del sobrepaso (máximo sobreimpulso). El tiempo pico es inversamente proporcional a la frecuencia natural amortiguada.

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d}$$

Ecuación 3

- **Máximo sobreimpulso M_p :** Es el valor pico máximo de la curva de respuesta, medido a partir de la unidad. El máximo sobreimpulso normalmente se indica en porcentaje. La cantidad de sobrepaso máximo indica de manera directa la estabilidad relativa del sistema.

$$M_p = e^{\frac{\zeta\pi}{\sqrt{1-\zeta^2}}}$$

Ecuación 4

- **Tiempo de asentamiento t_s :** Tiempo que se requiere para que la curva de respuesta alcance un rango alrededor del valor final del tamaño especificado por el porcentaje absoluto del valor final (por lo general, de 2 a 5%) y

permanezca dentro de él. El tiempo de asentamiento se relaciona con la mayor constante de tiempo del sistema de control.

$$t_s = \frac{C}{\zeta \omega_n}$$

Ecuación 5

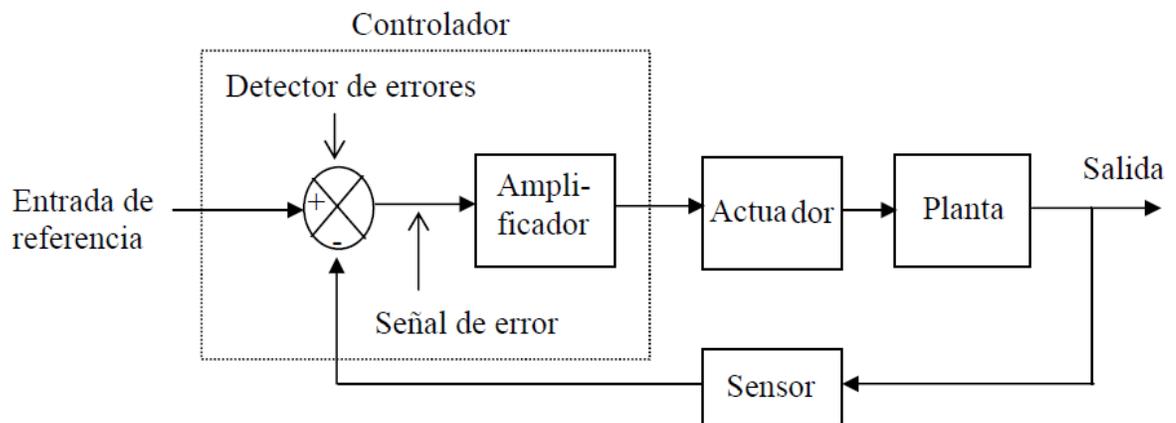
Donde C es 4 para un criterio de 2% o 3 para un criterio de 5%.

6.2 ACCIONES DE CONTROL.

Cuando el controlador produce la señal de control se le denomina acción de control. Los controladores básicamente comparan el valor de la salida de la planta con la entrada de referencia, determina la desviación y produce una señal de control que reduce la desviación a cero o a un valor pequeño.

El siguiente diagrama de bloques muestra un sistema de control general formado por un controlador, un actuador, una planta y un sensor. En el diagrama siguiente el controlador detecta la señal de error, el controlador amplifica la señal y la envía al actuador que produce la entrada a la planta; la salida de la planta es medida por un sensor que transforma la señal y la envía al controlador para que pueda ser comparada con la señal de referencia.

Figura 7: Diagrama de bloques de un sistema de control.



6.2.1 Control On - Off

El modo de control ON - OFF es el más elemental y es un sistema de dos posiciones y que en muchos casos es simplemente el encendido o apagado del sistema. El

control de dos posiciones o de es relativamente simple y barato, razón por la cual su uso es extendido en sistemas de control tanto industriales como domésticos.

Supóngase que la señal de salida del controlador es $u(t)$ y que la señal de error es $e(t)$. En el control on/off, la señal $u(t)$ permanece en un valor ya sea máximo o mínimo, dependiendo de si la señal de error es positiva o negativa, de este modo:

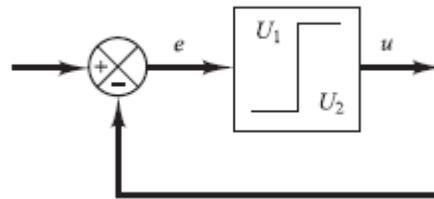
$$u(t) = U_1 \text{ para } e(t) > 0$$

$$u(t) = U_2 \text{ para } e(t) < 0$$

Ecuación 6

Donde U_1 y U_2 son constantes.

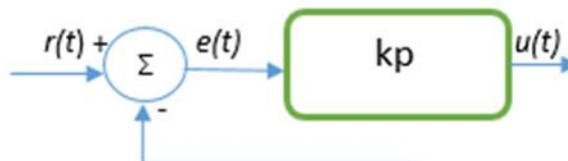
Figura 8: Diagrama de bloques de un controlador on-off.



6.2.2 Acción de control proporcional (P)

En este tipo de control la salida depende directamente del error. Se define como error a la diferencia entre el valor real o Medido y el valor de consigna o Set Point correspondientes a la variable del proceso que se está controlando.

Figura 9 : Diagrama de Bloques Control Proporcional



K_p : Ganancia Proporcional $Kp = \frac{u(t)}{e(t)}$ Ecuación 7
 $u(t)$: Señal del controlador
 $e(t)$: Señal de error.

6.2.3 Acción de control integral (I)

Es un controlador cuyo valor de salida varía en razón proporcional a la señal del error $e(t)$ acumulado; lo que implica que es un modo de controlar lento.

K_i : ganancia integral

Es una constante ajustable, la función de transferencia del control integral es:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = \frac{k_i}{S}$$

Ecuación 8

Figura 10: Diagrama de Bloques Control Integral



6.2.4 Acción de control derivativa (D).

Esta acción de control se adelanta a la señal de control frente a la aparición de una tendencia de error, esto hace que se anticipe al sistema, puesto que los retardos en controlar lo tienden a inestabilizar.

La desventaja del control derivativo es prácticamente inaplicable ante la presencia de ruido, este hace que la variable de control tome valores contrapuestos y máximos. Cuando la pendiente de ruido entra como señal de error.

Efectivamente el control derivativo puede efectuar correcciones antes de la magnitud del error $e(t)$ que este sea significativa, ya que actúa en forma proporcional

a la velocidad de variación de $e(t)$ “velocidad de variación”. Si la derivada de $e(t)$ es nula no hay acción, por parte del controlador, lo que implica que no tendrá ningún efecto con el error estacionario. También aumenta la amortiguación sobre las oscilaciones del sistema (tiende a estabilizar) permitiendo usar ganancias K_p más elevadas:

Control derivativo:

$$u(t) = K_D \frac{de(t)}{dt}$$

Ecuación 9

K_D = ganancia derivativa

Función de transferencia:

$$U(S) = K_D \cdot S \cdot E(S)$$

Ecuación 10

El control derivativo tiene la ventaja de ser previsorio, pero también amplifica el ruido y provoca un efecto de saturación en el actuador. El control derivativo, nunca se usa solo, es eficaz en el periodo transitorio.

6.2.4 Control proporcional - integral (P-I).

Un control P-I se define:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt$$

Ecuación 11

Donde:

T_i = tiempo integral y es quien ajusta la acción integral.

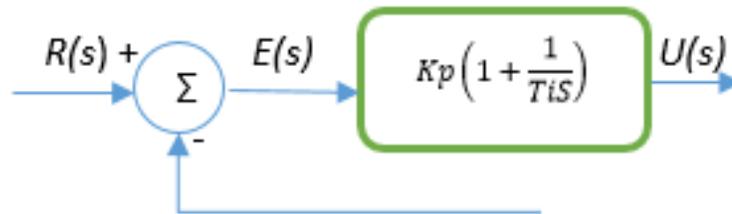
$T_i = K_i$

Su función de transferencia está dada:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp \left(1 + \frac{1}{TiS} \right)$$

Ecuación 12

Figura 11: Diagrama de Bloques Control Proporcional Integral



En este caso Kp y Ti son ajustables.

6.2.5 Control proporcional - derivativo (PD).

Un control P-D se define mediante:

$$u(t) = Kpe(t) + KpTd \frac{de(t)}{dt}$$

Ecuación 13

Donde:

Td = tiempo derivativo

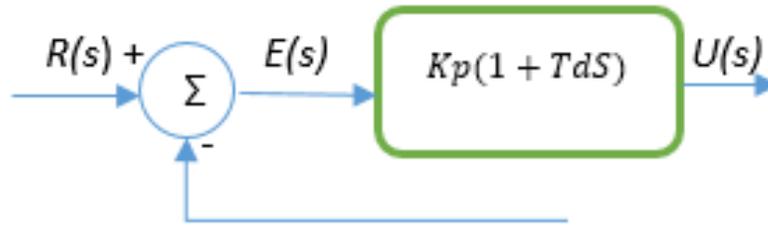
$Td = Kd$

Su función de transferencia está dada por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp(1 + TdS)$$

Ecuación 14

Figura 12: Diagrama de bloques proporcional derivativo.



6.2.6 Control proporcional - integral - derivativa (PID).

Este sistema se encuentra los 3 tipos de control mencionados anteriormente y posee las ventajas de cada uno de los controles individuales.

K_p Nos da una salida proporcional al error (amplifica la señal).

K_i Da una salida proporcional al error acumulativo, nos da una respuesta lenta.

K_D Se comporta de una manera previsoría.

Su ecuación está dada:

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt + K_p T_d \frac{de(t)}{dt}$$

Ecuación 15

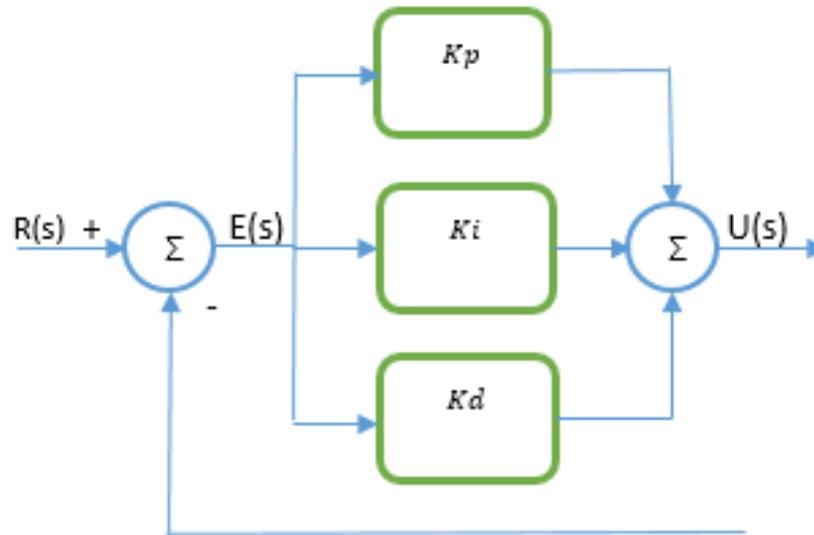
Su función de transferencia

$$\frac{U(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right)$$

Ecuación 16

Donde K_p es la ganancia proporcional, T_i es el tiempo integral y T_d es el tiempo derivativo.

Figura 13: Diagrama de Bloques control proporcional - integral - derivativo.



7. SISTEMAS EN TIEMPO DISCRETO

En la actualidad, muchos sistemas de control se basan en sistemas digitales debido a la implementación de instrumentos computacionales en la mayoría de procesos de la industria y la ingeniería. Aunque el control digital puede ser entendido como una aproximación del control analógico, este brinda características ventajosas a nivel teórico que en el control analógico no se presentan. Por estas razones se hace importante el estudio e implementación de sistemas en tiempo discreto..

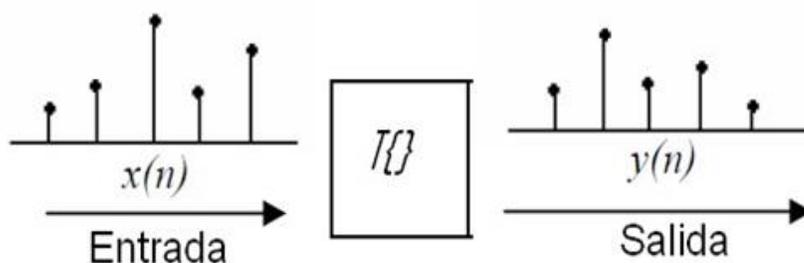
Un sistema en tiempo discreto se define como un dispositivo que actúa después de una excitación en la entrada por una señal que tiene un número finito de muestras en un intervalo dado. Se puede decir que a una entrada $x(n)$ se espera una salida $y(n)$ cuya relación está dada por [19]:

$$y(n) \equiv T \{x(n)\}$$

Ecuación 17

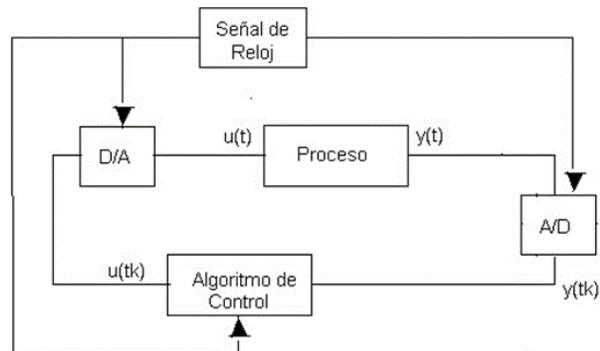
Donde T se define como la operación aplicada a $x(n)$ para obtener $y(n)$. Esta relación se observa en la figura 14 como una representación en bloques.

Figura 14: Relación entrada/salida de un sistema discreto. Tomado de [19].



Básicamente un sistema de control digital se muestra en la figura 15, consta de un proceso que tiene una señal de salida analógica $y(t)$ la cual se convierte a una señal digital $y(tk)$ a través de un conversor A/D y luego es llevada a un algoritmo de control, después un conversor D/A toma la señal del $u(tk)$ algoritmo y lo pasa nuevamente a la naturaleza continua del proceso. Este proceso depende totalmente del tiempo de muestreo tk y se sincroniza por medio de una señal de reloj [21].

Figura 15: Estructura básica de un sistema de control digital. Tomada de [20].



El muestreo de una señal continua puede presentar fenómenos no naturales de un sistema lineal e invariante con el tiempo pero que pueden ser aprovechados para obtener resultados de control que con un sistema continuo no podrían ser posibles [21].

7.1 PERÍODO DE MUESTREO

Es el período de tiempo donde cada una de las mediciones son convertidas de análogo a digital, el intervalo entre conversión y conversión es denominado periodo de muestreo (h). Podemos emplear varios tipos de muestreo, depende de las características de la señal, sin embargo el más común es el muestreo por periodo constante y el muestreo por cambios de valor en la señal con respecto a una referencia. Existe necesario seleccionar un periodo de muestreo adecuado con el fin de no perder datos relevantes de la dinámica del sistema, complementando los datos con la implementación de filtros anti aliasing [19].

Cuando se muestrea una señal se generan componentes de frecuencia de diferentes magnitudes a la de muestreo y que deterioran las características de las señales a la salida de un sistema. Teniendo esto en cuenta, es necesario tomar precauciones en las propiedades del sistema para evitar que el muestreo cambie el comportamiento y el desempeño del control digital.

La buena selección del periodo de muestreo depende del propósito, la planta, su dinámica y de los costos computacionales principalmente. Escoger un periodo muy grande hace difícil reconstruir la señal en tiempo continuo y un periodo muy pequeño incrementa la cantidad de cálculos computacionales, lo cual no es apropiado.

En sistemas en lazo abierto se debe tener en cuenta el tiempo de subida y el periodo de muestreo como la relación de cuántos períodos existe en el tiempo de subida.

De esta forma el número de periodos se relaciona con el tiempo de subida y el tiempo de muestreo (h) como indica la siguiente ecuación.

$$Nr = \frac{t_r}{h}$$

Ecuación 18

Para sistemas de primer orden la constante de tiempo del sistema es igual al tiempo de subida, por lo cual un factor adecuado sería $4 < Nr < 10$. Para un segundo orden teniendo en cuenta el factor de amortiguamiento (ξ) y la frecuencia natural del sistema el tiempo de subida está dado por:

$$t_r = W_n^{-1} e^{\frac{\varphi}{\tan\varphi}}$$

Ecuación 19

Donde $\varphi = \cos^{-1}(\xi)$.

$$h = \frac{t_r}{N_r}$$

Ecuación 20

Manteniendo un criterio de $4 < Nr < 10$. Se debe tener en cuenta que los polos y ceros del sistema discreto se acercan al origen mientras que el intervalo de muestreo se incrementa.

7.2 MUESTREO DE SEÑALES CONTINUAS

Los subsistemas encargados de transformar de continuo a digital y digital a continuo son los conversores A/D y D/A. Por convención t_k es el instante de muestreo. El tiempo transcurrido entre instantes t_k y t_{k+1} es el periodo de muestreo (h). Donde $t_k = k \cdot h$, $k \in \mathbb{N}$. La frecuencia de muestreo está entonces dada por:

$$f = \frac{1}{h} [Hz]$$

Ecuación 21

Comúnmente los conversores D/A son construidos buscando mantener la señal análoga constante hasta que una nueva conversión sea calculada, este tipo de convertidor es llamado retenedor de orden zero o ZOH.

7.3 TRANSFORMADA Z

El tiempo discreto es análogo a la transformada de Laplace del tiempo continuo, y se desarrolla mediante la transformada Z. La transformada va de una secuencia a un rango de variable compleja. Matemáticamente la transformada Z se define como [21]:

$$Z\{f(kh)\} = F(z) = \sum_{k=0}^{\infty} f(kh)z^{-k}$$

Ecuación 22

Esta transformada permite la solución de ecuaciones en diferencias determinando la respuesta de un sistema discreto para una entrada dada, el análisis matemático puede ser estudiado en detalle en el capítulo 2 de [22].

