



UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE LA MIXTECA

**"CONTROL RETROALIMENTADO
DE UN MÓDULO TERMOELÉCTRICO"**

TESIS

PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO EN MECATRÓNICA

PRESENTA:

GERSON SEIR GALVÁN CRUZ

DIRECTOR:

M. C. JORGE LUIS BARAHONA AVALOS

ASESOR:

DR. MARCO ANTONIO CONTRERAS ORDAZ

HUAJUAPAN DE LEÓN, OAXACA, MARZO DE 2012

Tesis presentada el 6 de marzo de 2012
ante los siguientes sinodales:

Dr. Carlos García Rodríguez
Dr. Jesús Linares Flores

Director:
M.C. Jorge Luis Barahona Ávalos
Asesor:
Dr. Marco Antonio Contreras Ordaz

*A mis padres:
Carmen y Bulmaro
que este trabajo sea
un orgullo para ellos.*

*A mis abuelos:
Carmen† y Florentino†
Julia† y Fernando†*

Agradecimientos

Son muchas personas a las que me gustaría agradecer su amistad, apoyo, ánimo y compañía en todas las etapas de mi vida. Algunas están aquí conmigo, otras más en mis recuerdos y en el corazón. Sin importar donde se encuentren o si alguna vez llegan a leer esto, quiero darles las gracias por formar parte de mi vida y porque de alguna u otra manera me ayudaron a crecer y superarme.

A María del Carmen, mi madre que me dio la vida, su amor, comprensión y sabiduría a lo largo de mi vida, gracias por estar a mi lado siempre.

A Bulmaro, mi padre que siempre procuró darme lo necesario para salir adelante, enseñándome lo bueno y lo malo de la vida, gracias por ser un ejemplo de disciplina, dedicación y trabajo.

A mis hermanos menores: Ali y Fernanda, por su compañía y apoyo en cada etapa de mi vida, que esto les demuestre que todo es posible con un poco de dedicación y esfuerzo.

A Rubi, por aguantar mis locuras y desplantes, por permanecer a mi lado y apoyarme en todo lo que hago, gracias por ser mi compañera, mi amiga, mi todo . . . Te amo peke.

A Jorge Luis Barahona, maestro y director de tesis, por sus regaños y exigencias que hicieron de mi un mejor estudiante, que me llevaron a aprender cosas que nunca imagine, por todos los conocimientos que me deja, gracias.

A Tania y Amaya, amigos y compañeros de equipo, por permitirme compartir con ellos en esta etapa de la vida, fué un gusto y un honor trabajar a su lado.

A mis amigos de la UTM: Alan, Gaddiel, Galán, Amaya, Helena y Tania por su amistad y compañerismo, por dejarme entrar en sus vidas y dejar marca en la mía.

A mis amigos de toda la vida: Benja, Alan, Chino, Nata, Rodrigo, Carmen y Gerardo, por su valiosa presencia a lo largo de mi vida, porque fueron ejemplo de humildad y sinceridad.

Agradezco también a todas las personas que contribuyeron a mejorar la calidad de este trabajo de tesis:

A Gabriel Jordan ("maizito"), mi amigo, por su ayuda y consejos a lo largo de la carrera

y en especial por su ayuda en la construcción de la plataforma experimental empleada en esta tesis.

A Jorge Luis Barahona y Marco Antonio Contreras, director y asesor de tesis por su tiempo, dedicación y ayuda en el desarrollo de este trabajo.

A los profesores designados como sinodales Carlos García y Jesús Linares, quienes dedicaron su tiempo a la revisión de este trabajo y contribuyeron para mejorarlo.

A los profesores que aprecio y repeto por su labor docente, que contribuyeron a mi formación como ingeniero: M.C. Jorge Luis Barahona Ávalos, Dr. Jesús Linares Flores, Dr. Rosebet Miranda Luna, Dr. Alberto Antonio García, M.C. Esteban Osvaldo Guerrero Ramírez, M.C. Maribel Tello Bello, M.C. Felipe Santiago Espinosa, M.D.S. Enrique Espinosa Justo, M.S.R.C. José Antonio Moreno Espinosa, M.A.M. Arlette Fernández Moreno y Dra. Patricia Magaly Gallegos Acevedo.

Índice

Dedicatoria	v
Agradecimientos	VII
Índice general	IX
Índice de figuras	XI
Índice de tablas	XV
1. Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.2. Planteamiento del problema	3
1.3. Justificación	4
1.4. Hipótesis	4
1.5. Objetivos	4
1.5.1. Objetivo general	4
1.5.2. Objetivos específicos	5
1.6. Metas	5
1.7. Metodología de desarrollo	5
1.8. Contenido del documento	7
2. Marco teórico	9
2.1. Efectos termoeléctricos	9
2.1.1. Conducción térmica	10
2.1.2. Efecto Joule	10
2.1.3. Efecto Thomson	10
2.1.4. Efecto Seebeck	10
2.1.5. Efecto Peltier	11
2.2. Las relaciones de Kelvin	11
2.3. Generación termoeléctrica y la figura de mérito Z_c	12
2.4. Refrigeración termoeléctrica y el coeficiente de rendimiento	13
2.5. Módulos termoeléctricos	13

2.5.1.	Propiedades	14
2.5.2.	Aplicaciones	15
2.6.	Planitud diferencial	16
2.6.1.	Sistemas diferencialmente planos	16
2.7.	Control lineal robusto	18
2.7.1.	Control lineal basado en observadores GPI	19
3.	Plataforma experimental	23
3.1.	Módulo termoelectrónico	23
3.1.1.	Celda Peltier	23
3.1.2.	Disipadores de calor	25
3.1.3.	Ventiladores	27
3.2.	Soporte	27
3.2.1.	Panel de control	30
3.3.	Carga térmica	31
3.4.	Sistema electrónico	32
3.4.1.	Acondicionamiento de señales	32
3.4.1.1.	Sensores	32
3.4.1.2.	PWM analógico	33
3.4.2.	Etapas de potencia	34
3.4.2.1.	El transistor de potencia	34
3.4.2.2.	El diodo de conmutación	35
3.4.2.3.	El inductor	36
3.4.2.4.	El capacitor	36
3.5.	Sistema computacional	37
3.5.1.	Sistema de adquisición de datos (DAQ)	37
3.5.2.	Interface de control	38
4.	Modelado	39
4.1.	Circuito eléctrico equivalente	39
4.1.1.	Terminales térmicas	40
4.1.2.	Terminal eléctrica	40
4.1.3.	Disipadores de calor	41
4.1.4.	Modelo completo	42
4.1.5.	Cálculo de los parámetros del circuito	42
4.2.	Modelado dinámico del sistema	46
4.3.	Simulación	47
5.	Pruebas Experimentales	51
5.1.	Ajustes previos	51
5.2.	Prueba de planitud diferencial	52
5.3.	Diseño del controlador	53

5.3.1. Observador GPI	54
5.3.2. Estrategia de Control	55
5.3.3. Sintonización del controlador	56
5.4. Resultados	57
5.4.1. Temperatura de deseada de 13.2 °C	58
5.4.2. Temperatura de deseada de 12.1 °C	62
5.4.3. Temperatura de deseada de 10.1 °C	66
5.4.4. Medida de la eficiencia	69
6. Conclusiones	73
6.1. Trabajos futuros	74
Apéndices	75
A. Circuitos Electrónicos	77
A.1. Acondicionamiento de los sensores	77
A.2. PWM analógico	78
A.3. Optoacoplador	78
A.4. Convertidor Buck	79
A.5. Alimentación	79
B. Planos	81
C. Cálculos matemáticos	85
C.1. Cálculos para el diseño del convertidor Buck	85
C.2. Diseño del inductor	86
Bibliografía	89

Índice de figuras

1.1.	Estructura interna de un TEM	2
1.2.	Metodología de desarrollo para el control retroalimentado del TEM	6
1.3.	Diagrama a bloques del prototipo para el control retroalimentado del TEM	7
1.4.	Prototipo preliminar para el control retroalimentado del TEM	7
2.1.	Esquema básico de un termopar. Tomada de [47]	9
2.2.	Diagrama de un módulo termoelectrico. Tomada de [48]	14
2.3.	El efecto Peltier. Tomada de [47]	14
2.4.	El efecto Seebeck. Tomada de [47]	14
3.1.	Celda Peltier MCPE1-12708AC-S de MULTICOMP	23
3.2.	Celda Peltier y bloque de aluminio utilizados en la construcción del TEM	24
3.3.	Disipadores de calor utilizados en la construcción del TEM	25
3.4.	Disipadores de calor utilizados en la construcción del TEM con su apariencia final	26
3.5.	Ensamble de los disipadores de calor y la celda Peltier	26
3.6.	Módulo termoelectrico terminado	27
3.7.	Soporte del TEM	28
3.8.	Soporte del TEM después de la aplicación del resonador plástico	29
3.9.	Aplicación de la pintura base al soporte del TEM	29
3.10.	Apariencia final del soporte del TEM	30
3.11.	Panel de control del prototipo	30
3.12.	Carga térmica construida	31
3.13.	Apariencia final del prototipo experimental	32
3.14.	Diagrama a bloques del acondicionamiento de las señales de temperatura provenientes de los sensores LM35DT	33
3.15.	Diagrama a bloques del PWM analógico	33
3.16.	Convertidor reductor o convertidor Buck	34
3.17.	Tarjeta de adquisición de datos USB-1208FS de Measurement Computing	37
4.1.	Modelo de tres terminales para un TEM. Tomada de [8]	40
4.2.	Modelo térmico de un TEM. Tomada de [8]	41
4.3.	Modelo térmico de un TEM. Tomada de [8]	41

4.4.	Modelo eléctrico de un TEM. Tomada de [8]	41
4.5.	Modelo eléctrico de un disipador de calor. Tomada de [39]	42
4.6.	Modelo completo de un TEM. Tomada de [8]	43
4.7.	Modelo completo Modificado de un TEM. Tomada de [8]	44
4.8.	Circuito equivalente utilizado para obtener el modelo de variables de estado del TEM	46
4.9.	Voltaje de entrada = 2 V	49
4.10.	Voltaje de entrada = 4 V	49
4.11.	Voltaje de entrada = 5 V	50
4.12.	Voltaje de entrada = 7 V	50
5.1.	Datos experimentales vs. ajuste por mínimos cuadrados	52
5.2.	Observador GPI construido en MATLAB/Simulink®	55
5.3.	Controlador construido en MATLAB/Simulink®	56
5.4.	Bloque de entradas y salidas del sistema de control	57
5.5.	Estrategia de control para el control del TEM construida en MATLAB/Simulink®	58
5.6.	Temperatura en las caras del TEM con una temperatura deseada de 13.2 °C	59
5.7.	Corriente y ley de control necesarias para alcanzar una temperatura deseada de 13.2 °C	59
5.8.	Error de estimación del voltaje de salida (superior), voltaje de salida medido (inferior izquierda) y voltaje de salida estimado (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de 13.2 °C	60
5.9.	Ampliación del error de estimación del voltaje de salida	60
5.10.	Error de estimación de la perturbación (superior), perturbación del sistema (inferior izquierda) y la perturbación estimada (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de 13.2 °C	61
5.11.	Ampliación del error de estimación de la perturbación	61
5.12.	Temperatura en las caras del TEM con una temperatura deseada de 12.1 °C	62
5.13.	Corriente y ley de control necesarias para alcanzar una temperatura deseada de 12.1 °C	62
5.14.	Error de estimación del voltaje de salida (superior), voltaje de salida medido (inferior izquierda) y voltaje de salida estimado (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de 12.1 °C	64
5.15.	Ampliación del error de estimación del voltaje de salida	64
5.16.	Error de estimación de la perturbación (superior), perturbación del sistema (inferior izquierda) y la perturbación estimada (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de 12.1 °C	65
5.17.	Ampliación del error de estimación de la perturbación	65
5.18.	Temperatura en las caras del TEM con una referencia de 10.1 °C	66
5.19.	Corriente y ley de control necesarias para alcanzar una temperatura deseada de 10.1 °C	67

