



PONTIFICIA **UNIVERSIDAD CATÓLICA** DEL PERÚ

Esta obra ha sido publicada bajo la licencia Creative Commons  
Reconocimiento-No comercial-Compartir bajo la misma licencia 2.5 Perú.

Para ver una copia de dicha licencia, visite  
<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/2.5/pe/>



# PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ

## FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA



PONTIFICIA  
**UNIVERSIDAD  
CATÓLICA**  
DEL PERÚ

### REDISEÑO DE UN TERMOCICLADOR PARA LA REPLICACIÓN DEL ACIDO DESOXIRRIBONUCLEICO (ADN)

Tesis para optar el Título de Ingeniero Electrónico, que presenta el bachiller:

Jorge Martín Palma Lara

**ASESOR: Ing. Willy Carrera Soria, Dra. Sayda Mujica**

*Lima, Abril del 2010*

## RESUMEN

El presente trabajo se basa en el rediseño de un Termociclador para la replicación de ADN, empezando por la explicación de los procesos de replicación del ácido desoxirribonucleico, como sus características, condiciones y su desarrollo tecnológico, también en el uso aplicativo del Termociclador empleado en dicho proceso de replicación.

Para llevar a cabo la síntesis del ácido desoxirribonucleico (ADN) in vitro, se utiliza un dispositivo electrónico llamado Termociclador. Este equipo regula automáticamente la temperatura y el tiempo para completar un ciclo de PCR (siglas en inglés Polimerase Chain Reaction) de manera tal, que la secuencia se repita durante el tiempo programado, de acuerdo al interés del investigador.

Para la parte electrónica se presenta como solución a este rediseño un diagrama de bloques, en el cual presenta las partes a conformar de un Termociclador, estas se diferencian en etapas como son: Control, Potencia, Sensado, Comunicación serial, entradas y salidas de datos, fuente de alimentación y diagrama de flujo del funcionamiento del equipo. Para corroborar los cálculos efectuados y la selección de componentes electrónicos en cada una de las etapas mencionadas, se desarrolla la simulación, empleando diferentes programas de simulación como se mencionan en el presente trabajo.

## INDICE

INTRODUCCIÓN.....	3
1. CAPITULO 1: PROCESO DE REPLICACION DE ADN.....	5
1.1 Generalidades sobre la replicación de ADN.....	5
1.2 Proceso de Replicación.....	5
1.3 Técnica de la Reacción en Cadena de la Polimerasa (PCR)....	7
1.4 Equipo empleado para la PCR.....	9
1.5 Detalles de los equipos que se utilizan para la replicación de ADN.....	11
2. CAPITULO 2: EL TERMOCICLADOR UTILIZADO EN EL PROCESO DE REPLICACION DE ADN.....	12
2.1 Estado del Arte.....	12
2.1.1 Presentación del asunto de estudio.....	12
2.1.2 Estado de la investigación.....	12
2.2 Variables Externas.....	14
2.3 Variables Internas.....	15
2.4 Análisis de la problemática.....	17
2.5 Modelo teórico.....	17
2.6 Hipótesis de la Investigación.....	18
2.6.1 Hipótesis Principal.....	18
2.6.2 Hipótesis Secundarias.....	19
2.7 Objetivos de la Investigación.....	19
2.7.1 Objetivos Generales.....	19
2.7.2 Objetivos Específicos.....	19
2.8 Universo y Muestra.....	20
2.9 Información para el desarrollo del sistema.....	20
3. CAPITULO 3: REDISEÑO DEL EQUIPO TERMOCICLADOR COMO SOLUCION A LA PROBLEMÁTICA.....	21
3.1 Diagrama del sistema planteado.....	21
3.2 Etapa de Control.....	25
3.3 Etapa de Potencia.....	29

3.4	Sensado de Temperatura.....	40
3.4.1	Etapa de sensado de temperatura.....	40
3.4.2	Etapa de acondicionamiento de la señal del sensor..	44
3.4.3	Etapa del Amplificador de Instrumentación.....	53
3.4.4	Etapa de Filtro pasa bajo.....	60
3.5	Comunicación del micro controlador con la PC a través de una comunicación serial.....	67
3.6	Etapa de ENTRADA/SALIDA.....	68
3.7	Fuente de alimentación.....	73
3.8	Diagrama de Flujo del Programa del Termociclador.....	84
4.	CAPITULO 4: SIMULACIÓN DEL TERMOCICLADOR.....	87
4.1	Simulación del Software de control de temperatura.....	87
4.2	Simulación del sensado de temperatura.....	88
4.3	Manejo de las celdas Peltiers.....	91
	CONCLUSIONES.....	93
	RECOMENDACIONES.....	94
	BIBLIOGRAFIA.....	95
	ANEXOS	

## INTRODUCCIÓN

El ADN es el soporte físico que contiene toda la información genética de un organismo vivo, en donde un gen es un segmento de ADN que tiene una determinada función y está constituido por una secuencia específica de bases químicas. Para llevar a cabo la síntesis de ADN in Vitro se utiliza un equipo electrónico llamado termociclador, es un equipo que regula automáticamente la temperatura y los tiempos del proceso para completar un ciclo de PCR (del inglés Polymerase Chain Reaction o en español Reacción en Cadena de La Polimerasa). En nuestro país, los Termocicladores, debido a su alto costo, casi no se usan y por consiguiente, no tenemos muchas investigaciones sobre Ingeniería Genética. En el sector salud, por ejemplo, equipos como éste pueden aportar en los análisis de enfermedades causadas por virus, bacterias y demás infecciones. Esto también hace, que no se haya desarrollado la experticia necesaria para su uso y amplias aplicaciones.

La diversidad de los equipos Termocicladores, que se encuentran en el mercado internacional es inmensa, lo último es el TRobot, un termociclador que puede integrarse en un sistema automatizado, por ejemplo, el robot retira las muestras, cuando el proceso ha terminado este equipo fue desarrollado por Biometra. [1]

El presente trabajo de investigación corresponde a la fase III en el desarrollo del diseño de un prototipo de termociclador, que se viene trabajando dentro de las actividades del Grupo de Desarrollo de Equipos para Laboratorio -Equi-LaB.

El prototipo producto del presente trabajo se ocupa del rediseño del hardware y software y de la bandeja porta muestras desarrollados en la fase I y II con el objetivo de cumplir con las características de los equipos comerciales; al mismo tiempo, se desarrollan capacidades técnicas nacionales, para la posterior implementación y monitoreo del prototipo.



## CAPITULO 1:     PROCESO DE REPLICACION DE ADN

### 1.1     Generalidades sobre la replicación de ADN

El ADN es el soporte físico, que se encuentra en las células de todos los seres vivos y que contiene toda la información genética de cada organismo. Para su replicación la célula realiza el proceso de replicación del ADN.

Hace más de 30 años, la introducción de la tecnología de ADN recombinante como una herramienta para las ciencias biológicas revolucionó el estudio de la vida. La reproducción molecular permitió el estudio de los genes individuales de organismos vivos; sin embargo esta técnica era dependiente de la obtención de una cantidad relativamente grande de ADN puro. Los procesos que para este fin se realizaban eran extremadamente laboriosos y difíciles en el caso de obtención de ADN's específicos, especialmente cuando se trataban de masa de genes en la muestra biológica.

### 1.2     Proceso de Replicación

El proceso de replicación de ADN (ácido desoxirribonucleico) es la base de la herencia del material genético. Se basa en la duplicación de la información genética y su posterior división, ya que en toda célula que va a dividirse la molécula de ADN debe duplicarse, para poder repartirse por igual en cada una de las células hijas. Para ello las dos cadenas complementarias que componen la doble hélice de ADN (*molécula madre*) deben separarse para poderse formar dos

nuevas cadenas, cada una de las cuales es complementaria a una de las cadenas de la molécula madre. (Ver Figuras 1 y 2)

Así, la molécula de ADN de cada célula forma una doble hélice que presenta una cadena vieja procedente de la molécula madre y otra recién sintetizada.

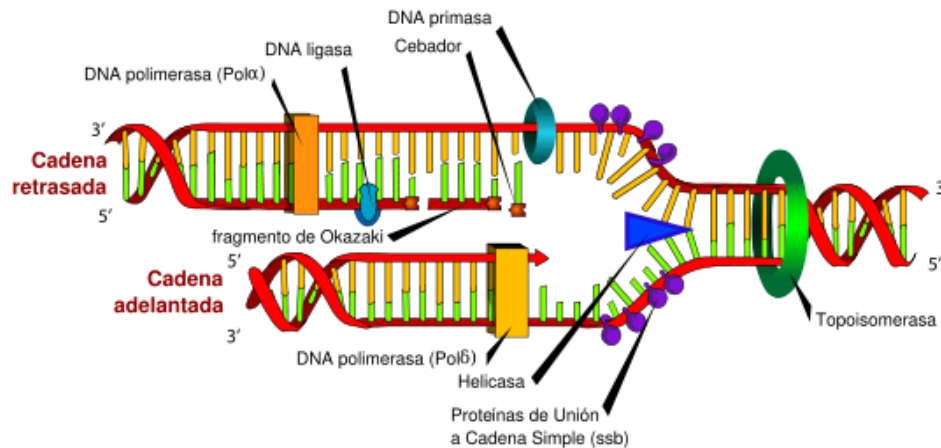


Fig. 1: Muestra un segmento de ADN en el que se ha iniciado el proceso de replicación en una molécula de ADN y los elementos que actúan en el proceso. [2]

La replicación es semiconservativa, bidireccional y semidiscontinua. [2]

- Semiconservativa:

En cada una de las moléculas hijas se conserva una de las cadenas parentales.

- Secuencial y bidireccional desde puntos fijos:

Los orígenes de replicación son los puntos fijos a partir de los cuales se lleva cabo la replicación, que avanza de forma secuencial con estructuras con forma de horquilla. Por otro lado, la replicación se lleva a cabo

bidireccionalmente, es decir, a partir de un punto se sintetizan las dos cadenas en ambas direcciones. [2]

- Semidiscontínua

La replicación siempre se da en sentido  $5' \rightarrow 3'$ , siendo el extremo  $3'$ -OH libre, el punto a partir del cual se produce la elongación del ADN. Esto plantea un problema, y es que las cadenas tienen que crecer simultáneamente a pesar de que son anti paralelas, es decir, que cada cadena tiene el extremo  $5'$  enfrentado con el extremo  $3'$  de la otra cadena. Por ello, una de las cadenas deberá ser sintetizada en dirección  $3' \rightarrow 5'$ . [2] y es la cadena retrasada, que hace uso de mas enzimas.

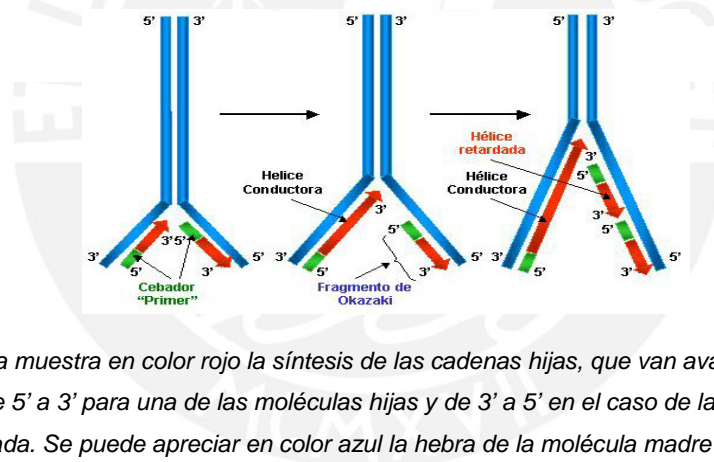


Fig. 2: Esta figura muestra en color rojo la síntesis de las cadenas hijas, que van avanzando de manera bidireccional, de  $5'$  a  $3'$  para una de las moléculas hijas y de  $3'$  a  $5'$  en el caso de la otra molécula hija retardada. Se puede apreciar en color azul la hebra de la molécula madre del ADN.

### 1.3 Técnica de la Reacción en Cadena de la Polimerasa (PCR)

La propiedad natural del ADN para replicar sus hebras, es el fundamento de la técnica del PCR. Esta Técnica emplea ciclos de altas y bajas temperaturas alternadamente para estimular la acción de las enzimas propias del proceso y

separar las hebras de la molécula de ADN; de esta forma se duplica la molécula de ADN patrón en nuevas moléculas en cada ciclo de replicación. (Fig. 1).

Este proceso duplica rápida y selectivamente partes específicas de una molécula de ADN permitiendo producir miles de millones de copias por medio del desarrollo del proceso de PCR de Kary Mullis, quien obtuvo el Premio Nobel en 1993.

El PCR consta de tres etapas fundamentales, definidas rigurosamente por los tiempos y las temperaturas correspondientes:

- Etapa inicial – de 2 a 10 minutos a 95°C
- Etapa intermedia – Alrededor de 30 ciclos con la siguiente secuencia:
  - Separación del ADN (Melt) – 30 segundos a 95°C
  - Anillado (Anneal) – 30 segundos a 60°C
  - Alargamiento (Extend) – 45 segundos a 72°C
- Etapa Final
  - Alargamiento – de 7 a 10 minutos 72°C
  - Conservación – 4°C (Conservar a esta temperatura)

Durante los 30 ciclos de la etapa intermedia, la separación o desnaturalización (Melt) está destinada a separar las hebras de la doble hélice de ADN, por medio del calentamiento a 95°C durante 30 segundos, del micro tubo que contiene la mezcla de reacción de la PCR. Los primers o cebadores no pueden pegarse al ADN a esa temperatura, por lo cual el tubo se enfría a 60°C. A esta temperatura los primers se pegan (anillan) al ADN monocatenario (una sola cadena). La razón

por la cual las dos cadenas de ADN monocatenario no se anillan entre sí, es el gran exceso de primers en la mezcla, por lo tanto es mucho más probable que el ADN monocatenario se anille con un primer que con la otra cadena de ADN. El alargamiento (Extend) consiste en subir la temperatura a 72°C por 45 segundos, lo cual permite a la ADN polimerasa alargar la copia de la hebra de ADN. Cada ciclo tarda alrededor de 2 minutos en producirse, al final del cual se duplica cada fragmento de ADN (ver Figura 3). Luego de 30 ciclos se producen más de 1000 millones de copias de ADN. [2]

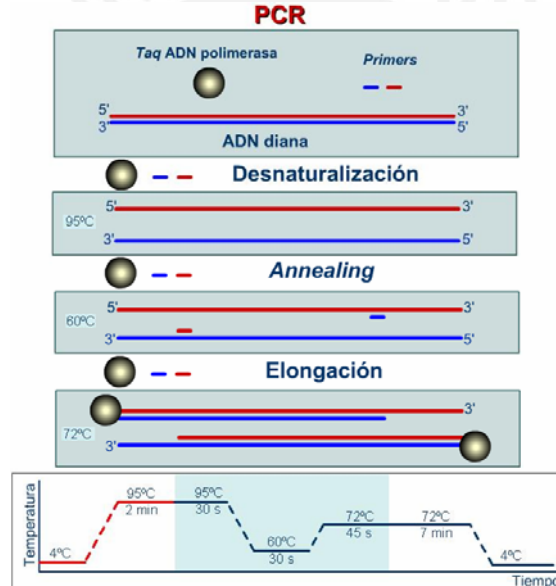


Figura 3. Ciclo básico del Proceso de Reacción en Cadena de la Polimerasa, en el que se muestra la temperatura y tiempo para cada etapa del proceso. [6]

#### 1.4 Equipo empleado para la PCR

Hoy, todo el proceso de la PCR está automatizado mediante un aparato llamado termociclador, que permite calentar y enfriar el micro tubo que contiene la muestra, controlando la temperatura necesaria para cada etapa de la reacción. El Termociclador, regula automáticamente la temperatura y el tiempo, para

completar un ciclo de PCR de manera tal, que la secuencia se repite durante el tiempo, que se haya programado, de acuerdo al interés del investigador. Muchos Termocicladores modernos hacen uso del efecto Peltier, que permite tanto calentar como enfriar los tubos simplemente invirtiendo la corriente eléctrica. Los microtubos, que contienen las muestras usados para PCR tienen una pared muy fina, lo que favorece una buena conductividad térmica, permitiendo que se alcance rápidamente el equilibrio térmico.

Casi todos los termocicladores tienen un sistema que calienta la tapa de cierre, donde se encuentran las muestras, con el fin de evitar la condensación sobre los microtubos de reacción. Actualmente, Los Termocicladores más avanzados, incluyen un gradiente de temperatura, que permite optimizar las condiciones de temperatura de cada paso de la reacción para la amplificación de un solo patrón.[6]

En el prototipo, que se viene trabajando y objeto de esta tesis, se están usando elementos termoeléctricos (ver Anexo 1) llamados Peltier. En ciertos modelos de termocicladores, las reacciones se realizan en placas de 96 huecos, cada uno con una fibra óptica. En otros modelos, hay una fibra óptica en frente de los tubos [7]. Entre los equipos similares a nuestro módulo están aquellos que utilizan principalmente la tecnología Peltier para calentar y enfriar un bloque sobre el que se ubican los microtubos donde van las muestras de ADN, siendo este bloque de un material de alta conductividad térmica

Por lo general, la PCR es una técnica común y normalmente indispensable en laboratorios de investigación médica y biológica para una gran variedad de aplicaciones. Entre ellas se incluyen la clonación de ADN para la secuenciación, la

filogenia basada en ADN, el análisis funcional de genes, el diagnóstico de trastornos hereditarios, la identificación de huellas genéticas (usada en técnicas forenses y pruebas de paternidad) y la detección y diagnóstico de enfermedades infecciosas. [4]

### 1.5 Detalles de los equipos que se utilizan para la replicación de ADN

Los equipos Termocicladores son desarrollados bajo normas que se exigen para su elaboración y uso en el área donde se va desempeñar dicho equipo [8]. La empresa Biometra es una de las que se dedica a la elaboración y diseño de Termocicladores a nivel mundial; siguiendo los avances tecnológicos esta empresa ha desarrollado el TRobot; equipo totalmente automatizado [1]. El objetivo es simplificar las operaciones del análisis de la replicación del ADN con un índice de precisión óptimo para su credibilidad en el proceso de replicación de ADN.

## CAPITULO 2: EL TERMOCICLADOR UTILIZADO EN EL PROCESO DE REPLICACION DE ADN

### 2.1 Estado del Arte

#### 2.1.1 Presentación del asunto de estudio

La Técnica del PCR para la multiplicación del ADN ha sido automatizada en el equipo Termociclador. El desarrollo de esta tesis se centra en el rediseño del hardware y software del prototipo en el que se viene trabajando. Para ello se están usando elementos termoeléctricos llamados módulos Peltier, ellos son componentes electrónicos basados en un semiconductor que funciona como una pequeña bomba de calor (ver Anexo 1). En ciertos modelos de termocicladores, las reacciones se realizan en placas de 96 huecos, cada uno con una fibra óptica. En otros modelos, hay una fibra óptica en frente de los tubos.

Entre los equipos similares a nuestro módulo están aquellos que utilizan principalmente la tecnología Peltier para calentar y enfriar un bloque sobre el que se ubican los microtubos donde van las muestras de ADN, siendo este bloque de un material de alta conductividad térmica.

#### 2.1.2 Estado de la investigación

Los Termocicladores de hoy trabajan bajo un fundamento principal que es el efecto Peltier, adecuado para aplicaciones que requieren la manipulación de la temperatura (módulos de refrigeración o calefacción). Los módulos se

construyeron desde un dispositivo de refrigeración comercial electrónico basado en el efecto Peltier con una serie de microsondas adjuntas a la parte superior de su superficie. Las microsondas fueron fabricadas por LIGA (acrónimo alemán de lithographie, galvanofornung, abformung), uno de los procesos de los sistemas de micro electromecánica. La transmisión de calor se realiza por efecto de pasar una corriente por el circuito de uniones semiconductoras p-n y n-p unas se calientan y otras se enfrían, produciéndose un gradiente de temperatura entre las placas. [10]

El tamaño de las microsondas de 1000 -  $\mu\text{m}$  fue fabricado en una placa de titanio y, a continuación, en la parte superior un dispositivo comercial Peltier. Cuando una corriente eléctrica es suministrada al dispositivo Peltier, la parte superior (con microsondas), enfría el dispositivo y la otra parte se calienta. El calor es conducido desde una muestra hasta la superficie de la parte superior del dispositivo Peltier. La máxima diferencia entre la temperatura de una muestra con la superficie del dispositivo Peltier fue aproximadamente de  $1^{\circ}\text{C}$ . (Ver Anexo 2)

Este interesante fenómeno se mantuvo reducido a algunas pequeñas aplicaciones hasta ahora, época en que se comienza a utilizar sus posibilidades con más frecuencia. Como se mencionó anteriormente.

La amplificación de PCR mediante el termociclador haciendo uso de tubos capilares finos permitió completar un ciclo rápido, y síntesis del ADN en 20s.