7.3.1 Muestreo en Función de Transferencia

En la figura 16 se muestra un diagrama de bloques de un sistema de control digital. Aquí, el muestreador, el convertidor A/D, el controlador digital, el ZOH y el convertidor D/A producen una señal de control $u(t)$ en tiempo continuo para alimentar la planta. En la figura 17, se muestra las funciones de transferencia de los bloques involucrados.

Donde la función de transferencia del retenedor de orden cero es:

$$ZOH(s) = \frac{1 - e^{-hs}}{s}$$

Ecuación 23

Figura 16: Sistema de Control Digital Tomado de [22].

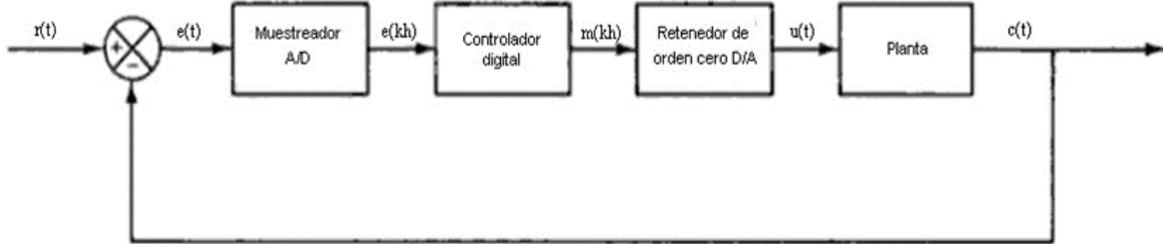
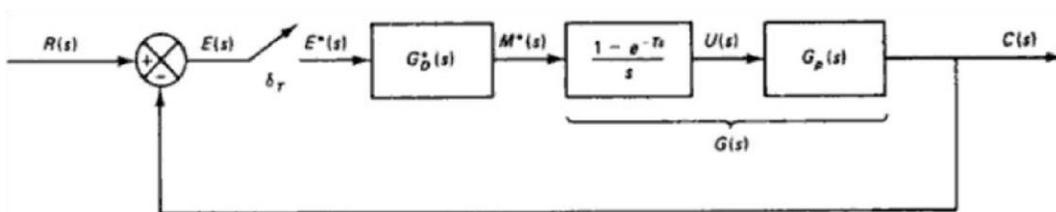


Figura 17: Sistema equivalente en Función de Transferencia del sistema completo de Control Digital Tomado de [22].



La función de transferencia de la planta se denomina $G_p(s)$, de esta forma es la función de transferencia de la planta con el retenedor que según la figura 17 se define como:

$$G(s) = G_p(s) \left(\frac{1 - e^{-h}}{s} \right)$$

Ecuación 24

$G_D^*(s)$ es la función de transferencia del controlador y $E^*(s)$ el error muestreado. A partir de la figura 17 se observa que la salida está dada por:

$$C(s) = G(s)G_D^*(s)E^*$$

Ecuación 25

Aplicando transformada Z,

$$C(z) = G(z)G_D(z)E$$

Ecuación 26

Siguiendo con el desarrollo se llega a:

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{G_D(z)G(z)}{1 + G_D(z)G(z)}$$

Ecuación 27

La ecuación (27) representa la función de transferencia en lazo cerrado del sistema de control digital mostrado en la figura anterior (17) .

7.4 CAMBIO DE OPERADORES LINEALES

Para manejar en forma más simple los cálculos con las ecuaciones diferenciales, es conveniente hacer un cambio de operador lineal. Este cambio consiste en sustituir en la variable s por una función en z . Estas transformaciones son flexibles en el sentido de que pueden realizarse bloque a bloque en diagramas compuestos, sin embargo debe considerarse que todas son aproximaciones de s a funciones racionales en z . Las transformaciones más comunes son las siguientes:

7.4.1 Ecuaciones Diferencias hacia adelante (Forward)

Puede verse como una derivación adelantada, no causal, o como una integración rectangular retrasada. Su principal desventaja es que no conserva la estabilidad en la transformación de polos rápidos en $G(s)$. Utilizando una discretización en el plano s se busca sustituir la variable s por una función racional en z mediante el método de Forward. La sustitución se muestra en la ecuación (28).

$$s = \frac{z - 1}{h}$$

Ecuación 28

Donde h se define como el tiempo de muestreo establecido previamente para sistemas discretos. Este método no es conveniente en la mayoría de los casos debido a su naturaleza no causal.

7.4.2 Ecuaciones Diferencias hacia atrás (Backward)

Puede verse como una derivación atrasada. Este método conserva la estabilidad en la transformación de polos en $G(s)$ y si existen polos reales rápidos en $G(s)$ no aparecen oscilaciones. La sustitución Backward se muestra en la siguiente ecuación.

$$s = \frac{z - 1}{zh}$$

Ecuación 29

7.4.3 Transformación bilineal (Tustin)

Puede verse como una integración trapezoidal. Este método conserva la estabilidad en la transformación de polos en $G(s)$, sin embargo si existen polos reales rápidos en $G(s)$ tienden a aparecer oscilaciones amortiguadas. La sustitución Tustin se muestra en la siguiente ecuación.

$$s = \frac{2z - 1}{hz + 1}$$

Ecuación 30

7.5 ANÁLISIS DE SISTEMAS EN TIEMPO DISCRETO

Se dice que un sistema es estable cuando sus trayectorias no cambian de forma significativa si las condiciones iniciales del sistema son modificadas en pequeñas cantidades. En este orden de ideas puede decirse que un sistema es estable si para toda entrada acotada el sistema genera una salida acotada. Existen métodos algebraicos o gráficos que permiten establecer la estabilidad del sistema, estos métodos permiten entender cómo los parámetros del controlador o del sistema influyen en la estabilidad de la planta.

Uno de los métodos más conocidos que puede utilizarse tanto en sistemas continuos como en sistemas discretos es el lugar geométrico de las raíces. Si bien en sistemas continuos la estabilidad depende de si los polos del sistema se encuentren en el semiplano izquierdo del plano imaginario, para sistemas discretos el límite de estabilidad cambia de ser el eje imaginario a ser un círculo de radio unitario.

De igual forma los criterios de estabilidad de Nyquist y los diagramas de Bode permiten establecer mediante métodos gráficos la estabilidad del sistema. Para sistemas de una entrada y salida simple los polos y ceros pueden hallarse del denominador y numerador de la función de transferencia respectivamente. También presentan una base teórica sólida que revela importantes características de un sistema.

Los polos tienen una relación con la función de tiempo, mientras que los ceros suponen la forma en que las entradas y las salidas están acoplados a los estados. Los polos de un sistema descrito en espacio de estados son los valores propios del

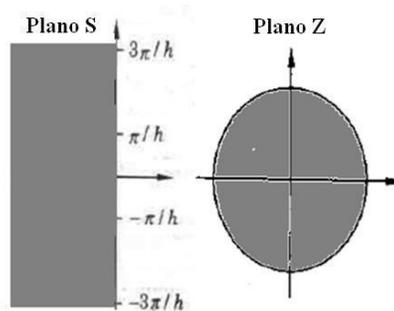
mismo, de esta manera se encuentra que al hacer un mapeo desde el tiempo continuo y sus polos hacia los de tiempo discreto, esto se relaciona mediante la ecuación:

$$Z = \exp (sh)$$

Ecuación 31

Un mapeo del plano complejo de (s) dentro del plano complejo Z como por ejemplo la mitad izquierda del plano s está dentro de un círculo unitario del plano Z como se muestra en la figura 18

Figura 18: Estabilidad y correspondencia entre plano s y plano z [20].



La correspondencia entre planos S y Z no es única, un punto en el plano Z corresponde a infinitos puntos en el plano S pero un punto en el plano S corresponde solo un punto en el plano Z [20].

8. INTRODUCCION AL CONTROL ADAPTATIVO

Tradicionalmente el control en la industria se ha realizado mediante al implementación del controladores PID, (análogos o digitales); aunque este tipo de controladores siguen funcionando actualmente y su empleo es muy amplio, solo se recomienda en el caso de sistemas lineales o bien no lineales que trabajen a un punto fijo. Si añadimos a las limitaciones anteriores una variación con el tiempo (por envejecimiento, cambio de alguno de los elementos, etc.) de los parámetros que definen el comportamiento del sistema a controlar, se tiene la necesidad de un sistema que se ajuste automáticamente a sus parámetros en función del comportamiento, así, cumplir las prestaciones que exige, dando lugar a lo que se llama control adaptativo. El termino adaptativo significa cambiar el comportamiento conforme a nuevas circunstancias. Un regulador adaptativo es un regulador que puede modificar su comportamiento en respuesta a cambios en la dinámica del sistema y a las perturbaciones. [23]

Su modelamiento matemático se define de la siguiente manera partiendo de su función de transferencia en tiempo discreto

$$H(z) = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z + b_0}{z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0} \text{ Donde } n > m$$

Ecuación 32

z^n es el elemento de mayor orden

$$H(z) = \frac{b_m z^{m-n} + b_{m-1} z^{m-1-n} + \dots + b_1 z^{-n-1} + b_0 z^{-n}}{1 + a_{n-1} z^{-1} + a_{n-2} z^{-2} + \dots + a_1 z^{-n-1} + a_0 z^{-n}} = \frac{Y(z)}{U(z)}$$

$$H(z) = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{n-1} z^{n-1} + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n-1} z^{n-1} + a_0 z^{-n}} = \frac{Y(z)}{U(z)}$$

$$\begin{aligned} & (b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_{n-1} z^{n-1} + b_n z^{-n}) U(z) \\ & = (1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_{n-1} z^{n-1} + a_0 z^{-n}) Y(z) \end{aligned}$$

Ecuación 33

aplicando Z^{-1} $Z^{-1}\{Y(z)Z^{-n}\} = Y(k - n)$

donde Z^n supone un operador de retardo de orden n por consiguiente

$$\begin{aligned}
& b_1U(k - 1) + b_2U(k - 2) + \dots + b_{n-1}U(k - (n - 1)) + b_nU(k - n) \\
& = Y(k) + a_1Y(k - 1) + a_2Y(k - 2) + \dots + a_{n-1}Y(k \\
& \quad - (n - 1)) + a_nY(k - n)
\end{aligned}$$

Ecuación 34

Finalmente obtenemos la ecuación en diferencias que modela el sistema $H(z)$ formando el Modelo Autoregresivo de Media Móvil (ARMA). Si $a_i, i = 1 : n = 0$, es un sistema de media móvil (MA). El sistema solo presenta ceros y se conoce como un sistema FIR. El modelo MA es un filtro de respuesta finita al impulso FIR (es un acrónimo en inglés para Finite Impulse Response o Respuesta finita al impulso. Se trata de un tipo de filtros digitales en el que, como su nombre indica, si la entrada es una señal impulso, la salida tendrá un número finito de términos no nulos), que presenta retardo a la entrada, el cual se lo describe así:

$$\sum_{i=1}^n b_i U(k - i)$$

Ecuación 35

Si $b_i, i = 0$, sistema auto regresivo (AR). El sistema no tiene cero y se conoce como un sistema (IIR). El modelo AR es principalmente un filtro de respuesta infinita al impulso IIR (es una sigla en inglés para Infinite Impulse Response o Respuesta infinita al impulso; se trata de un tipo de filtro digital en el que, como su nombre indica, si la entrada es una señal impulso, la salida tendrá un número infinito de términos no nulos, es decir, nunca vuelve al reposo), con retardo a la salida, que se lo puede describir como:

$$-\sum_{i=1}^n a_i Y(k - i) + U(k)$$

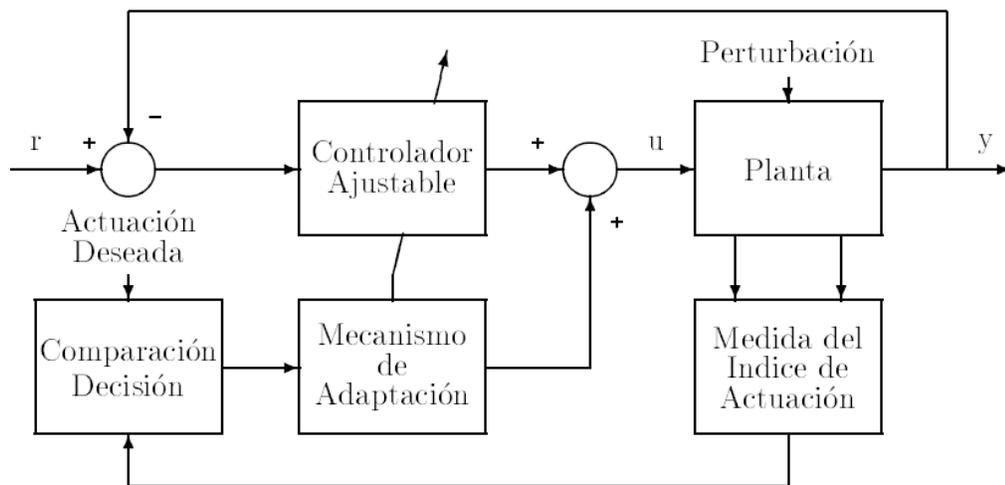
Ecuación 36

Modelo Autoregresivo de Media Móvil (ARMA)

$$Y(k) = - \underbrace{\sum_{i=1}^n a_i Y(k - i)}_{MA \text{ Moving Average}} + \underbrace{\sum_{i=1}^n b_i U(k - i)}_{AR \text{ Auto - Regressive}}$$

En el esquema básico de control adaptativo , (Landau 1974) , como se muestra en la figura 19 , se compone de un bucle principal de realimentación negativa , en el cual actúa al igual que en los sistemas convencionales un regulador y de otro bucle en el que se mide un cierto índice de funcionamiento , con el cual comparamos el índice deseado y procesando el error en un mecanismo de adaptación que ajusta los parámetros del regulador y en algunos casos actúa directamente sobre la señal de control.

Figura 19 : Configuración básica control adaptativo Tomada [23]



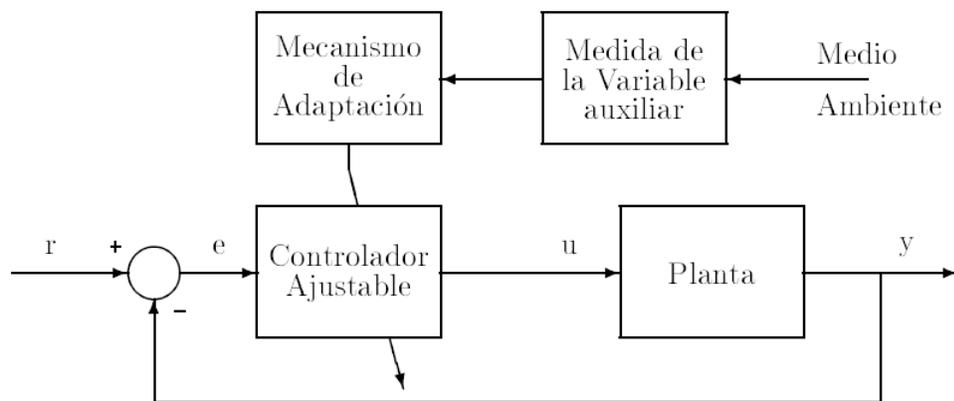
Existen dos esquemas básicos con los cuales se pueden realizar la adaptación y se diferencian únicamente en la forma en la que se hace el ajuste de los parámetros del controlador en función de los cambios que se producen en la dinámica del sistema los llamados controladores en lazo abierto y los de lazo cerrado o realimentado.

8.1 ADAPTACION EN LAZO ABIERTO O AJUSTE DE GANACIA

Cuando encontramos señales que son medibles en el sistema y que indiquen los cambios producidos en el mismo, así como una especificación inmediata de los reajustes necesarios en el controlador, en función de sus señales, es posible realizar una adaptación en bucle abierto o por prealimentación, denominándose

control programable o por ajuste de ganancia (Gain Scheduling). El método da buenos resultados en muchas aplicaciones e implementarlo es muy sencillo, pero se necesita un trabajo previo en su preparación para poder determinar los parámetros en todas las condiciones de trabajo posibles. Además, como no existe una realimentación en la adaptación, sus parámetros no son compensados. En la figura 20 mostramos su esquema general

Figura 20: Diagrama de Bloques de control de lazo abierto .Tomada [23]



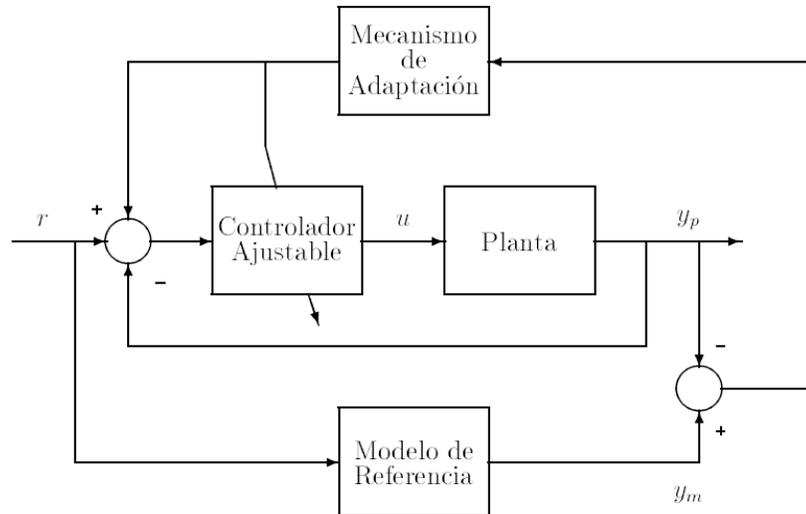
8.2 ADAPTACION EN LAZO CERRADO O POR REALIMENTACION

En esta adaptación la información del comportamiento del sistema a controlar se obtiene en base a las señales de entrada y salida del mismo, realizándose el ajuste del controlador en función de la información obtenida. Existen dos tipos de controladores adaptativos que responde a la adaptación en lazo abierto realimentado: MRAC (Model – Reference Adaptive Controller) y STR (Controladores Auto ajustables), estos pueden ser considerados como una aproximación en la solución que corresponde al problemas de control adaptativo.