5.20. Error de estimación del voltaje de salida (superior), voltaje de salida medido (inferior izquierda) y voltaje de salida estimado (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de 10.1 °C	67
5.21. Ampliación del error de estimación del voltaje de salida	68
5.22. Error de estimación de la perturbación (superior), perturbación del sistema (inferior izquierda) y la perturbación estimada (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de 10.1 °C	68
5.23. Ampliación del error de estimación de la perturbación	69
5.24. Comparación de la potencia disipada por el TEM alimentado con el convertidor Buck y una fuente de CD con una salida de 3V	70
5.26. Comparación de las temperaturas alcanzadas por el TEM alimentado con el convertidor Buck y una fuente de CD con una salida de 3V	70
5.25. Comparación de la potencia disipada por el TEM alimentado con el convertidor Buck y una fuente de CD con una salida de 5V	71
5.27. Comparación de las temperaturas alcanzadas por el TEM alimentado con el convertidor Buck y una fuente de CD con una salida de 5V	71
A.1. Esquema de conexiones para el acondicionamiento de las señales de temperatura provenientes de los sensores LM35DT	77
A.2. Esquema de conexiones para la generación de una señal PWM analógica en un rango de frecuencias de 35 KHz a 212 KHz	78
A.3. Esquema de conexiones para el optoacoplador PC923	78
A.4. Esquema de conexiones del convertidor reductor Buck	79
A.5. Esquema de conexiones de las fuentes de alimentación para el acondicionamiento de los sensores, el PWM analógico y el optoacoplador	79

Índice de Tablas

3.1.	Características de la celda Peltier MCPE1–12708AC–S	24
3.2.	Características de los disipadores de calor 345AB1000B y 345AB1500B	25
3.3.	Características del ventilador MC23272 de MULTICOMP	28
3.4.	Características del sensor lineal de temperatura LM35DT	33
3.5.	Parámetros para el diseño del convertidor Buck	34
3.6.	Características del HEXFET MOSFET IRFP260N	35
3.7.	Características del diodo de barrera Schottky MBR20100G	35
3.8.	Parámetros del núcleo de ferrita ETD59	36
3.9.	Características de la tarjeta de adquisición de datos USB–1208FS	37
4.1.	Analogías térmicas a eléctricas	40
4.2.	Parámetros del prototipo	48
5.1.	Voltajes y sus temperaturas correspondientes en lazo abierto	52
C.1.	Datos para el diseño del inductor	86
C.2.	Datos del núcleo empleado en la construcción del inductor	87
C.3.	Datos del cable calibre 22 AWG empleado en la construcción del inductor	88

Capítulo 1

Introducción

Desde el descubrimiento del efecto Peltier en 1834, han sido conocidas las bombas de calor de estado sólido o también llamados módulos termoelectricos [2]. Los módulos termoelectricos (TEM, por sus siglas en inglés, *Thermoelectric Module*) son bombas de calor de estado sólido que requieren un intercambiador de calor para disipar este haciendo uso del denominado efecto Peltier. Debido a que son dispositivos de estado sólido, los TEM no poseen partes mecánicas, lo que se traduce en una alta fiabilidad [2].

Por las características de los TEM, estos se catalogan dentro del área de la termoelectricidad, la cual se define como *la ciencia y la tecnología asociada con la generación termoeléctrica y la refrigeración* [47]. Actualmente existen líneas de investigación de nuevos materiales para la creación de TEM, así como la modificación de su estructura interna, con la finalidad de aumentar su eficiencia energética. Los TEM, normalmente consisten de un arreglo de gránulos de materiales semiconductores (tipo p y n), los cuales están unidos térmicamente en paralelo y eléctricamente en serie por medio de plaquetas de cobre; también pueden contar con disipadores de calor unidos a la alúmina cerámica en ambos lados del TEM, como se aprecia en la figura 1.1 [38, 26].

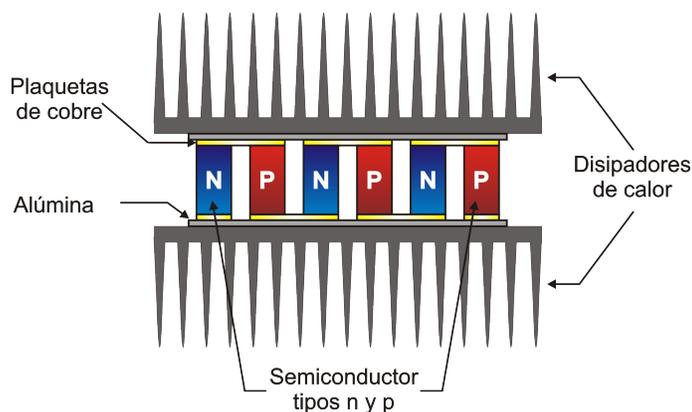


Figura 1.1: Estructura interna de un TEM

Esta tesis está enfocada al control retroalimentado de un TEM. La motivación para la realización del presente trabajo radica en probar que mediante el empleo de metodologías de control es posible aumentar la eficiencia de los módulos termoelectricos, haciéndolos una mejor opción para el diseño y construcción de enfriadores o calentadores de uso común y no solo de uso específico como actualmente se emplean.

1.1. Antecedentes

Melero *et al.* [42], abordan el diseño de un sistema de aire acondicionado para una casa habitación el cual está basado en tecnología termoelectrica, alimentada por paneles solares. El sistema posee una potencia de 1400 W y consta de 48 celdas Peltier integradas en el techo de la vivienda con placas de aluminio como intercambiadores de calor. Kuepferling *et al.* [31], proponen un método para la medición del cambio de entropía en materiales magnéticos un calorímetro basado en una celda Peltier, el cual posee un control de temperatura que es muy útil en la caracterización de los efectos termo-magnéticos.

Alaoui y Salameh [4], tratan el diseño, fabricación y pruebas de un sistema de control de temperatura para el compartimiento de las baterías de los automóviles híbridos / eléctricos, basado en una celda Peltier, el cual opera a una temperatura máxima de 52 °C y una mínima de 9.5 °C. Nishihata *et al.* [44], constuyen un sistema de enfriamiento utilizando una celda Peltier y un sistema de intercambio de calor por medio de líquidos para conservar la temperatura de los vinos, minimizando el consumo de potencia eléctrica y reduciendo los costos de este proceso.

Harata *et al.* [20], hacen uso de una celda Peltier y el calor latente de la atmósfera terrestre para calentar un depósito de agua, logrando aumentar la eficiencia del sistema en un 13 % en comparación con un sistema convencional que utiliza una resistencia térmica para mantener el agua caliente dentro del depósito. Maruyama *et al.* [41], diseñan un control preciso de temperatura para aparatos de uso médico como son: crio-probetas para el tratamiento de la dermis y una crio-probeta flexible para criocirugía en regiones profundas del cuerpo humano haciendo uso del efecto Peltier, logrando, con el uso de una celda Peltier alcanzar temperaturas de hasta -43 °C.

Baderna *et al.* [6], proponen un regulador térmico con base en una celda Peltier para la caracterización de circuitos integrados (CIs) en un amplio rango de temperatura que va desde los -40 °C hasta los 120 °C . La celda Peltier es colocada cerca de la parte inferior del CI para mantener su temperatura en un valor deseado y así poder obtener las curvas características de los CIs. Sanz-Bobi *et al.* [50], fabrican un prototipo para la crioconcentración del jugo de naranja con el objetivo de eliminar el exceso de agua existente en el jugo de naranja y al mismo tiempo mediante la reducción de la temperatura en el jugo, evitar que la fermentación ocurra, así como evitar el crecimiento de microorganismos patógenos que descompongan el jugo de naranja. Con esto, se logra tener un jugo más concentrado y también se incrementa el tiempo de vida del mismo.

Odhner y Asada [45], presentan un método para el control de la temperatura sin utilizar sensores dedicados, reemplazándolos por un dispositivo termoelectrico como actuador (efecto Peltier) y empleando el mismo dispositivo como sensor (efecto Seebeck). En [12] y [40] se emplean dispositivos Peltier para medir la conductividad térmica de materiales y fluidos respectivamente, haciendo pasar calor a través del material o fluido por medio de una celda Peltier (efecto Peltier) y midiendo la cantidad de calor que llega a otra celda Peltier (efecto Seebeck), luego los datos son analizados por un computador y este les proporciona el valor de la conductividad térmica del material o fluido analizado.

Welle y Hardy [58], diseñan un prototipo de válvula que congela el fluido que circula a través de ella por medio de una celda Peltier, para generar un bloqueo, impidiendo así el paso del fluido a través de la válvula. Cuando se requiere que el fluido continúe circulando, se cambia la polaridad de la celda Peltier haciendo que esta derrita el bloqueo para dejar circular nuevamente el fluido. Existen muy pocos trabajos reportados en la literatura, relacionados con el control de TEMs. Entre las estrategias de control encontradas en dichos trabajos, pueden citarse las siguientes:

- ✓ Teixeira y Leal [56], hacen uso de un controlador del tipo ON/OFF basado en el micro controlador PIC16F690 de MICROCHIP, mediante un autómata con 2.359.296 estados.
- ✓ Aly y El-Lail [5], presentan la aplicación de un controlador de lógica difusa para el control de temperatura en la cara fría del TEM, debido a que este tipo de controlador no requiere de un modelo linealizado o exacto del TEM, obteniendo buenos resultados en su aplicación.
- ✓ Walker *et al.* [57] y Harvey *et al.* [22], aplican un sistema de control distribuido, que trata en realidad de varios controladores autónomos o semiautónomos localizados estratégicamente, los cuales son llamados nodos y actúan en un solo sistema con el objetivo del control global del mismo, el cual presenta varias ventajas cuando se aplica en sistemas donde el calor no se encuentra distribuido uniformemente, si no de forma puntual.
- ✓ Lima *et al.* [34], emplean un controlador del tipo PID, el cual es sintonizado a partir de un modelo linealizado de un TEM alrededor de un punto de operación, el cual les permite una alta precisión alrededor de ese punto de operación seleccionado.