La velocidad de los cambios de temperatura alcanzados en estos sistemas ha permitido la definición exacta de los grados óptimos de la temperatura para cada paso individual en el ciclo de PCR. Los ciclos termales de la nueva generación de termocicladores también acomodan más muestras, tienen perfiles termales más exactos, y son programables. [11]



2.3 Variables Internas.

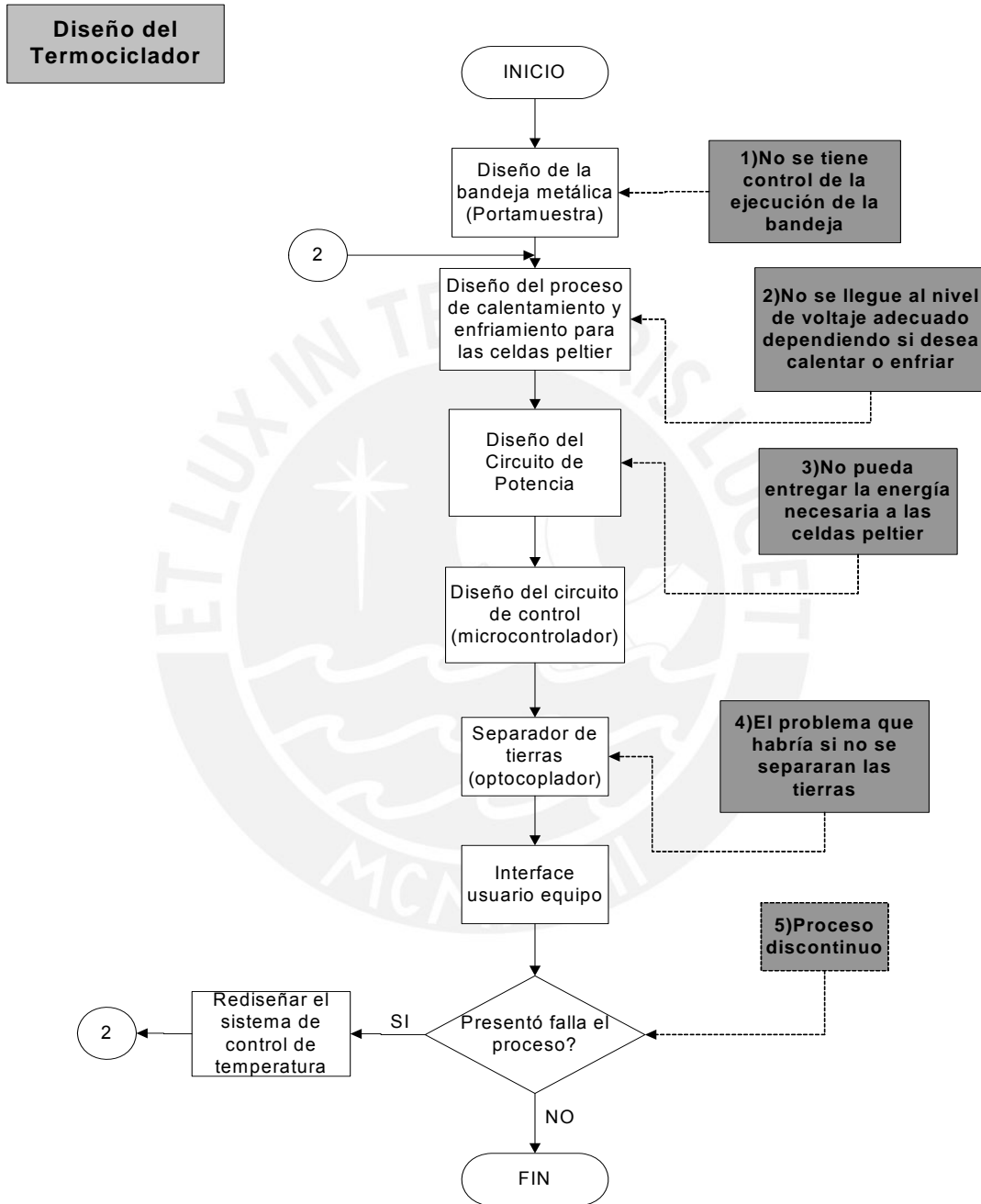


Fig. 4 El Diagrama de Flujo presenta en los recuadros oscuros las variables que se comenta en el cuadro 1

Hechos	Problemas y Causas
1) No se llega al delta de cambio de temperatura/seg. deseado en el funcionamiento de la bandeja.	Este problema está referido a la forma de diseño y composición de la bandeja. Una respuesta del delta de temperatura de 1° C/seg. es lo que se estima para que el equipo funcione correctamente.
2) No se llega al nivel de voltaje adecuado dependiendo si desea calentar o enfriar.	Esto se presentará cuando el sistema de control de temperatura no da como salida el nivel de voltaje necesario para que vaya hacia las placas Peltier.
3) No pueda entregar la energía necesaria a las celdas Peltier.	Este tipo de problemas depende del diseño de la fuente que se va a desarrollar para que pueda cumplir con los requerimientos de funcionamiento.
4) El problema que habría si no se separaran las tierras.	Este problema es común cuando el diseño de cada proceso no tiene fuentes independientes ya que se recarga la intensidad de corriente y esto perjudica el desempeño del equipo.
5) Proceso discontinuo.	Las posibles fallas que pueda presentar el equipo, dependerá de una adecuada respuesta, para lo que se deberá realizar un rediseño de todo el proceso y con el fin que el equipo pueda tener una respuesta continua.

*Cuadro 1. Explica los hechos que se han de tener en cuenta en el rediseño y que presenta el Diagrama de Flujo de la figura 4.*

## 2.4 Análisis de la problemática

Un Termociclador es un equipo que permite la multiplicación in Vitro de una secuencia de ADN mediante procesos continuos de calentamiento y enfriamiento a muy alta velocidad (mayores a  $1^{\circ}\text{C}/\text{seg}$ ), por lo que se plantea la construcción e implementación de un prototipo que cumpla con estos objetivos con tecnología al alcance en nuestro medio. Este prototipo debe cumplir con los objetivos planteados y debe garantizar un proceso efectivo de PCR.

El prototipo se construye principalmente para introducir una alternativa de instrumento para los trabajos en Biología Molecular que requieran de Termocicladores y poder entrar en el mercado nacional.

## 2.5 Modelo teórico

El primer paso en el desarrollo de un Termociclador consiste en establecer los rangos de temperatura que va desde  $4^{\circ}\text{C}$  a  $95^{\circ}\text{C}$ , cada protocolo de PCR de acuerdo a la muestra que se ha de replicar tiene su propio perfil de temperatura.

La temperatura, es un factor importante en la replicación del ADN, una vez establecidos los protocolos de temperatura y tiempo, se determinará la cantidad de ciclos que el equipo realizará en un determinado protocolo para poder replicar la muestra de ADN deseada. Una vez establecido el protocolo, se debe proceder a realizar el calentamiento y enfriamiento de la muestra, esto se realiza por medio de celdas Peltier, estas actúan a modo de una bomba de calor electrónica. En estas se aplica una tensión positiva o negativa dependiendo si se desea calentar o enfriar las muestras respectivamente.

Con todo lo visto en el estado del arte, se tiene conciencia de que para desarrollar un equipo que pueda lograr un buen desempeño y que sea robusto es necesario tener conocimientos de electrónica de potencia y sistemas de control de la misma, para determinar el buen control de la temperatura.

Uno de los problemas que puede presentar el equipo es la precisión; como se sabe el desarrollo de la replicación del ADN, actúa bajo niveles de precisión que los Biólogos conocen y prueban. Para la solución a este problema se implementa un microcontrolador que se encarga de almacenar los diferentes protocolos. Tener un registro de los ensayos en la computadora es de gran utilidad para el análisis y evaluación de las muestras. Asimismo la interfaz del equipo debe ser simple y no requerir de un hardware adicional.

## 2.6 Hipótesis de la investigación

### 2.6.1 Hipótesis principal

La experiencia obtenida en el proyecto: Termociclador: Controlado Térmico Programable Digitalmente [30] y los avances mediante el análisis por Elementos Finitos en el nuevo diseño de los elementos de la bandeja porta muestras del Termociclador [27], ha permitido tener un diseño, que virtualmente logra una distribución uniforme de las temperaturas; de esta simulación se tienen los datos necesarios para la selección de la potencia del módulo Peltier requerido [Anexo 2]. Estos avances hacen necesario un rediseño del sistema de control térmico-tiempo y módulo digital programable, a fin de mejorar el hardware del equipo y alcanzar las características de equipos similares del mercado.

## 2.6.2 Hipótesis secundarias

- La simulación del comportamiento de la bandeja brinda la información para la selección de la potencia de los módulos Peltier a usar en el proceso.
- Integrando lo avanzado en la fase I y fase II, permitirá obtener una mayor precisión de temperatura, manteniéndolo dentro del margen de error ( $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ ) y obtener un mayor gradiente de calentamiento enfriamiento mayor a  $1^{\circ}\text{C/s}$ .
- La interfaz del equipo con el usuario ha de ser simple, permitiéndole almacenar diferentes protocolos de temperatura.

## 2.7 Objetivos de la investigación

### 2.7.1 Objetivo general

Rediseño del hardware y módulo digital programable de un prototipo de termociclador para el control térmico de la bandeja porta-muestras. Este equipo debe cumplir con las características de equipos similares del mercado.

### 2.7.2 Objetivos específicos

- Rediseño acorde al Peltier seleccionado en la segunda fase del proyecto referido al estudio de las características de la bandeja [6] para obtener el eficiente desempeño del hardware. ( $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ )
- Obtener una rampa de calentamiento /enfriamiento de  $1^{\circ}\text{C/seg}$ .

- Diseño de una interfaz de usuario de fácil manejo con teclado numérico y un visualizador gráfico de pantalla de cristal líquido para poder hacer la programación de los ciclos del PCR.
- Rediseño de la comunicación con un computador personal vía puerto serial RS-232 para el envío de datos en tiempo real y programación del sistema desde el computador.

## 2.8 Universo y muestra

El Universo está formado por la variedad de equipos existentes en el mercado para el desarrollo de procesos de replicación de ADN.

El ámbito son los laboratorios de investigación en Biología Molecular, que usan la técnica de PCR.

La muestra es un prototipo de Termociclador, que se viene desarrollando de manera interdisciplinaria dentro del Grupo Equi-LaB conjuntamente con del Grupo de Métodos Computacionales para la Ingeniería (GMC).

## 2.9 Información para el desarrollo del sistema

Para el desarrollo del sistema, tomamos como referencia lo elaborado en las dos fases anteriores. Estas son:

En la fase 1 Termociclador: Controlado Térmico Programable Digitalmente [30]

En la fase 2 análisis por Elementos Finitos del nuevo diseño de la bandeja porta muestras del Termociclador [27], tarea encargada a la Facultad de Mecánica.

En esta fase 3 se desarrollará avances basado en las dos fases anteriores.

Mayor detalle revisar en el Anexo 2 que se encuentra adjunto a este documento.

### CAPITULO 3:     DISEÑO DEL EQUIPO TERMOCICLADOR COMO SOLUCION A LA PROBLEMÁTICA

#### 3.1 Diagrama del sistema planteado

Efectuar el proceso de PCR (Reacción en Cadena de La Polimerasa) requiere de un sistema que pueda controlar de manera precisa la temperatura a las que se debe calentar un conjunto de muestras de ADN.

En el Grupo de Desarrollo de Equipos para Laboratorio -Equi-LaB de la PUCP se planteó desarrollar un proyecto de termociclador en nuestro país, este proyecto se dividió en dos fases

En la Fase I se desarrolló un prototipo de termociclador que cumpliera con el control del rango de temperatura en el tiempo adecuado para que simulara el ciclo de una PCR. El problema que se tuvo en esta fase fue poder encontrar el material adecuado para la bandeja porta muestra, que pueda llegar a obtener un gradiente de  $1^{\circ}\text{C/s}$ .

Entonces se derivó a una Fase II cuya investigación estaría a cargo de la Especialidad de Ingeniería Mecánica, en dicha fase se encargaría el estudio y desarrollo de una bandeja metálica que cumpliera con el rango de temperatura antes mencionado. De ello se determinó que se debería de cambiar el tipo de Peltier y las dimensiones de la bandeja porta muestra trabajado en la Fase I.

El presente trabajo de investigación corresponde a la fase III, el desarrollo del rediseño de un prototipo de termociclador, que pueda responder adecuadamente junto con lo elaborado en la fase II por los Ingenieros Mecánicos.

La figura 5 muestra el sistema planteado en la fase I para el desarrollo del prototipo del termociclador, y en la Figura 6 se plantea el rediseño del termociclador el cual consta de las siguientes etapas:

Etapa de Entrada de Datos: Aquí se ingresan los datos de temperatura y tiempo.

Etapa de Salida de Datos: Se muestra los datos de temperatura y tiempo.

Etapa de Control: Se encarga de controlar los niveles de temperatura en la bandeja porta muestra variando la potencia suministrada al peltier, de acuerdo a los tiempos indicados en la etapa de entrada, también se encarga de la adquisición del sensado de temperatura y la visualización en la etapa de salida.

Etapa de Potencia: Se encarga de entregar los niveles de corriente y voltaje que requiere el Peltier para su funcionamiento y responda adecuadamente a los niveles de temperatura ingresados en la etapa de entrada.

Bloque Metálico: Esta etapa consta de los peltier, su disipador de calor y la bandeja porta muestra. El diseño de esta etapa estuvo a cargo del área de Ingeniería Mecánica.

Sensor de temperatura: Se encarga de sensar la temperatura del bloque metálico.

Fuente de Alimentación: Esta etapa se encarga de alimentar todo el sistema, teniendo en consideración la etapa de potencia la cual requiere de un mayor nivel de voltaje y corriente para poder controlar el Peltier.

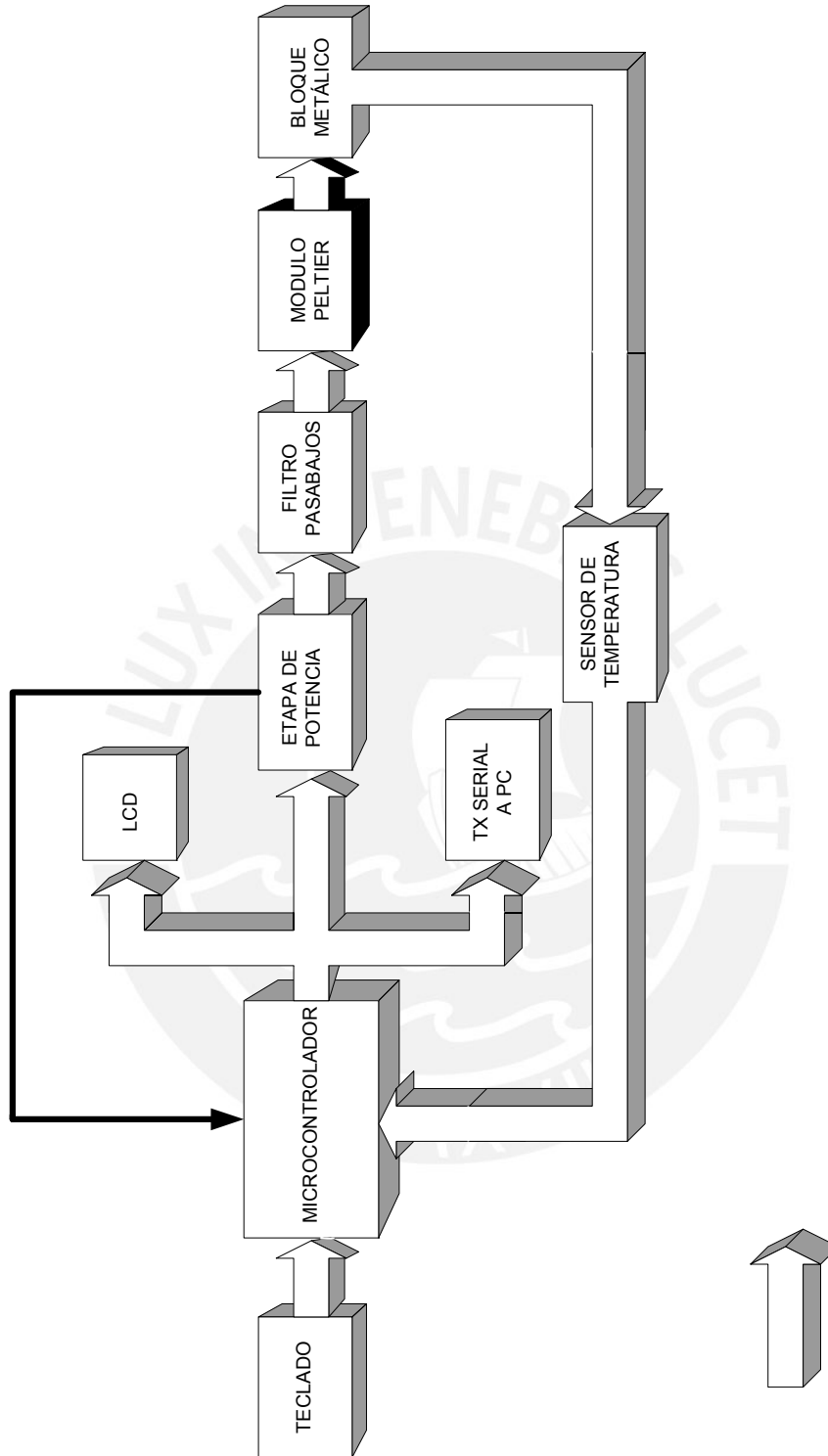


Fig. No 5 Sistema planteado en la Fase 1

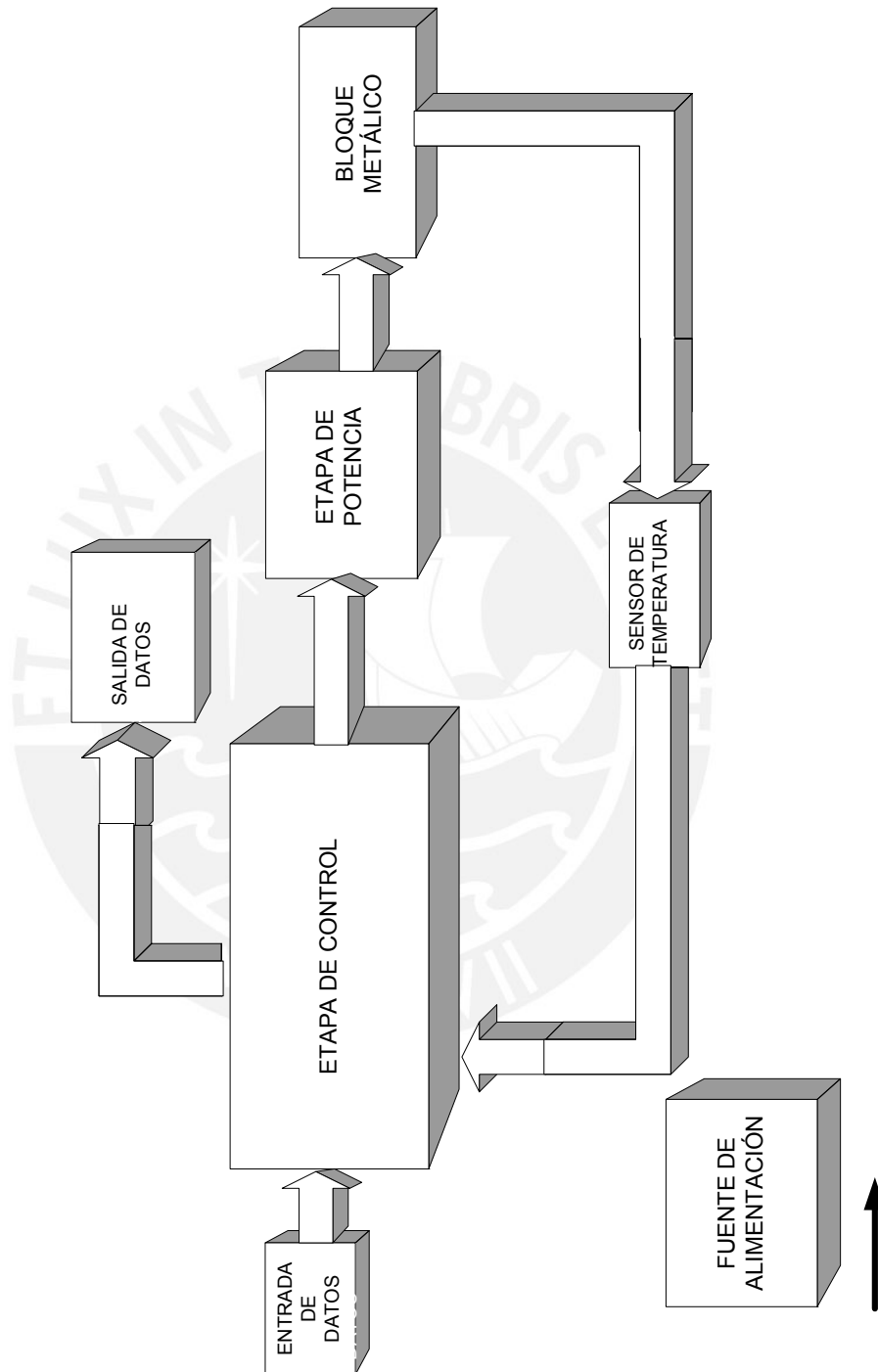


Fig. No 6 Sistema planteado en la Fase 3

### 3.2 Etapa de Control

El requerimiento que se debe tener en cuenta para esta etapa es que el sistema pueda responder a los niveles de temperatura y tiempo requeridos para completar el proceso de PCR; de acuerdo a lo desarrollado por la sección de Mecánica, para obtener un adecuado proceso de PCR, se estableció que las rampas de temperatura (ver figura 7.1) en los estados transitorios deben ser en promedio  $1.3^{\circ}\text{C/s}$  o mayores, esto debido a que procesos con rampas de temperatura menores a  $1^{\circ}\text{C/s}$  no son adecuadas para llevar con éxito una buena PCR [27].

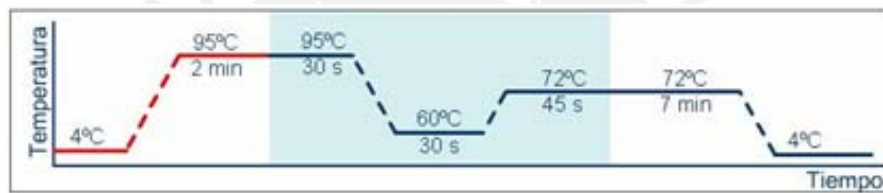


Fig. No 7.1 Ciclo Térmico de la PCR [27]

Para mantener el nivel de temperatura y que no sobrepase un margen de error de  $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ , la sección de Mecánica estableció de acuerdo a las simulaciones realizadas, que el equipo deba estar herméticamente cerrado en todo su contorno, de tal forma que las pérdidas de calor disminuyan a valores muy pequeños y además las células peltiers dejarían de funcionar solo en el momento de mantener la temperatura constante [27]. Logrando un comportamiento como se muestra en la figura 7.2.

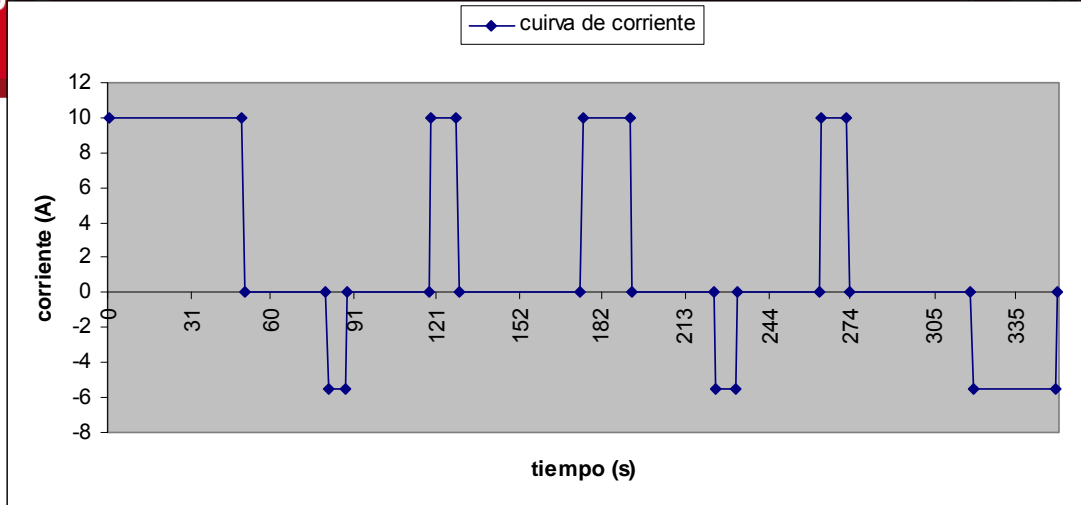


Fig. No 7.2 Curva de corriente [27]

Aquí se muestra el comportamiento de tipo ON-OFF de la corriente durante el proceso de la PCR, en el capítulo 4.1, se explicará con más detalle la obtención de esta curva.

Para la simulación, el tiempo que le toma en ejecutar el programa la parte de adquisición de datos del sensado de temperatura que es 325.8ms, ambos datos tomados del simulador VMLAB que cuenta con un cronómetro interno a una frecuencia de 1MHz, este tiempo depende de la cantidad de instrucciones que conforma dicho programa, que para el sensado, es T1 como tiempo de ejecución. No se toma el tiempo de ejecución para la visualización en el LCD y el ingreso de los datos por el teclado matricial debido a que son de menor tiempo y son despreciables.

$$T1 = 325.8\text{ms} \dots (1)$$

Tener en cuenta que este tiempo (T1) es solo de ejecución del programa; el periodo máximo de la PWM para controlar la célula Peltier es de 3.3ms (~300Hz), que es recomendado por los fabricantes de TE Technology para asegurar un buen

rendimiento y no generar en él fatiga térmica, se trabajará a una frecuencia de 4KHz (~ 250us).