8.2.1 MRAC (Model – Reference Adaptive Controller)

En este modelo los parámetros del controlador se ajustan de manera que el comportamiento del sistema sea similar al de un modelo de referencia. Su principal ventajas se basa en su respuesta rápida de adaptación para una entrada que se define y su simplicidad en el tratamiento de la estabilidad utilizando la teoría de estabilidad de sistemas no lineal. A través de una ley de adaptación se calculan los parámetros del controlador para que la planta siga el modelo de referencia.

Figura 21: Diagrama de bloques control Adaptativo MRAC Tomada [23]

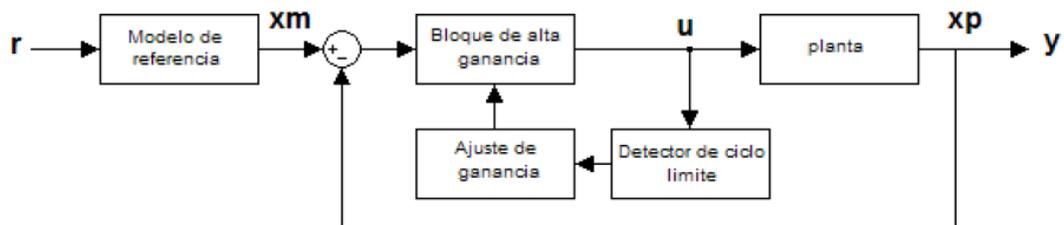


Existen dos tipos de enfoque MRAC, el primero es conocido como esquema de alta ganancia y el segundo como paralelo.

8.2.2 Esquema de alta ganancia

Su principal objetivo es verificar que la señal de salida de la planta siga el modelo de referencia, por lo cual varía el valor de la ganancia del lazo. El sistema está compuesto por un detector de ciclo límite, es el encargado de evitar que el sistema se estabilice y un bloque de ajuste de ganancia que es el encargado de modificar el valor de la ganancia del sistema.

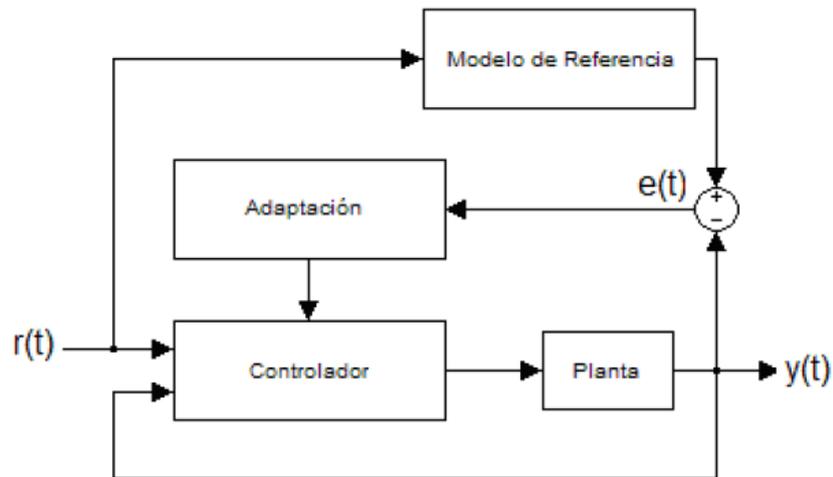
Figura 22: Diagrama de control Alta Ganancia MRAC



8.2.3 Esquema en paralelo

La figura 2.4 muestra el esquema de un sistema de control MRAC en paralelo. El objetivo es alcanzar un mínimo de error entre la salida de la planta y el modelo de referencia para lo cual se puede implementar un mecanismo de ajuste de parámetros como la regla del MIT³ o de mínimos cuadrados.

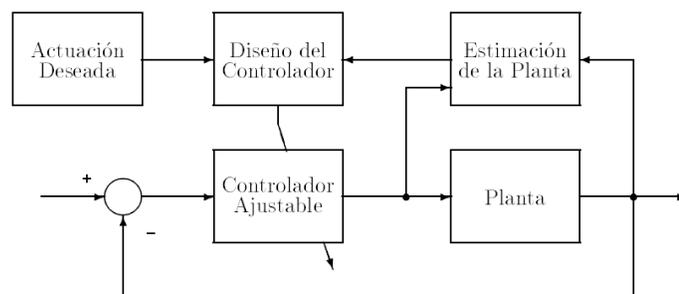
Figura 23: Diagrama de control en Paralelo



8.2.4 STR (Controladores Autoajustables)

La figura 24 es un sistema de control del tipo STR, se identifican los parámetros del proceso para, en base a ellos y a un método de diseño preespecificado, calcular los coeficientes del controlador a emplear.

Figura 24: Diagrama de bloques controlador Autoajustable Tomada [23]

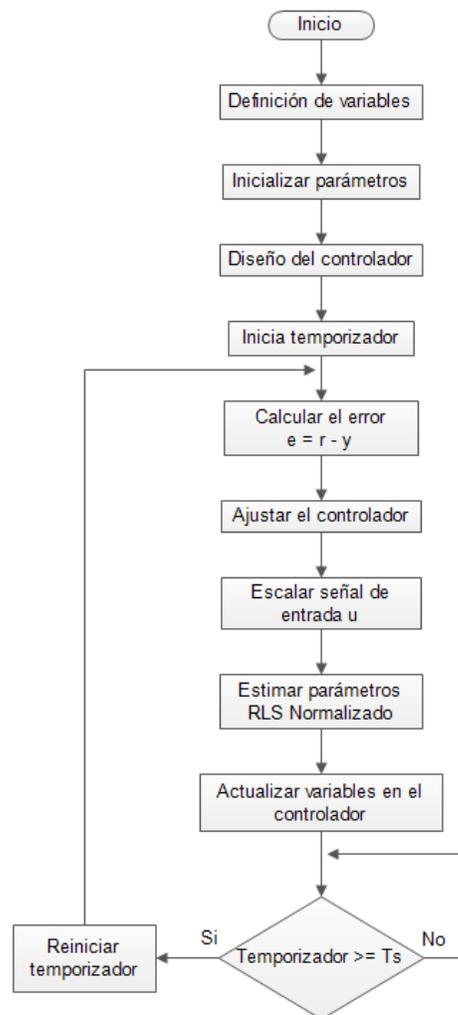


La idea de los controladores auto ajustables puede ser aplicada a muchos problemas del control, dada la modularidad y la separación del control e identificación, pueden formarse muchas clases de reguladores autoajustables por combinación de diferentes métodos de identificación.

En él se distinguen tres etapas diferenciables:

- Algoritmo recursivo de estimación de Parámetros
- Mecanismo de Adaptación que desarrolla la tarea de diseño del regulador.
- Regulador Parámetros ajustables.

Figura 25 : Diagrama de Flujo de la Implementación del STR



9. IDENTIFICACION DE PARAMETROS DE SISTEMAS

La identificación de parámetros de sistemas en la Ingeniería aumenta cada día, realizar modelos para procesos y sistemas requiere un amplio conocimiento, pues se necesita realizar análisis y diseños; no obstante, se debe implementar una correcta descripción del proceso para conocer aspectos del sistema en forma abstracta. Para determinar qué características del sistema son útiles y cuales no en el momento del modelamiento debido al poco conocimiento que se puede tener de un sistema, se hace necesario el uso de técnicas adaptivas que permitan controlar el sistema [24]. Usualmente, se trata de solucionar este obstáculo, recurriendo a la observación de la respuesta generada por el sistema frente a una excitación dada, siendo de esta forma una estimación de las variables y del modelo matemático que dan como resultado la identificación de la planta

9.1 IDENTIFICACION DE SISTEMAS

Se define como identificación la técnica de construir un método, algoritmo y teorías que permitan obtener el modelo matemático que duplique con suficiente exactitud, las características dinámicas del sistema de estudio, a partir de la recopilación de datos experimentales tanto en la entrada como en la salida.

9.2 PROCESO DE IDENTIFICACIÓN

Para realizar una correcta identificación se requiere realizar los siguientes pasos:

9.2.1 Obtención de datos de Entrada – Salida

Se debe realizar una excitación del sistema introduciendo una señal de entrada, y observar la evolución que tiene este sistema tanto con datos de entrada y de salida, por lo cual se debe seleccionar el mejor periodo para la adquisición de datos.

9.2.2 Tratamiento previo de los datos registrados

Es importante antes de utilizar cualquier método de estimación hacer una preparación datos, estos en general vienen acompañados de ruido, offset u otro tipo de problemas que pueden incurrir a una identificación no deseada.

9.2.3 Determinar la estructura del modelo

Elegir una estructura adecuada para el modelo es un paso muy importante, definir si el modelo es continuo o discreto, tipo de ruido, si es lineal o no lineal, regresiones etc, son características que permiten elegir una estructura adecuada, además se

debe tener un amplio conocimiento del sistema, esto permitirá entender mejor los datos tomados.

Normalmente, se utilizan criterios que toman la forma:

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^N g(e(k))$$

Ecuación 38

Donde θ es el vector de parámetros que se trata de ajustar, $e(k)$ es el error de estimación para la medida kN es el número de observaciones o medidas disponibles y $g(\cdot)$ es una función usualmente cuadrática. El proceso de ajuste del modelo se realiza de manera que se busca el valor del vector de parámetros θ que hace mínimo al índice o criterio $J(\theta)$. El método más antiguo que emplea esta estrategia es el de los mínimos cuadrados, debido a Gauss.

9.2.4 Estimación de los parámetros del modelo

Lo que sigue es seleccionar el modelo en particular de la estructura, esto quiere decir obtener la estimación de los parámetros de la estructura que mejor ajustan la respuesta del modelo a los datos de entrada-salida obtenidos experimentalmente. Cuando se determina el modelo correcto, se debe determinar el método o métodos de estimación de parámetros que se utilizara para el cálculo de los mismos.

Estimar los parámetros es resolver un problema de optimización en el cual, el mejor modelo es el que hace mínimo el criterio; No obstante, es necesario tener en cuenta que el modelo obtenido dependerá de los elementos anteriores, como por ejemplo de amplitud y contenido frecuencial de la señal de entrada. Hay diversas formas de llevar a cabo el proceso de estimación. Una distinción amplia, es aquella que distingue entre identificación en línea e identificación fuera de línea. Las características de entrada-salida de una gran clase de sistemas dinámicos determinísticos lineales o no, puede ser descrito por un modelo de la siguiente forma:

$$y(t) = \varphi(t - 1)^T \theta_0$$

Ecuación 39

Donde $y(t)$ es la salida del sistema en el instante t , $\varphi(t-1)$ es un vector compuesto por las entradas y salidas pasadas y θ_0 es el vector de parámetros desconocido y basados en este modelo se pueden plantear diversos algoritmos de identificación.

En los siguientes algoritmos haremos una descripción matemática para un mejor.

9.3 MÉTODOS DE IDENTIFICACIÓN OFF-LINE

En este método se requiere una toma previa de datos, obtenidos de forma experimental, para posteriormente ajustar el modelo con el conjunto de datos obtenidos, este método es utilizado cuando no se requiere un ajuste continuo del modelo. La utilización de este método es mucho más precisa y la convergencia de los parámetros estimados se asemeja mucho más a la real. En cualquier caso, existe un consenso general en que no existe un método universalmente bueno, por tanto, dependiendo de la situación unos funcionarían mejor que otros.

El método fuera de línea se puede modelar matemáticamente con la siguiente ecuación mediante mínimos cuadrados:

Sea un sistema discreto lineal e invariante con función de transferencia:

$$G(z) = \frac{b_1 z^{-1} + \dots + b_n z^{-n}}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} \quad \text{Ecuación 40}$$

y que tiene, por tanto, como ecuación en diferencias:

$$y_k = -a_1 y(k-1) - \dots - a_n y(k-n) + b_1 u(k-1) + \dots + b_n u(k-n) \quad \text{Ecuación 41}$$

Suponiendo que los parámetros a_i y b_i de dicho sistema son desconocidos, se plantea el problema de estimar sus valores (identificación del sistema). La ecuación en diferencias representa una dependencia lineal de y_k respecto de y_{k-i} y u_{k-i} con $i = 1, \dots, n$. Si se dispone de los valores particulares de todas esas variables para $k = 0, \dots, N$, poniendo las $N - n + 1$ particularizaciones posibles de la ecuación en diferencias en forma matricial:

$$\begin{pmatrix} y_n \\ y_{n+1} \\ \vdots \\ y_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -y_{n-1} & \dots & -y_0 & u_{n-1} & \dots & u_0 \\ -y_n & \dots & -y_1 & u_n & \dots & u_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -y_{N-1} & \dots & -y_{N-n} & u_{N-1} & \dots & u_{N-n} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_n \\ b_1 \\ \vdots \\ b_n \end{pmatrix}$$

Finalmente se puede obtener una estimación de los parámetros a_i y b_i a través de una minimización del error cuadrático medio:

$$x = (A^T A)^{-1} A^T b$$

Ecuación 42

9.4 MÉTODOS DE IDENTIFICACIÓN ON-LINE

Este método se utiliza cuando los datos obtenidos necesitan ser actualizados en forma recursiva y en tiempo real, los parámetros se van actualizando continuamente a partir de los nuevos datos de entrada-salida obtenidos durante la evolución del proceso. Enunciaremos algunos de los métodos más empleados en la estimación de parámetros on - línea:

9.4.1 RLS (Mínimos Cuadrados Recursivos)

El método de estimación por mínimos cuadrados recursivos es uno de los más utilizados en la actualidad para aplicaciones prácticas. Básicamente Consiste en calcular los parámetros reales del sistema, de tal forma que la suma de los cuadrados de las diferencias entre los valores observados y calculados multiplicados por un número, que mide la amplitud del error, sea mínimo. Este método es fácilmente programable debido a su recursividad, es decir, aprovecha parte de los cálculos realizados en un paso anterior para la obtención del siguiente [25]. El algoritmo para la estimación de parámetros por mínimos cuadrados recursivos se resume en las siguientes ecuaciones

$$X_1 = X_0 + P_1 A^T (b_1 - A_1 X_0)$$

Ecuación 43

$$P_1 = P_0 - \frac{P_0 A_1^T A_1 P_0}{1 + A_1}$$

Ecuación 44

9.4.2 RLS Normalizado

Los algoritmos RLS Normalizado son exactamente los mismos algoritmos de mínimos cuadrados RLS pero la única diferencia es que se normaliza los valores de la matriz de covariancia anterior P_1 , este método es utilizado cuando los parámetros que estamos estimando tienen problemas de acondicionamiento numérico, a medida que se van generando más datos el algoritmo va refinando su comportamiento. A continuación se describen la ecuación que describe el algoritmo:

$$X_1 = X_0 + \frac{P_1 A^T}{1 + A_1 P_1 A_1^T} (b_1 - A_1 X_0)$$

Ecuación 45

9.4.3 RLS Factor De Olvido

Una manera de obtener un algoritmo de estimación que puede realizar un seguimiento de los cambios de parámetros es cambiar el criterio mínimos cuadrados. En el criterio, se introduce un factor de olvido llamado λ ($0 < \lambda \leq 1$), un factor de olvido menor a uno, le da más peso a las predicciones de error de mayor antigüedad que las predicciones de error más recientes. Cuanto menor sea el factor de olvido, más rápido se olvidan los errores de predicción. Una típica elección de λ está en el rango desde 0,94 hasta 0,999. A continuación se presenta las ecuaciones que resumen el algoritmo.

$$X_1 = X_0 + \frac{P_1 A^T}{\lambda + A_1 P_1 A_1^T} (b_1 - A_1 X_0)$$

Ecuación 46

$$P_1 = \frac{1}{\lambda} \left(P_0 - \frac{P_0 A_1^T A_1 P_0}{1 + A_1 P_0 A_1^T} \right)$$

Ecuación 47

9.4.4 Algoritmo de Proyección

En el algoritmo varios algoritmos simplificados que no necesitan actualizar la matriz P. De esta manera el esfuerzo computacional disminuye y uno de los algoritmos se llama algoritmo de proyección, en RLS la actualización de la matriz P toma más esfuerzo computacional. A continuación se presenta la ecuación que modela el sistema.[26]

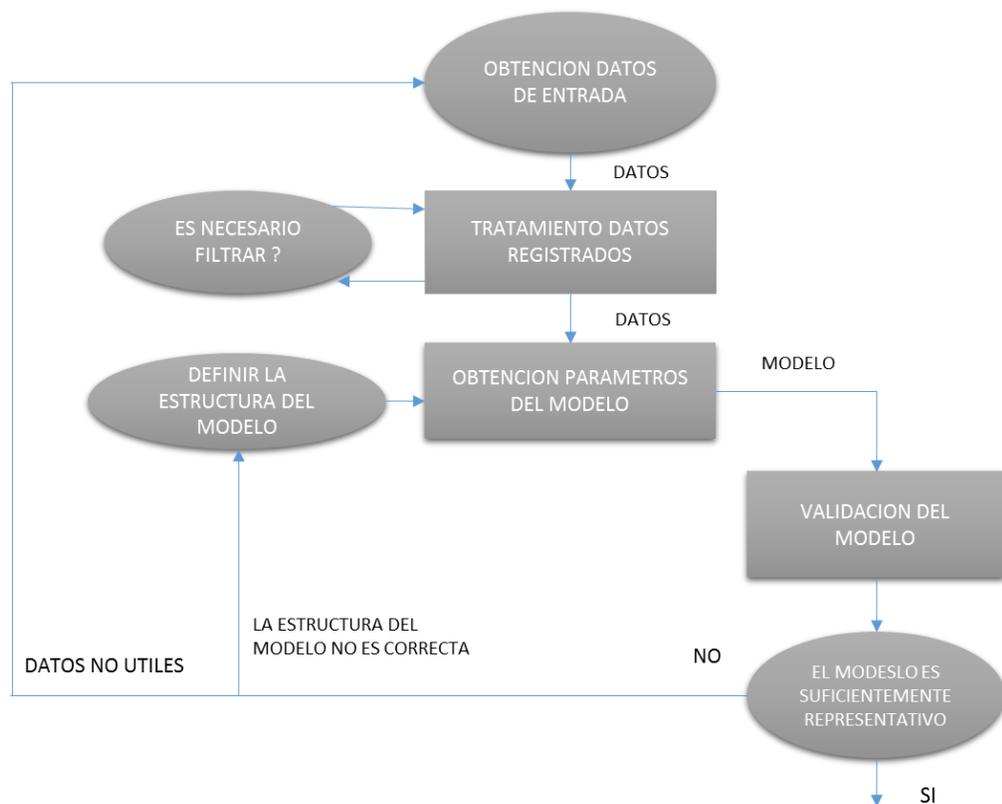
$$X_1 = X_0 + \frac{A^T}{A_1 A_1^T} (b_1 - A_1 X_0)$$

Ecuación 48

9.5 VALIDACIÓN DEL MODELO

Este paso consiste en determinar si el modelo obtenido satisface el grado de exactitud requerido para la aplicación en cuestión. Se debe definir un criterio para validar la calidad con que realizó la identificación del sistema. Si el modelo se puede reducir sin afectar las propiedades de entrada-salida se dice que el modelo original es innecesariamente complejo.