1.2. Planteamiento del problema

Un TEM posee la capacidad de funcionar como un enfriador/calentador termoelectrico, el cual genera una cierta temperatura en su cara fría dependiendo de el voltaje de alimentación del TEM, de la temperatura ambiente y de las características intrínsecas de estos. Comunmente la demanda de corriente de los TEM es alta, lo que se ve reflejado en la eficiencia energética de estos y en la capacidad de enfriamiento/calentamiento de los mismos.

Concretamente, los TEM tienen una alta eficiencia cuando el volumen a enfriar es pequeño. Comparados con los sistemas de enfriamiento tradicionales, cuando el volumen que se

desea enfriar aumenta, los TEM tienen una eficiencia pobre. Adicionalmente, y con base en la revisión bibliográfica realizada el número de trabajos sobre control retroalimentado de los TEM es reducido (ver [56, 5, 57, 22, 34]), en los cuales se trata el problema de la regulación de la temperatura sin considerar el gasto energético de los TEM.

También, se conoce que el empleo de convertidores CD/CD, aumenta la eficiencia energética de los sistemas que se conectan en cascada con ellos. Con todo esto resulta lógico que al emplear una convertidor CD/CD para accionar un TEM y aplicar una estrategia de control retroalimentado a esta combinación, mediante una de las variables medibles, la eficiencia de los TEM se ve mejorada.

1.3. Justificación

El empleo de un convertidor electrónico de potencia para alimentar los sistemas termoeléctricos (TEM), mostraría un aumento en la eficiencia energética de estos, más aun si se aplicará una estrategia de control retroalimentado a la conexión en cascada de ambos sistemas. Con base en lo anterior, se construye un prototipo experimental que será la conexión en cascada de un convertidor electrónico de potencia CD/CD tipo reductor y un TEM, para aplicar una estrategia de control a esta combinación con el objetivo de aumentar su eficiencia energética independientemente del volumen de enfriamiento requerido (siempre que este sea menor a los 8000 cm^3).

1.4. Hipótesis

La eficiencia energética de un módulo termoeléctrico se ve mejorada mediante el uso de un convertidor electrónico de potencia CD/CD tipo reductor, ambos regulados mediante el uso de técnicas de control retroalimentado.

1.5. Objetivos

1.5.1. Objetivo general

Se diseñará, construirá y controlará un prototipo experimental (TEM) basado en una celda Peltier.

1.5.2. Objetivos específicos

- ✓ Diseñar las partes que conformarán el prototipo experimental.
- ✓ Construir la parte mecánica del TEM que constará de una base para el soporte del TEM, 2 disipadores de calor, 1 ventilador y 2 sensores de temperatura, uno por cada cara de la celda Peltier.

- ✓ Construir la etapa de potencia electrónica necesaria para el control del TEM.
- ✓ Aplicar una estrategia de control al TEM, empleando una PC y Matlab/Simulink®[®], mediante de la tarjeta de adquisición de datos USB-1208FS de Measurement Computing.

1.6. Metas

- ✓ Construir una plataforma experimental del TEM para la realización de pruebas.
- ✓ Construir un convertidor cd-cd del tipo reductor con una capacidad mínima de 100 W.
- ✓ Acondicionar el prototipo experimental para que cuente con la capacidad de utilizar fuentes de voltaje convencionales para su operación.
- ✓ Construir una etapa de acoplamiento entre el convertidor cd-cd tipo reductor y la tarjeta USB-1208FS.
- ✓ Diseñar la estrategia de control en Matlab/Simulink®[®], para controlar el TEM mediante la tarjeta USB-1208FS de Measurement Computing.
- ✓ Realizar pruebas a la plataforma experimental del TEM con la estrategia de control seleccionada.
- ✓ Publicación de resultados mediante un artículo en un congreso nacional.

1.7. Metodología de desarrollo

Dado que existen diferentes metodologías para el desarrollo de proyectos, se sigue un conjunto de procesos sistemáticos para el diseño, construcción y pruebas del sistema propuesto. Con el propósito de cumplir con los objetivos y metas planteados en este documento, se proponen los procesos mostrados en la figura 1.2 para el desarrollo del sistema.

Identificación y delimitación del proyecto. Se plantea la idea de probar que es posible mejorar la eficiencia energética de los TEM mediante alguna técnica de control y se fijan los alcances del proyecto.

Modelado. Se procede a modelar la combinación convertidor reductor-TEM a través de ecuaciones diferenciales mediante un circuito eléctrico equivalente con la finalidad de obtener la representación del sistema en términos de sus variables de estado.

Simulación. Se realiza una simulación simultánea del sistema de control en MATLAB/Simulink®[®] y la combinación convertidor reductor-TEM en el software PSIM, para probar que el método de control seleccionado cumpla con el objetivo propuesto.

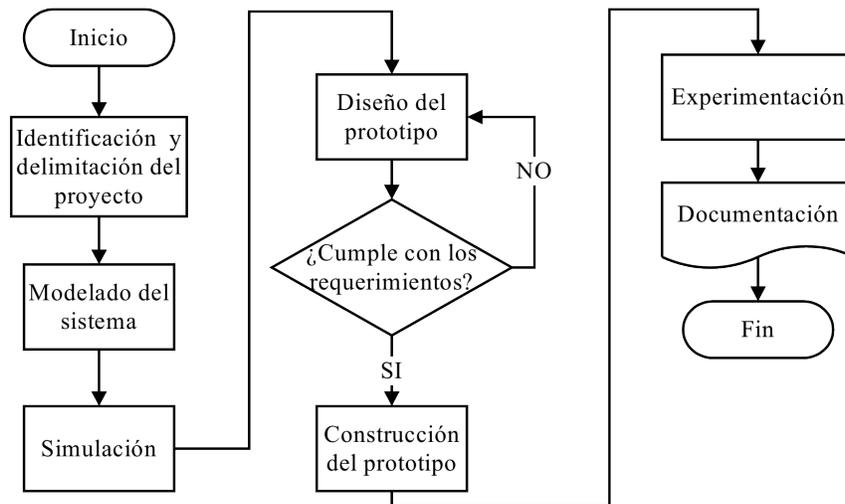


Figura 1.2: Metodología de desarrollo para el control retroalimentado del TEM

Diseño del prototipo. Comienza el diseño de un prototipo experimental para la realización de pruebas con el TEM, el cual deberá contar con los elementos que se muestran en la figura 1.3. En la figura 1.4 se muestra un diseño preliminar del prototipo que se pretende construir para la realización de pruebas.

Verificación. Se verifica que el prototipo propuesto cumpla con los requerimientos necesarios para la realización de las pruebas pertinentes con la estrategia de control seleccionada.

Construcción del prototipo. Comienza la construcción física del prototipo como se ha definido en las 2 etapas anteriores, verificando que el prototipo físico cumpla con las expectativas de diseño que se plantearon en las etapas antes mencionadas. También se deberán construir las etapas electrónicas de control y potencia necesarias las cuales fueron previamente diseñadas.

Experimentación. Se realizaran las pruebas necesarias con la estrategia de control previamente elegida y simulada, para verificar que tenga el efecto deseado en el TEM.

Documentación. En este punto, se documenta todo el proceso de diseño, construcción y pruebas del sistema. Esto incluye el documento final de tesis y la redacción del artículo para su presentación en un congreso nacional.

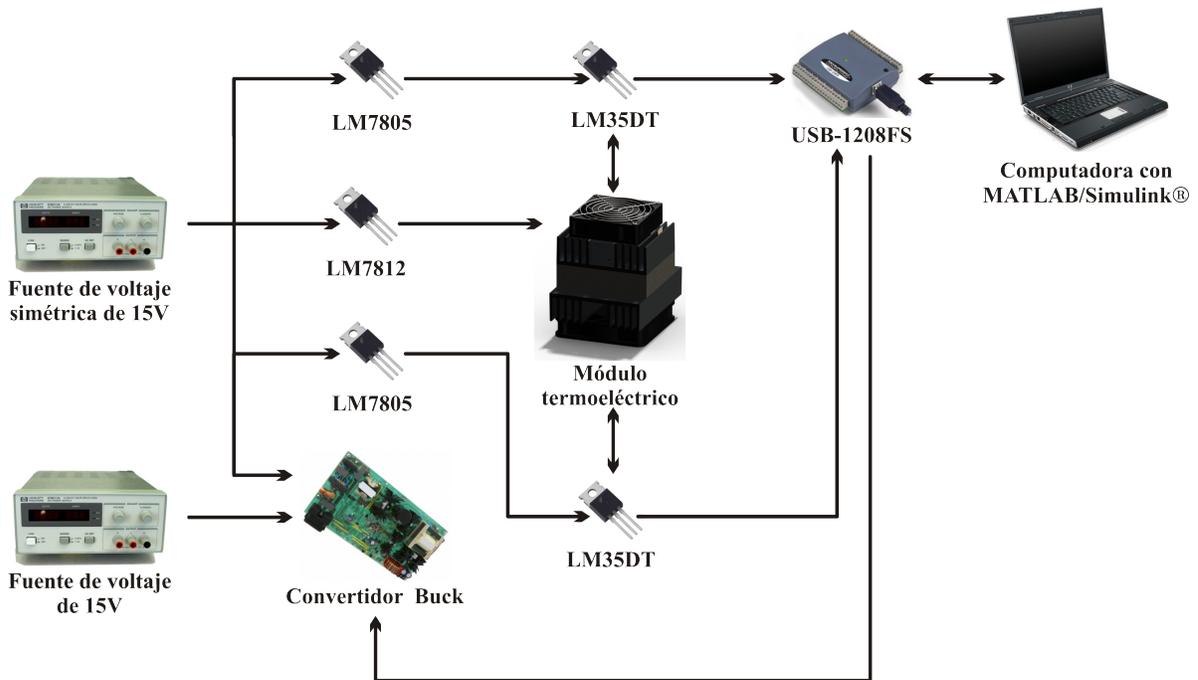


Figura 1.3: Diagrama a bloques del prototipo para el control retroalimentado del TEM



Figura 1.4: Prototipo preliminar para el control retroalimentado del TEM

1.8. Contenido del documento

Este documento está organizado de la siguiente manera: el capítulo 2 está dedicado a presentar los conceptos teóricos relacionados con el tema que se aborda, conteniendo una breve descripción de los TEM incluyendo sus propiedades y aplicaciones, así como la metodología de control empleada. En el capítulo 3, se detalla el proceso de construcción de la plataforma

experimental. El capítulo 4 trata sobre el modelado dinámico de un TEM utilizando un circuito eléctrico equivalente, así como la obtención de una representación en variables de estado a partir de dicha equivalencia. En el capítulo 5 se muestra el diseño e implementación de la estrategia de control empleada, así como los resultados de las diferentes pruebas experimentales que se realizaron para comprobar la eficacia del controlador. Finalmente en el capítulo 6, se presentan algunas conclusiones y se exponen algunos trabajos futuros que pueden ser desarrollados con la plataforma construida.