Para la etapa del sensado requerimos un tiempo de muestreo de 312.5ms, debido a que, la tasa de cambio de temperatura debe ser de 1.3°C/s, lo cual, tomaremos la mitad de tiempo para obtener mejores datos del sensado de temperatura cada 0.5°C. Así, nuestro tiempo sería 0.62s (ver figura 7.3) equivalente a 1.6Hz y frecuencia de muestreo a 3.2Hz (~312.5ms) cumpliendo los criterios de Nyquist.

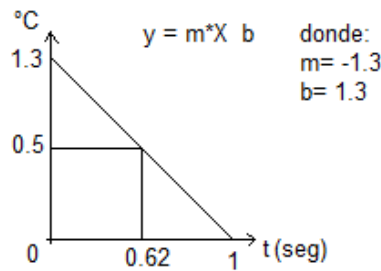


Figura 7.3 Rampa de calentamiento-enfriamiento  
 [Imagen de elaboración propia]

Realizando los cálculos previos: tomando **(1) y (2)**

$$T_2 = 250\mu s + 312.75\text{ms} = 312.75\text{ms} \dots \dots \dots \text{(2)}$$

$T = T_1 + T_2 = 638.55\text{ms}$ , Como se puede apreciar la suma de los tiempos del sensado y de simulación de programa, está dentro del segundo de la tasa de cambio de temperatura como se muestra en la figura 7.3 lo cual debe contar el equipo termociclador.

La frecuencia de trabajo del micro controlador es:

$$F = 1 / T = 1 / 638.55\text{ms}$$

$$F = 1.6 \text{ MHz} \dots \dots \dots \text{(3)}$$

En la respuesta **(3)** se determina a que frecuencia mínima debe de trabajar el micro controlador, para una correcta ejecución del control y no sobrepasar el margen de error de  $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ .

La cantidad de memoria utilizada en el micro controlador es la mínima posible, llegando a 1Kbytes, luego tenemos en cuenta la cantidad de puertos a utilizar en el equipo que es 23 puertos. La tabla 2.3 muestra micros controladores que cumplen con nuestros requisitos:

Características	Atmega16L	PIC16F877
Rango de Voltaje de alimentación	2.7 a 5.5V	2.0 a 5.5V
Corriente consumida	15 mA	25 mA
Rango de frecuencia del Reloj interno	1 a 16 MHz	1 a 20 MHz
Memoria Flash	16 Kbytes	14 Kbytes
Memoria EEPROM	512 bytes	256 bytes
Resolución del ADC interno	8 a 10 bits	8 a 10 bits
Modo de Programación	Serial (SPI) y Paralelo	Puerto paralelo esclavo(PSP)
Número de puertos programables (I/O)	40	40
Puertos de E/S	A,B,C,D	A,B,C,D,E

TABLA 2.3 Características Principales del Atmega16L y PIC16F877 [31] [32]

Como se puede apreciar en la tabla 2.3, los dos micros controladores cumplen con nuestros requisitos. Por lo tanto, el micro controlador seleccionado es el Atmega16L, debido a que se posee dominio en el manejo y programación de dicho micro controlador.

### 3.3 Etapa de Potencia

El requerimiento que se debe tener en cuenta para esta etapa es el de entregar la energía necesaria a las celdas peltiers para su correcto funcionamiento. Para cumplir con este propósito debemos tener en cuenta elegir los integrados correctos. Se parte de la elección de la célula peltier y luego se pasa a elegir el driver que se encargará de controlar el sentido del paso de la corriente, para calentar o enfriar la célula peltier.

Con las investigaciones realizadas en la segunda fase, se obtuvo que la célula Peltier se seleccionó por su capacidad de enfriamiento, es decir, por el calor que es capaz de absorber. Se tomaron en cuenta el mayor calor presente en una de las etapas de enfriamiento, el cual fué: 294.1 W, para una bandeja porta muestra de 48 pocitos, de dimensiones 88 mm x 66mm. [27]

Se puede apreciar en los datos de las células Peltier de TEC TECHNOLOGY, son de 40 mm x 40mm [4], es decir, se podrá colocar 2 células Peltier en contacto con la placa porta muestra, lo cual llevó al modelo cuyos datos se aprecian en la Tabla 2.4:

<b>I<sub>max</sub></b> (amps)	<b>Q<sub>max</sub></b> (watts)	<b>V<sub>max</sub></b> (volts)	<b>DT<sub>max</sub></b> (Th=300K)	<b>DT<sub>max</sub></b> (Potted)	<b>A</b> (mm)	<b>B</b> (mm)	<b>H</b> (mm)
-SORT- 5	-SORT-	-SORT-	-SORT-	-SORT-	-SORT-	-SORT-	-SORT
11.3	172	24.6	67	66	40	40	3.2

**Tabla 2.4. Datos del Peltier seleccionado. [3] [11]**

Una vez brindado este resultado, se continúa la etapa de potencia propiamente dicha.

El requisito para esta etapa es poder controlar el sentido de corriente en la célula peltier, teniendo en cuenta los parámetros de voltaje y corriente que son 11.3A y 23V por célula peltier. Para ello se emplea un Puente H con capacidad de corriente de 22.6 A y 23 V (dos células peltiers son usados en paralelo):

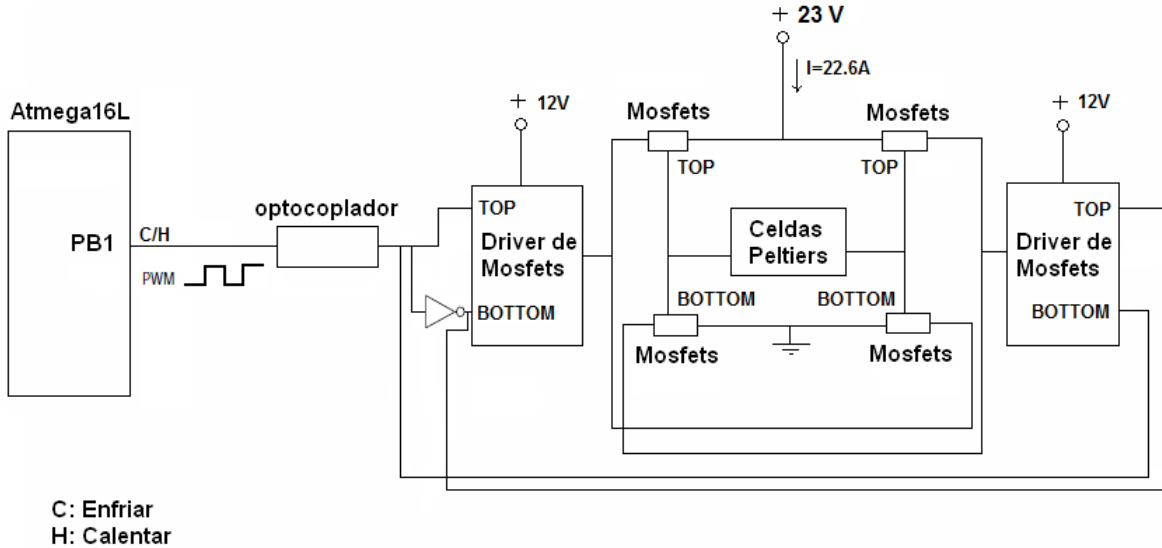


Figura 8 Puente H con Driver de Mosfets  
[Imagen de elaboración propia]

Para esta etapa uno de los requerimientos que deben tener los Drivers de mosfets es poder controlar el sentido de la corriente para calentar o enfriar las células peltier a través de la PWM generada por el micro controlador a una determinada frecuencia. Cada circuito integrado debe manejar dos MOSFET, necesiéndose por consiguiente dos circuitos integrados para completar la configuración Puente H para la célula Peltier.

Características de los Drivers de Mosfets:

El **LT1160** de LINEAR TECHNOLOGY cuyas características son:

- Opera en un rango de 10V a 15V.
- 1.5 A máximo de corriente.
- 75V de protección contra sobre voltaje.

El **TC4432** de MICROSHIP cuyas características son:

- Opera en un rango de 5V a 30V.
- 1.5 A máximo de corriente.
- 4KV de protección contra sobre voltaje.

Se puede apreciar, que los equipos mencionados anteriormente cumplen con las características indicadas. Se elige el LT1160, debido a que se posee mayor información de diseño como se muestra en la figura 9. A continuación la configuración sugerida por el fabricante:

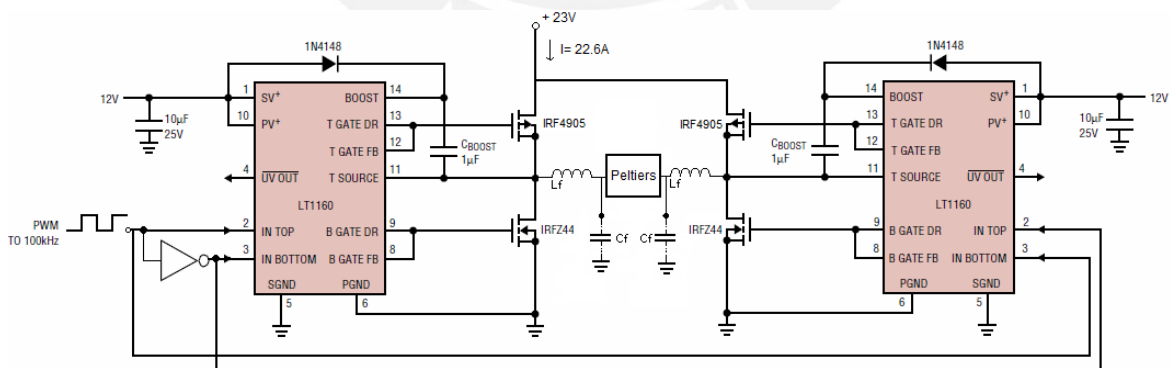


Figura 9.- Circuito integrado de control del puente H. (ver Anexo 4)  
[Imagen de elaboración propia]

Se debe elegir el tipo de mosfet a controlar de acuerdo a requerimientos, el cual pueda soportar cada mosfet de canal n y canal p una corriente de 22.6 A a 23V.

Cumplen dos tipos de mosfets:

CANAL N	
IRFZ34	IRFZ44
Soporta una corriente de 30 A @ Tc=25°C	Soporta una corriente de 50 A @ Tc=25°C
Soporta una corriente de 21 A @ Tc=100°C	Soporta una corriente de 36 A @ Tc=100°C
Voltaje de 60 V.	Voltaje de 60 V.
Potencia de Disipación a 88 W.	Potencia de Disipación a 150 W.
Resiste a una temperatura de 175°C.	Resiste a una temperatura de 175°C.
CANAL P	
IRF4905	IRF5210
Soporta una corriente de -74 A @ Tc=25°C	Soporta una corriente de -40 A @ Tc=25°C
Soporta una corriente de -52 A @ Tc=100°C	Soporta una corriente de -29 A @ Tc=100°C
Voltaje de -55 V.	Voltaje de -100 V.
Potencia de Disipación a 200 W.	Potencia de Disipación a 200 W.
Resiste a una temperatura de 175°C.	Resiste a una temperatura de 175°C.

Como se aprecia, el mosfet IRFZ44 (canal n) y el IRF4905 (canal p), cumplen debido a que poseen mayor capacidad de corriente, con estas características puede soportar los niveles de corriente de 22.6 A que le llegarán a las células peltiers con normalidad.

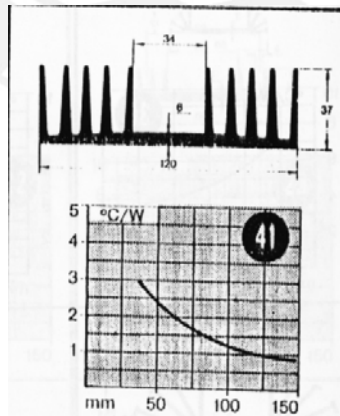
Se calcula el disipador que debe colocarse al Mosfet IRFZ44 con empaquetadura TO-220, con temperatura ambiente de 25°C:

La hoja de datos del IRFZ44 y IRF4905 indica que el  $R_{th\ j-c}$  es de  $1^{\circ}C/W$  y  $0.75^{\circ}C/W$  respectivamente. Además, su temperatura máxima de la unión,  $T_j$ , es de  $175^{\circ}C$ . Como la unión con el disipador será en contacto con mica más pasta de silicona termo conductora se supone  $R_{th\ c-d}$  de  $1.2^{\circ}C/W$ . La potencia de disipación de ambos es de  $50W$  para este modelo de empaquetadura. Con estos datos se calcula  $R_{th\ d-amb}$  [28]:

$$R_{th\ d-amb} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{th\ j-c} + R_{th\ c-d}) = \frac{175^{\circ}C - 25^{\circ}C}{50\ W} - (1.0^{\circ}C/W + 1.2^{\circ}C/W) = 0.8^{\circ}C/W$$

$$R_{th\ d-amb} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{th\ j-c} + R_{th\ c-d}) = \frac{175^{\circ}C - 25^{\circ}C}{50\ W} - (0.75^{\circ}C/W + 1.2^{\circ}C/W) = 1.05^{\circ}C/W$$

Por lo tanto, el disipador de los transistores deberán tener una resistencia térmica como mínimo de  $0.8^{\circ}C/W$  y  $1.05^{\circ}C/W$  respectivamente. La elección del modelo, como se muestra en la figura 10, es el disipador de espesor de  $140mm$  para IRFZ44 y un espesor de  $104mm$  para IRF4905.



*Figura 10. Diseño de Disipador IRFZ44 [28]*

Siguiendo la configuración sugerida por el fabricante como se muestra en la figura 9, diseño recomendado de los inductores y capacitancia ( $L_f$  y  $C_f$  respectivamente). Cuya función es la de un filtro pasa bajo, debido a que las células peltiers trabajan con tensión continua.

El cálculo del inductor se obtiene de la siguiente forma:

### ***Tiempo de apagado***

$$t_{\text{apag}} = \frac{1 - \left( \frac{V_{\text{sal}}}{V_{\text{ent}}} \right)}{f_{\text{conm}}}$$

Donde:

$V_{\text{sal}}$  = voltaje máximo de salida que deberá entregar la fuente a los peltiers= 23V

$V_{\text{ent}}$  = voltaje máximo de entrada al filtro= 30.4V

$f_{\text{conm}}$  = frecuencia de conmutación o de switcheo=4 KHz (~ 250us)

Reemplazando los valores en la formula anterior, se obtiene:

$$t_{\text{apag}} = (1 - (23V / 30.4V)) / 4\text{KHz}$$

$$t_{\text{apag}} = 60.8 \text{ us}$$

### ***Cálculo del inductor $L_f$***

$$L_f = \frac{V_{\text{sal}} \times t_{\text{apag}}}{\Delta I_L}$$

Donde:

$V_{\text{sal}}$  = voltaje máximo de salida que deberá entregar la fuente a los peltiers= 23V

$\Delta I_L$  = corriente que le llega a la carga= 22.6 A

Reemplazando los valores en la formula anterior, se obtiene:

$$L_f = \text{inductancia mínima requerida} = (23V * 60.8\text{us}) / 22.6\text{A} = 61.8 \text{ uH}$$

Para el inductor de tipo toroide, el número de espiras que debe tener es: [29]

$$L_f \text{ (mH)} = (A_L * N^2) / 10000$$

Los datos obtenidos para determinar el tipo de toroide y el color de cable a usar dependiendo a que frecuencia deseamos trabajar se encuentra en el Anexo 6. A continuación obtenemos el número de espiras (N) con los datos obtenidos, valor de inductancia ( $L_f$ ) es 61.8  $\mu\text{H}$  y su permeabilidad magnética ( $A_L$ ) es 40:

$$N = 3.93 \sim 4$$

El diseño quedará con los siguientes parámetros:

Diámetro exterior = 9.4 mm

Diámetro interior = 5.1 mm

Sección horizontal = 2.15 mm

Altura = 3.3 mm

Longitud de cable = 10.9 mm

$A_L = 40$

Numero de espiras = 4

Cable de color rojo = 1 – 30 MHz

Modelo = T-37

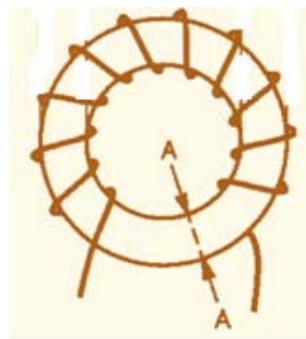


Figura 11. Inductor de tipo Toroide [29]

Y por último, la capacitancia  $C_f$ :

$$C_f = \frac{\Delta I_L}{8f_{\text{carr}} \Delta V_{\text{rizo}}}$$

Reemplazando se obtiene:  $C_f = 22.6 \text{ A} / (8 * 4\text{KHz} * 1\text{Vpp}) = 706.25 \text{ uF}$

El capacitor de tipo comercial a usar es: 710 uF @ 50V

La onda PWM del micro controlador brindada, ingresará primero a un opto acoplador para separar la señal digital del circuito neto de potencia, los cuales manejan a las células Peltiers conectados en paralelo y que su velocidad de conmutación sea de acuerdo a la frecuencia a la cual van a trabajar. Los que cumplen estos requerimientos son:

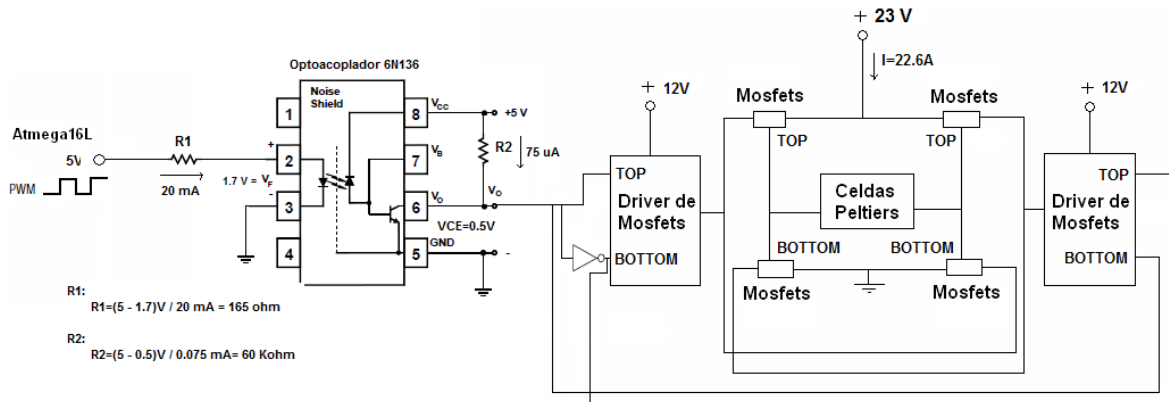
Opto acoplador 4N29:

- Voltaje de Entrada: 10V.
- Tiempo de conmutación: 40us.
- Corriente directa: 80 mA.
- Corriente de colector: 50 mA.

Opto acoplador 6N136:

- Voltaje de Entrada: -0.5 a 30V.
- Tiempo de conmutación: 0.8 us.
- Corriente Directa: 25 mA.
- Corriente de colector: 8 mA.
- Velocidad de transmisión: 1Mbit/s.

Se elige al 6N136, por su alta velocidad de conmutación llegando a 1.25 MHz. A continuación se muestra el diseño (ver figura 12) sugerido por el fabricante:



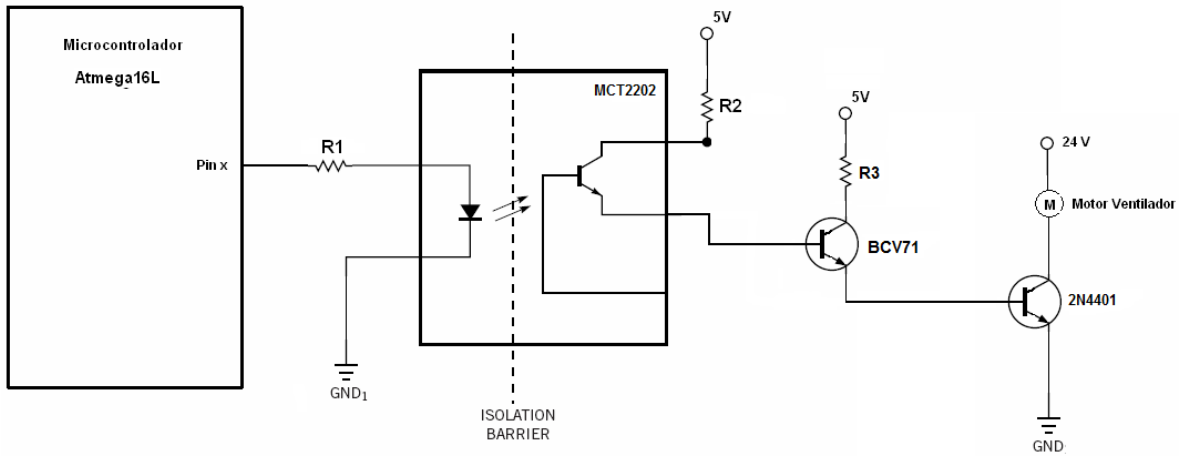
**Figura 12. Diseño del opto acoplador 6N136**  
[Imagen de elaboración propia]

Para la etapa de enfriamiento de las células peltiers, se utilizará un ventilador, también producto de la fase II, que cumple con las siguientes características como se puede apreciar en la Tabla 2.5:

Modelo	Dimensiones (mm)	Flujo (m <sup>3</sup> /h)	Corriente (A)	Voltaje DC(V)
F-12038X24-2	120x120x38	323	0.6	24

**Tabla 2.5. Datos del ventilador seleccionado. [27]**

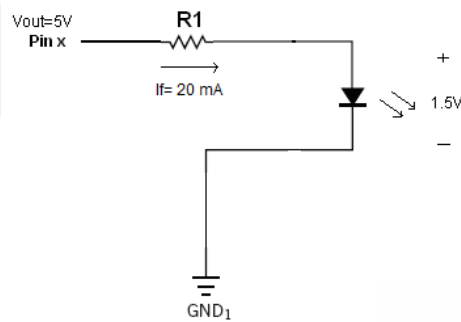
Mediante el siguiente circuito (Figura 13) se hará el control de encendido del ventilador cuando se requiera enfriar los peltiers:



**Figura 13. Circuito de control del Ventilador**  
[Imagen de elaboración propia]

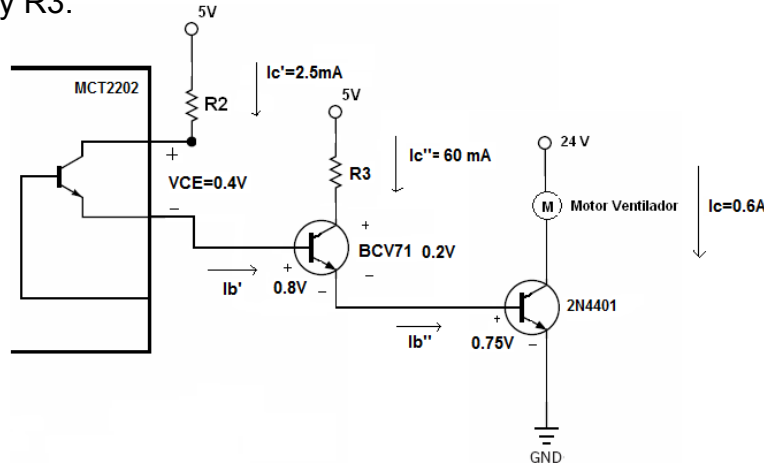
Efectuando los cálculos previos, para obtener los valores de R1, R2 y R3 que mostramos a continuación:

Cálculo de R1:



$$R1 = (5V - 1.5V) / 20mA = 175 \Omega.$$

Cálculo de R2 y R3:



$I_{c'} = 2.5\text{mA} = I_{b'}$ ; donde  $I_{c'}$  es la corriente de colector en saturación del opto acoplador con una corriente  $I_f=20\text{mA}$ , de acuerdo a su hoja de datos trabaja con un  $h_{FE}= 24$  para corte y saturación.

$$V_{b'} = 5\text{V} - 0.4\text{V} - 0.8\text{V} - 0.75\text{V} = 3.05\text{V}$$

Fijamos la resistencia  $R_2 = 3.05\text{V} / 2.5\text{mA} = 1.22\text{K}\Omega$ , para que pase una corriente de  $I_{c'}=2.5\text{mA}$

$I_{c''} = 60\text{mA} = I_{b''}$ ; donde  $I_{c''}$  es la corriente de saturación del transistor, de acuerdo a su hoja de datos trabaja con un  $h_{FE}=10$  para corte y saturación.

$$V_{b''} = 5\text{V} - 0.2\text{V} - 0.75\text{V} = 4.05\text{V}$$

Fijamos la resistencia  $R_3 = 4.05\text{V} / 60\text{mA} = 67.5 \Omega$ , para que pase una corriente de  $I_{c''}= 50\text{mA}$

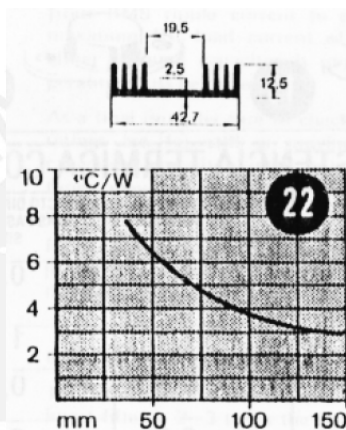
Calculamos el disipador que debe colocarse al transistor 2N4401 y BCV71 con empaquetadura TO-92 (temperatura ambiente de 25°C):

De la hoja de datos del 2N4401 y BCV71,  $R_{th\ j-c}$  es de 83.3°C/W. Además, su temperatura máxima de la unión,  $T_j$ , es de 150°C. Como la unión con el disipador será contacto con mica mas pasta con silicona termo conductora supondremos

Rth c-d de 0.9°C/W. La potencia de disipación es de 1.4W para este modelo de empaquetadura. Calculo de Rth d-amb [28]:

$$R_{th\ d-amb} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{th\ j-c} + R_{th\ c-d}) = \frac{150\ ^\circ\text{C} - 25\ ^\circ\text{C}}{1.4\ \text{W}} - (83.3\ ^\circ\text{C/W} + 0.9\ ^\circ\text{C/W}) = 5.1\ ^\circ\text{C/W}$$

Por lo tanto, el disipador del transistor deberá tener una resistencia térmica como mínimo de 5.1°C/W. El disipador a usar con espesor de 60mm.