Figura 26 : Etapas para la Identificación de Parámetros



10. METODOLIGIA PARA EL DISEÑO E IMPLEMENTACION DEL CONTROLADOR FINO

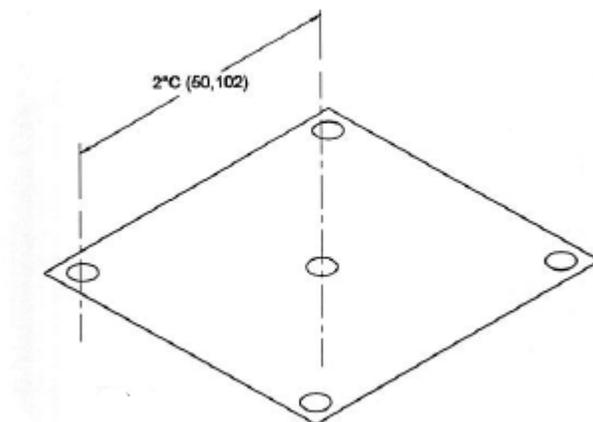
Para la realización de nuestro trabajo de grado fue necesario basarnos en la Norma Internacional para Equipos Electromédicos IEC 60601-2-21 para calentadores radiantes neonatales, la cual fue adaptada a la norma técnica Colombiana NTC-IEC 60601-2-21. Esta norma en general describe los requisitos particulares de seguridad a tener en cuenta para la operación de estos equipos médicos. En este trabajo de grado nos centramos en los incisos 50.102 y 50.103 de la Sección 8 y que hacen referencia a la precisión de los datos de funcionamiento y protección de magnitudes de salida peligrosas

Según la norma técnica colombiana NTC-IEC 60601 -2 -21 la precisión de los datos para el funcionamiento se debe establecer a partir de las siguientes pruebas

En Inciso **50.102** dice explícitamente:

“La diferencia entre la temperatura media en el centro y la temperatura media del dispositivo de ensayo de cualquiera de los otros dispositivos que forman la carga de ensayo no debe exceder 2°C .”

Figura 27 : Disposición de los dispositivos de ensayo

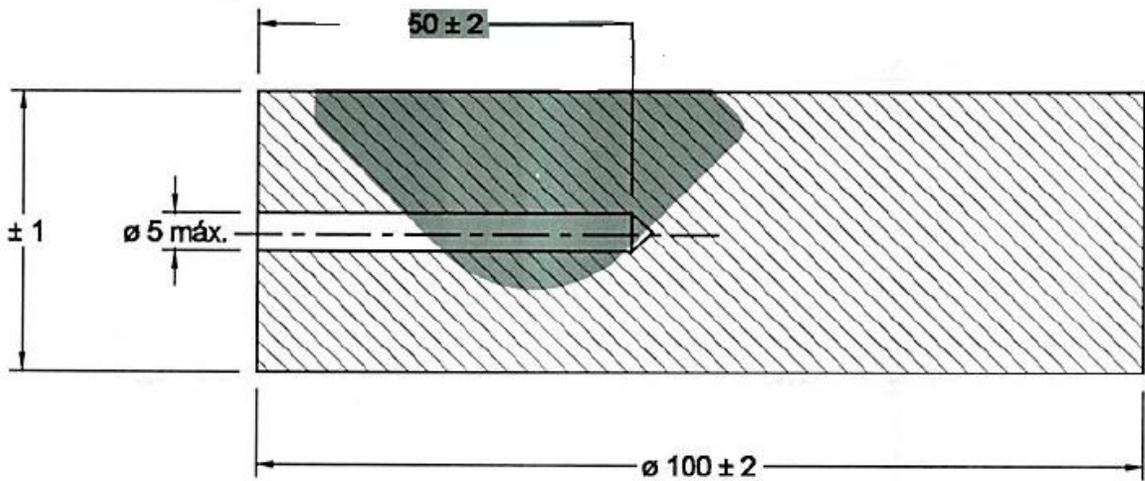


La conformidad se verifica mediante el ensayo siguiente:

- Prepárense cinco Dispositivo de Ensayo consistentes en discos de aluminio cada uno con una masa de 500 ± 10 g y un diámetro de $100 \text{ mm} \pm 2$ mm
- Hágase agujeros de 5mm de diámetros y $50 \text{ mm} \pm 2$ mm de profundidad como se muestra en la siguiente figura 28 y cúbrase la superficie entera del disco con una pintura negra no reflectante.

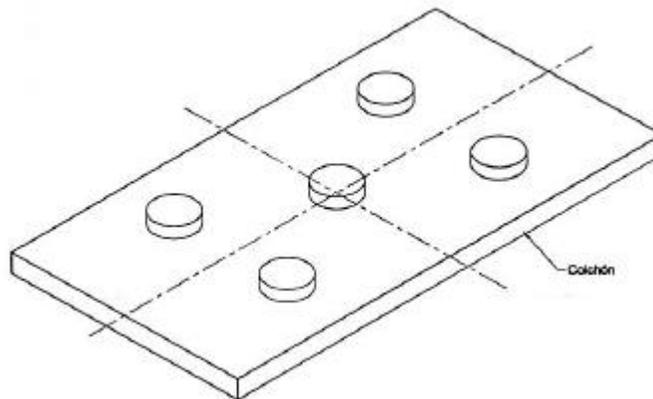
Nota: el espesor del disco será aproximadamente de 23 mm

Figura 28: Dispositivos de ensayo



Acabado de la superficie : pintura negra no reflectante
Masa del disco : $500 \text{ g} \pm 10 \text{ g}$
Material del disco : aluminio con una densidad comprendida entre $2,6 \text{ g/cm}^3$ y $2,9 \text{ g/cm}^3$

Figura 29 : Dispositivos de Ensayo



- Ahora se debe someter el equipo al siguiente ensayo: en una habitación en la cual la velocidad máxima del aire sea $0,1 \text{ m/s}$ y la temperatura ambiente se mantenga a $23 \text{ }^\circ\text{C} \pm \text{ }^\circ\text{C}$ colóquense cuatro dispositivos de ensayo

identificados individualmente y rotulados 1, 2, 3,4 sobre el colchón horizontal en los centros de cada uno de los cuatros rectángulos obtenidos al biseccionar la longitud y anchura del colchón como se muestra en la figura 27. Colóquese un quinto dispositivo de ensayo rotulado como M sobre el punto medio del colchón. Insértese un sensor de temperatura en cada uno de los cinco centros de los dispositivos de ensayo y, en caso de un equipo con modo controlado por él Bebe, fíjese el sensor de temperatura cutánea al centro de la superficie superior del dispositivo de ensayo M, asegurando una buena conductividad térmica por contacto (por ejemplo pasta térmica). En el caso de un equipo controlado por él Bebe, seleccionar el control de temperatura a una temperatura de control de $36^{\circ}\text{C} \pm 0,1^{\circ}\text{C}$ y opérese el equipo hasta que se obtenga una condición de Temperatura estacionaria. En el caso de un equipo con únicamente modo manual selecciónese la salida del calefactor de modo que el dispositivo de ensayo se caliente hasta alcanzar aproximadamente 36°C en condición de temperatura estacionaria. Tómese al menos 20 lecturas de cada dispositivo de ensayo a intervalos regulares sobre un periodo de 60 min.

- Calcúlense los cinco valores de la temperatura media del dispositivo de ensayo por cada dispositivo de ensayo como sigue :

$$T_1 = (t_{11} + t_{12} + t_{13} + t_{14} + \dots t_{1n})/n$$

Ecuación 49

Donde T_1 es la temperatura media del dispositivo de ensayo para el dispositivo de ensayo No 1

$t_{11} \dots t_{1n}$ Son las lecturas individuales de temperatura tomadas en el dispositivo de ensayo No 1 a intervalos regulares durante la condición de temperatura estacionaria.

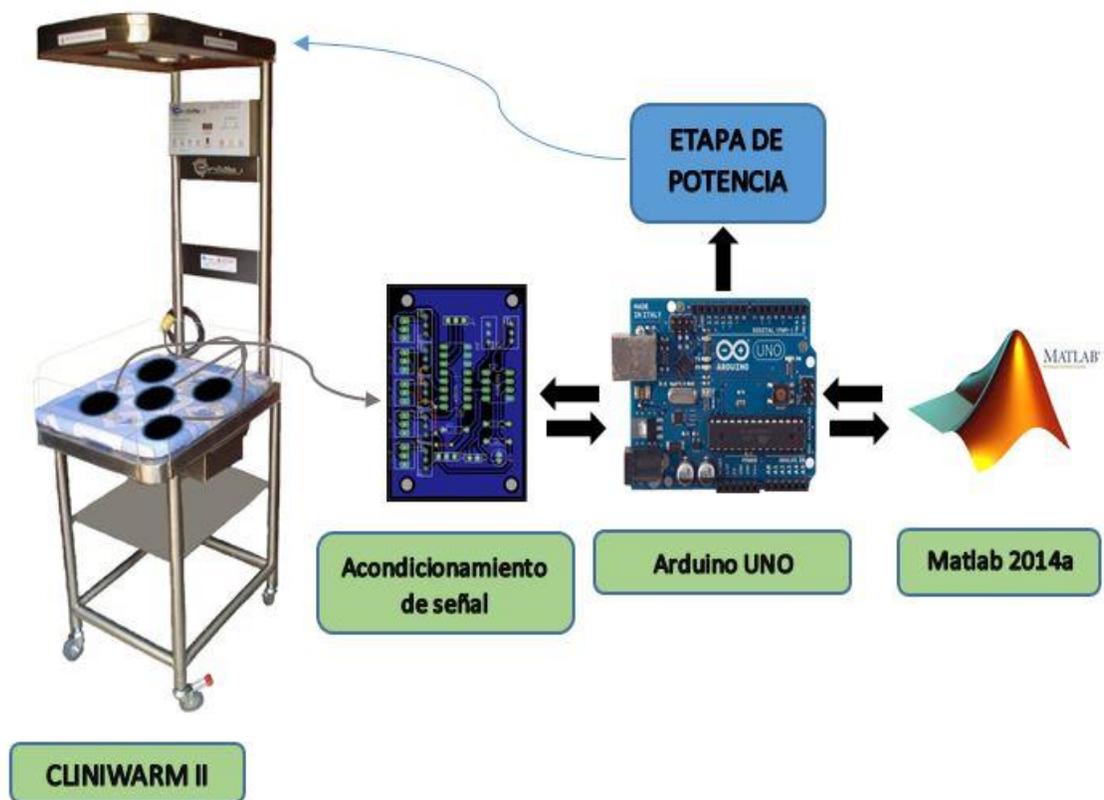
n es el número de lecturas durante la condición de temperatura estacionaria .

- Calcúlense de la misma manera las restantes temperaturas medias de los dispositivos de ensayo T_2, T_3, T_4, T_M .
- Compárense las temperaturas medias de los dispositivos de ensayo T_1, T_2, T_3, T_4, T_M y verifíquese que la máxima diferencia no sobrepase los $2,0^{\circ}\text{C}$.

50.103: Con el Equipo trabajando en el modo Bebe controlado con una orientación horizontal, la temperatura medida por el sensor de temperatura cutánea no debe diferir de la Temperatura de control en más de $0,5^{\circ}\text{C}$.

Para realizar el diseño del controlador y la estimación de parámetros, cumpliendo con la norma Norma NTC-IEC 60601-2-21 con los requerimientos anteriormente mencionados fue necesario implementar el siguiente sistema de adquisición y procesamiento de datos

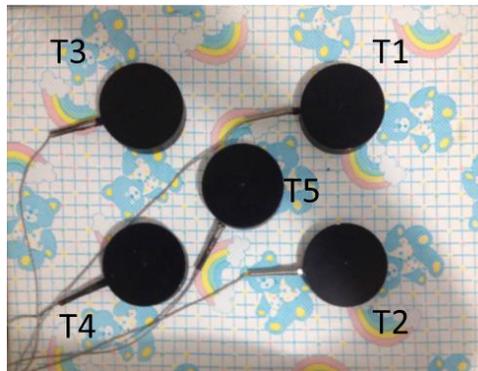
Figura 30 : Diagrama funcional del sistema de adquisición y procesamiento de datos



10.1 PRECISIÓN DE LOS DATOS DE FUNCIONAMIENTO

Teniendo en cuenta los parámetros anteriores, se realizó la mecanización de 5 discos de Aluminio según como lo establece la norma, la siguiente imagen muestra los discos mecanizados sobre el colchón con su ubicación correspondiente.

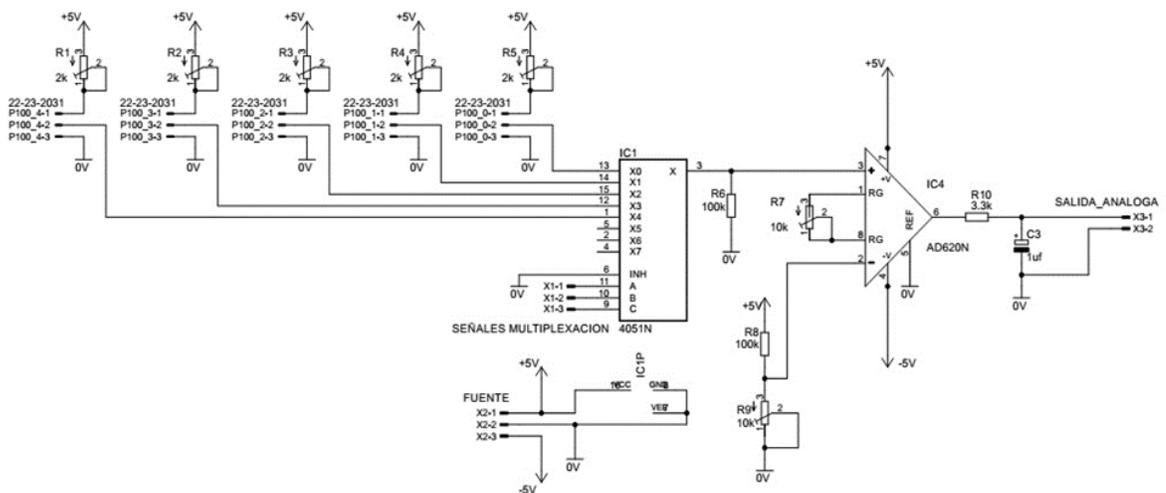
Figura 31 : Discos mecanizados ubicados en el Colchón



10.2 ACONDICIONAMIENTO DE LA SEÑAL

Para obtener la lectura de cada uno de los discos fue necesario realizar una instrumentación Electrónica encargada de acondicionar una señal, se diseñó entonces el siguiente circuito electrónico:

Figura 32 : Esquema del Circuito Electrónico



Este circuito consta de un Multiplexor 4051N, que es el encargado de tomar las señales de cada uno de los 5 sensores, luego pasan a través de un Amplificador de instrumentación el AD620 al cual se le debe ajustar una resistencia de ganancia R_g y se debe suministrar un valor de tensión de referencia a la entrada inversora del Amplificador. Adicionalmente diseñamos nuestro circuito para medir 0V en 0°C y 4V para 50°C dado que nuestra variable de temperatura no tiene valores mayores a estos y así logramos aumentar la resolución de la medida.

Tensión V	Temperatura °C
0.454	0
0.533	50

Tabla 2 : Tensiones en el divisor de tensión respecto a la temperatura

$$V_{out_{0^{\circ}C}} = \frac{RTD}{RTD + 1K} * V_{CC} = \frac{100}{100 + 1K} * 5 = 0.454V$$

$$V_{out_{50^{\circ}C}} = \frac{119.4}{119.4 + 1K} * 5 = 0.533V$$

Ecuación 50

Observar el valor en voltios correspondiente a 0°C es el mismo que se debe de poner en terminal inversor del Opam de instrumentación para garantizar que efectivamente a 0°C la salida tenga 0 voltios.