Capítulo 2

Marco teórico

2.1. Efectos termoeléctricos

La teoría de la termoelectricidad fue desarrollada por Lord Kelvin Thomson, con base en los portadores de carga dinámica en los metales, con la proposición del denominado efecto Thomson como resultado principal [13]. Existen 5 procesos de conversión de energía que tienen lugar en un TEM, los cuales son: la conducción térmica, el efecto Joule, el efecto Thomson, el efecto Seebeck y el efecto Peltier. Todos estos efectos termoeléctricos son tomados en cuenta para las interrelaciones entre las energías térmicas y eléctricas [38]. Los fenómenos que se basan en la conversión de energía termoeléctrica, como son el efecto Seebeck, el efecto Peltier y el efecto Thomson, pueden ser ilustrados a partir del termopar mostrado en la figura 2.1, tomando en cuenta que es un circuito formado de 2 conductores diferentes, a y b, que están conectados térmicamente en paralelo y eléctricamente en serie [47].

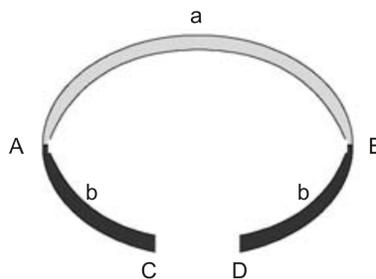


Figura 2.1: Esquema básico de un termopar. Tomada de [47]

2.1.1. Conducción térmica

Este fenómeno determinado por el proceso de Fourier, es descrito por una constante física k cuyas unidades con W/Km , que está determinada por la conductividad térmica y la geometría de los gránulos del conductor. En lo que sigue, Θ es la resistencia térmica en $^{\circ}K/W$

de un par de gránulos del conductor, dada por [37]:

$$\Theta = \frac{1}{k} \frac{h}{A} \quad (2.1)$$

donde h/A es el factor geométrico, h es la altura en metros de los gránulos, A es el área en metros cuadrados de la sección transversal de un par de gránulos del conductor y k es una constante de proporcionalidad llamada *conductividad térmica*. Entre la temperatura T en grados kelvin, la resistencia térmica Θ y el calor generado q en watts, se establece la siguiente relación:

$$T = \Theta q \quad (2.2)$$

2.1.2. Efecto Joule

El calentamiento de Joule, es el proceso físico de la disipación de calor en elementos resistivos. La resistencia eléctrica R en ohms, de un par de gránulos de un conductor está dada por [37]:

$$R = \rho \frac{h}{A} \quad (2.3)$$

donde ρ es la resistividad del material en ohms por metro. El calentamiento de Joule q_j en watts, mantiene una relación con la corriente I en amperes y la resistencia eléctrica R , dada por:

$$q_j = I^2 R \quad (2.4)$$

2.1.3. Efecto Thomson

El efecto Thomson trata de la tasa de generación de calor reversible q la cual resulta del paso de una corriente a lo largo de un conductor por el que hay una diferencia de temperatura ΔT . Siempre que la diferencia de temperatura sea pequeña, $q = \beta I \Delta T$, donde β es el coeficiente Thomson. El coeficiente Thomson, β se mide en V/°K [47]. Dado que el efecto de este fenómeno es pequeño, puede ser despreciado en algunas ocasiones [37].

2.1.4. Efecto Seebeck

El efecto Seebeck es la generación de voltaje cuando una diferencia de temperaturas es mantenida entre dos caras de un termopar [8]. Si las juntas en A y B mostradas en la figura 2.1, se mantienen a diferentes temperaturas T_1 , T_2 y además $T_1 < T_2$, una fuerza electromotriz de circuito abierto V , es entregada en las terminales C y D, la cual es determinada de acuerdo a [47]:

$$V = \alpha(T_1 - T_2) \quad (2.5)$$

donde α es el coeficiente diferencial de Seebeck entre dos elementos y es a partir de la relación anterior que el coeficiente seebeck puede calcularse como:

$$\alpha = \frac{V}{\Delta T} \quad (2.6)$$

Para bajas diferencias de temperatura, el coeficiente de Seebeck es lineal. Aunque por convención α es el símbolo designado para el coeficiente Seebeck, S es usado algunas veces para designarlo refiriéndose a la potencia térmica o fuerza electromotriz térmica. El signo de α es positivo si la fuerza electromotriz causa que la corriente fluya en sentido de las manecillas del reloj alrededor del dispositivo y es medido en $V/^{\circ}K$ o más comúnmente en $\mu V/^{\circ}K$ [47].

2.1.5. Efecto Peltier

El efecto Peltier es la liberación de calor en una unión de un termopar y una absorción de calor en la otra, cuando una corriente eléctrica fluye en el. Fué descubierto en 1834, trece años después del descubrimiento del efecto Seebeck en 1821. Ambos efectos termoeléctricos fueron considerados de la misma naturaleza [13].

Observando la figura 2.1, se considera la aplicación de una fuerza electromotriz en los extremos C y D, y una corriente I fluyendo en sentido horario alrededor del circuito, entonces una tasa de calentamiento q ocurrirá en una unión entre a y b, mientras que una tasa de enfriamiento $-q$ ocurrirá en la otra. La relación entre I y q define el coeficiente Peltier, el cual está dado como se muestra en la siguiente relación [47]:

$$\Pi = \frac{I}{q} \quad (2.7)$$

donde Π representa el coeficiente Peltier, que es positivo si A se calienta y B se enfría, y es medido en A/W o volts.

2.2. Las relaciones de Kelvin

Los coeficientes termoeléctricos de Thomson, Seebeck y Peltier, están relacionados entre ellos por medio de las relaciones de Kelvin, las cuales se definen como [47]:

$$\alpha_{ab} = \frac{\Pi_{ab}}{T} \quad (2.8)$$

$$\frac{d\alpha_{ab}}{dT} = \frac{\beta_a - \beta_b}{T} \quad (2.9)$$

donde β_a y β_b son los coeficientes de Thomson existentes en las uniones A y B respectivamente, del termopar mostrado en la figura 2.1 y T es la temperatura existente entre las uniones del termopar. Las relaciones mostradas en (2.8) y (2.9), pueden ser obtenidas usando la termodinámica irreversible (termodinámica del no equilibrio). Su validez ha sido demostrada para

muchos materiales termoelectricos, y se supone que las poseen todos los materiales utilizados en aplicaciones termoelectricas.

2.3. Generación termoelectrica y la figura de mérito Z_c

Un convertidor termoelectrico, o módulo termoelectrico, es una máquina de calor y como tal obedece las leyes de la termodinámica. Si se considera que en la operación de conversión de calor, el TEM funciona como un generador ideal, en el cual no existen pérdidas de calor, la eficiencia se define como la razón entre la energía eléctrica entregada y el calor absorbido por el TEM. Así, la eficiencia del TEM está dada como [47]:

$$\phi = \frac{\text{Energía eléctrica entregada}}{\text{Calor absorbido}} \quad (2.10)$$

Si se supone que la conductividad eléctrica, la conductividad térmica y el coeficiente Seebeck son constantes en un TEM, la eficiencia correspondiente puede ser expresada como [47]:

$$\phi = \frac{I^2 R}{\alpha_{ab} I T_H} = \frac{I^2 R}{\lambda'(T_H - T_C) - \frac{1}{2} I^2 R} \quad (2.11)$$

donde T_H y T_C son las temperaturas de las uniones caliente y fría respectivamente, λ' es la conductancia térmica en paralelo y R es la resistencia en serie de los semiconductores [47]. Dado que la eficiencia es claramente función de la razón de la resistencia de carga entre la suma de las resistencias del generador, y de la potencia máxima de salida, la eficiencia puede ser escrita como [47]:

$$\phi = \frac{T_H - T_C}{\frac{3T_H}{2} + \frac{T_C}{2} + \frac{4}{Z_c}} \quad (2.12)$$

con

$$Z_c = \frac{\alpha_{ab}^2}{R\lambda'} \quad (2.13)$$

mientras que la máxima eficiencia está dada por:

$$\phi_{max} = \eta_c \gamma \quad (2.14)$$

donde

$$\eta_c = \frac{T_H - T_C}{T_H} \quad (2.15)$$

$$\gamma = \frac{\sqrt{1 + Z_c \bar{T}} - 1}{\sqrt{1 + Z_c \bar{T}} + \frac{T_C}{T_H}} \quad (2.16)$$

$$\bar{T} = \frac{T_H + T_C}{2} \quad (2.17)$$

Z_c , también llamada *figura de mérito*, caracteriza la unión entre a y b. La máxima eficiencia ϕ_{max} es el producto de la eficiencia de Carnot (que es menor a la unidad) y γ , que incorpora los

parámetros de los materiales [47]. Las relaciones mostradas anteriormente han sido derivadas suponiendo que los parámetros termoelectricos son independientes de la temperatura. Aunque generalmente este no es el caso, suponiendo valores promedio, estas proveen resultados que están dentro del $\pm 10\%$ del valor real. Como una cifra aproximada, un termopar fabricado de materiales termoelectricos que poseen una Z_c de $3 \times 10^{-3}/^\circ\text{K}$ tendrá una eficiencia de 20% cuando opere sobre una diferencia de temperatura de 500°K [47].

2.4. Refrigeración termoelectrica y el coeficiente de rendimiento

El rendimiento de cualquier refrigerador es expresado en general por su coeficiente de rendimiento (COP, por sus siglas en inglés *Coefficient of Performance*), el cual se obtiene dividiendo el calor absorbido por el TEM entre la potencia eléctrica suministrada [47].