*Figura 14. Diseño de Disipador 2N4401 y BCV71 [28]*

### 3.4 Sensado de Temperatura

Esta etapa consta de un sensor de temperatura, acondicionamiento de la señal del sensor, amplificador de instrumentación y Filtro pasa bajo.

#### 3.4.1 Etapa de Sensado de temperatura:

Para nuestro sensado debemos tener en cuenta los requerimientos, el mecanismo de adquisición de temperatura es el más sensible del sistema puesto que debe de asegurarse que la temperatura leída es la temperatura real del

bloque. Para el sensado de los niveles de temperatura que se puede usar para las muestras de ADN, tenemos muchos componentes en el mercado, como son: Termocupla, Termómetros de resistencia, Termistores y Termómetros de unión PN [14] [15]. En el cuadro 2.7 se resume las ventajas y desventajas de los sensores mencionados:

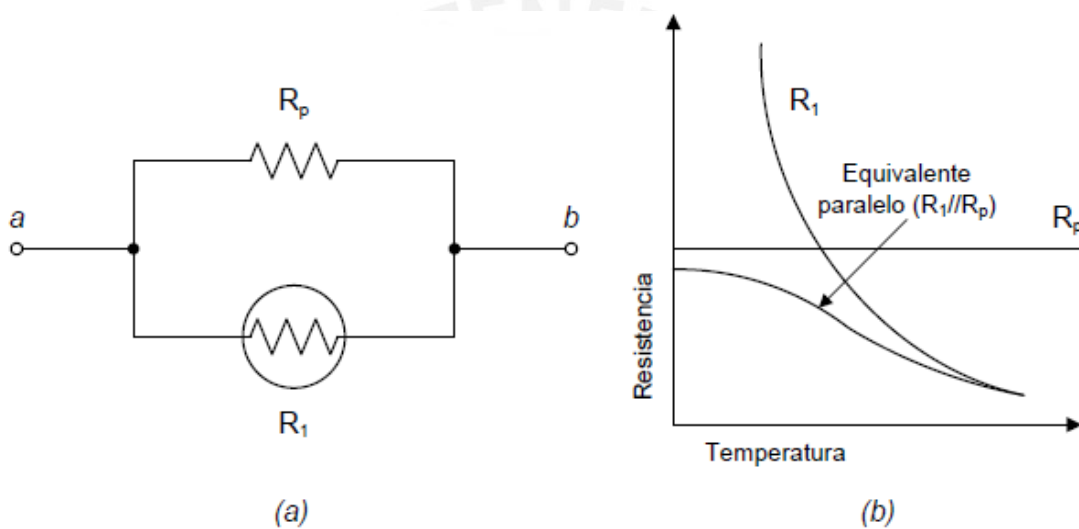
<i>Sensor</i>	<i>Ventajas</i>	<i>Desventajas</i>
Termocupla	Ancho rango de temperatura de operación Bajo Costo Áspero	No lineal Baja sensibilidad Requiere compensación de referencia en la junta Susceptible a ruido eléctrico
RTD	Lineal Ancho rango de temperatura de operación Alta estabilidad	Tiempo de respuesta lento Alto costo Requiere fuente de corriente Susceptible a golpes
Termistor	Tiempo de respuesta rápido Bajo Costo Tamaño pequeño Grandes cambios Resistencia vs. Temperatura	No lineal Requiere fuente de voltaje Limitado rango de temperatura de operación
Circuito Integrado	Muy lineal Bajo Costo La salida digital del sensor puede estar directamente conectado a un microprocesador o ADC	Limitado rango de temperatura de operación Requiere fuente de voltaje Errores de calefacción No tiene buen acoplamiento térmico con el ambiente

**Cuadro 2.7 Comparación entre sensores de temperatura**

De acuerdo a las consideraciones mencionadas en el cuadro 2.7 se elige como sensor de temperatura al termistor, ya que las aplicaciones en las que se puede usar son genéricas, son de fácil manipulación (encapsulado pequeño), poseen un rápido tiempo de respuesta, y ofrecen altas precisiones.

Como característica adicional se puede mencionar la intercambiabilidad que poseen los termistores lo que los hace fácilmente reemplazables.

El inconveniente en este tipo de sensor es la linealidad, los termistores de tipo NTC son los que pueden aproximarse con menor error a una ecuación lineal. Sin embargo, varios esquemas de linealización de la curva Resistencia vs. Temperatura son propuestos. Éstos consisten en agregar una resistencia ya sea en serie o en paralelo [15] para modificar la gráfica Resistencia vs. Temperatura. A continuación, en la figura 15, se muestra el cambio que se produce al agregar una resistencia en paralelo al termistor.



**Figura 15** Variación de la respuesta de un termistor al aumento de una resistencia [33]

La empresa Yellow Spring Instruments ofrece el *YSI Thermilinear component*, que consiste en dos termistores conectados en paralelo en un mismo encapsulado. Los beneficios adicionales que se consiguen son un fácil diseño, una alta resolución en la medida y el circuito electrónico tendría un bajo costo.

Entre la familia del *YSI Thermilinear component*, aquellos que ofrecen las características más adecuadas a los requerimientos del sistema es el YSI 44018

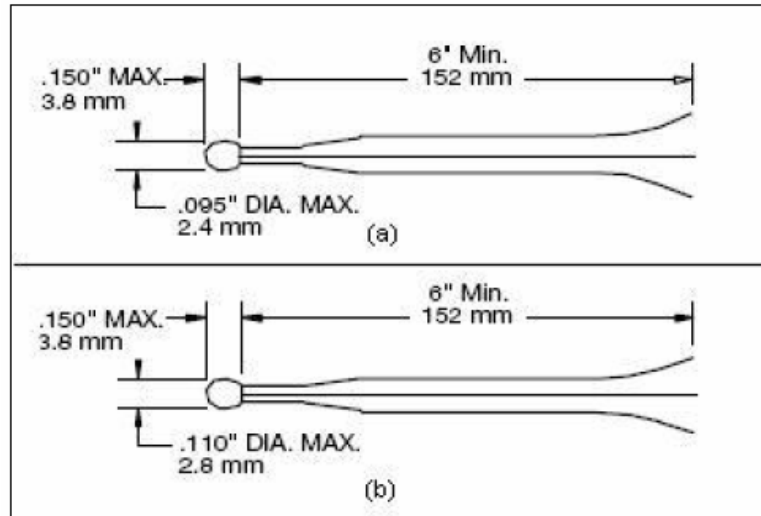


Figura 16 YSI 44018 y YSI44019A Thermilinear components [33]

(Figura 16a) y el YSI 44019A (Figura 16b), los cuales poseen las siguientes características:

#### Características del Termistor YSI44018:

Máxima temperatura de operación: 105 °C

Precisión:  $\pm 0.15$  °C

Intercambiabilidad:  $\pm 0.15$  °C

Tiempo de respuesta máxima: 1 segundo en aceite agitado

10 segundos en aire quieto

Constante de disipación mínima: 8 mW/°C en aceite agitado

1 mW/°C en aire quieto

Rango de medición de temperatura: -80 a 105°

#### Características del Termistor YSI44019A:

Máxima temperatura de operación: 85 °C

Precisión:  $\pm 0.4$  °C (0 a 85 °C)

Intercambiabilidad:  $\pm 0.4$  °C (0 a 85 °C)

Tiempo de respuesta máxima: 1 segundo en aceite agitado

10 segundos en aire quieto

Constante de disipación mínima: 8 mW/°C en aceite agitado

1 mW/°C en aire quieto

Rango de medición de temperatura: -55 a 85°C

El sensor que ofrece un mejor desempeño para esta etapa es el YSI44018, por lo que se utilizará en el desarrollo de esta etapa.

### 3.4.2 Etapa de Acondicionamiento de la señal del sensor:

La etapa de acondicionamiento se da a través de un puente Wheatstone [15], el cual genera dos voltajes, uno de referencia y otro que varíe con la resistencia del termistor. Los valores de las resistencias de dicho puente dependen del termilínea a utilizar.

El fabricante desarrolla una aplicación para el acondicionamiento de la señal de sensado a través una red termilínea (*Thermilinear Network*) el cual consiste de dos subcomponentes: un termilínea y un set de resistencias (*Resistor set*) que son resistencias de película de metal de precisión. Esta red puede ser utilizada para sensado de temperatura con Voltaje lineal vs. Temperatura o Resistencia lineal vs. Temperatura dependiendo de la configuración utilizada.

En las figuras 17 y 18 se muestran las configuraciones desarrolladas por el fabricante:

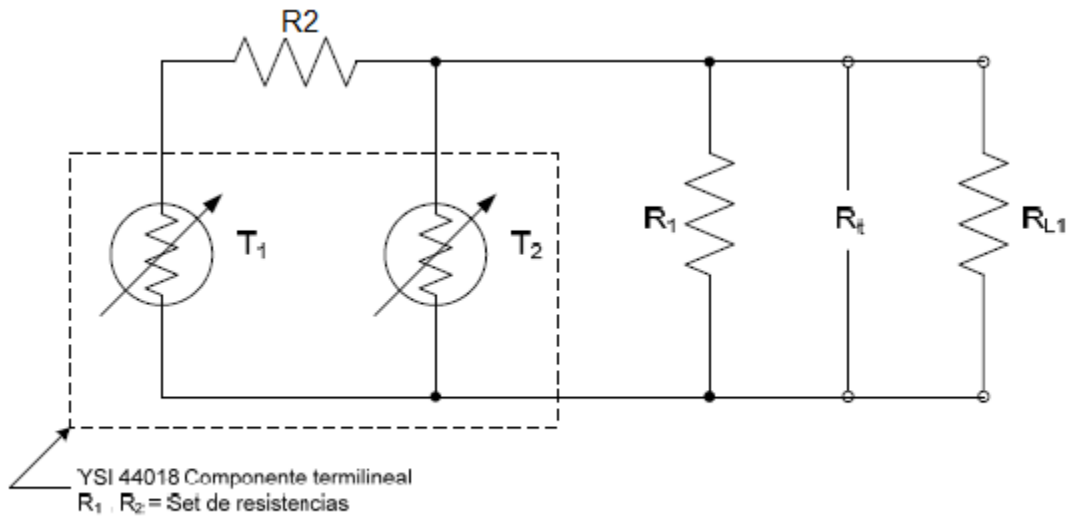


Figura 17 Red termlineal en modo resistencia [33]

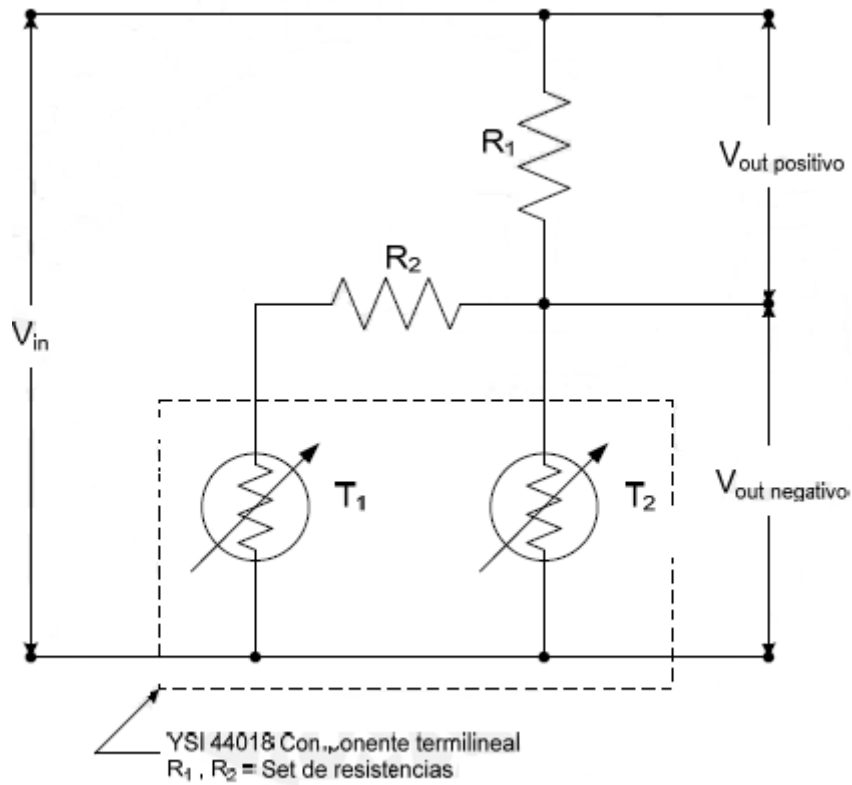


Figura 18 Red termlineal en modo voltaje [33]

Entre los dos modos presentados, se escogerá el de voltaje ya que presenta el circuito de acondicionamiento recomendado por Webster [12] para procesos de medición de temperatura.

La relación voltaje - temperatura está definida en la siguiente ecuación:

$$V_{out} = (m \cdot V_{in}) \cdot T + (b \cdot V_{in}) \quad (\text{Ecuación 3.1})$$

Donde:

$V_{out}$  = Voltaje de salida

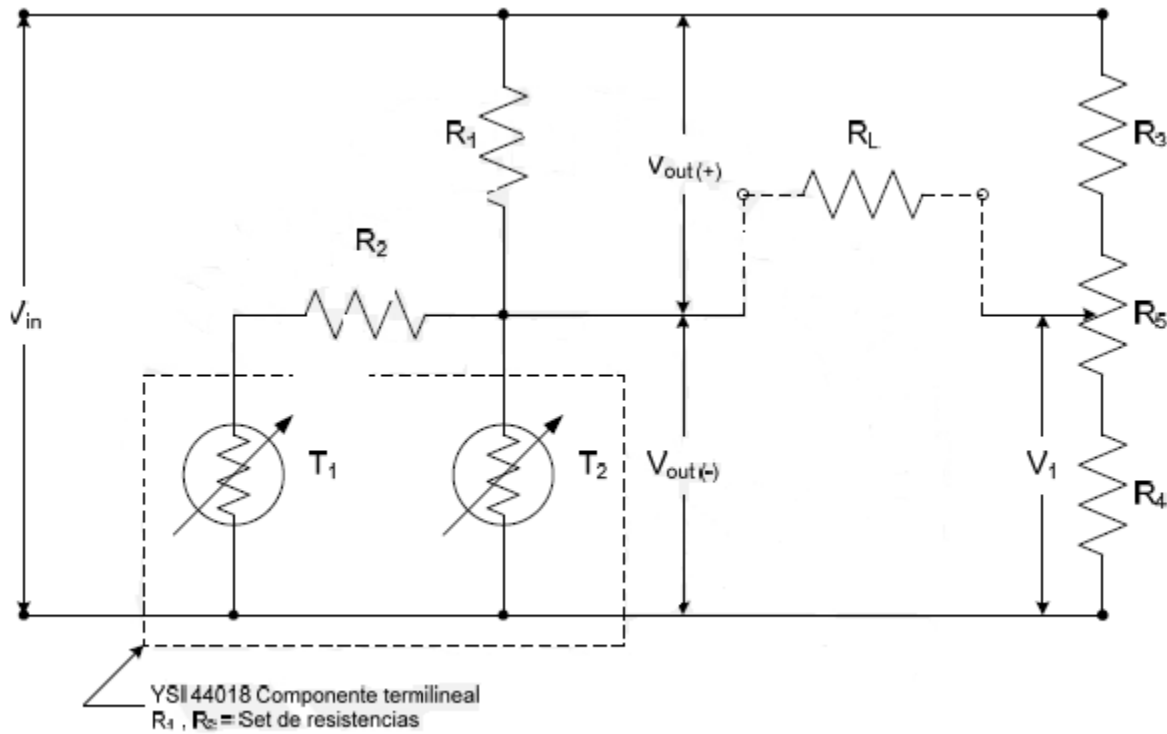
$m$  = Cambio de voltaje por grado (slope)

$V_{in}$  = Voltaje de entrada

$T$  = Temperatura en grados Celsius ( $^{\circ}\text{C}$ )

$b$  = Voltaje a  $0^{\circ}\text{C}$  y 1 voltio ( $V_{in}$ ) (desplazamiento a  $0^{\circ}\text{C}$  o intercepto)

Esta red, que implica una configuración de medio puente, tiene limitaciones en cuanto al rango de medición debido a que ésta se reduce notablemente; pero, al realizar la configuración del puente completo reducimos esta limitación ya que la medición no se hace desde tierra, sino desde un voltaje de referencia extraído del puente:



**Figura 19 Red termilíneal en configuración Puente Wheatstone [33]**

En esta configuración, se aprecia 3 resistencias adicionales a la configuración original (R3, R4 y R5) de donde se extrae el voltaje V1 el cual puede ser fijo o variable dependiendo si se fija o no la resistencia R5. RL representa la resistencia equivalente entre las dos salidas del puente. Se debe tener en cuenta que el uso de resistencias variables trae consigo una entrada de error ya que ocurre una constante pérdida de calibración de la misma. Es por esta razón que utilizaremos una resistencia fija, el cual dará un voltaje fijo V1.

Cada red ofrece características diferentes en la curva Resistencia vs Temperatura. Para el sensor elegido se tiene una red de resistencia disponible, cuyas características se describen en la tabla 2.8.

### YSI Thermilinear Network Specifications

YSI Networks Using 44018

44201	<b>Linear Range</b> 0 to +100°C	<b>Linearity Deviation</b> ±0.216°C
44018	<b>Resistance Mode</b> $R_1 = (-17.115)T + 2768.23$	
$T_1 = 6,000 \Omega @ 25^\circ\text{C}$ $T_2 = 30,000 \Omega @ 25^\circ\text{C}$	<b>E<sub>o</sub> Positive Mode</b> $E_{out} = (+0.0053483 E_{in}) T + 0.13493 E_{in}$	<b>E<sub>o</sub> Negative Mode</b> $E_{out} = (-0.0053483 E_{in}) T + 0.86507 E_{in}$
44301	<b>E<sub>in</sub> Max</b> 2.0V	<b>I<sub>i</sub> Max</b> 625 μA
$R_1 = 3200 \Omega$ $R_2 = 6250 \Omega$	<b>Resistor Error</b> ±0.14°C @ 0°C, ±0.03°C @ +100°C	<b>Min RL</b> 10 MΩ

Tabla 2.8 Especificaciones de la red termilínea usando el YSI 44018 [33]

Según los requerimientos establecidos en el ítem 3.1.2 para el desarrollo del sistema, la red termilínea 44202 y 44204 cumplen con las características señaladas. Se utilizará la red termilínea 44202 debido a que se disponen de las resistencias necesarias para poder implementar esta red.

Las características técnicas de la red 44202 se detallan a continuación:

Componente termilínea: YSI44018

- Precisión e intercambiabilidad: ± 0.15 °C
- Red termilínea a usarse: 44201
- Set de resistencias: R1 = 3.2 KΩ, R2 = 6.25 KΩ
- Rango de aproximación lineal: 0 a 100°C
- Voltaje de alimentación máximo: 2.0 V
- Corriente de entrada máxima: 625 μA
- Error de resistencia: ±0.14°C @ 0°C  
±0.03°C @ 100°C
- Desviación lineal: ± 0.216°C

- Constante de disipación: 1 mW/°C en aire quieto  
8 mW/°C en agua fluyendo

- Modo de resistencia:

$$R_t = (-17.115) \cdot T + 2768.23 \quad (\text{Ecuación 3.2})$$

- Modo voltaje negativo:

$$E_{out} = (-0.0053483 \cdot E_{in}) \cdot T + 0.86507 \cdot E_{in} \quad (\text{Ecuación 3.3})$$

- Modo voltaje positivo:

$$E_{out} = (0.0053483 \cdot E_{in}) \cdot T + 0.13493 \cdot E_{in} \quad (\text{Ecuación 3.4})$$

Observaciones:

- *Error de resistencia:* Posible error en el circuito en grados centígrados por el 0.1% de error en la exactitud del valor de la resistencia.

- *Voltaje negativo*: Fórmula para calcular el voltaje a través de la red termilineal en T2 (Figura 19).
- *Voltaje positivo*: Fórmula para calcular el voltaje a través de R1 (Figura 19).

La etapa de acondicionamiento de señal estará comprendida por el puente Wheatstone. El fabricante del termilineal determina una serie de pasos para el cálculo de los valores de las resistencias del puente Wheatstone [16] para obtener los valores indicados:

- Paso 1: El rango de medición debe ser establecido.

El rango de medición estará definido de acorde a los requerimientos establecidos. En nuestro caso, por la red que será utilizada, se puede obtener un rango de medición de 0 a 100°C el cual cubre nuestro requerimiento (4 a 95°C).