Para calcular la ganancia, necesitamos diseñar el acondicionamiento.

$$V_{out_{0^{\circ}C}} - V_{out_{50^{\circ}C}} = 79mV \quad G = \frac{4}{79mv} = 50.615$$

La ganancia en el AD620 está definida por el valor de la resistencia R_g .

$$R_g = \frac{49.4 K}{G - 1} = \frac{49.4 K}{50.615 - 1} = 995.663$$

0	100.00	100.39	100.78	101.17	101.56	101.95	102.34	102.73	103.12	103.51
10	103.90	104.29	104.68	105.07	105.46	105.85	106.24	106.63	107.02	107.41
20	107.79	108.18	108.57	108.96	109.35	109.74	110.12	110.51	110.90	111.29
30	111.67	112.06	112.45	112.84	113.22	113.61	114.00	114.38	114.77	115.16
40	115.54	115.93	116.32	116.70	117.09	117.47	117.86	118.24	118.63	119.01
50	119.40	119.78	120.17	120.55	120.94	121.32	121.71	122.09	122.48	122.86

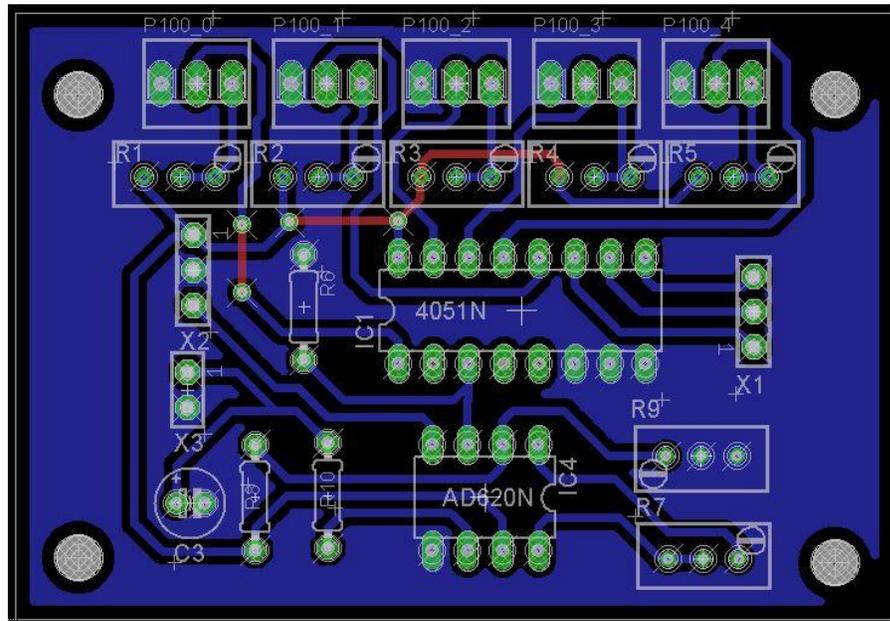
Tabla 3. Resistencia PT100 con temperaturas específicas.

En la salida del Opam antes de llegar al ADC se instala un filtro pasa bajo RC de primer orden para atenuar frecuencias mayores a 50Hz.

$$F_c = \frac{1}{2\pi RC}; F = 50 \text{ Hz}; \text{ Se asume } C = 1\mu\text{F}; \text{ Se calcula } R = 3183\Omega$$

Finalmente se muestra la Tarjeta diseñada con el circuito Impreso, esta se implementó con el fin de evitar fallas en la etapa de acondicionamiento de señal, debido a la naturaleza de las Señales (Resistivas) que son altamente susceptibles a perturbaciones ocasionadas por un mal contacto mecánico o eléctrico.

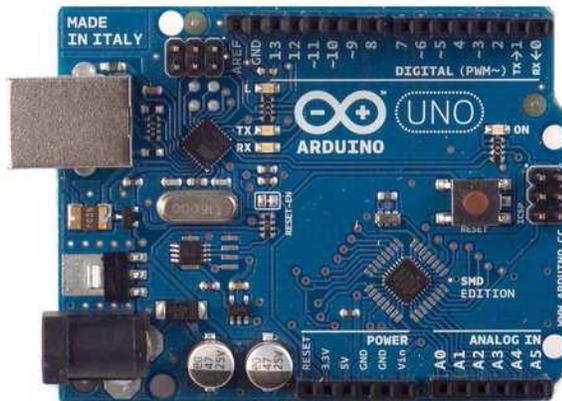
Figura 33: Circuito Impreso



10.3 ADQUISICION Y PROCESAMIENTO DE DATOS

La adquisición de datos para la estimación de parámetros y el algoritmo de control será implementado a través de la plataforma Arduino, por lo tanto, es necesario conocer funciones que pueden ser de gran utilidad. En la figura 32 se tiene la imagen del Arduino UNO, este modelo cumple con la característica y rangos de tensión de 0 V a 5 V, al igual que el proceso a controlar.

Figura 34: Arduino UNO



10.3.1 Funciones de Arduino

Entre la gran variedad de funciones que se encuentran disponibles, se explican las siguientes funciones de acuerdo al Toolbox Arduino IO 14.1.1 para la versión de Matlab 2014a.

- `a = arduino('com22', 'uno', 'Libraries', 'SPI');`

Esta función permite crear un objeto e incluir la librería SPI (Interface de Periféricos Serial)

SPI, es un protocolo para comunicación full dúplex serial, por lo que permite enviar y transmitir datos simultáneamente a una alta velocidad con periféricos como Microcontroladores o sensores.

Típicamente un dispositivo SPI tiene un dispositivo maestro que controla todos los dispositivos periféricos. La librería SPI tiene tres pines comunes que están interconectados y un pin dedicado para la salida.

- MISO, recibe datos desde un periférico SPI.
- MOSI, el dispositivo para la salida de datos
- SCLK, señal de reloj serial para sincronizar la comunicación
- SS, habilita y deshabilita los periféricos desde el maestro.

- `writeDigitalPin(a,pin,value)` y `readDigitalPin(a,pin)`

Estas funciones permiten utilizar pines como entradas o salidas digitales respectivamente.

En el paréntesis se debe escribir el número del pin que se va a emplear. Primero se requiere especificar el objeto de Arduino, luego habilitar el pin a utilizar

especificando si es una salida o entrada. Si es una salida, writeDigitalPin () pondrá en la salida BAJO o ALTO, dependiendo de la instrucción dada en value. Si es una entrada, readDigitalPin () lee en la entrada BAJO para 0 V o ALTO para 5 V.

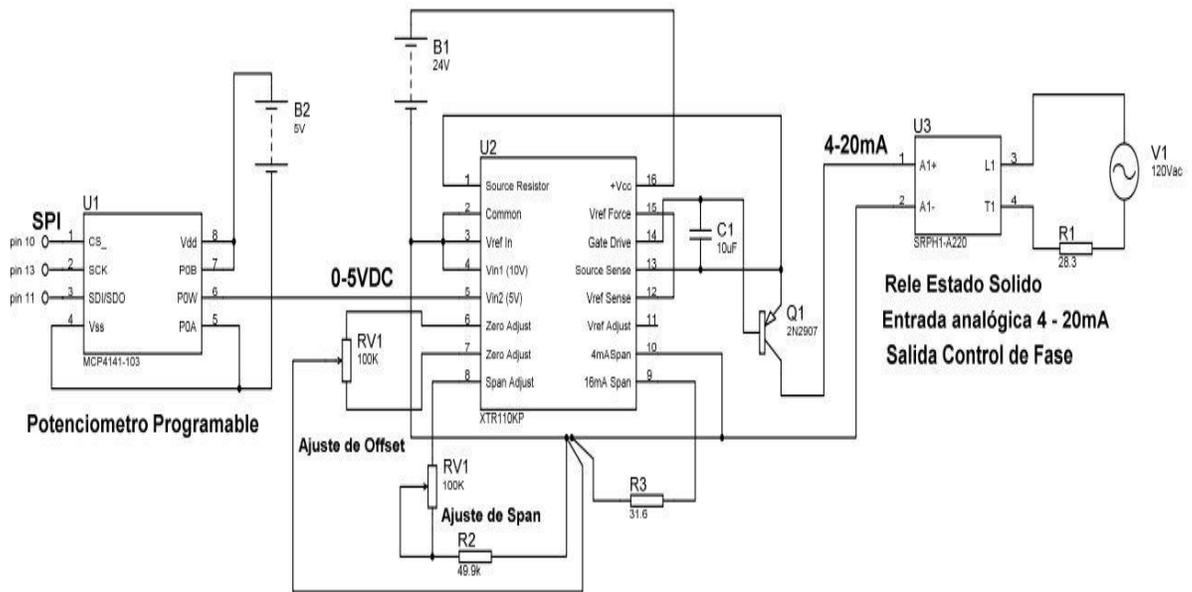
- ReadVotag(a,pin)

Esta función permite leer los valores en la entrada de los pines designados como analógicos, los cuales son A0, A1, A2, A3, A4 y A5, cuenta con un convertidor analógico digital de 10 bits Se pueden leer tensiones entre 0 V y 5 V, que transforma la variable entre un rango de 0 a 1023.

10.4 ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia consta de un potenciómetro programable el cual nos va a permitir comunicarnos con el controlador gracias al protocolo de comunicación SPI, un conversor de tensión corriente, este circuito integrado se encarga de convertir niveles de tensión de 0 a 5 VDC a 0-20mA, finalmente un rele de estado solido con entrada analagica de 4-20mA y control de fase a la salida, a continuacion se describe en detalle cada uno de los componentes empleados en la etapa de potencia.

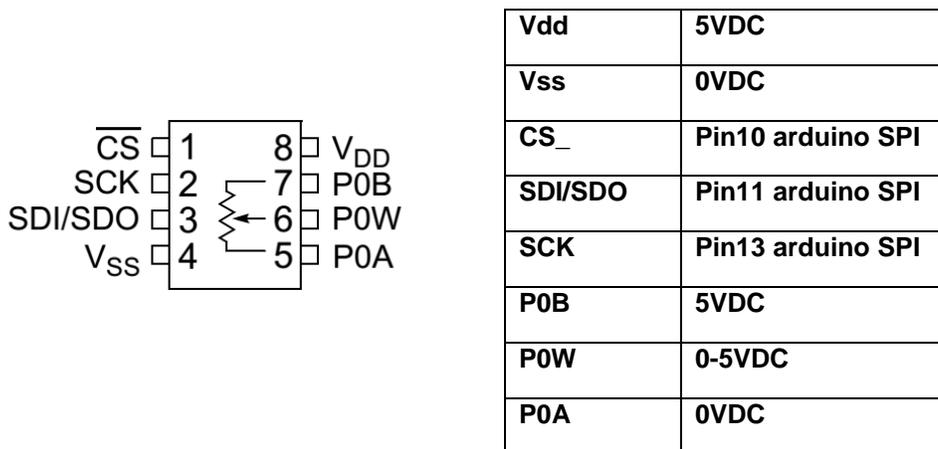
Figura 35: Diagrama esquemático de la etapa de potencia.



10.4.1 Potenciometro Programable. MCP4141-103

Este potenciometro digital de 10kΩ es similar a un potenciometro analógico. Se compone de un divisor resistivo 128 resistencias iguales a 129 pasos “7 bit” y una memoria no volatil, se comunica a traves de una interfaz serial (SPI), si se conecta como divisor de tensión podemos obtener un valor de tensión en un rango de 0 – 5VDC en el terminal central (P0W), de esta manera se logra implementar un dispositivo similar a un conversor digital analógo “DAC”. A continuacion se muestra la distribucion y conexión de pines.

Figura 36: Descripción de pines MCP4141-103

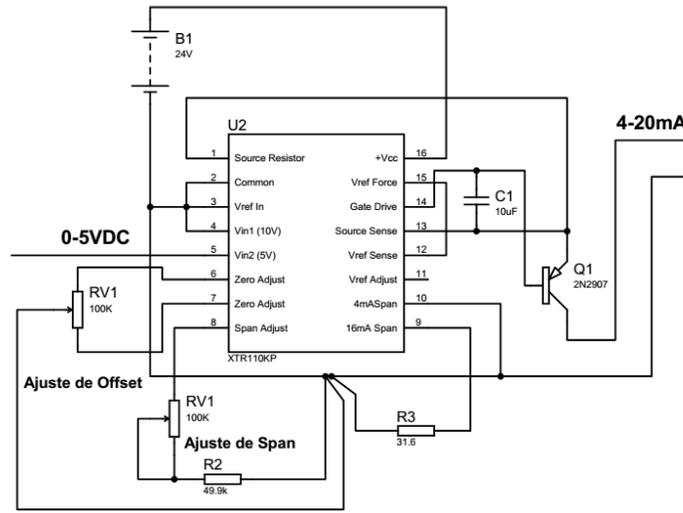


10.4.2 Conversor de tensión a corriente XTR110KP.

Este circuito integrado es un conversor de precisión de tensión a corriente diseñado para la transmisión de señales analógicas. Permite entradas de 0 a 5V o de 0 a 10V puede ser conectado para salidas de 4 a 20mA, 0 a 20mA, 5 a 25mA y muchos otros rangos comunmente usados en la industria.

El siguiente circuito ha sido modificado de su normal configuración para acceder a los ajustes de zero y span, esto con fin de hacer un ajuste en la señal de salida y garantizar una curva lineal en la escala de trabajo, para este caso la entrada esta en un rango de 0 a 5VDC y la salida de 0 a 20mA.

Figura 37 : Conversor de tensión a corriente con ajuste y zero y span.



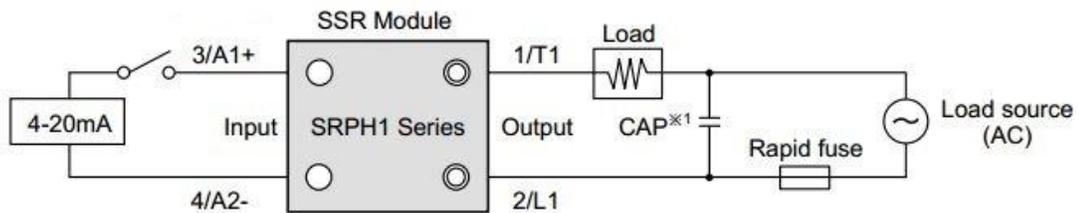
10.4.3 Ajuste de zero y span.

Se debe poner a la entrada del convertor, un nivel de tensión DC de 1V y se ajusta gradualmente RV1 hasta obtener 4mA de salida, luego se cambia la entrada por un valor de tensión de 5VDC y se ajusta gradualmente RV2 hasta obtener 20mA de corriente en la salida, estas corrientes actuarán como control de potencia por ángulo de fase a través del rele de estado sólido en el elemento calefactor de la cuna de calor radiante.

10.4.4 Rele de estado sólido SRPH1-A220 Autonics.

Este dispositivo se encarga de efectuar el control de potencia, sus modos de operación son: control de fase, control de ciclo y ciclo variable. Adicionalmente su entrada analógica de 4 a 20mA permite que una variación en su entrada se vea proporcionalmente reflejado en su salida, controlando el ángulo de fase para nuestro caso.

Figura 38: Conexión recomendada por el fabricante.

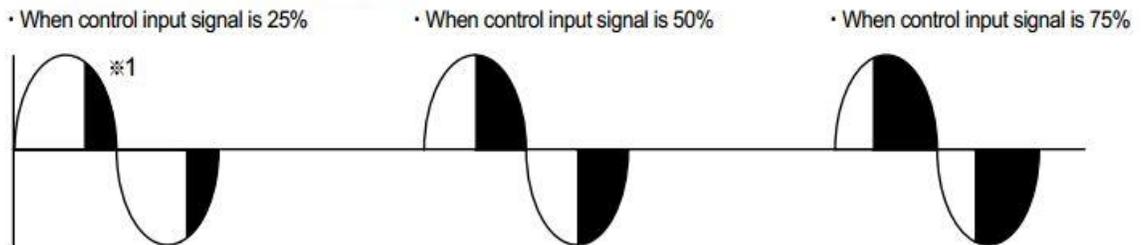


En la figura anterior se observa un esquema tipico para cablear este dispositivo, se recomienda emplear un capacitor de 1uF/250Vac para cargas desde 100-240Vac que ayuda a mejorar la compatibilidad electromagnetica y un fusible de activación rapida con el fin de proteger la integridad del dispositivo en caso de corto circuito.

Figura 39: Valores tipicos de control de potencia por angulo de fase.

○ **Phase control**

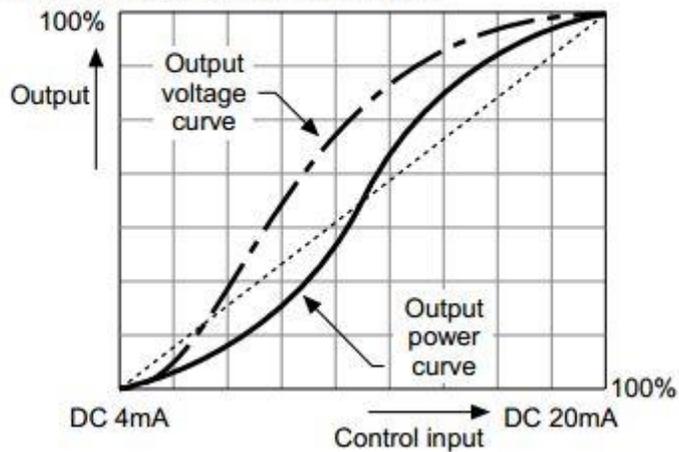
● **Output waveform of phase control**



En la figura 39 se observa la actuacion del control del angulo de fase, la parte negra de la formas de onda, es la salida en la carga.

Figura 40 : Control de salida del ángulo de fase proporcional a la señal de control de entrada (4-20mA).