Considerando todos los efectos termoelectricos antes mencionados y despreciando el efecto Thomson, tenemos que la tasa de absorción de calor esta dada por la suma del efecto Peltier, el efecto Joule y el efecto Seebeck como se muestra en (2.18).

$$Q_{ab} = \alpha_{ab}T_c I - \frac{1}{2}I^2 R - k\Delta T \quad (2.18)$$

Con una potencia eléctrica de entrada de

$$P = \alpha_{ab}\Delta T I + I^2 R \quad (2.19)$$

La eficiencia energética de un refrigerador, como se dijo, es medida por medio de su COP el cual se define empleando a (2.18) y (2.19) como se muestra en (2.20) [47].

$$COP = \frac{Q_{ab}}{P} = \frac{\alpha_{ab}T_c I - \frac{1}{2}I^2 R - k\Delta T}{\alpha_{ab}\Delta T I + I^2 R} \quad (2.20)$$

2.5. Módulos termoelectricos

Un TEM es un convertidor de energía de estado sólido. Normalmente está compuesto de un arreglo de $2N$ gránulos de materiales semiconductores (tipo p y n), que realizan N pares termoelectricos los cuales están unidos térmicamente en paralelo y eléctricamente en serie e intercalados entre 2 placas cerámicas, como se muestra en la figura 2.2 [43, 39]. Del mismo modo que un enfriador termoelectrico (TEC, por sus siglas en inglés *Thermoelectric Cooler*), los TEM se utilizan principalmente en aplicaciones de control de temperatura. Como generador termoelectrico (TEG, por sus siglas en inglés *Thermoelectric Generator*), los TEM se utilizan para producir energía eléctrica en ubicaciones remotas cuando existen gradientes de temperatura [39]. Se dice que un TEM funciona como un enfriador-calentador termoelectrico cuando este funciona en el modo Peltier como se muestra en la figura 2.3 y cuando funciona como un generador de energía, se dice que funciona en el modo Seebeck como se muestra en la figura 2.4.



Figura 2.2: Diagrama de un módulo termoelectrico. Tomada de [48]

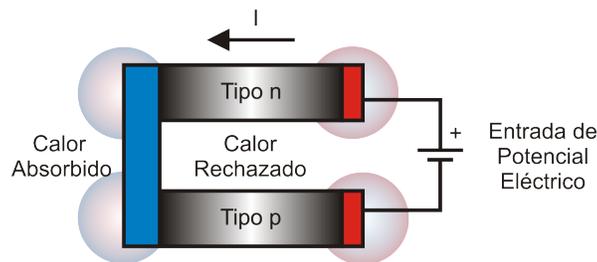


Figura 2.3: El efecto Peltier. Tomada de [47]

2.5.1. Propiedades

Existen una serie de propiedades específicas de los TEM debidas a los efectos termoelectricos que en ellos ocurren. A continuación se presentan algunas de estas propiedades.

- ✓ Un cambio en la polaridad de la corriente que se le aplica, permite un cambio de calentamiento a enfriamiento y viceversa.
- ✓ Los TEM no producen ruido ni vibraciones.
- ✓ Son compactos y ligeros.
- ✓ Son altamente confiables.
- ✓ Poseen una vida útil mayor a los veinte años.
- ✓ Dan la posibilidad de controlar con precisión su temperatura.
- ✓ Funcionan mediante voltajes de corriente continua.
- ✓ No requieren mantenimiento, ya que no poseen partes movibles que puedan dañarse o desgastarse.

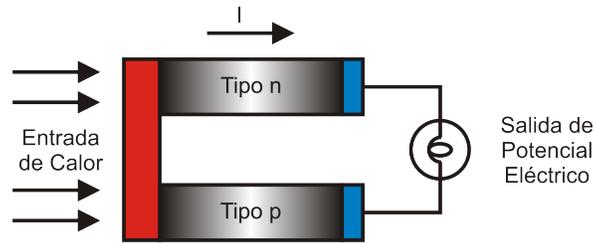


Figura 2.4: El efecto Seebeck. Tomada de [47]

2.5.2. Aplicaciones

A pesar de su baja eficiencia con respecto a los dispositivos tradicionales, los TEM presentan distintas ventajas en precisión, simplicidad y confiabilidad, lo cual los hace ideales para distintas aplicaciones, algunas de las cuales se enlistan a continuación.

- ✓ Calorímetros [31].
- ✓ Sistemas de aire acondicionado [42].
- ✓ Sistemas de enfriamiento [4, 41, 44].
- ✓ Sistemas de calefacción [20].
- ✓ Aplicaciones médicas [41, 30].
- ✓ Caracterización de circuitos integrados [6].
- ✓ Prueba de tarjetas de circuito impreso [46].
- ✓ Crioconcentración [50].
- ✓ Sensores de temperatura [45].
- ✓ Medición de parámetros térmicos [12, 40].
- ✓ Construcción de válvulas sin partes móviles [58].

2.6. Planitud diferencial

La *planitud diferencial* (o, en breve, *planitud*), es una propiedad que presentan algunos sistemas dinámicos que permite una parametrización completa de todas las variables del sistema (estados, entradas, salidas) en términos de un conjunto finito de variables independientes, denominadas las salidas planas, y un número finito de sus derivadas temporales [53, 32]. En el área de control de los sistemas dinámicos, la planitud permite trivializar las tareas de planeación de trayectorias, sin resolver ecuaciones diferenciales, mientras que de manera opcional reduce el problema de diseño de control retroalimentado. Estrictamente hablando, la planitud es equivalente a la controlabilidad y de aquí, que sea de interés estudiar los sistemas que

exhiben esta propiedad. La formulación precisa de la planitud diferencial en el contexto de los sistemas de control, se debe al trabajo del profesor Michel Fliess y sus colegas Jean Levine, Philippe Martan y Pierre Rouchon. Una publicación del profesor Fliess y su equipo que puede ser considerada como fundamental, aparece en el año de 1995 [17], y está dedicado a la planitud de sistemas no lineales y a la ausencia de esta, la cual fué asociada con la idea de *defecto*. Desde entonces, han sido reportados en la literatura una considerable cantidad de artículos relacionados con la propiedad de planitud y su aplicación en diferentes campos (ver, por ejemplo, [52, 14, 51, 7, 55, 36, 11, 9, 23, 49, 10, 18, 35, 3]). En esta sección se proporcionan los elementos teóricos relacionados con la planitud de los sistemas dinámicos. El material aquí presentado fué tomado de [53, 32] y algunas otras referencias comentadas en el texto que a continuación se escribe.

2.6.1. Sistemas diferencialmente planos

Un sistema no lineal SISO (por sus siglas en inglés, *Single Input Single Output*) se dice *diferencialmente plano* si existe una *función diferencial* del estado (es decir, es una función del estado y de un número finito de sus derivadas temporales), llamada la *salida plana* tal que todas las variables en el sistema (estados, salidas y entradas) son a la vez expresables como funciones de la salida plana y de un número finito de sus derivadas temporales. Es, de hecho, una *propiedad estructural* del sistema que puede ser explotada para el diseño de controladores, como por ejemplo: back-stepping, pasividad y por supuesto, linealización por retroalimentación. Es una propiedad que trivializa el problema de linealización exacta en un sistema no lineal, sea este multivariable o no, o si es o no afin en las entradas de control. Una característica menos conocida de la planitud es que ayuda a determinar el carácter de fase mínima o no mínima de las salidas del sistema. Un sistema de fase mínima es aquel cuya dinámica de los ceros (es decir, la dinámica interna del sistema cuando su salida es mantenida a cero con una cierta entrada) es asintóticamente estable y es de fase no mínima en caso contrario. Considérese el sistema no lineal SISO de la forma general:

$$\dot{x} = f(x, u), \quad x \in \mathbb{R}^n, \quad u \in \mathbb{R} \quad (2.21)$$

donde $f = (f_1, \dots, f_n)$ es una función suave del estado x y de la entrada de control u , y el rango de la matriz Jacobiana, con respecto a u , $\partial f / \partial u$ es máximo, es decir, es igual a 1.

Definición 2.6.1. Se dice, en general, que ϕ es una función diferencial de x , si:

$$\phi = \phi(x, \dot{x}, \ddot{x}, \dots, x^{(\beta)}) \quad (2.22)$$

donde β es un entero finito.

Si x obedece a un conjunto de ecuaciones diferenciales controladas, como las dadas en (2.21), entonces necesariamente la diferenciación de más alto orden del estado implicado en la definición 2.6.1, conduce, generalmente hablando, a considerar derivadas de los componentes de la entrada de control u . Dicho de otro modo, una función diferencial del estado x es una función del estado y de un número finito de las derivadas temporales de la entrada:

$$\phi = \phi(x, u, \dot{u}, \ddot{u}, \dots, u^{(\beta-1)}) \quad (2.23)$$

Definición 2.6.2. Un sistema de la forma (2.21), se dice ser diferencialmente plano si existe una función diferencial del estado x , denotada por y , dada por:

$$y = h(x, u, \dot{u}, \ddot{u}, \dots, u^{(\alpha)}) \quad (2.24)$$

tal que el sistema inverso de, $\dot{x} = f(x, u)$, con y como la entrada y u como la salida, no tiene dinámica remanente alguna.

Un sistema es plano si existe una cierta salida artificial, tal que esta salida parametriza a todas las variables del sistema. Esto significa que los estados, variables de entrada, variables de salida en el sistema, pueden ser escritos como funciones diferenciales de la salida plana y y de sus derivadas sucesivas, es decir:

$$x = A(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(\gamma)}), \quad u = B(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(\gamma+1)}) \quad (2.25)$$

Teorema 2.6.3. *Un sistema no lineal SISO de la forma (2.21), es diferencialmente plano si y sólo si es linealizabile en forma exacta.*

Encontrando la salida plana

Establecer las salidas planas es difícil en general, ya que no existe un procedimiento sistemático para su determinación, excepto en el caso de los sistemas lineales (donde un sistema es plano si y sólo si es controlable) y en el caso de los sistemas no lineales SISO (donde en general se emplea el teorema 2.6.3 tomado de [53]). En el caso de un sistema no lineal SISO de la forma:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u, \quad x \in \mathbb{R}^n, \quad u \in \mathbb{R} \quad (2.26)$$

con $f(x)$ y $g(x)$ como funciones vectoriales suaves, se calcula la salida plana del sistema de manera sistemática mediante la siguiente expresión [53]:

$$\frac{\partial \lambda(x)}{\partial x} = a(x)[0, 0, \dots, 0, 1][\mathcal{C}(x)]^{-1} \quad (2.27)$$

donde $\lambda(x)$ califica como una salida plana, $a(x)$ es una función escalar no cero y la matriz $\mathcal{C}(x)$ es denominada *matriz de controlabilidad* y está dada por [53]:

$$\mathcal{C}(x) = [g, ad_f g, \dots, ad_f^{m-2} g, ad_f^{m-1} g] \quad (2.28)$$

donde $ad_f^j g$, es el j -ésimo corchete de Lie de $f(x)$ y $g(x)$ [33, 25, 15, 24].

2.7. Control lineal robusto

Existen varios enfoques que tratan el problema de la cancelación de perturbaciones no estructuradas por medio de técnicas de estimación asintótica. Uno de los primeros trabajos que

refieren a esto es el presentado por el profesor C. D. Johnson bajo el nombre de *Control basado en acomodo de perturbaciones* (**CAP**) [27]. Los aspectos teóricos y prácticos del **CAP** han estado evolucionando como puede verse en artículos posteriores del profesor Johnson [29, 28]

Una tendencia estrechamente relacionada con la técnica **CAP** está representada por los esfuerzos del profesor Jingqing Han, que se resumen en el documento póstumo que se conoce como *Estimación y rechazo activo de perturbaciones* (**ERAP**) ó **ADRC** (por sus siglas en inglés, *Active Disturbance Rejection Control*) [19]. Aunque la idea principal de la estimación de perturbaciones basada en un observador y su subsecuente cancelación por medio de una ley de control, es similar al esquema propuesto por el **CAP**; el énfasis del **ERAP** radica principalmente en la estimación por medio de observadores no lineales [54].