- Paso 2: Determinación de la constante de sensibilidad.

En este caso, se fijará  $E_{in}$  por lo que se podrá calcular la pendiente. Como los pasos son negativos, entonces se tendrá que a una mayor temperatura, menor será el valor de la resistencia.

- En la ecuación 3.3, cuando se tiene una temperatura de 0°C se obtiene:

$$E_{out} = 0.86507 * E_{in} \quad (\text{Ecuación 3.5})$$

- Y de la ecuación 3.2 la resistencia  $R_t$  obtenida a la misma temperatura será:

$$R_t = 2768.23\Omega$$

- Si fijamos  $E_{in} = 1.5 \cdot V$ , entonces a  $0^\circ C$  se obtiene:

$$E_{out} = 1.297605V$$

- Entonces se puede definir los pasos por cada grado

Si  $T=1^\circ C$ , se tiene:  $E_{out} = 1.28958255V$

Diferencia de voltaje entre grados:

$$Pendiente = - 8.02245 \cdot mV/^\circ C$$

- Paso 3: Cálculo de la disipación de potencia

Se calculará el auto calentamiento para evaluar el efecto de la potencia disipada en el Termistor T2 sobre la precisión en la medida. Esta se realizará utilizando la temperatura máxima en el rango determinado en el paso 1.

Según el anexo 4, a  $95^\circ C$ , el termistor T2 debe tener una resistencia de  $2402 \Omega$ .

Aplicando la fórmula de potencia:

$$P = \frac{V^2}{R} \quad (\text{Ecuación 3.6})$$

Donde:

$P$  = Disipación de potencia (Watts)

$V$  = Voltaje a la máxima temperatura

$R$  = Resistencia a la temperatura máxima en el rango seleccionado

- Calculo del voltaje  $E_{out}$  a la máxima temperatura (95 °C)

Aplicando a la ecuación 3.3 se obtiene:

$$E_{out} = 0.53547225V$$

- Calculo de la potencia:

$$P = 0.12mW$$

Para el error por auto calentamiento se utiliza la constante de disipación, el cual nos proporciona la conversión de Watts a grados centígrados.

Para aire quieto tenemos:

$$\text{Error auto calentamiento} = 0.12mW / 1mW/^{\circ}C = 0.12^{\circ}C$$

- Paso 4: Determinación de  $R_3$ ,  $R_4$  y  $R_5$

El objetivo de este paso es elegir dichas resistencias de tal manera que se obtenga 0 V a la salida cuando se tenga una temperatura de 4°C. Para comenzar, se debe tener como dato los valores de resistencia de  $T_1$ ,  $R_2$  y  $T_2$  (Figura 19) medidos a 4°C. El equivalente de estas resistencias se llamará  $R_{cal}$ . Una manera de hallar  $R_{cal}$  es calculando la resistencia  $R_t$  y sustrayendo el efecto de  $R_1$ .

De la ecuación 3.2, hallando  $R_t$  para 4°C ( $R_t$  a 4°C):

$$R_t = 2699.77 \Omega$$

Calculando  $R_{cal}$ :

$$\frac{1}{R_{cal}@4^{\circ}C} = \frac{1}{R_t@15^{\circ}C} - \frac{1}{R_1} \quad (\text{Ecuación 3.7})$$

$$R_{cal} = 17270.58 \Omega$$

Otra resistencia (R5) es agregada en esta parte con la finalidad de controlar el valor de 0V. El valor de esta resistencia es igual a dos veces el error (o tolerancia) de R3 y R4 (asumiendo que tienen el mismo error). Cuando se realiza el diseño del circuito, asumimos que una mitad del valor de la resistencia de R5 está incluido en R3 y la otra mitad en R4.

Eligiendo  $R4 = 78 \text{ K}\Omega$  (con una precisión de  $\pm 0.2\%$ ), calculamos R5 sólo para efectos del cálculo de R3:

$$R5 = 2 \cdot (0.002 \cdot 78000 \Omega) = 312 \Omega$$

R3 se calcula a partir de R4 y R5 mediante la siguiente ecuación:

$$R3 = [R1 \cdot (R4 + R5/2) / R_{cal}] - R5/2$$

Calculando R3 se obtiene:

$$R3 = 14325.23 \Omega \sim 14.32 \text{ K}\Omega$$

De los valores comerciales, el más cercano es el de  $14 \text{ K}\Omega$ , por lo que se tendrá:

$$R3 \approx 14 \text{ K}\Omega$$

Por lo tanto, se determina lo siguiente:

Valores de resistencias de la etapa de acondicionamiento de señal (todas las resistencias elegidas tienen una precisión de  $0.2\%$ , excepto R1 y R2 que tienen una precisión de  $0.1\%$ ):

$$R1 = 3.2 \text{ K}\Omega$$

$$R2 = 6.25 \text{ K}\Omega$$

$$R3 = 14 \text{ K}\Omega$$

$$R4 = 78 \text{ K}\Omega$$

Ecuación de salida de la etapa de acondicionamiento de señal:

$$E_{out} = - 0.00802245 \times T + 1.297605 \times (\text{voltios}) \quad (\text{Ecuación 3.8})$$

Por último, se considera el error introducido por el sensor de temperatura, donde se utiliza la pendiente de la ecuación 3.8 para poder convertir la precisión de la temperatura en voltaje. Expresando la precisión del sensor ( $\pm 0.15^\circ\text{C}$ ) en mV se obtiene que ésta es igual a  $\pm 1.2\text{mV}$ .

Sumando el error introducido por el sensor en la ecuación 3.8 se obtiene:

$$E_{out} = - 0.00802245 \times T + 1.297605 \times (\text{voltios}) \pm 1.2\text{mV} \quad (\text{Ecuación 3.8.1})$$

La configuración del sensor de temperatura es:

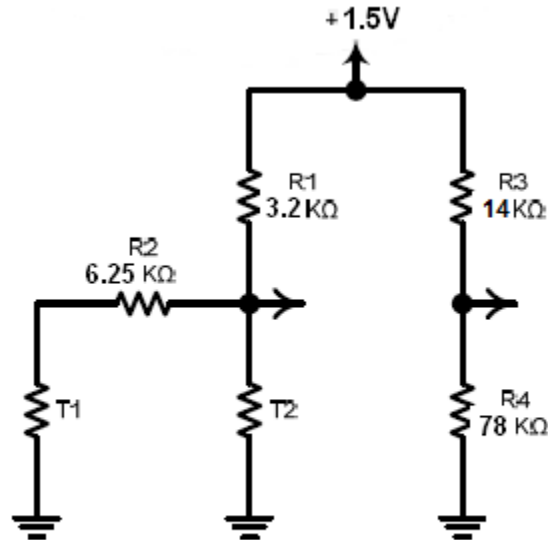


Figura 20 Puente Wheatstone de la etapa del sensor de temperatura  
[Imagen de elaboración propia]

### 3.4.3 Etapa del Amplificador de Instrumentación:

La salida de voltaje del puente Wheatstone está definida en la ecuación 3.8.1, donde la variación de voltaje ante un aumento de  $1^\circ\text{C}$  es de  $- 8.02245 \text{ mV}$ . Ya que esta variación es muy pequeña para poder manejarla con las etapas siguientes

(filtro analógico y conversor analógico digital) y también susceptible al acoplo de ruido externo [17], se coloca una etapa de amplificación de señal con la finalidad de poder resolver estos inconvenientes.

Para ello se utiliza un amplificador de instrumentación cuyo esquema se muestra en la figura 21:

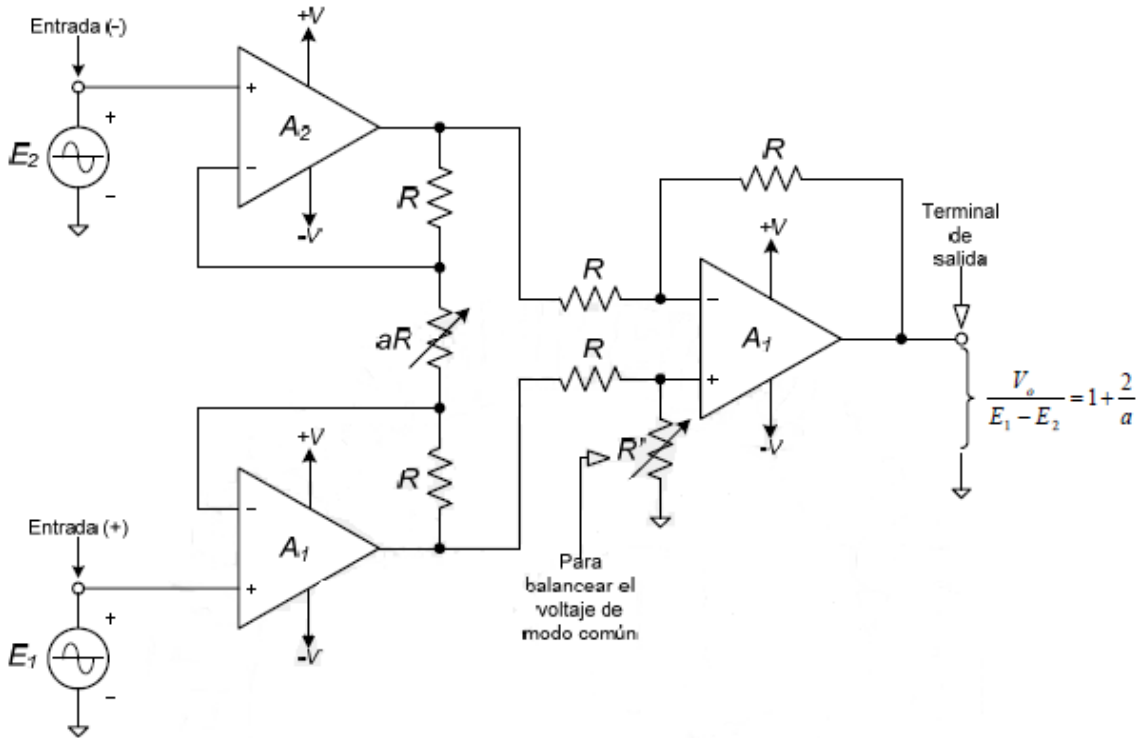


Figura 21 Esquema básico de un amplificador de instrumentación [18]

Las características más importantes del amplificador de instrumentación (correspondiente a la figura 21) son:

- La ganancia de voltaje, desde la entrada diferencial ( $E_1 - E_2$ ) a la salida simple, se define por medio de una sola resistencia ( $aR$ ).

- La impedancia en las dos entradas es muy alta y no cambia aunque se varíe la ganancia. Esto es debido al seguidor de línea colocado en cada entrada del amplificador.
- $V_o$  no depende del voltaje en modo común de  $E_1$  y  $E_2$  (voltaje de modo común), sólo de su diferencia (inmunidad al ruido).

De los amplificadores de instrumentación ofrecidos en el mercado se tiene los desarrollados por Analog Devices, National Semiconductor y Burr-Brown (Texas Instruments). Se observa que son escasos los amplificadores ofrecidos por National Semiconductor que poseen las características de precisión necesarias para el desarrollo del sistema, en tanto que Analog Devices si ofrece amplificadores con características de precisión, pero son muy costosos. Se optó por el uso de amplificadores de la compañía Burr-Brown (Texas Instruments).

Específicamente el uso de la familia INA. Se basa en la variedad de amplificadores de instrumentación con altas características de precisión ofrecidas por el fabricante.

Para el diseño del sistema, al elegir el amplificador se debe tener en cuenta las siguientes consideraciones de diseño dadas por el fabricante [19] [20]:

- Para una precisión de  $\pm 0.5^\circ\text{C}$  (requerimiento del diseño), se debe tener en cuenta la pendiente de la ecuación 3.8.1, el cual es de  $8.022 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Entonces, para pasos de  $0.5^\circ\text{C}$ , se tendrá variaciones de  $4.011 \text{ mV}$ . Es decir, el amplificador debe tener un error en la entrada menor a  $4.01 \text{ mV}$ .
- El error en la ganancia debe ser menor que  $4.01 \text{ mV} \times G$ , donde  $G$  es la ganancia del amplificador.

• Alto rechazo en modo común (CMRR), de tal manera que el voltaje de salida no sea afectado por el voltaje en modo común en la entrada. Esto implica que el voltaje de salida del amplificador con la entrada en modo común deberá ser menor que  $4.01 \text{ mV} \times G$  para no afectar la medición. Las condiciones mínimas que debe contar nuestro amplificador de instrumentación son de una señal de interferencia de 1%. Es decir, los  $4.01 \text{ mV} \times 0.01 \sim 0.0401 \text{ mV}$ . Por lo tanto, el CMRR mínimo deberá ser:

Donde  $V_{CM}$  es el voltaje de modo común en la entrada = 1.5V (ver figura 20)

$$CMRR \geq 2 \cdot V_{CM} / 40.1 \cdot 10^{-6} = 3 / 40.1 \cdot 10^{-6} = 74812.97$$

$$CMRR_{min} = 20 \cdot \log(74812.97) = 97.48 \text{ dB}$$

• Como la señal de entrada es prácticamente continua (la frecuencia del sensor es menor a 4 Hz), también se debe tener en cuenta el voltaje de desplazamiento que genera el amplificador.

Según lo mencionado líneas arriba, se encontraron los siguientes amplificadores que cumplen dichas características y que se mencionan en la tabla 2.9:

Características	INA101	INA128
Ganancia	$G = 1 + \frac{40k\Omega}{R_G}$	$G = 1 + \frac{50k\Omega}{R_G}$
Error en la Ganancia	$\pm 0.292\%$	$\pm 0.5\%$
Desfase de entrada	$\pm 340\mu\text{V}$	$\pm 225\mu\text{V}$
Input bias current (por cada entrada)	30nA	10nA
Impedancia de entrada	$10^4 \Omega$	$10^4 \Omega$
Rango máximo de voltaje de entrada	$\pm 15 \text{ V}$	$\pm 15 \text{ V}$
Consumo de corriente de la fuente	$\approx \pm 6.7 \text{ mA}$	$\approx \pm 0.7 \text{ mA}$
CMRR	100dB	120dB
Ruido a la entrada	0.8 $\mu\text{Vpp}$	0.2 $\mu\text{Vpp}$

**TABLA 2.9 Características del amplificador INA101 e INA128**  
[Cuadro de elaboración propia]

Para la asignación de valores en la tabla se tuvo que asumir una ganancia específica (para este caso se eligió una ganancia igual a 10) ya que varias de las características dependían del valor de ésta.

Según la tabla 2.9, los dos amplificadores cumplen con nuestros requerimientos, por tal motivo escogemos el INA128U para nuestro diseño.

Se puede observar que en lo que respecta a la impedancia de entrada, ésta genera corrientes en el orden de los nano amperios originando caídas de voltaje que no perjudican la señal de entrada, como también sucede con las variaciones de voltaje y corriente debido a la temperatura, los cuales tampoco perjudican dicha señal. Adicionalmente, el rango de temperatura de operación abarca el rango de operación del sistema a diseñar.

Para determinar el efecto del amplificador de instrumentación en la señal se calcula primero el error de la entrada diferencial. Seguidamente sumaremos el error introducido por el amplificador en la entrada y en la salida; y por último, la ecuación de la señal de salida que se enviará a la siguiente etapa.

En el diseño de la etapa del sensor de temperatura determinamos, en la ecuación 3.8.1, el error atribuido a la precisión del sensor utilizado. Esta señal se colocará en la entrada negativa del amplificador de instrumentación. En la entrada positiva estará el voltaje fijo del puente Wheatstone determinado por las resistencias R3 y R4. Se necesita calcular el error de dicho voltaje fijo. Ésta se puede expresar como una variación de voltaje calculando el valor del voltaje en R4. El voltaje fijo del puente (voltaje en R4) respecto de tierra es determinado de la siguiente fórmula:

$$V(R_4) = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \times E_{in} \cdot (\text{Voltios}) \quad (\text{Ecuación 3.9})$$

El cálculo de error se obtiene utilizando las siguientes ecuaciones:

$$E(R_3 + R_4) = E(R_3) + E(R_4) \quad (\text{Ecuación 3.9.1})$$

$$E\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) = \varepsilon(R_4) + \varepsilon(R_3 + R_4) \quad (\text{Ecuación 3.9.2})$$

$$E[V(R_4)] = \varepsilon\left(\frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) + \varepsilon(E_{in}) \quad (\text{Ecuación 3.9.3})$$

Donde:

E = Error absoluto

$\varepsilon$  = Error relativo

Teniendo como dato la precisión de las resistencias R3 y R4 a utilizar ( $\pm 0.2\%$ ) y la del voltaje de entrada ( $\pm 0.1\%$ ) se obtiene:

$$V(R_4) = 1.27 \pm 1.69 \text{ mV}$$

La señal diferencial a la entrada del amplificador será igual a la diferencia entre la ecuación 3.8.1 y la ecuación 3.9:

$$V_{in+} = V(R_4) = 1.27x \text{ (voltios)} \pm 1.69 \text{ mV}$$

$$V_{in-} = E_{out} = (-0.00802245 \times T + 1.297605) \times (\text{voltios}) \pm 1.2 \text{ mV}$$

$$V_{in+} - V_{in-} = (0.00802245 \times T \text{ (}^\circ\text{C)} - 0.027605) \times (\text{voltios}) \pm 2.89 \text{ mV} \quad (\text{Ecuación 3.10})$$

La ganancia del amplificador estará determinada, según la ecuación del fabricante, por el valor de la resistencia  $R_G$ . El valor de la resistencia dependerá del factor de amplificación que se desee darle a la señal. En el subcapítulo 3.4.4 elegimos el conversor analógico digital ADS1110 el cual trabaja en el rango de  $-2.048 \text{ V}$  a  $+2.048 \text{ V}$  (entrada diferencial). Para poder trabajar bajo este rango la ganancia del

amplificador no debe exceder de 5 (según el rango de medición de temperatura planteado). Buscando valores de resistencia comerciales se eligió  $R_G = 15 \text{ K}\Omega$ .

Entonces se tendrá:

$$G = 1 + \left( \frac{50 \cdot \text{K}\Omega}{15 \cdot \text{K}\Omega} \right) = 4.33$$

De la tabla 2.9, sumando todos los errores en la entrada para la ganancia elegida tenemos:

$$\Sigma \text{errores en la entrada (INA128)} = 223.9 \mu\text{V}$$

Por lo tanto, la ecuación 3.10 quedaría expresada de la siguiente manera:

$$V_{in+} - V_{in-} = (0.00802245xT \text{ (}^\circ\text{C)} - 0.027605)x \text{ (voltios)} \pm 3.12 \text{ mV} \quad (\text{Ecuación 3.10.1})$$

El error incluido en la ecuación 3.10a se encuentra dentro del rango permitido por el requerimiento (menor a 4.01 mV).

Para poder incluir el error de la ganancia en la señal de entrada en la ecuación a la salida del amplificador se necesita utilizar la ley de propagación del error [21].

Sea la función  $y = f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ , la ley de propagación del error se define como:

$$E_a(y) = \sum_{i=1}^n \left| \frac{\partial}{\partial x_i} f(x_1, x_2, \dots, x_n) \right| \cdot E_a(x_i) \quad (\text{Ecuación 3.11})$$

Donde  $E_a(x)$  y  $E_a(y)$  son los errores de  $x$  e  $y$  respectivamente. Calculando el error de ganancia para el valor elegido ( $G = 4.33$ ) se tiene:

$$G = 4.33 \pm 0.025$$

$$\text{Sea: } x_1 = (0.00802245xT \text{ (}^\circ\text{C)} - 0.027605)x \text{ (voltios)} \pm 3.12 \text{ mV}$$

$$x_2 = 4.33 \pm 0.04$$

Utilizando la ecuación 3.11 se calcula el error de la ecuación a la salida del amplificador. Por lo tanto, la ecuación a la salida del amplificador será:

$$V_{out} = (0.03473721 \times T (^{\circ}\text{C}) - 0.1195297) V \pm 7.45 \text{ mV} \quad (\text{Ecuación 3.12})$$

Para un cambio de  $0.5^{\circ}\text{C}$  se tiene en la salida del amplificador una variación de  $17.37 \text{ mV}$  (utilizando la pendiente de la ecuación 3.12). Se observa que el error en la misma ecuación es menor que la variación mencionada por lo que el diseño hasta este punto cumple los requerimientos planteados al inicio del presente capítulo.

#### 3.4.4 Etapa de Filtro pasa bajo:

En la etapa anterior, se tiene la señal del sensor acondicionada, amplificada y disponible para la conversión analógica digital de la etapa de control; sin embargo, debido al acoplo de una suma de diferentes tipo de ruido en la señal (mencionado en la Etapa 1), se hace necesario colocar una etapa de filtrado. Esto tiene como finalidad atenuar señales comprendidas en bandas de frecuencias ajenas a la señal del sensor de temperatura.

Analizando los requerimientos del equipo, se tiene lo siguiente:

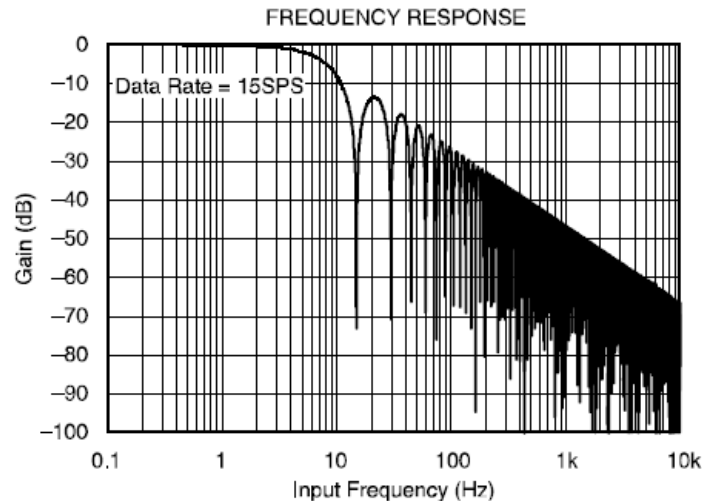
- La señal del sensor de temperatura tiene una frecuencia menor a  $4\text{Hz}$  (revisar subcapítulo 3.2), dado que en el mejor de los casos, el tiempo de respuesta es de  $0.62$  segundo (ver figura 7.3).
- Entre la clase de filtros existentes (pasivos y activos), se decidió por el uso del filtro activo. Como el rango de frecuencia de trabajo se encuentra dentro del rango denominado baja frecuencia (de  $1 \text{ Hz}$  hasta  $1 \text{ MHz}$ ), el

uso de un filtro pasivo, especialmente los que contienen componentes inductivos, no llegan a ser eficientes, ya que los inductores llegan a tener valores muy grandes haciendo al diseño voluminoso y caro [22].

- Debido a la precisión de la señal, se debe tener en cuenta la respuesta en frecuencia del tipo de filtro. Esto implica que en la banda de paso se tenga una ganancia uniforme. El tipo de filtro que se adecua a esto tipo de requerimientos es el de Butterworth. Éste nos ofrece la máxima respuesta plana en la banda de paso. El único inconveniente que se puede tener con en este tipo de filtro lo encontramos en la pendiente. Para obtener una mayor pendiente, el incremento del orden del filtro es mayor en comparación a otros tipos de filtro (p.e. Chebyshev, Bessel).

De acuerdo a nuestros requerimientos, mencionados anteriormente, para obtener una mejor precisión en la toma de datos se utiliza un filtro del integrado ADS1110 (en la etapa 1 se menciona el porque se elige este integrado). Además, otra razón, es por el número de componentes utilizados para un filtro activo pasa bajo, el cual hacía el circuito impreso no práctico.