● **Phase equality division type**

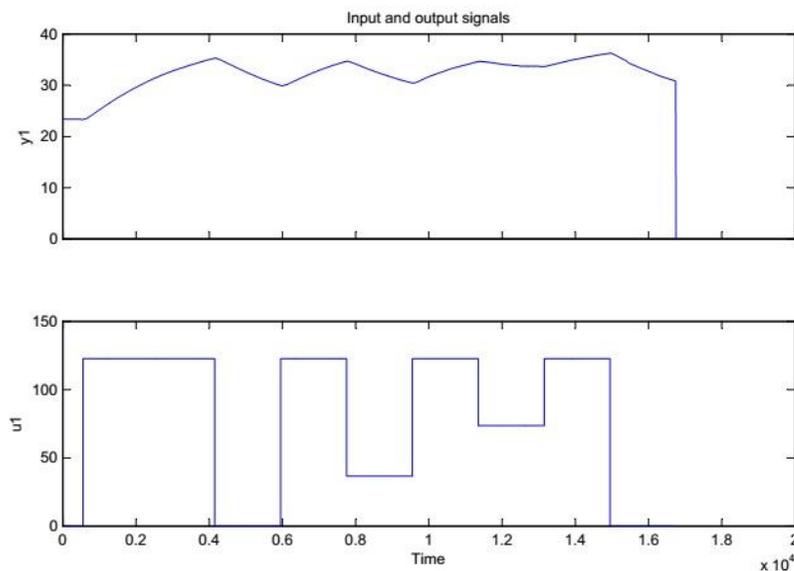


En la Figura 39 se observa como las curvas de potencia y voltaje no son completamente lineales, esto se debe a la acción de control por ángulo de fase, cuya curva si es lineal.

10.5 IDENTIFICACION FUNCION DE TRANSFERENCIA

Para la caracterización del sistema fue necesario establecer un método que permitiera identificar el comportamiento del sistema, esta caracterización se realizó mediante el Toolbox IDENT de Matlab, este Toolbox requiere previamente tener unos datos entrada y de salida, para ello se éxito el sistema con una señal de entrada pseudobinaria aleatoria con el fin de realizar la identificación del sistema y simular el controlador en lazo cerrado fuera de línea. A continuación se muestran las dos señales de entrada y salida para el sistema.

Figura 41 : Entrada y Salida de la Señal



Con los datos ingresados en el Toolbox de Matlab se obtuvo la siguiente función de transferencia:

H_est =

$$0.0025 z - 0.002458$$

$$\frac{\quad}{z^2 - 1.97 z + 0.97}$$

Sample time: 60 seconds

Discrete-time transfer function.

10.6 DISEÑO DEL CONTROLADOR POR UBICACIÓN DE POLOS

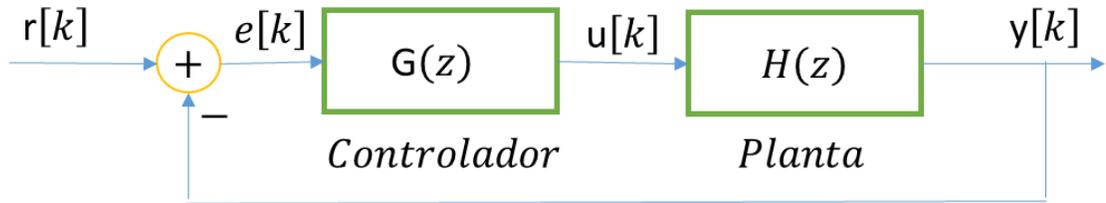
Con el diseño del controlador mediante el método de asignación o ubicación de polos, es posible situar todos los polos del sistema en lazo cerrado en un lugar determinado. Para aplicar este método es necesario comprobar que el sistema es de estado completamente controlable, ya que de otra forma, los polos no pueden ser ubicados arbitrariamente. Otra de las restricciones de la implementación del método de asignación de polos es que el sistema debe contar con sensores que brinden buenas mediciones del estado completo o, en su defecto, con un observador que estime las variables a las que no se tiene acceso.

Esto implica que para un sistema de orden n-ésimo, se tienen n constantes de retroalimentación, con las cuales es posible ubicar los polos del sistema en cualquier posición arbitraria. Los grados de libertad ofrecidos por el método de retroalimentación de estados hace que destaque entre otras técnicas de diseño como los del lugar geométrico de las raíces y las técnicas basadas en la respuesta en frecuencia (Franklin, Powell, y Emami-Naeini 2002). Sustituyendo la ley de control en la planta se obtiene la siguiente ecuación diferencial:

10.7 DISEÑO DEL CONTROLADOR

Para el diseño del controlador se utilizó ubicación de Polos con acción integral de acuerdo a nuestro sistema de segundo orden que fue el estimado y en el cual realizaremos el modelamiento matemático como sigue:

Figura 42: Figura Controlador



Planta

$$H(z) = \frac{b_1 z + b_2}{z^2 + a_1 z + a_2} = \frac{B(z)}{A(z)}$$

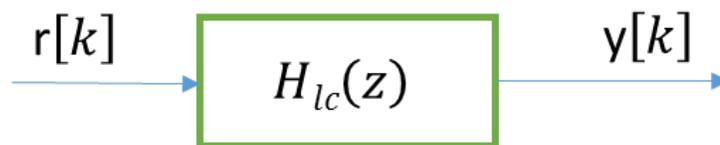
Ecuación 51

Controlador

$$G(z) = \frac{\overbrace{r_0 z^2 + r_1 z + r_2}^{R(z)}}{\underbrace{(z-1)(z-l)}_{L(z)}} = \frac{U(z)}{E(z)}$$

Ecuación 52

Figura 43 Modelo de Lazo cerrado



$$H_{LC}(z) = \frac{G(z).H(z)}{1 + G(z).H(z)} , \quad H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} , \quad G(z) = \frac{R(z)}{l(z)}$$

$$G(z) \times H(z) = \frac{R(z)}{l(z)} * \frac{B(z)}{A(z)}$$

$$H_{LC}(z) = \frac{Num}{Den + Num} = \frac{R(z) * B(z)}{\underbrace{l(z) * A(z) + R(z) * B(z)}}_{\Delta z \text{ denominador en lazo cerrado}}$$

Δz denominador en lazo cerrado

Ecuación 53

$$\Delta z = (z - 1)(z - l) * (z^2 + a_1 + a_2) + (r_0 z^2 + r_1 z + r_2) * (b_1 z + b_2)$$

$$\Delta z = (z^2(l - 1)z - l) * (z^2 + a_1 + a_2) + (r_0 z^2 + r_1 z + r_2) * (b_1 z + b_2)$$

$$\begin{aligned} \Delta z = & z^4 + (l - 1 + b_1 r_0 + a_1)z^3 \\ & + [a_2 + a_1(l - 1) - l + b_2 r_0 + b_1 r_1]z^2 \\ & + [a_2(l - 1) - a_1 l + b_2 r_1 + b_1 r_2] + [-a_2 l + b_2 r_2] \quad (1) \end{aligned}$$

Ecuación 54

Definiendo la respuesta deseada, se conocen los polos deseados de lazo cerrado:

z_1, z_2, z_3, z_4 .

$$\Delta d(z) = (z - z_1)(z - z_1)(z - z_3)(z - z_4)$$

$$\Delta d(z) = z^4 + \delta_1 z^3 + \delta_2 z^2 + \delta_3 z^1 + \delta_4 \quad (2)$$

Ecuación 55

La anterior ecuación muestra el polinomio deseados de lazo cerrado.

Si se hace una comparación entre los coeficientes las ecuaciones 1 y 2 se obtienen las ecuaciones para determinar los coeficientes del controlador.

$$z^3 \rightarrow l - 1 + b_1 r_0 + a_1 = \delta_1$$

$$l + b_1 r_0 = \delta_1 + 1 - a_1$$

Ecuación 56

$$z^2 \rightarrow a_2 + a_1(l - 1) - l + b_2 r_0 + b_1 r_1 = \delta_2$$

$$(a_1 - 1)l + b_2 r_0 + b_1 r_1 = \delta_2 a_1 - a_2$$

Ecuación 57

$$z^1 \rightarrow a_2(l - 1) - a_1 l + b_2 r_1 + b_1 r_2 = \delta_3$$

$$(a_2 - a_1)l + b_2 r_1 + b_1 r_2 = \delta_3 + a_2$$

Ecuación 58

Finalmente los términos independientes

$$-a_2 l + b_2 r_2 = \delta_4$$

Ecuación 59

Ahora se organizaran las ecuaciones anteriores en forma matricial

$$\underbrace{\begin{bmatrix} 1 & b_1 & 0 & 0 \\ a_1 - 1 & b_2 & b_1 & 0 \\ a_2 - a_1 & 0 & b_2 & b_1 \\ -a_2 & 0 & 0 & b_2 \end{bmatrix}}_M \underbrace{\begin{bmatrix} l \\ r_0 \\ r_1 \\ r_2 \end{bmatrix}}_X = \underbrace{\begin{bmatrix} \delta_1 + 1 - a_1 \\ \delta_2 a_1 - a_2 \\ \delta_3 + a_2 \\ \delta_4 \end{bmatrix}}_P$$

$a_1, a_2, b_1, b_2, \delta_1, \delta_2, \delta_3, \delta_4$ Son datos conocidos.

Ahora encontraremos las ecuaciones en Diferencias del controlador

$$G(z) = \frac{r_0 z^2 + r_1 z + r_2}{(z-1)(z-l)} = \frac{r_0 z^2 + r_1 z + r_2}{z^2 + (l-1)z - l} = \frac{U(z)}{E(z)}$$

$$G(z) = \frac{r_0 z^2 + r_1 z + r_2}{z^2 + (l-1)z - l} * \frac{z^{-2}}{z^{-2}} = \frac{r_2 z^{-2} + r_1 z^{-1} + r_0}{-l z^{-2} + (l-1)z^{-1} + 1} = \frac{U(z)}{E(z)}$$

Ecuación 60

$$U(z) * z^{-1} = u(k-1); E(z) * z^{-1} = e(k-1)$$

$$u[k] + (l-1)u[k-1] - l u[k-2] = r_2 e[k-2] + r_1 e[k-1] + r_0 e[k]$$

$$u[k] = (1-l)u[k-1] + l u[k-2] + r_0 e[k] + r_1 e[k-1] + r_2 e[k-2]$$

Ecuación 61

$$e[k] = r[k] - y[k] \rightarrow \text{error de seguimiento}$$

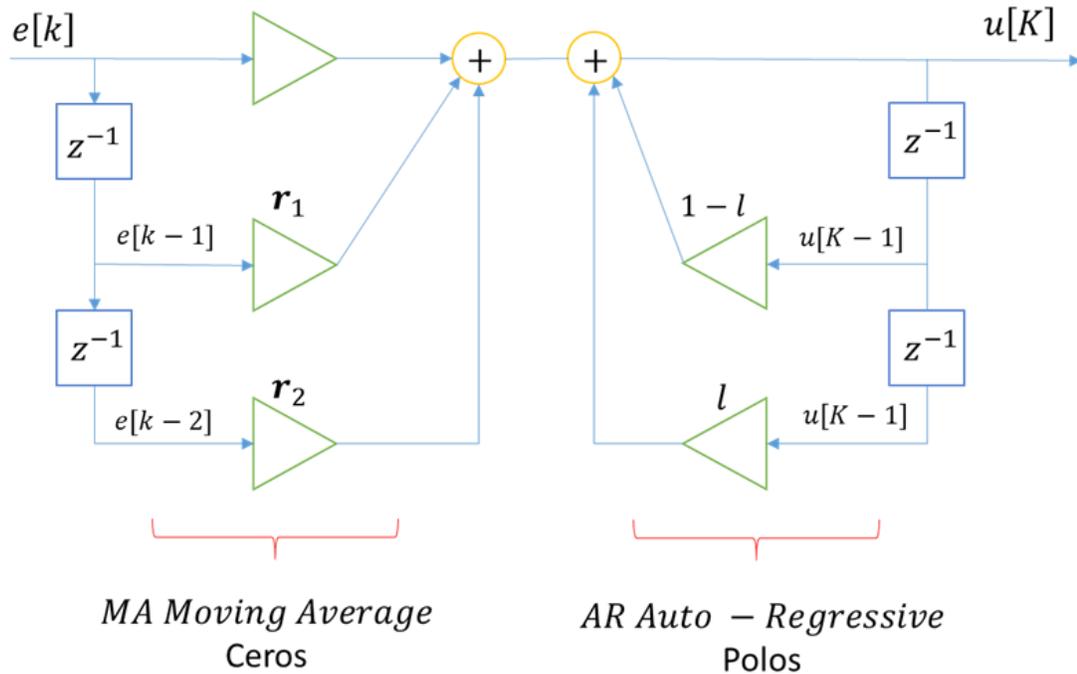
$$e[k-1] = r[k-1] - y[k-1]$$

$$e[k-2] = r[k-2] - y[k-2]$$

Ecuación 62

Su diagrama de bloques es el que corresponde a continuación:

Figura 44 : Diagrama de Bloques por Ubicación de Polos.



Finalmente hallaremos los parámetros de X de la Ecuación Matricial para darle solución al sistema.

$$\begin{bmatrix} l \\ r_0 \\ r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = M^{-1} * P \quad \begin{bmatrix} l = X(0) \\ r_0 = X(1) \\ r_1 = X(2) \\ r_2 = X(3) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 63}$$

Para nuestro modelo se realizó un análisis previo de la función de transferencia de la planta y se asumió que es un sistema de segundo orden con dos polos y dos ceros, esta función de transferencia fue estimada con una correlación del 91.04 % valor reportado por el Toolbox de Matlab, una vez con la función de transferencia estimada se procedió a obtener la función de transferencia del controlador Gz, luego se procede a calcular los parámetros, para esto lo más conveniente es indicar cuál es el valor del tiempo de establecimiento y el Máximo Sobreimpulso.

Luego con estos datos se calcula el coeficiente de amortiguamiento relativo (ζ) y la frecuencia natural ω_n . El paso siguiente es especificar los polos deseados en el plano s, en este caso se necesita 4 polos dado que nuestra función de lazo cerrado es de orden cuatro, dos de esos polos se hallan obteniendo el lugar de las raíces de $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$, los dos polos restantes se ubican estratégicamente para no demandar demasiada energía del sistema teniendo en cuenta la rapidez de la respuesta deseada, en este caso se eligieron en $-2\omega_n$ y $-3\omega_n$, tras realizar diferentes pruebas y observando el comportamiento en lazo cerrado en la simulación implementada en Simulink, posteriormente se hace el desarrollo matemático para calcular las ganancias del controlado r_0, r_1, r_2, l descrito anteriormente, por lo cual se obtuvo la siguiente función de transferencia del controlador Gz.

$$\begin{aligned} Gz = & \\ & \frac{4.842 z^2 - 9.522 z + 4.681}{z^2 - 1.981 z + 0.9812} \\ & \text{Sample time: 60 seconds} \\ & \text{Discrete-time transfer function.} \end{aligned}$$