En un artículo reciente de Fliess y Join [16], se propone una idea cercana al **CAP** y **ERAP**, distinguida como *Controladores PID inteligentes* (**CPIDI**). El aspecto interesante de este método reside en el uso de manipulaciones algebraicas apropiadas para cancelar localmente términos no-lineales desconocidos propios de la dinámica del sistema [54].

A continuación se presenta un método de diseño de controladores lineales robustos para sistemas no lineales perturbados que hace uso de estimaciones suficientemente precisas de términos aditivos, tanto endógenos como exógenos de la dinámica existente entre la entrada y la salida del sistema. Estas estimaciones se llevan a cabo mediante observadores llamados: Observadores Proporcionales Integrales Generalizados u observadores GPI. El método se aplica en forma natural a sistemas diferencialmente planos [54].

Las estimaciones provistas por el observador se utilizan para facilitar su cancelación aproximada, mientras que de manera simultánea se estiman las variables de fase relacionadas con las salidas planas medidas. Sin embargo, el esquema constituye un método aproximado ya que esta sujeto a la evolución lineal y perturbada del error de reconstrucción de las variables de fase y de la perturbación. Esta dinámica lineal perturbada se ajusta mediante ganancias lo suficientemente altas, lo cual hace al sistema sensible a los ruidos de planta y de medición [54].

Las principales diferencias de este enfoque con respecto del **CAP** y el **ERAP** radican en:

- ✓ No se discrimina entre perturbaciones externas y dependientes del estado asociadas al modelo de entrada salida no lineal.

- ✓ Se hace énfasis en las posibilidades intrínsecas de los sistemas diferencialmente planos.

2.7.1. Control lineal basado en observadores GPI

Considere el sistema no lineal perturbado de una entrada y una salida que se muestra.

$$y^{(n)} = \psi(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}) + \phi(t, y)u + \zeta(t) \quad (2.29)$$

El sistema no perturbado (tomando $\zeta \equiv 0$) es diferencialmente plano, dado que todas las variables del sistema incluyendo u , se pueden expresar en términos de funciones diferenciales de la salida plana y y de un número finito de sus derivadas temporales [54].

Se supone que la perturbación exógena, $\zeta(t)$, es uniformemente, absolutamente acotada, es decir es una función escalar L_∞ . En forma similar se supone que para todas las soluciones acotadas, $y(t)$ de (2.29), obtenidas por medio de entradas de control u , suficientemente suaves y acotadas uniformemente, la perturbación endógena $\psi(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)})$, vista como una señal variante en el tiempo, es uniformemente, absolutamente, acotada [54].

También se supone que la función no lineal de ganancia $\phi(t, y)$ es L_∞ y suficientemente alejada de cero, existe una constante estrictamente positiva μ , tal que:

$$\inf_t |\psi(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)})| \geq \mu > 0 \quad (2.30)$$

para todas las soluciones acotadas y suaves $y(t)$, de (2.29) obtenidas mediante una entrada suave y acotada de la señal del control u . Esta suposición es natural para evadir las singularidades de la ganancia de entrada y la falta de controlabilidad temporal del sistema.

Dada una trayectoria de referencia $y^*(T)$, para la salida plana $y(t)$ tal que (2.30) es válida, se propone una ley de control lineal para (2.29) de tal forma que tenga una convergencia suficientemente cercana de la salida plana $y(t)$, hacia la señal de referencia $y^*(t)$, a pesar de los efectos de la perturbación endógena desconocida $\psi(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)})$ y la perturbación exógena $\zeta(t)$. La convergencia aproximada a que se refiere implica que el error de seguimiento $e(t) = y(t) - y^*(t)$, y sus primeras n derivadas con respecto al tiempo, convergen asintóticamente, en forma predominantemente exponencial [54].

Lo anterior se puede llevar a cabo en un contexto totalmente lineal si se considera el modelo no lineal en (2.29) como un sistema lineal perturbado, como el siguiente.

$$y^{(n)} = v + \varphi(t) \quad (2.31)$$

donde $v = \phi(t, y)u$ es perfectamente conocida y $\varphi(t) = \psi(t, y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}) + \zeta(t)$ es una función del tiempo completamente desconocida pero uniformemente, absolutamente, acotada [54].

Considerando el siguiente resultado preliminar:

Proposición. La función de perturbaciones desconocidas $\varphi(t)$, en la dinámica simplificada del sistema en (2.31), es algebraicamente observable.

Demostración. La prueba de este hecho es inmediata después de escribir (2.31) como:

$$\varphi(t) = y^{(n)} - v = y^{(n)} - \phi(t, y)u \quad (2.32)$$

es decir, puede expresarse a $\varphi(t)$ en términos de la entrada de control u , de la salida y , y de un número finito de sus derivadas. Por lo tanto $\varphi(t)$ es algebraicamente observable (ver [54] y referencias internas).

Esto significa que si $\varphi(t)$ se puede expresar mediante un modelo polinomial aproximado, válido localmente, pero sobre el cual puede imponerse una actualización automática, pudiéndose lograr entonces una estimación uniformemente aproximada de $\varphi(t)$, mediante un observador lineal. El modelo polinomial de la perturbación $\varphi(t)$, está descrito por una ecuación diferencial lineal homogénea cuyo orden excede, al menos en una unidad al grado del polinomio que por hipótesis aproxima dicha perturbación [54].

Se supone que la entrada de perturbación $\varphi(t)$, puede modelarse localmente como un polinomio en el tiempo, o polinomio de Taylor z_1 , de grado $p - 1$ más un término residual $r(t)$ como se muestra:

$$\varphi(t) = z_1 + r(t) = a_0 + a_1 t + \dots + a_{p-1} t^{p-1} + r(t), \quad \forall t \quad (2.33)$$

Decimos que z_1 define una familia de polinomios de Taylor de grado $p - 1$ con coeficientes reales arbitrarios. Se considera a z_1 como el modelo interno de la perturbación aditiva desconocida representado localmente por $z_1^{(p)} = 0$. El modelo de la perturbación adquiere la característica de ser de actualización automática cuando se incorpora como parte de un observador asintótico cuyo error de estimación es forzado a converger, uniformemente a una pequeña vecindad de cero. En consecuencia, podemos suponer de manera confiable que la función residual $r(t)$, y sus derivadas con respecto al tiempo $r^{(j)}(t)$, se tornan uniformemente absolutamente acotadas y son de actualización automática. Para precisar esto designamos mediante y_j , a una estimación de $y^{(j-1)}$ para $j = 1, \dots, n$. Se tiene el siguiente resultado:

Teorema 2.7.1. *El control basado en un observador GPI.*

$$u = \frac{1}{\phi(t, y)} \left[[y^*(t)]^{(n)} - \sum_{j=0}^{n-1} (k_j [y_{j+1} - (y^*(t))^{(j)}]) - \varphi(\hat{t}) \right]$$

$$\begin{aligned}
\varphi(t) &= z_1 \\
\dot{y}_1 &= y_2 + \lambda_{p+n-1}(y - y_1) \\
\dot{y}_2 &= y_3 + \lambda_{p+n-2}(y - y_1) \\
&\vdots \\
\dot{y}_n &= v + z_1 + \lambda_p(y - y_1) \\
\dot{z}_1 &= z_2 + \lambda_{p-1}(y - y_1) \\
&\vdots \\
\dot{z}_{p-1} &= z_p + \lambda_1(y - y_1) \\
\dot{z}_p &= \lambda_0(y - y_1)
\end{aligned}$$

lleva el error de seguimiento de las variables de fase $e_y^{(k)} = y^{(k)} - [y^(t)]^{(k)}$, $k = 0, 1, \dots, n-1$, asintóticamente y exponencialmente a una vecindad suficientemente pequeña del origen en el espacio de estados del error de seguimiento.*

La vecindad puede ser tan pequeña como se desee de acuerdo a una selección apropiada de los parámetros de ganancia del controlador $\{k_0, \dots, k_{n-1}\}$. Más aún los errores de estimación de las variables de fase de la perturbación, convergen asintóticamente y exponencialmente, a una vecindad pequeña del origen del error de reconstrucción del estado, la cual puede ser suficientemente pequeña gracias a la selección adecuada de los parámetros $\{\lambda_0, \dots, \lambda_{p+n-1}\}$ [54].

Capítulo 3

Plataforma experimental

3.1. Módulo termoeléctrico

Un TEM, esta conformado por una celda Peltier, 2 disipadores de calor y en este caso un ventilador añadido al disipador colocado en la cara caliente de la celda Peltier, para provocar el fenómeno de convección forzada. A continuación se describen las características de las partes utilizadas en la construcción del TEM.

3.1.1. Celda Peltier

Para la construcción del TEM, se utiliza la celda Peltier MCPE1-12708AC-S de MULTICOMP mostrada en la figura 3.1, la cual posee las características que se presentan en la tabla 3.1.

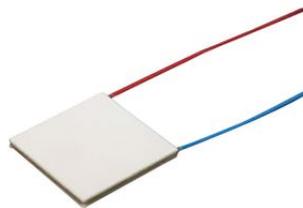
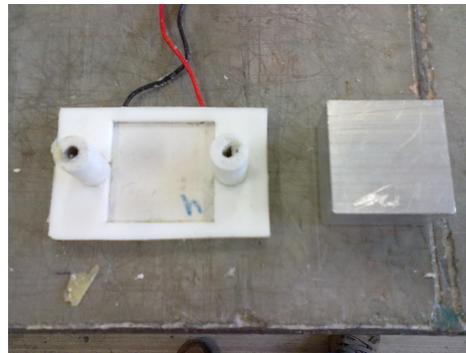


Figura 3.1: Celda Peltier MCPE1-12708AC-S de MULTICOMP

Tabla 3.1: Características de la celda Peltier MCPE1-12708AC-S

Característica	Valor
Potencia nominal	77.1 W
Resistencia interna	1.5 Ω
ΔT_{max}	70 $^{\circ}\text{C}$
Corriente máxima a ΔT_{max}	8.5 A
Voltaje máximo a ΔT_{max}	15.7 V
Dimensiones	40x40x3 mm

Antes de proceder a la colocación de los disipadores de calor a la celda Peltier, esta se coloca sobre una base de nylamid la cual será colocada sobre un bloque de aluminio de 40x40x25 mm, ambos elementos mostrados en las figuras 3.2a y 3.2b. El bloque de aluminio, se adhiere en la cara caliente de la celda Peltier por medio de una capa de grasa térmica para de esta manera maximizar la transferencia de calor de la celda hacia el bloque, quedando esta unión como se muestra en la figura 3.2c.