La respuesta en frecuencia del filtro del integrado ADS1110 se muestra a continuación:



**Figura 22 Respuesta en Frecuencias del filtro del integrado ADS1110 [34]**

Como se puede observar en la figura 22, se trata de un filtro pasa bajo el cual tiene una frecuencia de corte de 4 Hz (aproximadamente). Estas características se adecuan a los planteamientos mencionados líneas arriba. Por lo tanto, la señal a la salida del amplificador se conectará directamente a la entrada del convertor analógico digital.

Teniendo en cuenta las observaciones y requerimientos mencionados, se planteará las características necesarias para la elección del convertor que se utilizará en el diseño, los cuales son sugeridos en el Boletín Aplicativo de Texas Instruments “Selecting and A/D Converter” [23] y “Análisis del ruido de cuantificación de un convertidor A/D por simulación” [24]. Dicha lista de selección se divide en dos áreas: Los factores primarios, los que definen las características principales del convertor, y los secundarios, características adicionales pero no menos importantes.

Factores primarios:

- Nivel de precisión del conversor (el cual depende del nivel de precisión del hardware a diseñar).
- Resolución del conversor.
- Naturaleza de la señal de entrada.
- Velocidad de conversión.

Factores secundarios:

- Número de canales requeridos.
- Selección de referencia interna o externa.
- Requerimientos de formato digital de salida.
- Requerimiento de interfaz de salida.

Para poder cuantificar las características del conversor se tiene que fijar el voltaje de referencia a utilizar. Para efectos de cálculo se coloca como voltaje de referencia +5V. Esto implica que la resolución mínima será de 10 bits, para lo cual se tendrá una cuantificación ( $q$ ) de  $q = 5V / 2^{10} = 4.88 \text{ mV}$ . Entonces se tendrá que 1LSB equivale a 4.88 mV.

A partir de esto se obtiene las condiciones *mínimas* que el conversor a elegir debe cumplir:

- Resolución del conversor: 10 bits
- Error de desplazamiento:  $\pm 0.5 \text{ LSB}$
- Error de ganancia:  $\pm 0.5 \text{ LSB}$
- No linealidad diferencial:  $\pm 1 \text{ LSB}$
- No linealidad integral:  $\pm 1 \text{ LSB}$

- Naturaleza de la señal de entrada: Continua
- Velocidad de conversión: 10 SPS (muestras por segundo)
- Número de canales: 1 canal
- Voltaje de referencia: Interna
- Interfaz de salida: Transmisión serial

Una característica adicional importante es la relación señal a ruido (SNR). Según la nota de aplicación de Texas Instruments [23], una regla eficaz pero no sustentada para conseguir un valor de SNR aceptable en un conversor es multiplicar la resolución por seis. Se tiene entonces:

$$SNR \text{ mínimo} = 6 \times \text{Resolución} \quad (\text{Ecuación 3.13})$$

En cuanto a la técnica de conversión más conveniente para la aplicación del sistema a diseñar, según la guía de selección de amplificadores y convertidores [19] [25] la arquitectura Delta Sigma ( $\Delta\Sigma$ ) es la más apropiada. Esta técnica se caracteriza por tener una alta resolución, entrada diferencial y conversiones a baja frecuencia [26]. De acuerdo a los requisitos mencionados, puede utilizarse como conversor analógico digital a los integrados ADS1110 y ADS1100 (ambos de Texas Instruments). Ambos convertidores poseen las mismas características eléctricas (ver Tabla 3.3) excepto por el voltaje de referencia que en el caso del ADS1110 es interno y para el caso del ADS1100 es externo.

Características	ADS110	ADS1100
Resolución	16 bits	16 bits
Error de desplazamiento	$\pm 1.2$ mV	$\pm 2.5$ mV
Error de Ganancia	$\pm 0.05\%$	$\pm 0.01\%$
No linealidad integral	$\pm 0.01\%$	$\pm 0.003\%$
Velocidad de Conversión	Hasta 240 SPS	Hasta 128 SPS
Numero de Canales	1	1
Interfaz de salida	I <sup>2</sup> C	I <sup>2</sup> C

**Tabla 3.0 Características principales del ADS1110 y ADS1100 [34]**

Se elige el conversor analógico digital ADS1110, debido a que utiliza la técnica de conversión sigma delta y está diseñado para aplicaciones de medición de temperatura. Adicionalmente se obtiene el valor del SNR en las gráficas de la hoja de datos del ADS1110. Para 16 bits se tiene que el SNR es de 98.08 dB [26]. Esto cumple con la ecuación 3.13.

El ADS1110 está constituido de un conversor analógico digital sigma delta con ganancia ajustable, un oscilador y una interfaz I<sup>2</sup>C.

El núcleo del conversor analógico digital consiste de un modulador delta-sigma seguido de un filtro digital. El conversor mide la diferencia entre las dos entradas de voltaje y las compara con un voltaje de referencia ( $2.048 \pm 0.05\%$  V). El filtro digital recibe una cadena del modulador y expulsa un código, el cual es un número proporcional a la entrada. El hecho de tener un voltaje de referencia interno implica el ahorro de un circuito externo que realice la misma función.

Como se mencionó anteriormente, el código de salida es proporcional a la diferencia entre las dos entradas analógicas. El número de bits necesarios para representar el código de salida depende de la velocidad de transmisión, como se muestra en la tabla 3.1:

Velocidad de transmisión	Número de bits	Mínimo código	Máximo código
15 SPS	16	-32768	32767
30 SPS	15	-16384	16383
60 SPS	14	-8192	8191
240 SPS	12	-2048	2047

**Tabla 3.1 Mínimos y máximos códigos del ADS1110 [34]**

La ecuación que determina la salida del convertidor es:

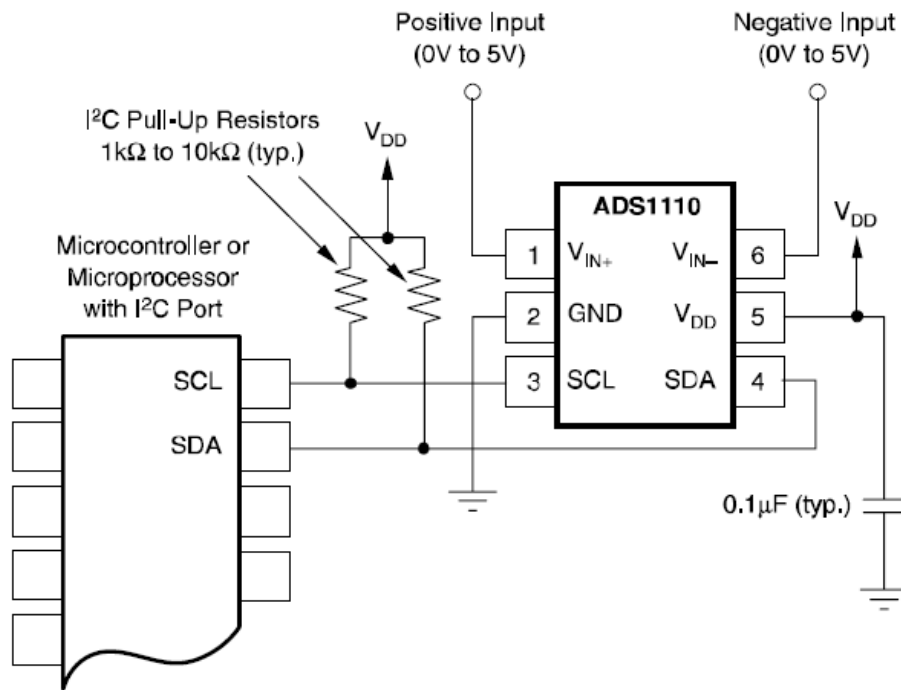
$$\text{Output Code} = -1 \times \text{Min Code} \times \text{PGA} \times \frac{(V_{IN+}) - (V_{IN-})}{2.048V} \quad (\text{Ecuación 3.14})$$

En este caso, se utilizará una resolución de 16 bits lo cual corresponde como código mínimo -32768 según se puede observar en la tabla 3.1. La ganancia será unitaria. Entonces de la ecuación 3.14 se tendrá:

$$\text{Output Code} = 16000 \times [(V_{in+}) - (V_{in-})] \quad (\text{Ecuación 3.15})$$

Cabe resaltar que al elegir la máxima resolución del convertidor se tiene como consecuencia una menor velocidad de transmisión, pero para la aplicación no tendrá ninguna repercusión.

En las notas de aplicación de la hoja de datos el fabricante, se recomienda la siguiente conexión del convertidor (ver Figura 23):



**Figura 23 Configuración típica del conversor ADS1110 [34]**

Como se puede apreciar en el modelo de configuración típica del ADS1110 (figura 23), la interfaz I<sup>2</sup>C requiere que sus dos líneas de transmisión estén con resistencias pull-up. En este caso el valor de las resistencias será de 10KΩ y estarán alimentadas con +5V. Además se conectará la línea de entrada negativa (V<sub>in</sub> -) a tierra y la salida del amplificador (de la etapa anterior) a la entrada positiva (V<sub>in</sub> +). La alimentación requerida por el conversor es de +5V.

### 3.5 Comunicación del micro controlador con la PC a través de una comunicación serial

Los requerimientos que se debe tener en cuenta son:

- El tipo de comunicación es punto a punto.
- La distancia requerida para la transmisión serial es de 2m.

- Solo se conectará a un equipo.

Con estos requerimientos seleccionamos el integrado que se ajusta este estándar del RS232 y es el max232, este es un DUAL EIA-232 DRIVERS/RECEIVERS para que se pueda realizar la comunicación, este integrado actúa como un interfaz entre la PC y el micro controlador Atmega16L.

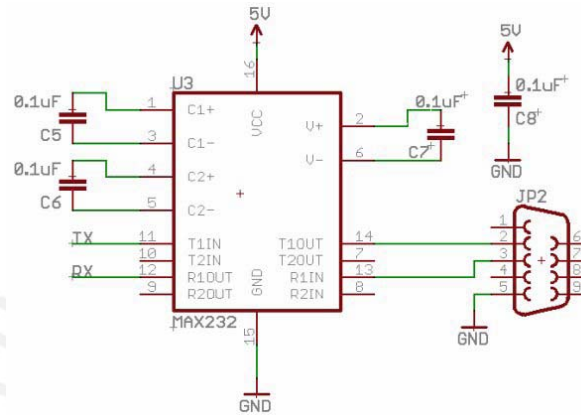


Figura 24.- Circuito integrado MAX232

En la figura 24 los pines 11 y 12 van conectados a los de transmisión y recepción del Atmega16L y su salida va al JP2 que representa a un conector DB9 macho.

### 3.6 Etapa de ENTRADA/SALIDA

Para la etapa de entrada y salida, los requerimientos que se pide es que las condiciones de temperatura y tiempo de permanencia en ellas depende con cada muestra, el sistema debe permitir el ingreso de parámetros fundamentales que son temperatura, tiempo y número de ciclos el cual se desea que se le aplique a la muestra y poder visualizarlos cada dato ingresado en una pantalla.

Como dispositivo para el ingreso de datos se utiliza un teclado matricial de 4x4(ver Figura 25), es decir de 16 teclas. Este dispositivo periférico consta de 8 líneas que se conectarán a las ocho líneas del puerto del micro controlador.

A continuación se muestran los diagramas de conexiones del teclado matricial (Figura 25):

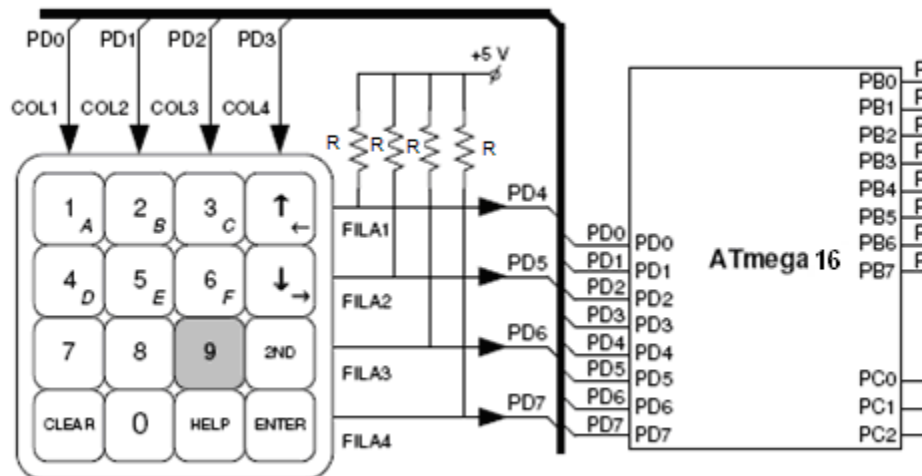


Figura 25. Circuito Teclado-Etapa de entrada

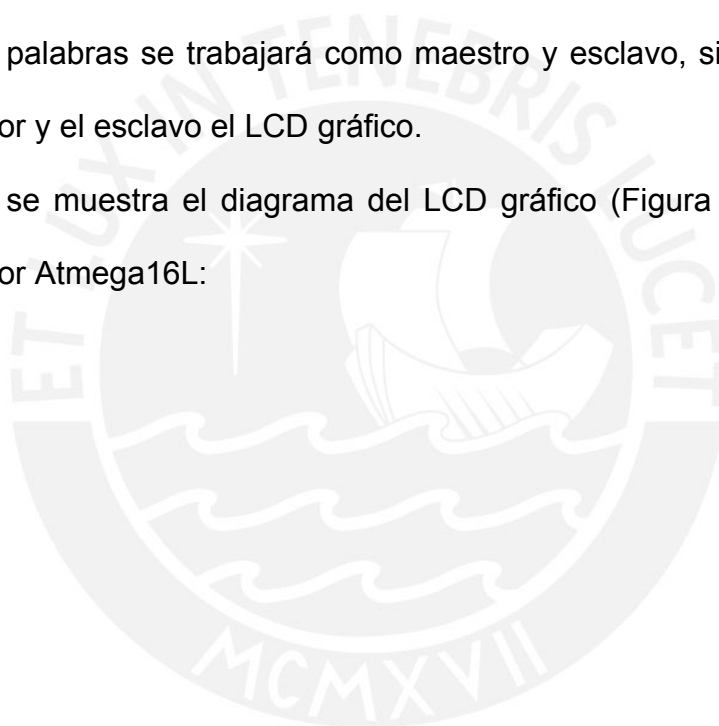
En este diagrama el valor de  $R=252\Omega$ , este valor es calculado de acuerdo a la hoja técnica del Atmega16L, sus puertos de entrada admiten un valor de 40mA como máximo y la suma de todos sus puertos no debe exceder de 300 mA, así como lo especifica en su hoja técnica, para nuestro cálculo asumiremos un valor promedio de corriente de 20mA y la alimentación al teclado es de 5V, por ley de Ohm calculamos el valor de la resistencia mínima, para ello la resistencia R deberá ser mayor a  $250\Omega$ , para efectos prácticos usamos el valor de  $252\Omega$  de uso comercial. Para la etapa de salida usamos un visualizador, el cual nos mostrará los valores de temperatura y tiempo en el que se está ejecutando el ciclo de PCR,

adicionalmente dicho visualizador podrá mostrarnos figuras o gráficos para darle una mejor visualización.

En un primer momento se pensó en trabajar con un LCD de caracteres, pero uno de los requerimientos para el proyecto es que pueda mostrar no solo caracteres sino también gráficas.

Por eso se utilizará un LCD gráfico, su configuración solo abarcará 8 pines del micro controlador, debido a que la información y gráficos a mostrar serán de tipo serial, en otras palabras se trabajará como maestro y esclavo, siendo maestro el micro controlador y el esclavo el LCD gráfico.

A continuación se muestra el diagrama del LCD gráfico (Figura 26) junto con el micro controlador Atmega16L:





De la Figura 26 el potenciómetro que se utiliza es para la regulación del back light del LCD gráfico, se utiliza un conector para el flat del LCD que es de 30 pines. La transmisión serial está conformada por los puertos PB3 (MOSI) y PB5 (SCK) del Atmega16L conectados a los pines del LCD gráfico pin 13 y 12 respectivamente. El Pin PC 6 del Atmega16L cumple la función de Reset, para esto utilizamos un pulsador, cuando deseamos resetear el programa.



### 3.7 Fuente de alimentación

Los requerimientos que se debe tener en cuenta es el de entregar la energía necesaria a todo el sistema, debido a que consume más energía que las demás y se encargará de suministrar la energía necesaria a las células peltier que irán conectados en paralelo y a su vez alimentará a la etapa de control, potencia, sensado de temperatura, entrada y salida. Para el funcionamiento del ventilador se utilizará una fuente que alimente solo a esta carga. En la siguiente tabla 3.2 se muestra las etapas con los componentes a usar indicando su voltaje y corriente de consumo:

ETAPA DE CONTROL	CANTIDAD	VOLTAJE DE ALIMENTACION	CORRIENTE CONSUMIDA
ATMEGA16L	1	5V	40 mA
<b>ETAPA DE ENTRADA Y SALIDA</b>			
TECLADO MATRICIAL	1	5V	80 mA
LCD GRAFICO	1	5V	160 mA
74LS04	2	5V	0.2 mA
<b>ETAPA DE POTENCIA</b>			
LT1160	1	12V	0.25 mA
OPTOACOPLADORES	2	5V	76 mA
MOTOR VENTILADOR	1	24V	600 mA
PELTIER	2	23V	22600 mA
74LS04	1	5V	0.1 mA
<b>ETAPA DE SENSADO DE TEMPERATURA</b>			
INA128	1	12V Y -12V	13.4 mA
ADS1110	1	5V	0.35 mA
PUENTE WHEATSTONE	1	1.5V	0.48 mA

**TOTAL: 23.57 A**

Tabla 3.2 Cuadro de distribución de voltaje y corriente consumida en cada etapa del sistema

[Cuadro de elaboración propia]

Realizamos un resumen de fuentes, el cual mostramos en la siguiente tabla 3.3 la cantidad de fuentes que requiere el sistema para ser alimentado:

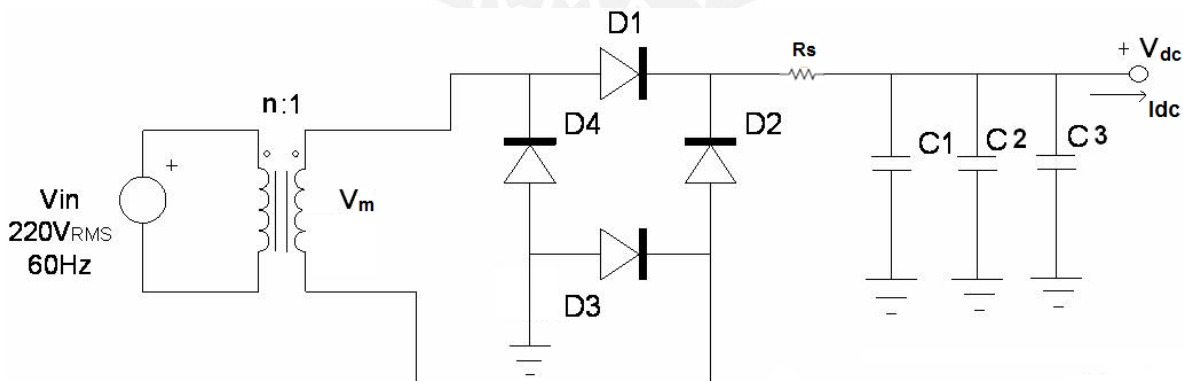
FUENTE DE ALIMENTACION	CORRIENTE CONSUMIDA (mA)
5V	357.13
12V	6.95
(-)12V	6.7
23V	22600
24V	600

**TOTAL : 23.57 A**

**Tabla 3.3 Cuadro de distribución de corriente consumida en cada fuente de alimentación**  
[Cuadro de elaboración propia]

Tal como se muestra en la tabla 3.3, se diseñará tres fuentes de alimentación, una fuente a + 23 V @ 22.6 A, el segundo a + 24 V @ 1 A y el tercero a -12V @ 20 mA. Partimos de los cálculos que se muestran a continuación:

El equipo trabajara con un voltaje de entrada a 220V a una frecuencia de 60Hz, para nuestros requerimientos utilizaremos un filtro con rectificador de onda completa tipo puente como lo muestra la figura 27, para obtener una tensión de +23 V @ 22.6 A.



**Figura 27. Primera fuente de alimentación**  
[Imagen de elaboración propia]

Para obtener un diseño exacto de una fuente de alimentación, utilizamos las curvas de Shade para el diseño de las fuentes de alimentación, el desarrollo de los cálculos se muestran a continuación:

Tenemos:

$$V_{dc} = 23 \text{ V}$$

$$I_o = 22.6 \text{ A (representa la corriente total consumida por los peltiers)}$$

Voltaje de rizado (p-p) = 3.8 Vpp (se escoge este voltaje de rizado para que no exceda el voltaje máximo permitido por el peltier que es de 27V)

$$F = 60 \text{ Hz}$$

En el Anexo 5, en la figura A se obtienen los siguientes valores:

Tomamos como parámetro para un puente de diodos:  $R_s/R_L \% = 30\%$

El cual obtenemos:  $WR_{LC} = 7.7$ , con esto podemos obtener el rango mínimo del capacitor con un atenuación de rizado:

$$r_f = [V_{\text{rizado(p-p)}} / 2\sqrt{2} * V_{dc}] * 100\%$$

$$r_f = 5.8\%$$

De la figura B, con los datos  $R_s/R_L\%=30$  y  $WR_{LC}=7.7$ , obtenemos  $V_{dc}/V_m\%=56\%$ , entonces:

$$V_{dc} / V_m = 23 / V_m = 0.56 \rightarrow V_m = 41 \text{ V}$$

$$R_s/R_L = 30\% \text{ o } R_s=R's=0.3*RL = 0.3*(V_{dc}/I_o) = 0.3*(23 \text{ V} / 22.6 \text{ A}) = 0.3 \Omega$$

Con los datos obtenidos pasamos a obtener el capacitor:

$$C = WR_{LC} / 2\pi * f (V_{dc}/I_o)$$

$$C = 7.7 / 2*3.14*60*(23 \text{ V} / 22.6 \text{ A}) = 20080 \text{ uF}$$

$$C = C_1 + C_2 + C_3 = 20080 \text{ uF} \rightarrow C_1=C_2=10000\text{uF @ } 50\text{V y } C_3=100 \text{ uF @ } 50\text{V}$$

Parámetros para la parte de rectificación:

$$I_F(\text{avg}) = I_o/2 = 11.3 \text{ A}$$

$$I_F(\text{rms}) = 2 * I_F(\text{avg}) = 22.6 \text{ A}$$

$$I_F(\text{pico}) = 4.2 * I_F(\text{avg}) = 47.5 \text{ A}$$

$$\text{PIV} = V_m = 41 \text{ V (Se usa de 50 V para asegurar el margen)}$$

$$I_{\text{surge}} = V_m / R_s = 136.7 \text{ A}$$

De acuerdo a los cálculos obtenidos, elegimos el puente de diodos GBPC25005, cuyas características se muestra en el Anexo adjunto. Cumpliendo así nuestros requerimientos en los parámetros obtenidos.