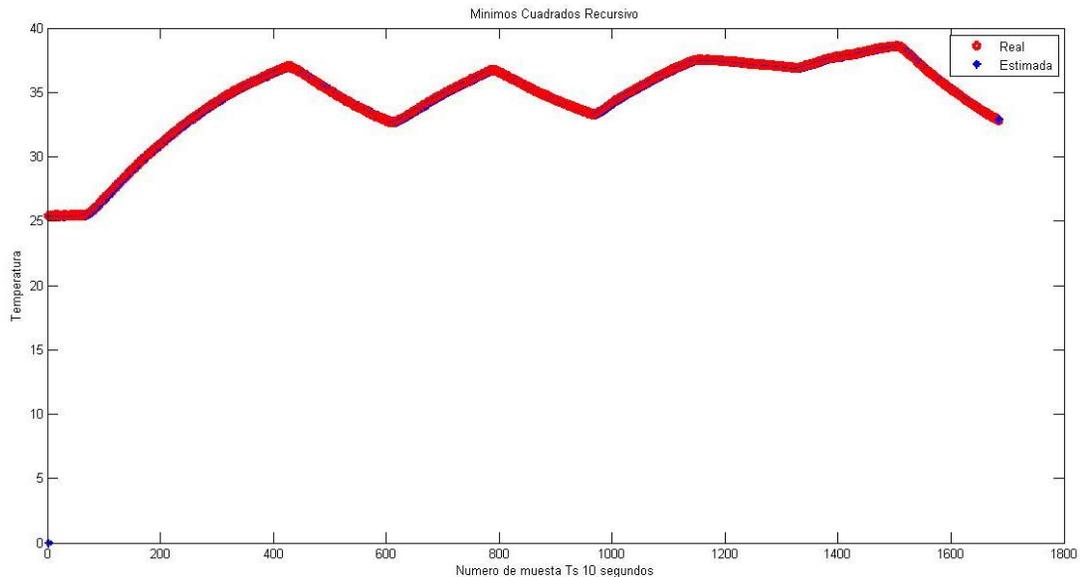
11. RESULTADOS

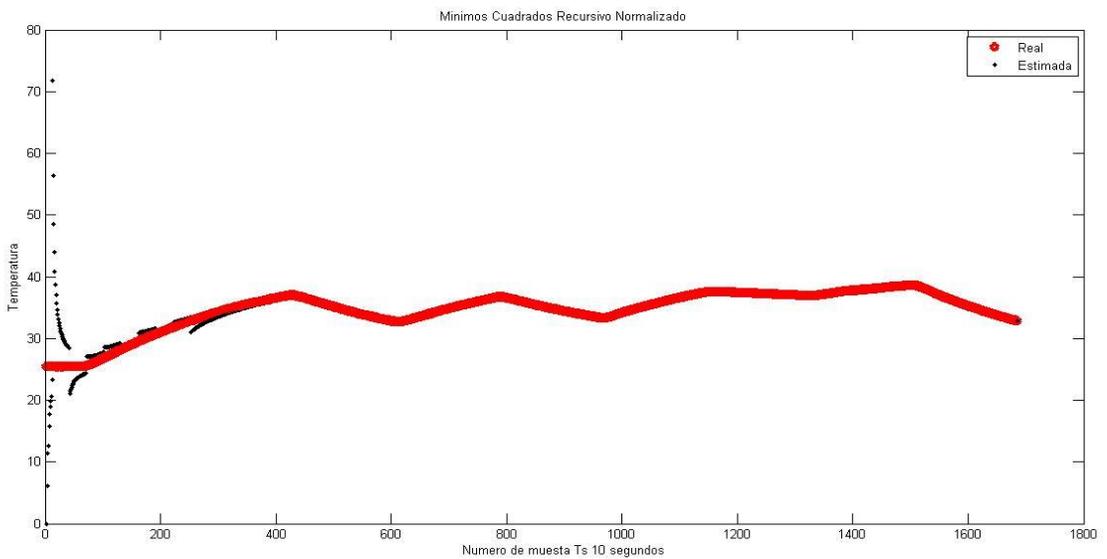
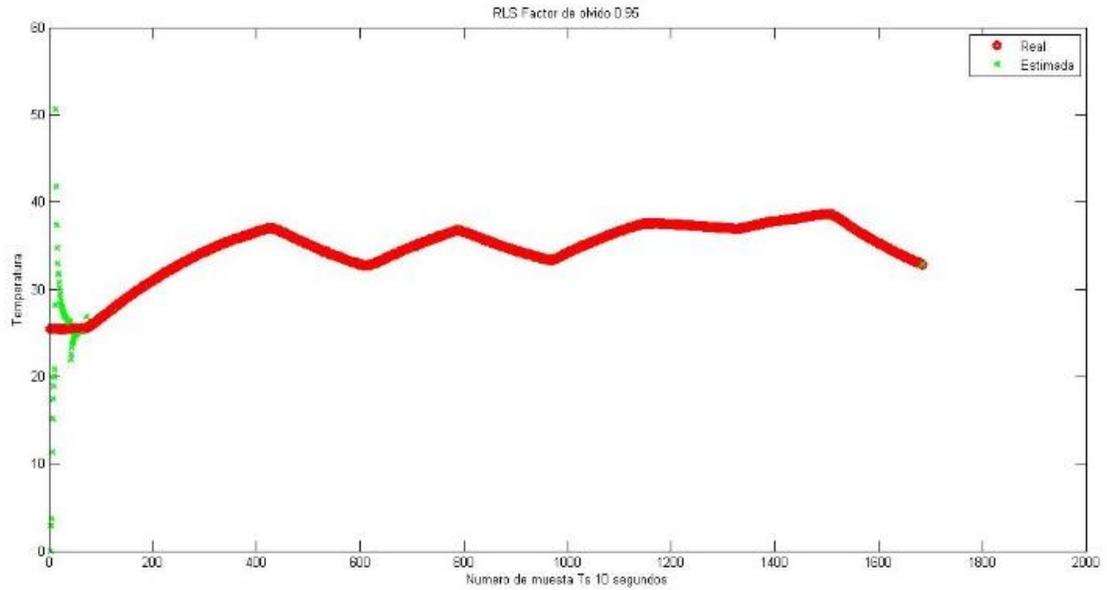
El objetivo de principal de este proyecto es diseñar e implementar un sistema de instrumentación y control para la variable de temperatura presente en la cuna de calor radiante CLINIWARM II, por lo cual fue necesario escoger una técnica de control en este caso Adaptativa por reubicación de polos que permitiera obtener un modelo que reprodujera la dinámica del sistema mediante la identificación de sus parámetros, es importante resaltar que el sistema identificado a pesar que tenga el mismo comportamiento del sistema físico, sus parámetros no se van a parecer en ningún momento a los parámetros calculados matemáticamente en el sistema físico.

11.1 ESTIMACION DE PARAMETROS EN LINEA

Para estos resultados lo que se hace es aprovechar el precalentamiento de la cuna, que es un espacio de tiempo que se le da para realizar una estimación previa de los parámetros iniciales que definen la función de transferencia estimada, como se comentó en el capítulo 10. En esta estimación de parámetros en línea se implementaron 3 de los 4 algoritmos investigados, RLS, RLS con factor de olvido y RLS Normalizado. A continuación mostraremos las gráficas de la estimación de los parámetros de cada uno de los algoritmos descritos anteriormente

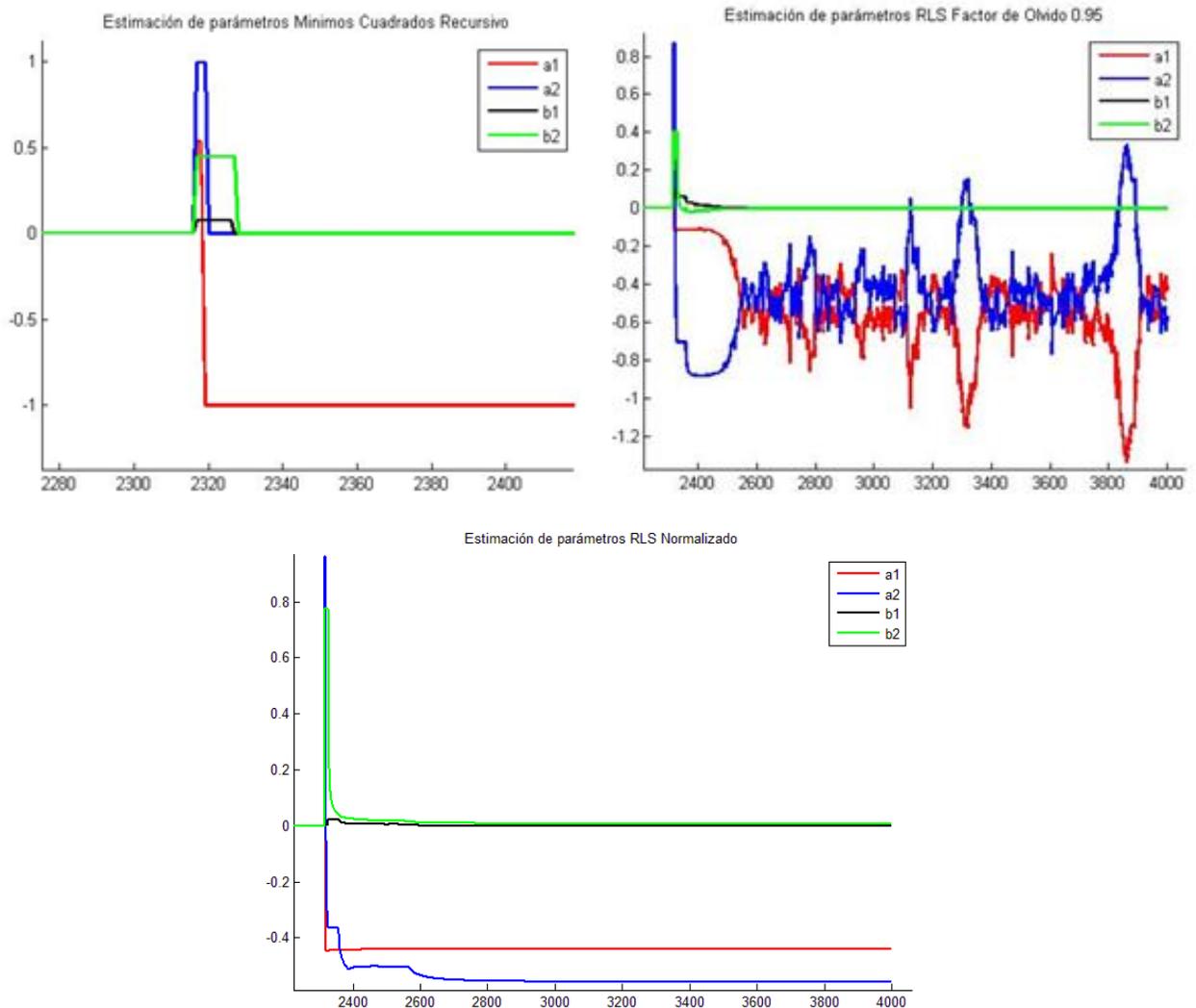
Figura 47 : Representación de los Algoritmos de Estimación





Si observamos cada uno de los gráficos que se obtuvieron en la implementación de los algoritmos, notamos que todos responden efectivamente en la estimación de la salida; no obstante, una vez obtenidos los parámetros del modelo, se realizó la validación de su funcionamiento cambiando los parámetros y observando cómo se estabilizan gráficamente, para lo cual se obtuvo las siguientes respuestas:

Figura 48: Evolución Paramétrica



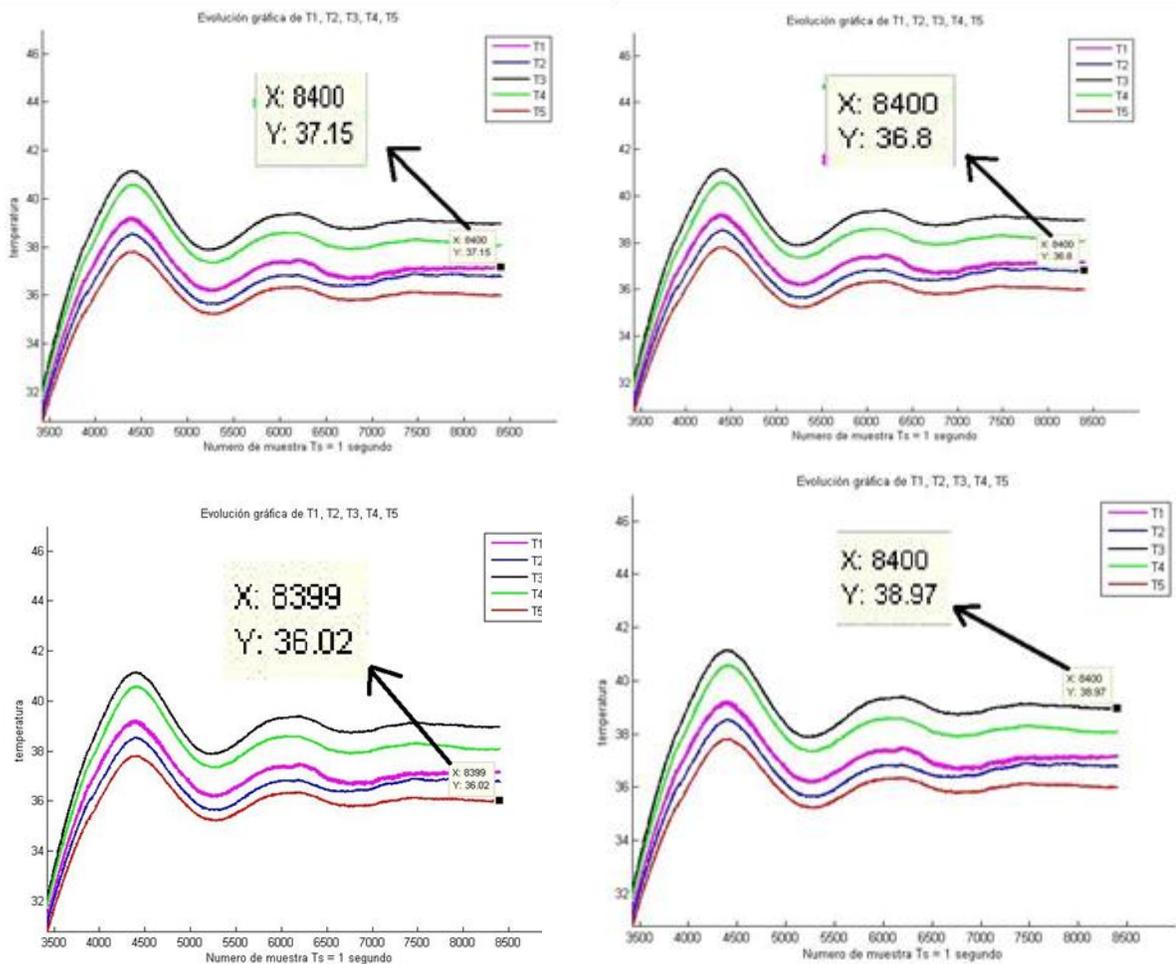
El único algoritmo que cumplió nuestras expectativas, fue el RLS normalizado pues a pesar de que se variaron los parámetros el sistema logro estabilizarse sin problemas. En estas pruebas lo que buscamos es que se generara el mínimo error cuadrático de proyección ortogonal sobre el modelo, garantizando así unos parámetros estables y por consiguiente poder decir que se obtuvo la suficiente información del modelo, con los otros dos algoritmos la información obtenida no nos aportaba nada pues su evolución paramétrica es totalmente inestable y por lo tanto se descartaron.

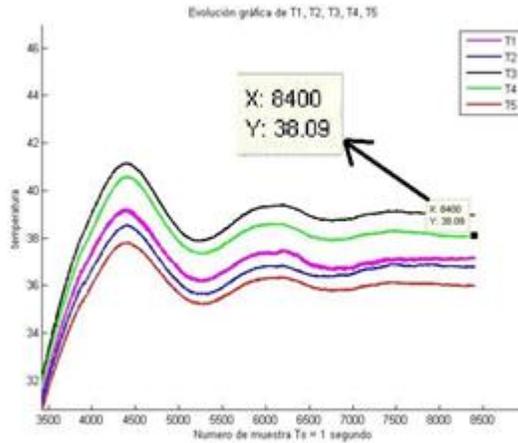
11.2 RESULTADOS OBTENIDOS VALIDANDO LA NORMA

Al realizar la validación de los resultados obtenidos con los incisos de la Norma NTC-IEC 60601-2-21 descritos en el capítulo anterior, se encontró una no conformidad en la precisión de los datos de funcionamiento, según el inciso 50.102 que dice explícitamente:

“La diferencia entre la temperatura media en el centro y la temperatura media del dispositivo de ensayo de cualquiera de los otros dispositivos que forman la carga de ensayo no debe exceder 2 ° C.”

Figura 49: Verificación de temperaturas en los discos de ensayo





Si se revisa la respuesta de cada una de las gráficas, la temperatura de los discos de ensayo T4 y T3 se encuentra por encima de los 2 °C, por lo cual se evidencia un problema de diseño en la distribución de la temperatura sobre el colchón y debido a esto se realiza la recomendación al fabricante para que revise su diseño mecánico.

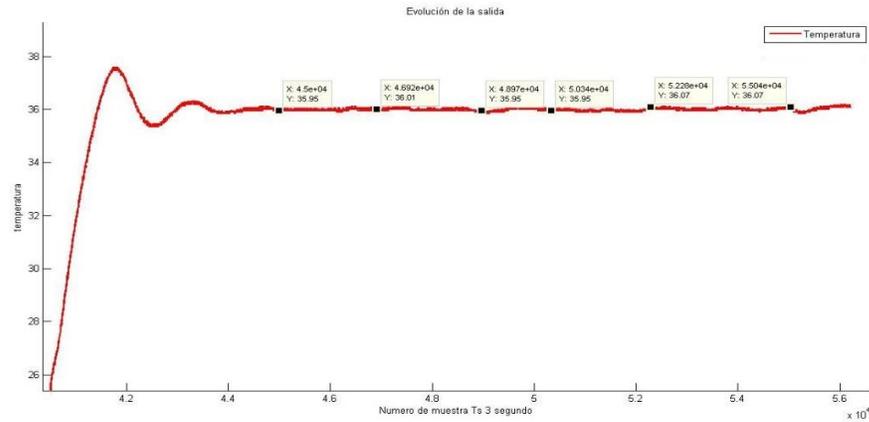
En el segundo inciso **50.103** se debe verificar que el equipo trabajando en el modo bebe controlado con una orientación del colchón horizontal, la temperatura medida por el sensor de temperatura cutánea no debe diferir de la temperatura de control en más de 0,5 °C. En la figura 50 se observan los resultados obtenidos donde se verifico el seguimiento al valor de referencia o al valor de temperatura de control, en este caso 36.0 °C. La gráfica presenta los valores reales en el sensor de temperatura cutánea. El controlador no presenta dificultad en adaptarse al valor de referencia, excepto en el momento en el que se está alcanzando el valor de estabilidad térmica dado que es natural que se presente un sobre un sobre impulso y un par de oscilaciones antes de estabilizarse la salida.

Figura 50 : Sistema de adquisición de datos y STR físico.



En la imagen anterior vemos físicamente el computador que se encarga de hacer la estimación on line y de generar la señal de control U , además del patrón de medida para verificar la precisión de los datos y la planta física de la cuna de color radiante.

Figura 51: Verificación de temperatura cutánea en Modo Bebe Controlado



El comportamiento de la planta consigue darle buen seguimiento al modelo deseado, en la Figura 52 se muestra el comportamiento de la evolución paramétrica, los picos que se observan se producen inmediatamente cuando el algoritmo de control adaptativo comienza a iterar, sin embargo, los parámetros se estabilizan rápidamente en parte a que los valores para inicializar el algoritmo de estimación RLS Normalizado fueron previamente definidos, estos se identificaron cuando se pusieron a prueba los algoritmos de estimación On Line, este procedimiento se muestra al inicio de este capítulo, posteriormente se muestra en la figura 53 la señal de entrada u calculada por el controlador y la señal u escalada para transmitir este valor a la etapa de potencia, a través del protocolo de comunicación SPI.

A continuación verificaremos la evolución paramétrica y la señal de entrada u .