(a)



(b)



(c) Montaje final de la celda Peltier

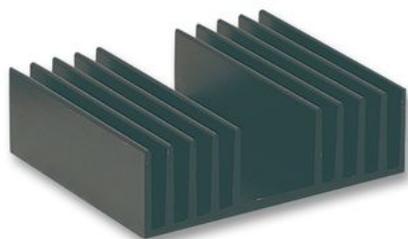
Figura 3.2: Celda Peltier y bloque de aluminio utilizados en la construcción del TEM

Tabla 3.2: Características de los disipadores de calor 345AB1000B y 345AB1500B

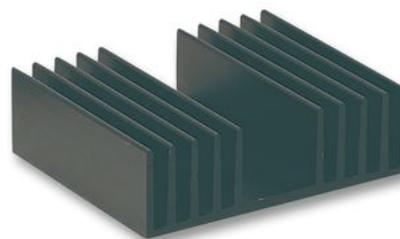
Característica	345AB1000B	345AB1500B
Material	Aluminio	Aluminio
Resistencia térmica	1 °C/W	0.9 °C/W
Dimensiones	120x100x37 mm	150x120x37 mm
Acabado superficial	Negro anodizado	Negro anodizado

3.1.2. Disipadores de calor

Como se ha mencionado anteriormente para la construcción de un TEM, son necesarios 2 disipadores de calor, uno para la cara fría y otro para la cara caliente del TEM. Para el disipador de la cara fría se ha elegido un disipador de calor de aluminio con número de parte 345AB1000B de ABL HEATSINKS mostrado en la figura 3.3a, que cuenta con las características presentadas en la tabla 3.2. De igual forma, para el disipador de la cara caliente se ha elegido un disipador de calor de aluminio con número de parte 345AB1500B de ABL HEATSINKS mostrado en la figura 3.3b, que cuenta con las características presentadas en la tabla 3.2.



(a) Disipador 345AB1000B

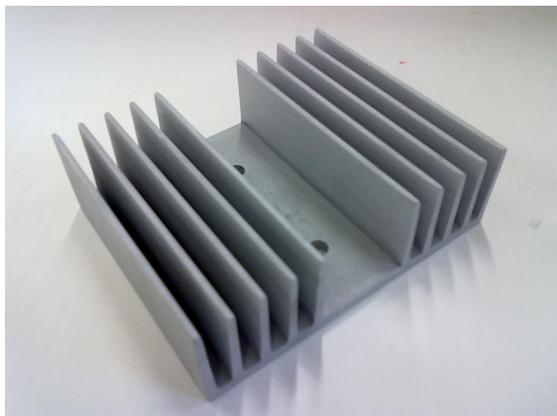


(b) Disipador 345AB1500B

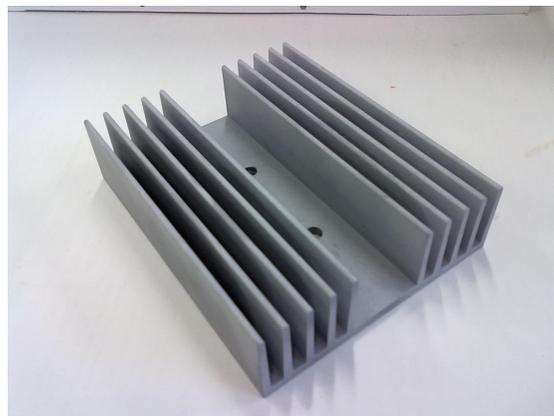
Figura 3.3: Disipadores de calor utilizados en la construcción del TEM

Debido a problemas con la capacidad de disipación de calor de los disipadores elegidos, fué necesario eliminar el acabado superficial de pintura anodizada para dejar al descubierto el aluminio, este proceso se realizó mediante la máquina sandblasteadora ubicada en el taller de plásticos de la universidad, luego del proceso de eliminación del acabado superficial de los disipadores, estos tienen la apariencia que se observa en las figuras 3.4a y 3.4b. Una vez concluido el proceso anterior, se coloca el disipador 345AB1000B en la cara fría y el disipador 345AB1500B en una cara del bloque de aluminio que conecta al disipador con la cara caliente de la celda Peltier colocando entre ambas uniones una capa de grasa térmica, para maximizar

la transferencia de calor; todo esto es ajustado con 2 tornillos galvanizados de 1.5 pulgadas de largo, como muestra en las figuras 3.5a y 3.5b.

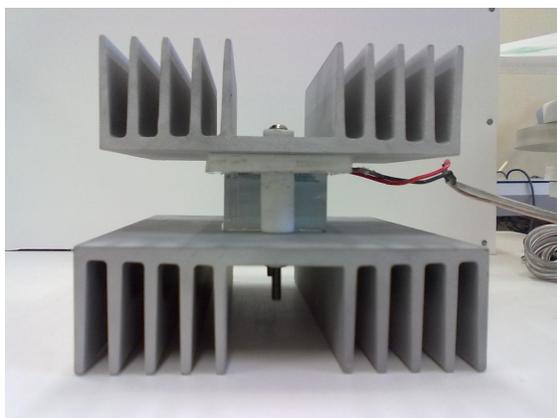


(a) Disipador 345AB1000B después del sandblasteado

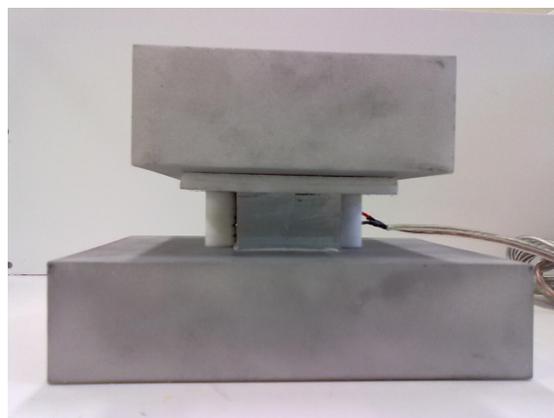


(b) Disipador 345AB1500B después del sandblasteado

Figura 3.4: Disipadores de calor utilizados en la construcción del TEM con su apariencia final



(a) Vista frontal



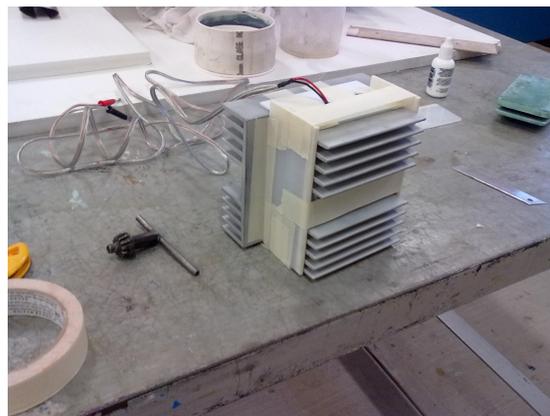
(b) Vista lateral

Figura 3.5: Ensamblaje de los disipadores de calor y la celda Peltier

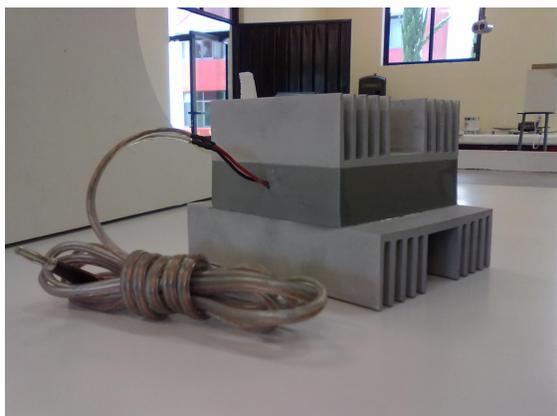
Como protección adicional, se cubre la celda Peltier junto con el bloque de aluminio con espuma de poliuretano, para evitar que la celda entre en contacto con el exterior en puntos que no sean los disipadores de calor. Después de colocada la espuma de poliuretano, se aplica resanador plástico para asegurar el completo aislamiento de la celda Peltier del exterior. Por último y con propósitos únicamente estéticos se pinta la cubierta de espuma de poliuretano, quedando el TEM como se muestra en la figura 3.6d



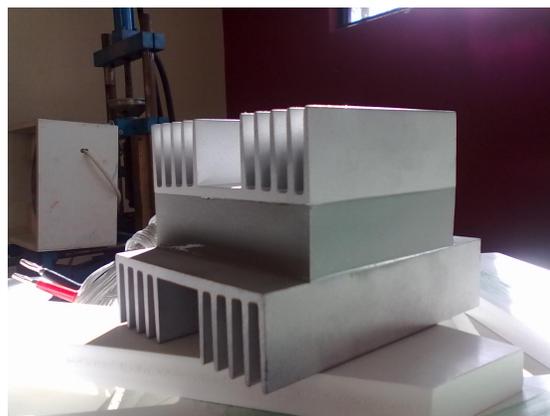
(a) TEM preparado para el encapsulado con espuma de poliuretano



(b) TEM en proceso de secado de la espuma de poliuretano



(c) TEM recubierto con resonador plástico y una capa de pintura



(d) TEM con su apariencia final

Figura 3.6: Módulo termoelectrónico terminado

3.1.3. Ventiladores

Como se dijo al inicio de este capítulo, al TEM se le añade en su cara caliente un ventilador, con la finalidad de facilitar la tarea de disipación de calor. El ventilador seleccionado para realizar esta tarea, es el ventilador con número de parte MC23272 de MULTICOMP que posee las características descritas en la tabla 3.3.

3.2. Soporte

El soporte del TEM, el cual posee un panel de control para poder ajustar los parámetros de operación del prototipo y un compartimiento para alojar la electrónica necesaria para su

Tabla 3.3: Características del ventilador MC23272 de MULTICOMP

Característica	Valor
Voltaje de alimentación	12 Vcd
Flujo de aire	69 ft/min
Nivel de ruido	35.5 dB
Tipo de rodamiento	Bola
Dimensiones	120x120x25 mm

operación, es construido a partir de media placa de trovicel de 19 mm de espesor y dos piezas rectangulares de 215x240 mm de acrílico con un espesor de 6mm; todo esto, siguiendo los planos mostrados en el apéndice B, donde se presentan las diferentes vistas necesarias para la construcción del prototipo. En las figuras 3.7a y 3.7b se muestran imágenes de los primeros ensambles realizados para la construcción del soporte para el TEM; todas las uniones fueron realizadas utilizando tornillos para tablaroca de 1.5 pulgadas de largo.



(a) Vista frontal



(b) Vista posterior

Figura 3.7: Soporte del TEM

Después de colocadas las partes faltantes, se coloca una capa de resanador plástico para cubrir todas las imperfecciones y daños que ha sufrido el material debido a los procesos de ensamble; esto con la finalidad de preparar la superficie del soporte para los procesos de acabado, como se muestra en la figura 3.8.