Para el Transformador debe tener los siguientes parámetros de diseño:

$$V_s = \{V_m + 2\} / \sqrt{2} = 30.4 \text{ V}_{\text{RMS}}$$

Resistencia en el secundario debe ser de  $0.3 \Omega$

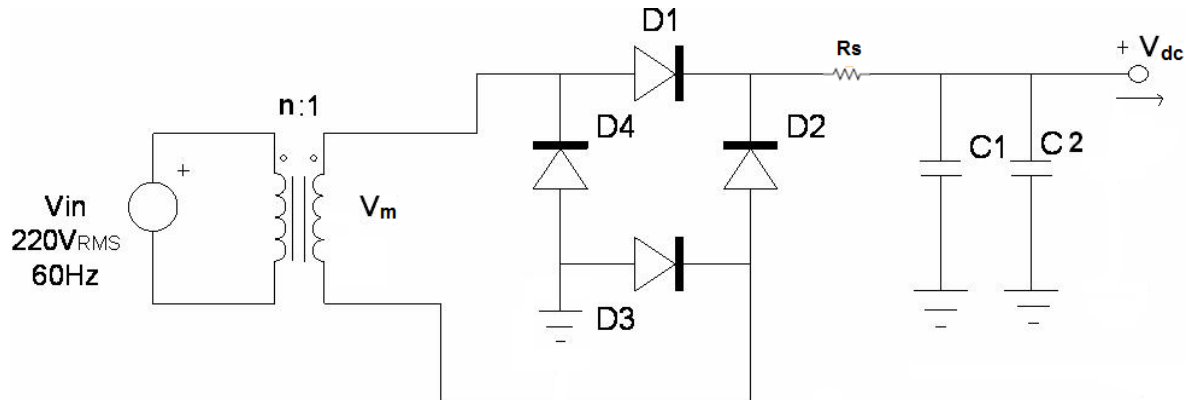
$$\text{La corriente en el secundario debe ser: } I_{\text{RMS}} = \sqrt{2} * 22.6 \text{ A} = 32.0 \text{ A}$$

La potencia aparente que debe tener el transformador con un puente de diodos de onda completa es:

$$V_s * I_{\text{RMS}} * \sqrt{2} = 30.4 * 32.0 * \sqrt{2} = 1.37 \text{ KVA}$$

Una vez obtenidos los valores de diseño de la primera fuente pasamos a la distribución de voltaje. Como en +Vo obtenemos 23 V @ 22.6 A se distribuye a las células peltiers.

Para la segunda fuente a diseñar trabajará con un voltaje de entrada a 220V a una frecuencia de 60Hz, para nuestros requerimientos utilizaremos un filtro con rectificador de onda completa tipo puente como lo muestra la figura 28, para obtener una tensión de +24 V @ 1 A.



**Figura 28. Segunda fuente de alimentación**  
*[Imagen de elaboración propia]*

Para obtener un diseño exacto, utilizamos de nuevo las curvas de Shade, el desarrollo de los cálculos se muestran a continuación:

Tenemos:

$$V_{dc} = 24 \text{ V}$$

$I_o = 1 \text{ A}$  (representa la corriente total consumida por todo el sistema)

Voltaje de rizado (p-p) = 4.1 Vpp.

$$F = 60 \text{ Hz}$$

En el Anexo 5, en la figura A se obtienen los siguientes valores:

Tomamos como parámetro para un puente de diodos:  $R_s/R_L \% = 30\%$

El cual obtenemos:  $WR_L C = 7.2$ , con esto podemos obtener el rango mínimo del capacitor con un atenuación de rizado:

$$r_f = [V_{\text{rizado}}(p-p) / 2\sqrt{2} * V_{\text{dc}}] * 100\%$$

$$r_f = 6\%$$

De la figura B, con los datos  $R_s/R_L\% = 30$  y  $W_{RLC} = 7.2$ , obtenemos  $V_{\text{dc}}/V_m\% = 52\%$ , entonces:

$$V_{\text{dc}} / V_m = 24 / V_m = 0.52 \rightarrow V_m = 46.2 \text{ V}$$

$$R_s/R_L = 30\% \text{ o } R_s = R'_s = 0.3 * R_L = 0.3 * (V_{\text{dc}}/I_o) = 0.3 * (24 \text{ V} / 1 \text{ A}) = 7.2 \Omega$$

Con los datos obtenidos pasamos a obtener el capacitor:

$$C = W_{RLC} / 2\pi * f (V_{\text{dc}}/I_o)$$

$$C = 7.2 / 2 * 3.14 * 60 * (24 \text{ V} / 1 \text{ A}) = 796 \text{ uF} \sim 800 \text{ uF}$$

$$C = C_1 + C_2 = 800 \text{ uF} \rightarrow C_1 = 470 \text{ uF @ } 50\text{V} \text{ y } C_2 = 330 \text{ uF @ } 50\text{V}$$

$$C_1 = C_1', C_2 = C_2'$$

Parámetros para la parte de rectificación:

$$I_F(\text{avg}) = I_o/2 = 0.5 \text{ A}$$

$$I_F(\text{rms}) = 2 * I_F(\text{avg}) = 1 \text{ A}$$

$$I_F(\text{pico}) = 12 * I_F(\text{avg}) = 6 \text{ A}$$

$$\text{PIV} = V_m = 46.2 \text{ V (Se usa de } 50 \text{ V para asegurar el margen)}$$

$$I_{\text{surge}} = V_m / R_s = 6.42 \text{ A}$$

De acuerdo a los cálculos obtenidos, elegimos el puente de diodos W005G, cuyas características se muestra en el Anexo adjunto. Cumpliendo así nuestros requerimientos en los parámetros obtenidos.

Para el Transformador debe tener los siguientes parámetros de diseño:

$$V_s = \{V_m + 2\} / \sqrt{2} = 34.1 \text{ V}_{\text{RMS}}$$

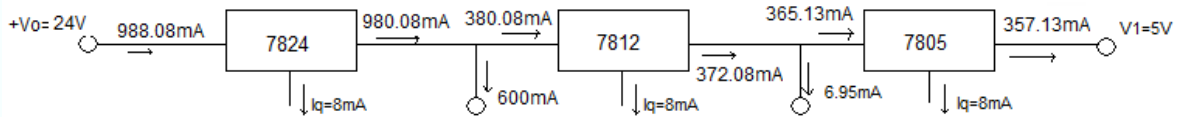
Resistencia en el secundario debe ser de  $7.2 \Omega$

La corriente en el secundario debe ser:  $I_{\text{RMS}} = \sqrt{2} * 1 \text{ A} = 1.41 \text{ A}$

La potencia aparente que debe tener el transformador con un puente de diodos de onda completa es:

$$V_s * I_{RMS} * \sqrt{2} = 34.1 * 1.41 * \sqrt{2} = 68 \text{ VA}$$

Una vez obtenidos los valores de diseño de la fuente se distribuye los niveles de voltaje tal como lo muestra la figura 29:



**Figura 29. Distribución de la fuente de alimentación a la carga  
[Imagen de elaboración propia]**

Calculamos los disipadores que deben colocarse a los reguladores de voltaje LM7824, LM7812 y LM7805 con empaquetadura TO-220, para nuestro cálculo consideraremos una temperatura ambiente de 25°C. Para la hoja de datos del LM7824, LM7812, LM7805 sabemos que su Rth j-c es de 5°C/W. Además, su temperatura máxima de la unión, Tj, es de 150°C. Como la unión con el disipador será en contacto directo sin mica, supondremos Rth c-d de 0.8°C/W. La potencia de disipación es de 20.8W para este modelo de empaquetadura.

Con estos datos ya podemos calcular Rth d-amb [28]:

$$R_{th \text{ d-amb}} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{th \text{ j-c}} + R_{th \text{ c-d}}) = \frac{150 \text{ }^\circ\text{C} - 25 \text{ }^\circ\text{C}}{20.8 \text{ W}} - (5.0 \text{ }^\circ\text{C/W} + 0.8 \text{ }^\circ\text{C/W}) = 6.22 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

Por lo tanto, el disipador que le colocaremos al transistor deberá tener una resistencia térmica como mínimo de 6.22°C/W. La elección del modelo, como se muestra en la figura 30, es el tipo de disipador con un espesor de 48mm.

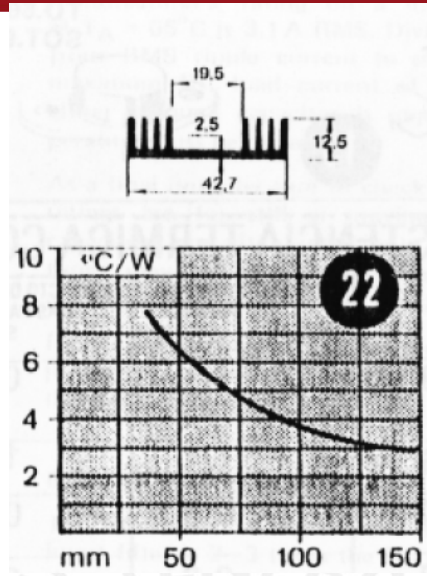


Figura 30. Diseño de los Disipadores LM7824, LM7812, LM7805 [28]

Para la tercera fuente a diseñar trabajará con un voltaje de entrada a 220V a una frecuencia de 60Hz, para nuestros requerimientos utilizaremos un filtro con rectificador de onda completa tipo puente como lo muestra la figura 31, para obtener una tensión de -12 V @ 20 mA.

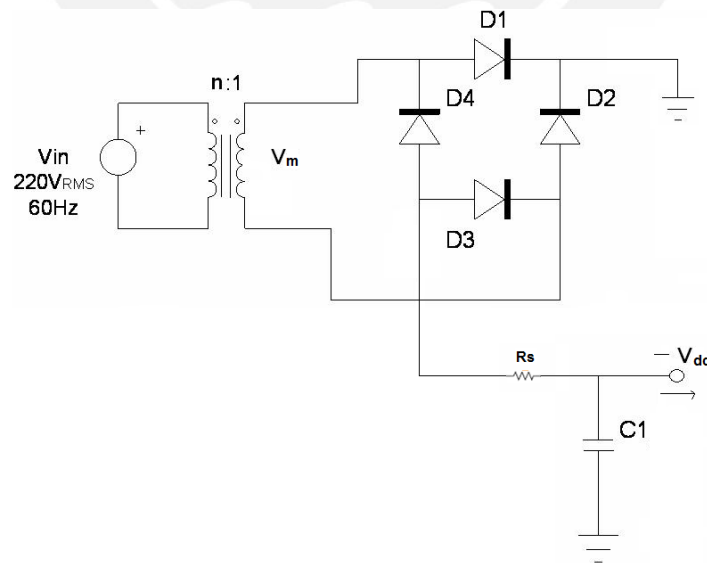


Figura 31. Tercera fuente de alimentación  
[Imagen de elaboración propia]

Para obtener un diseño exacto, utilizamos de nuevo las curvas de Shade, el desarrollo de los cálculos se muestran a continuación:

Tenemos:

$$V_{dc} = -12 \text{ V}$$

$$I_o = 20 \text{ mA}$$

$$\text{Voltaje de rizado (p-p)} = 2 \text{ Vpp.}$$

$$F = 60 \text{ Hz}$$

En el Anexo 5, en la figura A se obtienen los siguientes valores:

Tomamos como parámetro para un puente de diodos:  $R_s/R_L \% = 30\%$

El cual obtenemos:  $WR_{LC} = 6$ , con esto podemos obtener el rango mínimo del capacitor con un atenuación de rizado:

$$r_f = [V_{\text{rizado(p-p)}} / 2\sqrt{2} * V_{dc}] * 100\%$$

$$r_f = 6\%$$

De la figura B, con los datos  $R_s/R_L \% = 30$  y  $WR_{LC} = 6$ , obtenemos  $V_{dc}/V_m \% = 54\%$ , entonces:

$$V_{dc} / V_m = 24 / V_m = 0.54 \rightarrow V_m = 22.2 \text{ V}$$

$$R_s/R_L = 30\% \text{ o } R_s = R_s' = 0.3 * R_L = 0.3 * (V_{dc}/I_o) = 0.3 * (12 \text{ V} / 0.02 \text{ A}) = 180 \Omega$$

Con los datos obtenidos pasamos a obtener el capacitor:

$$C = WR_{LC} / 2\pi * f * (V_{dc}/I_o)$$

$$C = 6 / 2 * 3.14 * 60 * (12 \text{ V} / 0.02 \text{ A}) = 26.54 \text{ uF} \sim 27 \text{ uF}$$

$$C = C_1 = 27 \text{ uF @ } 35\text{V}$$

Parámetros para la parte de rectificación:

$$I_F(\text{avg}) = I_o/2 = 0.01 \text{ A}$$

$$I_F(\text{rms}) = 2 * I_F(\text{avg}) = 0.02 \text{ A}$$

$$I_{F(\text{pico})} = 11 * I_{F(\text{avg})} = 0.11 \text{ A}$$

$$PIV = V_m = 22.2 \text{ V}$$

$$I_{\text{surge}} = V_m / R_s = 0.12 \text{ A}$$

De acuerdo a los cálculos obtenidos, elegimos el puente de diodos W005G, cuyas características se muestra en el Anexo adjunto. Cumpliendo así nuestros requerimientos en los parámetros obtenidos.

Para el Transformador debe tener los siguientes parámetros de diseño:

$$V_s = \{V_m + 2\} / \sqrt{2} = 17.2 \text{ V}_{\text{RMS}}$$

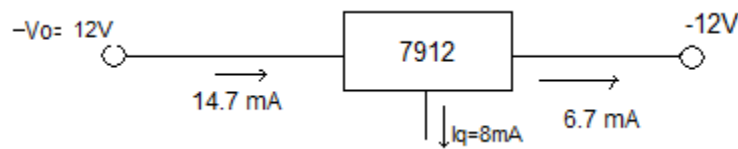
Resistencia en el secundario debe ser de  $180 \Omega$

$$\text{La corriente en el secundario debe ser: } I_{\text{RMS}} = \sqrt{2} * 1 \text{ A} = 0.06 \text{ A}$$

La potencia aparente que debe tener el transformador con un puente de diodos de onda completa es:

$$V_s * I_{\text{RMS}} * \sqrt{2} = 34.1 * 1.41 * \sqrt{2} = 1.5 \text{ VA}$$

Una vez obtenidos los valores de diseño de la fuente pasamos a la distribución de los niveles de voltaje tal como lo muestra la figura 32:



**Figura 32. Distribución de la fuente de alimentación a la carga**  
[Imagen de elaboración propia]

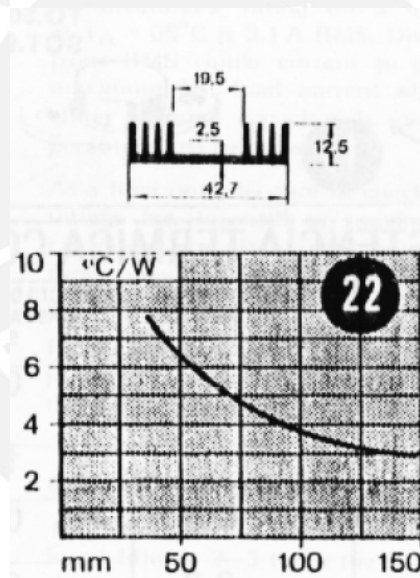
Calculamos el disipador que debe colocarse al regulador de voltaje LM7912 con empaquetadura TO-220, para nuestro cálculo consideraremos una temperatura ambiente de  $25^\circ\text{C}$ . Para la hoja de datos del LM7912 sabemos que su  $R_{th \text{ j-c}}$  es de  $5^\circ\text{C/W}$ . Además, su temperatura máxima de la unión,  $T_j$ , es de  $150^\circ\text{C}$ .

Como la unión con el disipador será en contacto directo sin mica, supondremos  $R_{th\ c-d}$  de  $0.8^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . La potencia de disipación es de  $20.8\text{W}$  para este modelo de empaquetadura.

Con estos datos ya podemos calcular  $R_{th\ d-amb}$  [28]:

$$R_{th\ d-amb} = \frac{T_j - T_a}{P} - (R_{th\ j-c} + R_{th\ c-d}) = \frac{150^{\circ}\text{C} - 25^{\circ}\text{C}}{20.8\text{W}} - (5.0^{\circ}\text{C}/\text{W} + 0.8^{\circ}\text{C}/\text{W}) = 6.22^{\circ}\text{C}/\text{W}$$

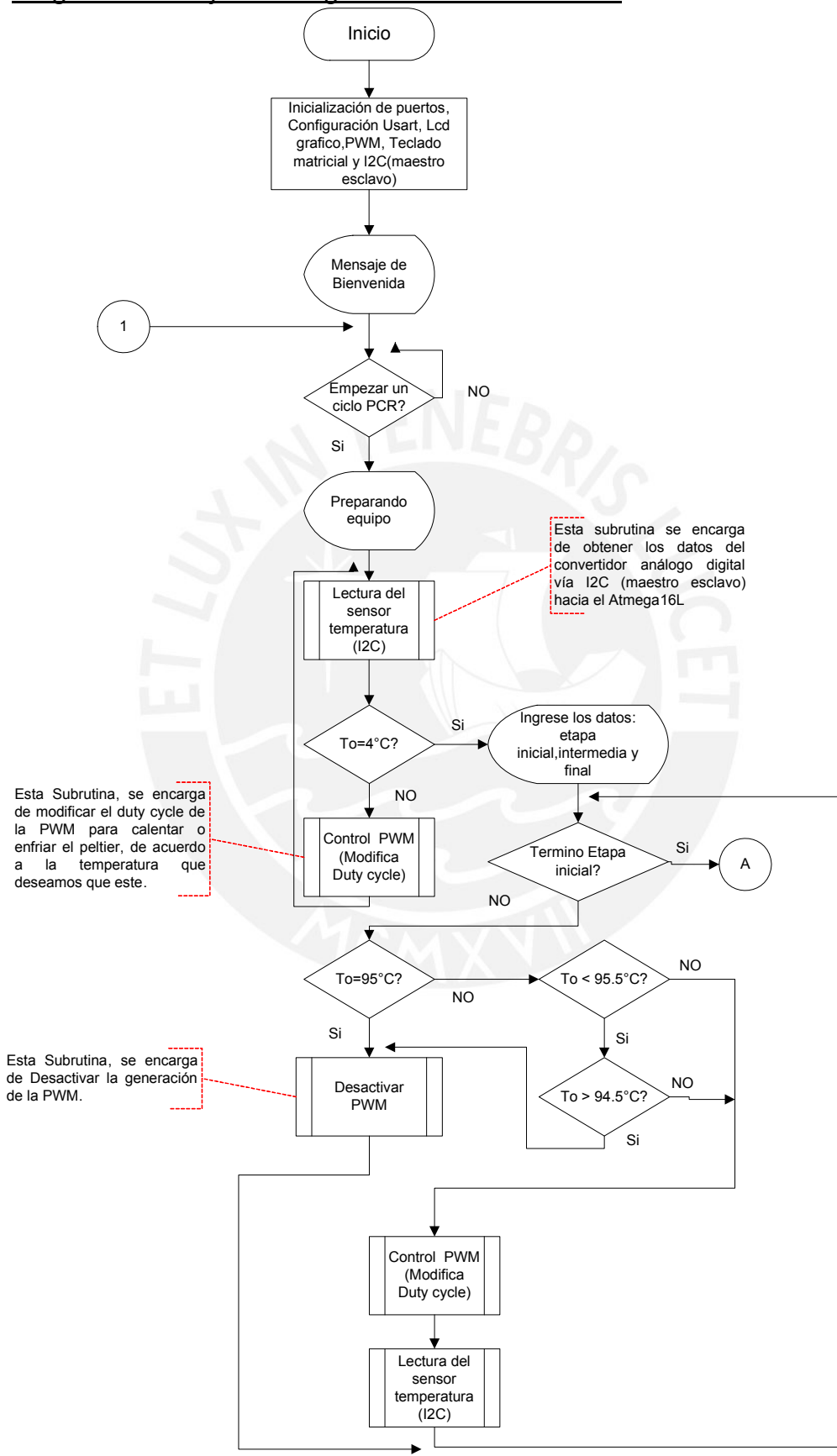
Por lo tanto, el disipador que le colocaremos al transistor deberá tener una resistencia térmica como mínimo de  $6.22^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . La elección del modelo, como se muestra en la figura 33, es el tipo de disipador con un espesor de  $48\text{mm}$ .