Figura 52 : Evolución Paramétrica del Controlador

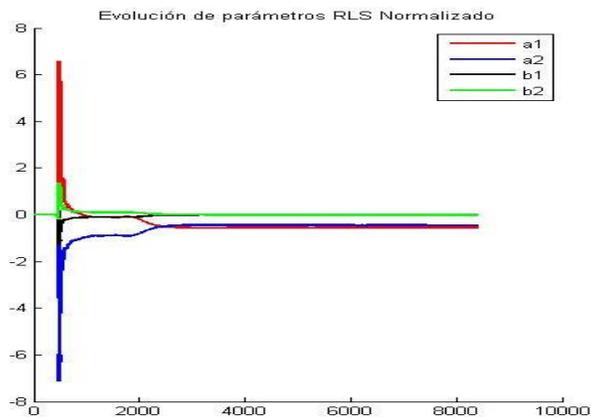
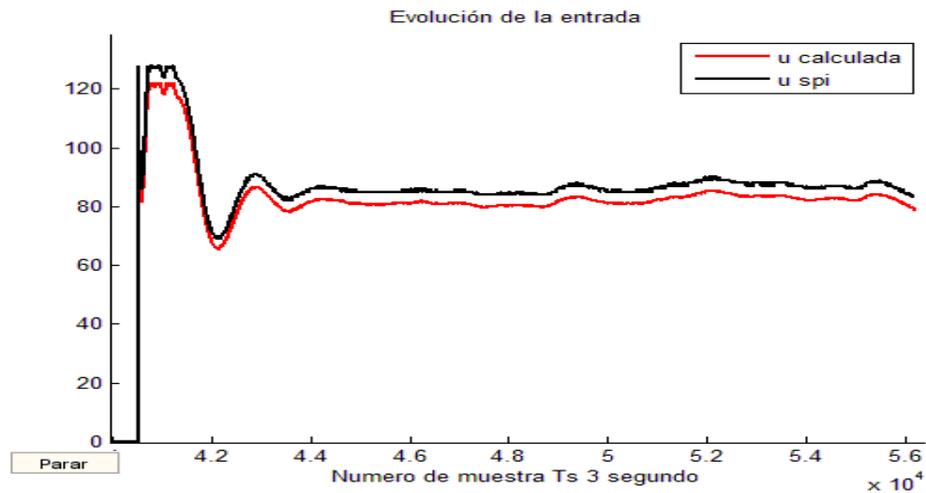


Figura 53: Evolución de la señal de entrada u



Para complementar la validación de los resultados que se acaban de mostrar se procedió a realizar la medición de la temperatura en el disco de ensayo T5 empleando un termómetro digital cuya marca es A W SPERRY modelo DT- 503 usado como patrón, este equipo se caracteriza por tener una resolución de $0.1\text{ }^{\circ}\text{C}$ y una precisión $\pm(0.05\% \text{ rgd } +0.3\text{ }^{\circ}\text{C})$ para un rango de temperatura desde -50°C hasta 1370°C utiliza una termocupla tipo k como sensor de medida. Se ubicó el sensor justo en el centro del disco de ensayo aplicando un poco de pasta térmica para de esta manera garantizar una buena conductividad térmica, en la figura 54 se puede apreciar el valor reportado por el patrón justo en el intervalo de tiempo en el que se realizó la captura de datos para verificar la conformidad de la norma, adicionalmente se observa la ubicación del sensor de temperatura sobre el disco de ensayo.

Figura 54: Validación de temperatura con patrón



Finalmente se verifica la precisión de los datos con respecto al patrón; Claramente se observa buen seguimiento al valor de referencia $36.0\text{ }^{\circ}\text{C}$, además de una excelente aproximación al valor de temperatura real, en donde juega un papel ampliamente importante el sistema de adquisición y acondicionamiento de señales.

11.3 COMPORTAMIENTO ANTE PERTURBACIONES

Se registró el comportamiento del sistema introduciendo una perturbación en un instante de tiempo aleatorio mientras la salida del sistema se encontraba en estado estacionario, como se muestra en la figura 55, para lo cual se introdujo una bolsa con aproximadamente 2 litros de agua previamente calentada a una temperatura aproximada al valor de referencia $36.0\text{ }^{\circ}\text{C}$, en la figura 56. Se distingue que la respuesta del sistema decae hasta $35.0\text{ }^{\circ}\text{C}$ y se incrementa hasta $37.4\text{ }^{\circ}\text{C}$ en el momento en el que se produce la perturbación pero se logra que la señal de entrada u sea modificada con el fin de mantener la acción integral de controlador, esta respuesta se evidencia en la figura 57.

A pesar de que existen cambios en la salida del sistema cuando se introduce una perturbación estos valores de temperatura no son peligrosos en el caso de esta sea originada por la introducción de un recién nacido. El comportamiento de los parámetros se observa figura 58, al presentarse un cambio en la dinámica del sistema a_1 tiende a disminuir y a_2 tiende a aumentar, luego ambos se estabilizan, se adaptan y se comprueba el funcionamiento del control adaptativo o regulador autoajutable STR.

Figura 55: Perturbación en el sistema



Figura 56 : Perturbación



Figura 57: Evolución de la señal de entrada ante una perturbación

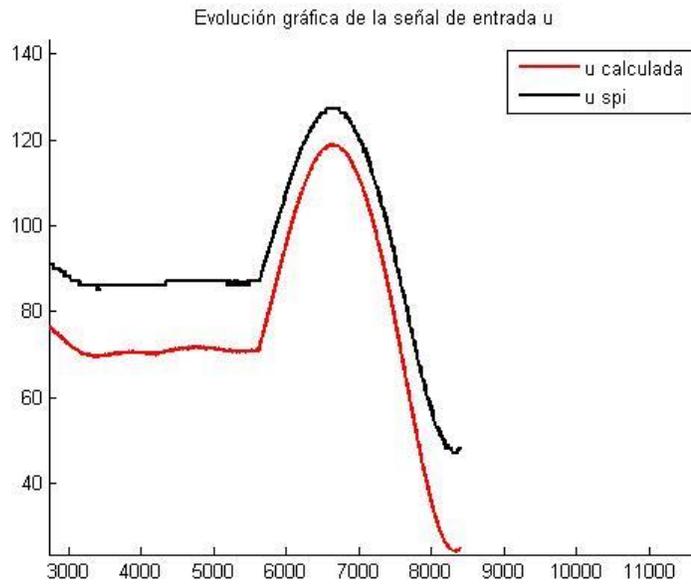
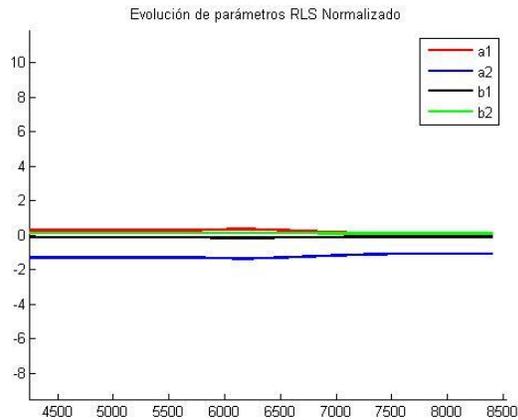


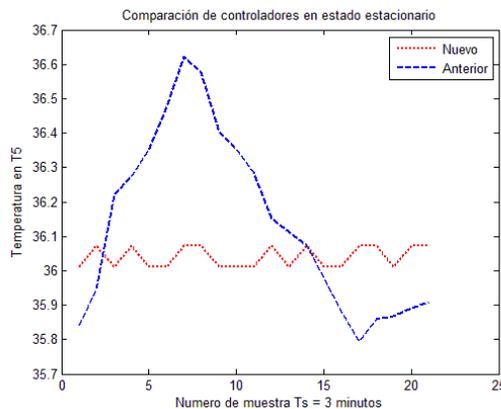
Figura 58 : Evolución de los parámetros ante una perturbación



11.4 COMPARACIÓN CONTROLADORES ON-OFF Y ADAPTATIVO

Se realizó una comparación en estado estacionario del controlador presente en la CLINIWARM II y el controlador autoajutable que se acaba de diseñar e implementar. Este procedimiento se hizo en base al inciso 50.102 de la NTC-60601-2-21, donde explícitamente dice "Tómese al menos 20 lecturas de cada dispositivo de ensayo a intervalos regulares sobre un periodo de 60 min", se tomaron dichas muestras y se graficaron. En la figura 58 se nota claramente las variaciones de temperatura en el control on-off; esto se debe a que este tipo de controlador no es el más adecuado para esta aplicación, dado que la diferencia entre el valor de referencia y el valor real de temperatura supera lo establecido en la norma, contrario a lo que pasa cuando observamos el control adaptativo, en este caso es la línea punteada roja, en donde las variaciones son menores a 0.1 °C y se evidencia la acción integral del STR, cumpliendo y excediendo los valores estipulados por la norma "+0.5 °C".

Figura 59 : Comparación de controladores



12. CONCLUSIONES GENERALES

- Se desarrolló un sistema de instrumentación y control, capaz de cumplir con los requerimientos establecidos con la norma NTC IEC 60601-2-21 y más concretamente los encisos **50.102** y **50.103**, en donde se verificó el correcto funcionamiento del sistema de adquisición de datos, acondicionamiento de señal, etapa de potencia y algoritmos para la implementación de un controlador fino de temperatura en una cuna de calor radiante, alcanzando así el objetivo general propuesto en este proyecto.
- Para llevar a cabo una correcta estimación de parámetros es estrictamente necesario hacer un análisis previo de los datos capturados, buscando minimizar la presencia de ruido y datos atípicos que se puedan presentar, para esto se trabajó inicialmente analizando el histograma de un conjunto de muestras, donde se detectó problemas en el tiempo de multiplexación, ya que no era suficiente para que la tensión del capacitor empleado en el filtro pasivo a la salida de la tarjeta de acondicionamiento de la señal alcanzara su valor estacionario, ocasionando dispersión de los datos, este problema se solucionó reduciendo el valor del capacitor y aplicando un filtro promediador de un conjunto de 10 datos.
- Utilizar arduino fue de gran ventaja, siendo una plataforma de desarrollo económica y de software libre, sus funciones para comunicarse con el hardware y leer datos del conversor análogo digital son sencillas, reduciendo notablemente el tiempo de desarrollo.
- La integración de Matlab y arduino, permitió establecer un ambiente de desarrollo sencillo, donde la realización de los algoritmos, visualización y análisis de datos fueron implementados eficazmente, lo que permitió un avance continuo y facilitó la depuración del código fuente.
- Los avances tecnológicos en el desarrollo de circuitos integrados de la actualidad se usaron en este proyecto y fueron de gran ayuda, porque simplificó y redujo los componentes electrónicos necesarios para la realización de este proyecto.
- Se pudo comprobar que la identificación de parámetros es una herramienta muy útil para el modelamiento de un sistema, dado que se ajustan eficientemente a

la dinámica del sistema, lo que hace que el control sea más robusto en comparación a un sistema modelado en base a leyes físicas.

- Es importante hacer una buena elección del tiempo de muestreo debido a que si se define muy grande es posible que el control del sistema se pierda, ya que la excitación de la señal de entrada u permanece constante durante un intervalo de tiempo prolongado, ahora bien si se define un tiempo de muestreo muy corto la magnitud de la señal de entrada u aumentaría considerablemente y lo más posible es que entre en estado de inestabilidad, por consiguiente para elegir el tiempo de muestreo y los polos adecuados se hace necesario realizar pruebas experimentales hasta encontrar una respuesta que se acerque al comportamiento deseado.
- Existen diversos tipos de algoritmos para la estimación de parámetros, en nuestro caso se implementaron varios de ellos y se observó que todos lograban realizar la estimación de la salida de la planta, se podría llegar a pensar que cualquiera de estos permitiría adaptarse a la técnica de control elegida, pero realmente es cuando se analiza la evolución paramétrica, que podemos determinar cuál algoritmo es el que nos aporta la información suficiente, para implementar un controlador adaptativo que se ajuste a los requerimientos del comportamiento deseado.
- Para el proceso de identificación del presente proyecto se ha utilizado el método de mínimos cuadrados recursivos normalizado, este eliminó el problema de acondicionamiento numérico en la estimación de los parámetros, generando el mínimo error cuadrático de proyección ortogonal sobre el modelo, garantizando así, una evolución paramétrica estable, que no fue posible alcanzar con los métodos de estimación RLS y RLS con factor de olvido.

13. RECOMENDACIONES

- Se recomienda al fabricante de la Cuna de calor radiante CLINIWARM II, realizar un ajuste mecánico en el elemento calefactor donde se busque mejorar la uniformidad de la distribución de temperatura sobre el colchón de la cuna.
- Se recomienda al fabricante que tenga en cuenta, el avance alcanzado del controlador fino de temperatura para que continúe con el desarrollo e implementación de una interfaz gráfica, que permita ajustar rápida e intuitivamente los parámetros de configuración para la operación de la cuna de calor radiante y que cumpla con lo establecido por la norma NTC IEC 60601-2-21.
- Se puede mejorar el rendimiento del ambiente de desarrollo, si se trabajara con una plataforma que cuente con mayor rapidez de su señal de reloj, porque permite que los algoritmos se ejecuten con mayor velocidad.
- Actualmente existen otras referencia de arduino que poseen mayor resolución en los convertidores análogos digitales e incluso con salidas de conversores digital análogo, como el arduino due y con una frecuencia de reloj de 84 Mhz, lo que podría simplificar a un más el circuito de la etapa de potencia y proveer una mejor exactitud en la lectura y escritura de datos.
- Se recomienda limitar la cantidad de datos que son enviados a través del protocolo de comunicación serial, debido a que esto consume tiempo que se podría utilizar haciendo otras tareas o incrementando la velocidad de ejecución de los algoritmos.
- Se podría eliminar la necesidad de tener un computador dedicado para la ejecución de estos algoritmos, si se trabajara con un sistema embebido que integre la ejecución del controlador e interfaz de usuario o HMI.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Manual de habilitación de prestadores de servicios de salud, Hoja N° 93, Ministerio de salud y protección social, Res., 00001441, Colombia, Mayo, 2013.
- [2] L. C. WROBEL, M. K. GINALSKI, A. J. NOWAK, D. B. INGHAM, A. FIC "An overview of recent applications of computational modelling in neonatology" Phil. Trans. R. Soc. A(2010)368, 2817–2834.
- [3] P. J. Ruiz, V. Soto, M. Yapur "Diseño e implementación de un sistema de cuna radiante" Eng., tesis, Dept., Electron., Comp., Escuela Superior Politécnica del litoral, Ecuador. 2009
- [4] C. A. Zamorano, G. C. González, J. F. Ortega, H. A. Baptista, L. A. Fernández, "Control térmico en el recién nacido pretérmino" Perinatología y reproducción humana, Art., Vol., 26, Núm., 1. pp. 43-50, Feb., 2012
- [5] W. Torell, V. Avelar, "Tiempo medio entre fallas: explicación y estándares" interno N° 78, APC legendary Reability, W. Kingston, Rodhe Island, 2004.
- [6] Particular requirements for the basic safety and essential performance of infant radiant warmers, IEC 6061-2-2,1 Feb., 2009.
- [7] P. C. Zuñiga "Control de temperatura corporal de un recién nacido para el prototipo de equipo de soporte de vida neonatal" Eng., Electro., tesis, Pontificia, Univ., Católica del Peru, Lima, Marzo. 2012
- [8] Dr. L. H. González, "Termorregulación en recién nacido" Manual neonatología, Servicio neonatología, Univ., Chile, Nov., 2001.
- [9] K. Thonsom , "Termorregulación in Neonates" Neonatal network, 13 (2) 15-22, 1994.
- [10] V. Singh "Design and Development of Micro controller Based Temperature and Humidity Controller for Infant Incubator" Master Eng., tesis, Dept., Elec., Eng., Thapar Institute of Eng., Tech., Patiala, June, 2006.
- [11] N. Dodman, "Newborn Temperature Control" Neonatal Network. 19- 23, June, 1987.
- [12] S. Dollberg, S. Demarini, EF. Donovan, SB. Hoath, "Maturation of thermal capabilities in preterm infants" Am J Perinatol, 17: 47-51, 2000.

- [13] R. Pallás, “Sensores y acondicionamiento de señal” Ed. 4º, Barcelona España, 2003.
- [14] F. E. Valdés, R. Pallás, “Microcontroladores: fundamentos y aplicaciones con pic” ISBN: 84-267-14XX, España, 2007.
- [15] [Citado el 1 de Noviembre de 2010] Disponible en < http://www.sld.cu/pdf/sitios/williamsoler/consenso_termoreg.pdf >
- [16] Versión en inglés revisada por: Neil K. Kaneshiro, MD, MHA, Clinical Assistant Professor of Pediatrics, University of Washington School of Medicine. Also reviewed by David Zieve, MD, MHA, Medical Director, A.D.A.M., Inc.
- [17] J. W. Kemdig, « Hypothermia in Neonates,» Enero 2015. [En línea]. Available: http://www.merckmanuals.com/professional/pediatrics/perinatal_problems/hypothermia_in_neonates.html.
- [18] K. OGATA, Ingeniería de Control Moderna. Educación Pearson, Tercera Edición, 1998.
- [19] J. G. PROAKIS y D. G. MANOLAKIS, “Tratamiento Digital de Señales”Ed. 3. Prentice Hall,.
- [20] K. ASTROM, B. Wittenmark , Computer Controlled Systems Theory and Design , Prentice Hall , 1995.
- [21] J. SILVA, D. Aniruddha y P. S. BHATTACHARYYA, PID Controllers for Time-Delay Systems. Birkhäuser.
- [22] K. OGATA, Sistemas de Control en Tiempo Discreto. Prentice Hall, Segunda Edición, 1996.
- [23] F. R. Rubio, M. J. López, *Control Adaptativo y Robusto*. Universidad de Sevilla, 1996, pp. 27-44.
- [24] S. SASTRY, M. BODSON, Adaptive Control: Stability, Convergence and Robustness. Prentice Hall. USA. 1989
- [25] J. V. Bobál, J. Bohm, J. Fessl and J. Macháček, *Digital- Self-tuning Controllers*, Springer, 2005, pp. 26-50.
- [26] K. J. Astrom and B. Wittermark, Adaptive Control, 2nd ed. Dover Publications, 2008.

ANEXOS

A.1. CODIGO DE ESTIMACION Y CONTROL ADAPTATIVO PRESENTADOS EN FORMATO DIGITAL.