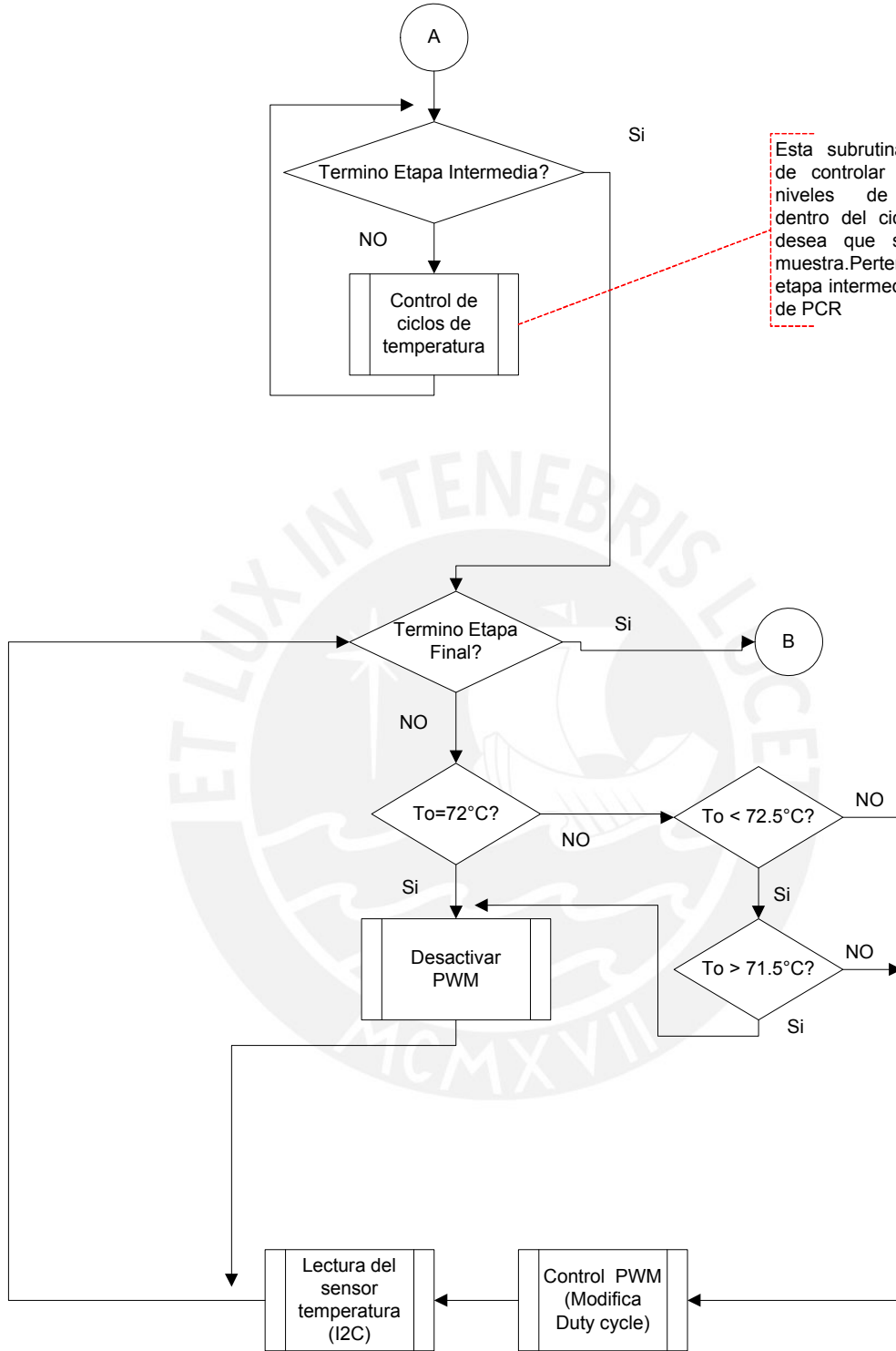


*Figura 33. Diseño de los Disipadores LM7912 [28]*

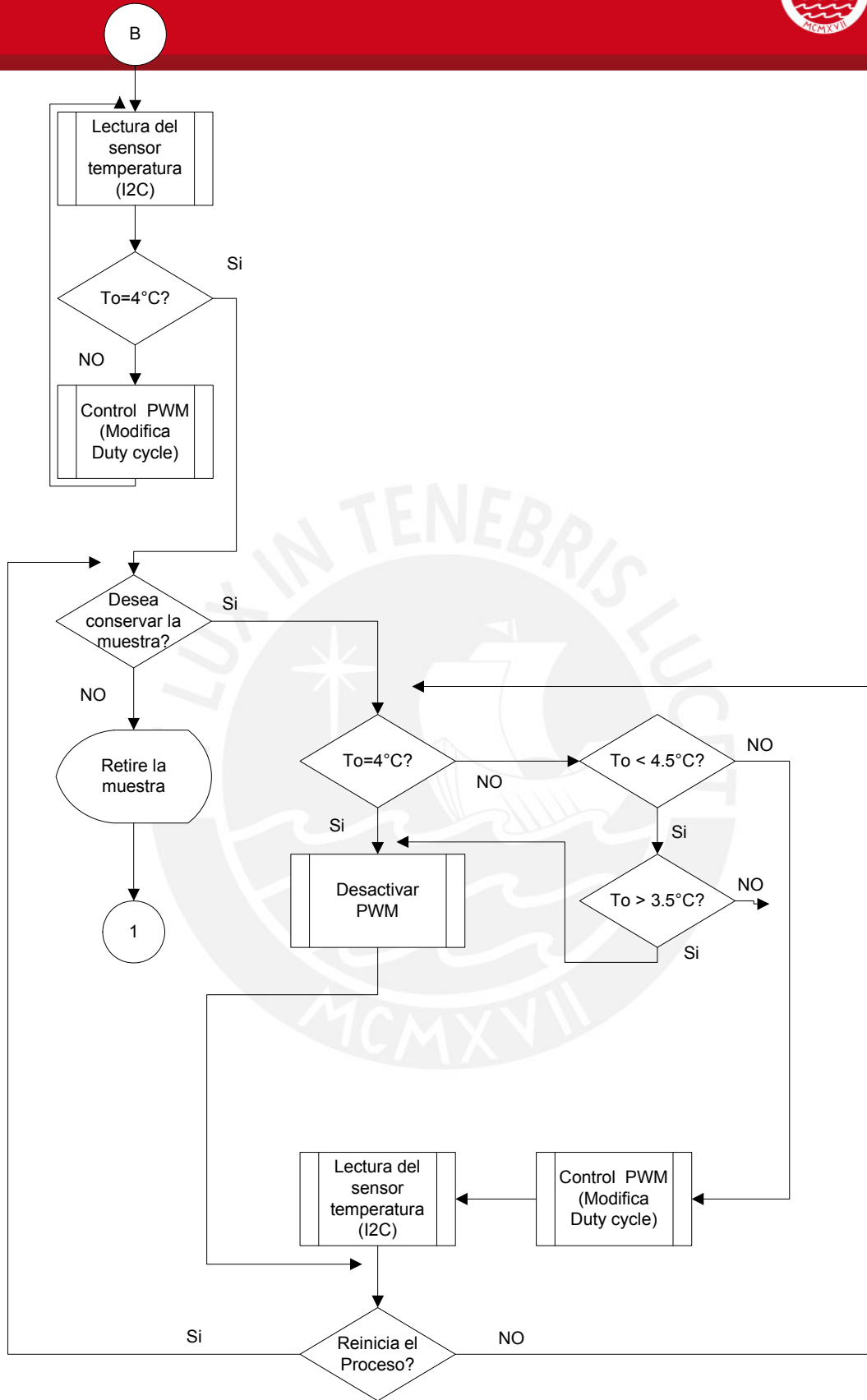
Una vez obtenido nuestros cálculos de las tres fuentes, para efectos prácticos de diseño se recomienda usar un transformador con una entrada en el primario y tres secundarios independientes en la salida del transformador.

### 3.8 Diagrama de Flujo del Programa del Termociclador





Esta subrutina se encarga de controlar los diferentes niveles de temperatura dentro del ciclo el cual se desea que se ejecute la muestra. Pertenecer a la etapa intermedia del proceso de PCR

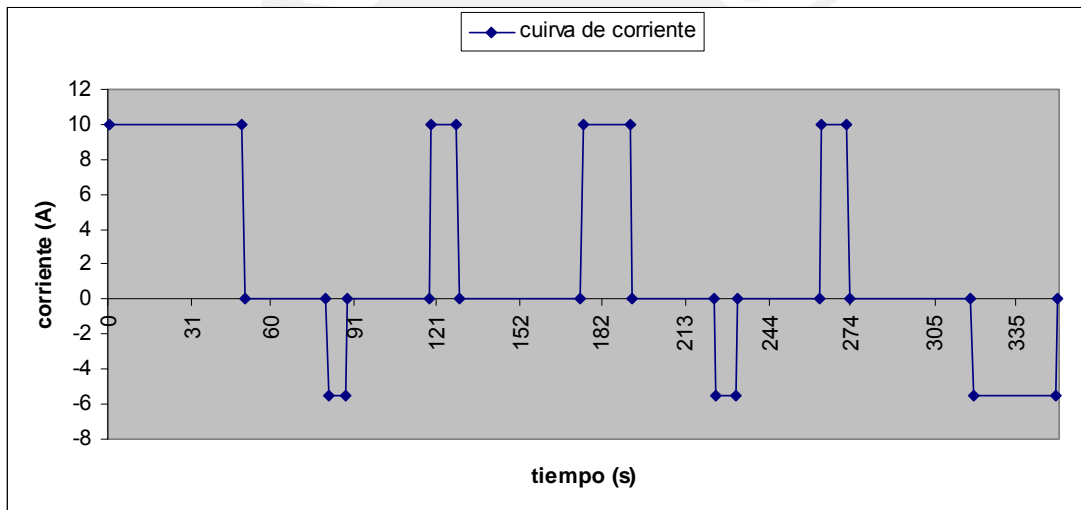


**Nota:** Los programas pueden ser revisados en el anexo 3

## CAPITULO 4:     SIMULACIÓN DEL TERMOCICLADOR

### 4.1 Simulación del Software de control de temperatura

Para la realización de la simulación de la etapa de control, se trabajó conjuntamente con la sección de Mecánica, en la obtención de las curvas de corriente tal como se muestra en la figura 34, el software que se utilizó para la simulación fue el CosmosWork. De acuerdo a la simulación se determinó que para la etapa de calentamiento se utilizó 10 A por célula peltier, mientras que para la etapa de enfriamiento se utilizó 5.5 A por célula peltier.



*Figura 34. Curva de corriente [27]*

Este software, dentro de sus librerías, cuenta con células peltiers para poder simular; para nuestro caso se simuló el funcionamiento del equipo en dos partes cuando se desea calentar y luego para cuando se desea enfriar, ya que el programa no cuenta con una simulación simultánea, es decir, el calentar y enfriar a la vez.

Juntamente en Excel se estuvo tomando los datos de la cantidad de corriente que consume el equipo y los tiempos tal y como se muestra en la figura 34.

#### 4.2 Simulación del sensado de temperatura

Para el sensado de temperatura se realiza una simulación del puente Wheatstone (ver figura 20), donde T1 y T2 son reemplazados por potenciómetros, como amplificador operacional se utiliza el INA128 y filtro pasa bajo que a la vez es también un convertidor AC/DC, se usa el ADS1110, estos últimos mencionados carecen de componentes para la simulación vía software, por lo que para efectos prácticos se implementó la configuración del INA128 con amplificadores operacionales como el LM741 y para la parte del filtro se utilizó el convertidor AC/DC del Atmega16L.

El pre-escalador da al ADC la señal de sincronización (reloj) cuando al ADC se le aplica un '1' lógico en su habilitador para empezar la conversión y un '0' lógico caso contrario, se desactiva la conversión.

Se realizaron pruebas a diferentes temperaturas con valores de T1 y T2 de  $1.34K\Omega$  y  $6.83K\Omega$  respectivamente para obtener una temperatura de  $61^{\circ}C$  (ver figura 35) y para T1 y T2 de  $472.4\Omega$  y  $2.402K\Omega$  respectivamente para obtener una temperatura de  $95^{\circ}C$  (ver figura 36). Con los valores de temperatura obtenidos, pasa por el amplificador y el convertidor AC/DC y luego se muestra el resultado en un LCD de caracteres (ver figura 35 y figura 36), debido que para la simulación no existe librería para el LCD gráfico con el cual se va a trabajar en el proyecto.





#### 4.3. Manejo de la celda Peltier

El dispositivo termoeléctrico Peltier es capaz de absorber o emitir flujo de calor de acuerdo a la polaridad presente en sus terminales. Para mantener la bandeja porta muestra a una temperatura determinada es necesario alternar estos valores de polaridad que se controlan por medio de una onda cuadrada tipo PWM, donde el ciclo de trabajo indica el mayor o menor grado de calentamiento o enfriamiento. La magnitud del ciclo de trabajo (duty cycle) se determina en una rutina del programa del micro controlador. Para efectos de lograr un proceso de PCR exitoso hay que variar la temperatura del bloque metálico de manera rápida cuando la temperatura objetivo difiere en gran medida de la temperatura actual.

Como solución a este efecto se trabaja con ciclos PWM según la tabla 3.4 y que permitirán el cambio de temperatura más adecuado para lograr el objetivo, teniendo en cuenta que los valores de ciclo de trabajo (Duty cycle) se obtienen de manera experimental, los valores mostrados en la tabla 3.4 son referenciales:

$T_o (^{\circ}\text{C}) > T_s (^{\circ}\text{C})$	D.C = 90%
$T_o (^{\circ}\text{C}) < T_s (^{\circ}\text{C})$	D.C = 10%

Tabla 3.4 Cuadro de valores referenciales de Duty cycle  
[Cuadro de elaboración propia]

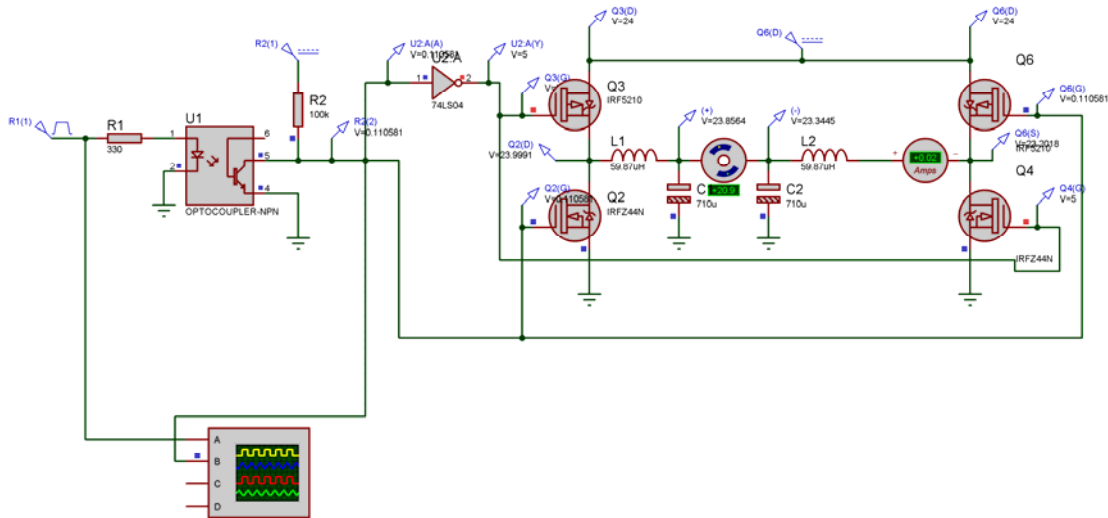
$T_o$ : Temperatura de referencia. Es la programada en el micro controlador.

$T_s$ : Temperatura actual medida con el sensor de temperatura.

En donde un 90% de ciclo de trabajo (duty cycle) producirá un mayor calentamiento del bloque metálico y un 10% producirá un menor calentamiento o

lo que es lo mismo la absorción del calor por exceso necesario para mantener la temperatura de referencia.

Se deja en conocimiento que para la Simulación de los drivers de MOSFETS para el puente H, no se obtienen librerías para desarrollar dicha simulación, por lo que se optó por la simulación del puente H clásico como se muestra en la figura 37:



**Figura 37 Simulación del Puente H**  
[Imagen de elaboración propia]

Para la simulación (ver figura 37) se utilizaron los mosfets IRFZ44 (canal N) y IRF5210 (canal P), que trabajan en región de corte y óhmica, su estado de conmutación está controlado por la PWM en un determinado periodo y ciclo de trabajo (Duty cycle). Luego, utilizamos un opto acoplador para separar la parte digital con la de potencia, el transistor del opto acoplador, actuará en región corte y saturación. Por último para simular la célula peltier utilizamos un motor DC conectado a unos inductores y capacitores, actuando como un filtro pasa bajos; para ver el giro de este y así corroborar como se muestra en la figura 37 el sentido de la corriente si se desea calentar o enfriar.

## CONCLUSIONES:

- El presente trabajo constituye un paso en el diseño y desarrollo de equipos médicos de relativa complejidad en el Perú, utilizando herramientas computacionales y componentes electrónicos, con la finalidad de que puedan ser fabricados en el futuro próximo. De esta forma se podrían reducir sus costos, lo que significaría, no solamente un aporte al desarrollo tecnológico del país, sino también, un aporte al desarrollo de la investigación en ciencias biológicas y a la mejora de los servicios de salud.
- Se ha logrado diseñar un Termociclador de 48 probetas que cumpla con los requerimientos para lograr un ciclo térmico de PCR exitoso. Alcanzando una rampa de temperatura de  $1.3^{\circ}\text{C/s}$ , con este valor, se obtuvo la frecuencia de operación de todo el sistema que conforma el Termociclador y poder elegir correctamente los componentes electrónicos.
- Se ha logrado diseñar y seleccionar componentes electrónicos de alta calidad en cada etapa que conforma el termociclador, el cual se sustenta bajo cálculos mostrados en el trabajo de tesis, alcanzando en las simulaciones un 100% de funcionamiento óptimo.

- La selección de los componentes para el ingreso de datos y visualización de resultados se tomo en cuenta que el equipo cuente con tecnología actualizada.

### **RECOMENDACIONES:**

- En caso de que el equipo disipe mucho calor y sobre pase el margen de error permitido de  $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ , durante el ciclo de PCR, en donde la temperatura permanece constante, se recomienda implementar un controlador el cual, permita que la temperatura permanezca constante durante el tiempo establecido en el ciclo de PCR. Este controlador debe estar implementado en el micro controlador seleccionado.
- Al momento de implementar la fuente de alimentación, tener precaución, debido a que se maneja niveles de corriente muy altos de 23.57 A, debido a que esta fuente alimenta todo el sistema del Termociclador.
- Se debe verificar realizando pruebas de funcionamiento continuo de cada componente, sobre todo del ventilador, ya que si el ventilador no entrega todo el aire necesario, el disipador puede sobrecalentarse y ocasionar así que el Peltier no trabaje correctamente, provocando errores en el desarrollo del ciclo PCR.

## BIBLIOGRAFIA

- [1] Catálogo de Termocicladores.  
2007 Variedad de diseño de equipos termocicladores empleados en el área de Biología. [en línea] [consultado en Mayo 2008]  
<<http://www.biometra.com/>>
- [2] Replicación de ADN  
2007 Definición del desarrollo y métodos para la replicación de ADN [en línea] [consultado en Mayo 2008]  
<[http://es.wikipedia.org/wiki/Replicaci%C3%B3n\\_de\\_ADN](http://es.wikipedia.org/wiki/Replicaci%C3%B3n_de_ADN)>
- [3] Replicación del Ácido desoxirribonucleico  
2008 Procesos de la replicación del ADN [en línea] [consultado en Agosto 2008]  
  
<[http://web.educastur.princast.es/proyectos/biogeo\\_ov/2BCH/PDFs/17Replicacion.pdf](http://web.educastur.princast.es/proyectos/biogeo_ov/2BCH/PDFs/17Replicacion.pdf)>
- [4] Biología molecular en Infectología Parte I: Desarrollo y metodologías  
2008 Desarrollo de las condiciones para la replicación del ADN [en línea] [consultado en Agosto 2008]  
<<http://tecmedunab.blogspot.com/2006/08/biologa-molecular-en-infectologia-parte.html>>
- [5] Tecnologías basadas en el ADN y Fundamentos del ADN  
2007 Evolución de las Tecnologías aplicadas en la Replicación de ADN [en línea] [consultado en Septiembre 2008]  
< [http://www.ipgri.cgiar.org/training/Unit10-1/MolMarkers\\_es/PDF/VOL1/III\\_1.pdf](http://www.ipgri.cgiar.org/training/Unit10-1/MolMarkers_es/PDF/VOL1/III_1.pdf)>
- [6] 8º CONGRESO IBEROAMERICANO DE INGENIERIA MECANICA. SIMULACIÓN Y ANÁLISIS TÉRMICO DE UN PROTOTIPO DE PORTA MUESTRAS PARA UN TERMOCICLADOR PARA USO EN INGENIERÍA GENÉTICA Y BIOLOGÍA MOLECULAR  
Rosendo Franco, Quino Valverde, Julio Acosta, Sayda Mujica, Willy Carrera  
Cusco, 23 al 25 de Octubre de 2007 [en línea] [consultado en Mayo 2008]  
< <http://www.pucp.edu.pe/congreso/cibim8>>

- [7] PCR y RT-PCR en tiempo real.  
2004 Elaborado por Jean-Pierre HERVEG y Maritza BARCIA-MACAY.  
Cochabamba, Bolivia. [en línea] [consultado en Mayo 2008]  
<<http://www.icampus.ucl.ac.be/courses/SBIM2520/document/genemo/ibiomolespa/PRC-en-tiempo-real/PCR-in-tiempo-real.html>>
- [8] PLIEGO DE CLÁUSULAS TÉCNICAS PARA EL SUMINISTRO E INSTALACIÓN DE UN TERMOCICLADOR PARA LA DETECCIÓN DE PRODUCTOS DE PCR EN TIEMPO REAL CON DESTINO AL INSTITUTO DE INVESTIGACIÓN EN RECURSOS CINEGÉTICOS.  
2008 Elaborado por el Consejo Superior de Investigaciones Científicas  
[en línea] [consultado en Mayo 2008]  
< [www.ieo.es/licitaciones/clausulas/ppt\\_131-08.pdf](http://www.ieo.es/licitaciones/clausulas/ppt_131-08.pdf)>
- [9] Concepto General del ADN.  
2005 Concepto general del ADN (ácido desoxirribonucleico) en el área de Biología Molecular. [ en línea] [consultado en Mayo 2008]  
< <http://es.wikipedia.org/wiki/ADN>>
- [10] Huang Lei.  
1999 Peltier-effect module for highly localizaed temperature manipulations.  
Review of Scientific instruments – volumen 70.
- [11] MJ. Research, DNA Engine and DNA Engine Tetrad Peltier Termal Cyclers Operations Manual, version 4.0, USA, 2004.
- [12] “Amplificación por la PCR”. Hipertextos del área de la biología. Universidad Nacional del Nordeste. Facultad de Agroindustrias. República Argentina”  
2008 Desarrollo de la investigación [en línea] [consultado en Julio 2008]  
< <http://www.biologia.edu.ar/bacterias/identificacion/2.htm#PCR>>

- [13] Angelo Velarde, Willy Carrera S., Sayda Mujica  
2002 "Termociclador: Controlado Térmico Programable Digitalmente"  
Proyecto de la Dirección Académica de Investigación de la Pontificia  
Universidad Católica del Perú. [en línea] [consultado en Mayo 2008]  
<[http://www.pucp.edu.pe/investigacion/?proyecto\\_detalle+244](http://www.pucp.edu.pe/investigacion/?proyecto_detalle+244)>
- [14] Sensores y Actuadores – Capítulo IV Sensores de temperatura (Termopares)  
[en línea] [consultado en julio 2009]  
<<http://www.pol.una.py/archivos/TSElectronik/Sensores/Termocuplas.pdf>>
- [15] Webster, John G.  
Medical Instrumentation: application and design, John G. Webster Editor  
2003.
- [16] Yellow Spring Instruments Sensor Temperature.  
[en línea] [consultado en Noviembre 2009]  
<http://www.ysitemperature.com/>
- [17] Pallás Areny, Ramón  
Sensores y acondicionadores de señales, Tercera Edición, Editorial  
Marcombo. 1999.
- [18] Coughlin, Robert; Driscoll, Frederick  
Amplificadores operacionales y circuitos integrados lineales. Quinta Edición,  
Prentice Hall, 1998.
- [19] Texas Instruments  
Amplifier and data converter selection guide, 3Q 2005.
- [20] Riskin, Jeffrey R.  
A User's Guide to IC Instrumentations Amplifiers (Application Note 244)  
Analog Devices. 2003.

- [21] Ronconi, Adrian E.  
Cátedra de Instrumentos y Mediciones, Universidad Nacional de Quilmes,  
2005.
- [22] Kugelstadt, Thomas  
Active Filter Design Techniques (Chapter 16), Texas Instruments, 2001.
- [23] Burr Brown Corporation Application Bulletin  
Selecting and A/D Converter, Abril 1995.
- [24] Andres Agudelo  
Análisis del ruido de cuantificación de un convertidor A/D por simulación  
Agosto 2008.
- [25] José Arias  
Convertidor Análogo Digital Algoritmo  
Julio 2007.
- [26] Ricardo Bautista Cuellar  
Convertidor A/D sobre muestreados. El convertidor Sigma-Delta.  
Septiembre 2005.
- [27] Omar Renzo Piminchumo Mariños  
Diseño de los Componentes Mecánicos de un Termociclador para uso en  
Laboratorios de Biología Molecular.  
Julio 2008.
- [28] Disipadores Térmicos. [en línea] [consultado en Febrero 2010]  
< <http://www.lcardaba.com/articles/heatsinks/heatsinks.htm> >

- [29] Miguel Ghezzi  
Construcción de Inductores.  
Septiembre 2006
- [30] David Zegarra Ríos y José Luis Ponce Ccanto  
MÓDULO PROGRAMABLE DE CONTROL CÍCLICO DE TEMPERATURA  
PARA PROCESOS DE REACCIÓN EN CADENA DE LA POLIMERASA.  
DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN.  
Julio 2007
- [31] ATMEL  
8-bit Microcontroller with 16K Bytes In-System Programmable Flash.  
Mayo 2009
- [32] MICROCHIP  
28/40-Pin 8-Bit CMOS FLASH Microcontrollers.  
Febrero 2001
- [33] YSI  
YSI Precision Thermistors & Probes.  
2006
- [34] Burr Brown Products  
16-Bit ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER with Onboard Reference.  
Marzo 2003