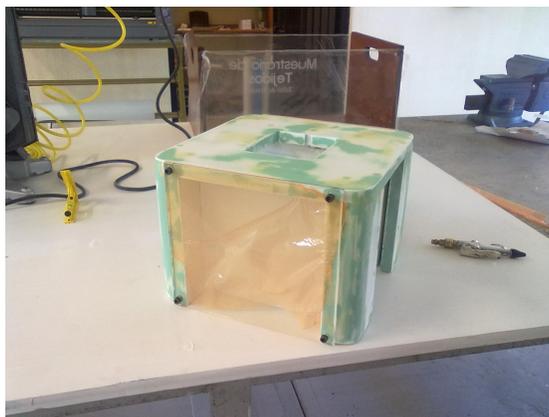


Figura 3.8: Soporte del TEM después de la aplicación del resonador plástico

Una vez que el resonador plástico ha secado, se aplican varias capas de pintura base de color blanco, cuidando de pulir la superficie entre una aplicación y otra, para preparar la superficie de tal forma que la adherencia de la pintura sea de mayor calidad. En las figuras 3.9a y 3.9b se muestran imágenes del proceso de aplicación de la pintura base.



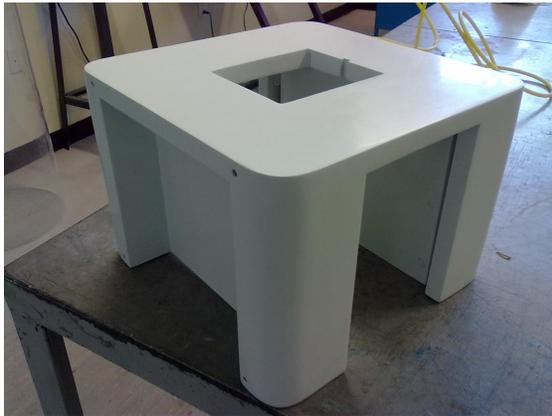
(a) Soporte con la primera aplicación de la base



(b) Soporte pulido después de la última aplicación de la base

Figura 3.9: Aplicación de la pintura base al soporte del TEM

Una vez que la pintura base está lista, se aplican varias capas de pintura blanca ocre para cubrir de manera uniforme toda la superficie del soporte por último se aplica una capa de transparente de poliuretano para proteger la pintura de la intemperie. El resultado de este proceso se muestra en las figuras 3.10a y 3.10b.



(a) Apariencia final del color de la pintura aplicada

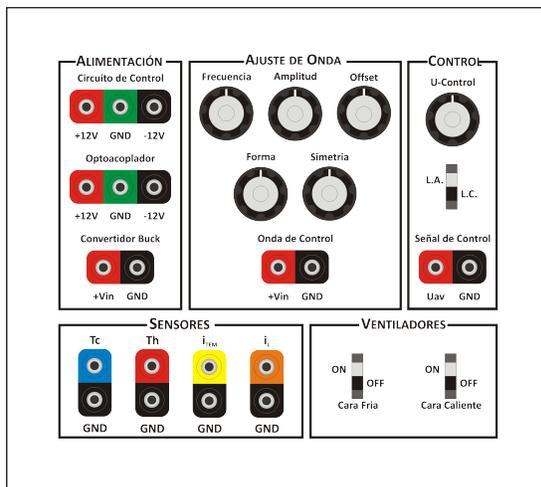


(b) Apariencia final del soporte una vez colocada la capa de poliuretano

Figura 3.10: Apariencia final del soporte del TEM

3.2.1. Panel de control

Con la finalidad de poder controlar los parámetros de operación del prototipo, se construye un panel de control en una placa de acrílico de 215x240 mm y 6mm de espesor en el cual se colocan 5 perillas para el ajuste de las señales de control, además de 2 entradas para las fuentes simétricas de alimentación de los circuitos de control y 1 entrada para la fuente de alimentación del convertidor.



(a) Boceto del panel de control del prototipo



(b) Apariencia final del panel de control del prototipo

Figura 3.11: Panel de control del prototipo

También se añaden 2 salidas para las señales de los sensores de temperatura de las caras

fría y caliente, 2 salidas para las señales de los sensores de corriente del TEM y del inductor, 1 salida para la medición de la onda triangular utilizada en la generación de la señal PWM, una perilla para el control a lazo abierto del sistema además de una entrada para una señal de control externa y un interruptor para seleccionar la entrada de control a emplear. En la figura 3.11a se muestra un boceto como se pretende la distribución de los elementos mencionados en el panel de control y en la figura 3.11b la apariencia final del panel de control.

3.3. Carga térmica

Debido a que dejar la cara fría del TEM, expuesta al medio ambiente, sería colocarle una carga térmica demasiado grande, se decide construir un contenedor de 200x200x200 mm con acrílico transparente de 6mm de espesor, esto para obtener una carga térmica de 8000cm^3 . Una vez contruido el contenedor, se coloca en su parte inferior un cierre hermético, construido con una cinta de imán y una cubierta plástica, como los que poseen los refrigeradores en sus puertas. En la figura 3.12 se muestra el contenedor de acrílico construido como carga térmica, donde puede observarse en su base, el cierre hermético mencionado.



Figura 3.12: Carga térmica construida

Una vez terminada la construcción de la carga térmica, se recubre la superficie superior del soporte de trovicel con lámina de calibre 22, con la finalidad de hacer que la superficie se vuelva magnética para el correcto funcionamiento del cierre magnético. Una vez ensamblados el soporte, el recubrimiento de lámina, el panel de control y la carga térmica, el prototipo queda como se muestra en las figuras 3.13a y 3.13b.

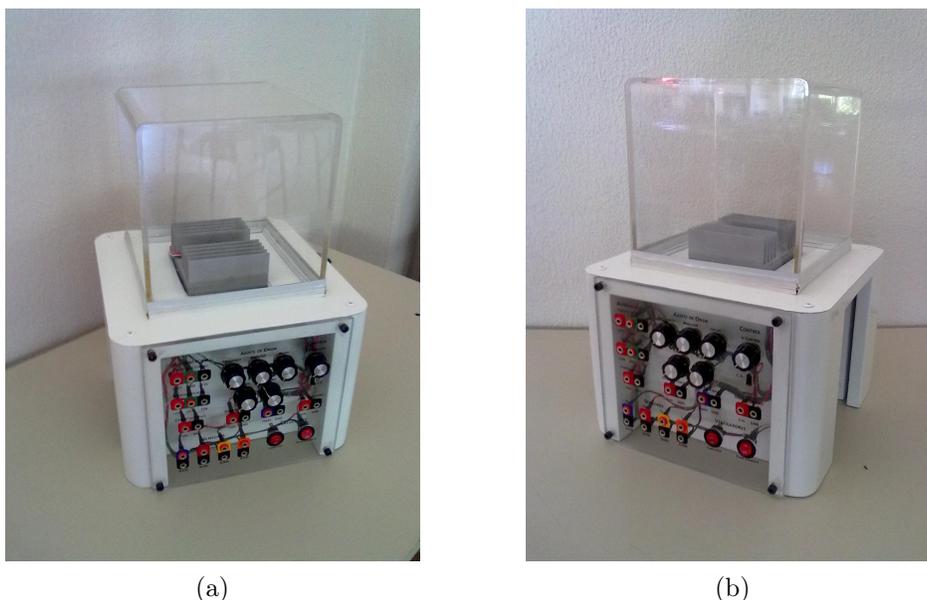


Figura 3.13: Apariencia final del prototipo experimental

3.4. Sistema electrónico

Para el sistema electrónico se contruyen 3 diferentes etapas, las cuales comprenden, el acondicionamiento de las señales de los sensores LM35DT, un circuito PWM (por sus siglas en inglés *Pulse Width Modulator*) analógico controlado por voltaje y un convertidor reductor, siendo este último controlado por medio del PWM e interconectado mediante un fotoacoplador, como medida de protección. En el apéndice A se muestran los diagramas esquemáticos empleados en la construcción de los circuitos electrónicos aquí descritos.

3.4.1. Acondicionamiento de señales

3.4.1.1. Sensores

Para la lectura de la temperatura en las caras del TEM, se ha elegido el sensor lineal de temperatura LM35DT, por las características que posee las cuales se presentan en la tabla 3.4.

El acondicionamiento realizado a la señal proveniente de los sensores de temperatura LM35DT, consta de un amplificador con una ganancia de 10, colocando un diodo zener de 10 V en su salida como limitador, obteniendo así una salida de 100 mV/ °C, en un rango de 0 a 100 °C, es decir de 0 a 10 V, lo anterior se realiza para evitar dañar la tarjeta de adquisición de datos US-1208FS, debido a las limitaciones que posee esta en su entrada. En la figura 3.14 se muestra un diagrama a bloques de la construcción del amplificador mencionado anteriormente.

Tabla 3.4: Características del sensor lineal de temperatura LM35DT

Variable	Valor
Alimentación	4 a 30 V
Salida	10 mV / °C
Precisión	0.5 °C
Rango de temperatura	- 55 °Ca 150 °C

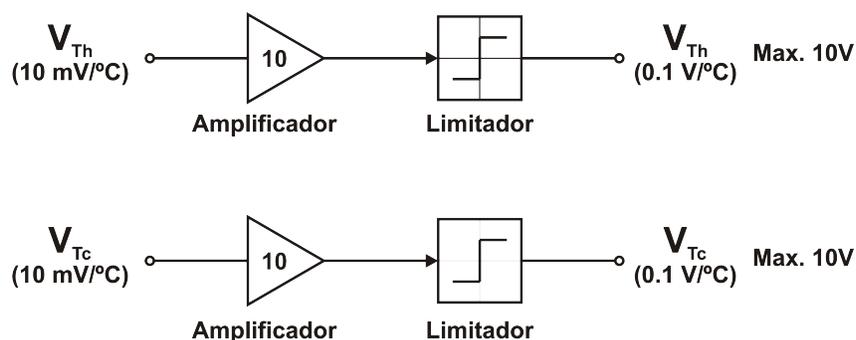


Figura 3.14: Diagrama a bloques del acondicionamiento de las señales de temperatura provenientes de los sensores LM35DT

3.4.1.2. PWM analógico

En la construcción del circuito PWM analógico se emplea una onda triangular con una amplitud de 5V la cual se compara con un nivel de CD que se encuentra entre 0 y 5V para así generar una señal PWM que se encuentre en un rango de 0 a 100 %, la cual pasa a través de una serie de compuertas lógicas para minimizar los tiempos de subida y bajada de la señal PWM. Posteriormente, esta señal se envía a un fotoacoplador, que se encarga de controlar la etapa de potencia. En la figura 3.15 se muestra un diagrama a bloques de la construcción del PWM analógico antes mencionado.

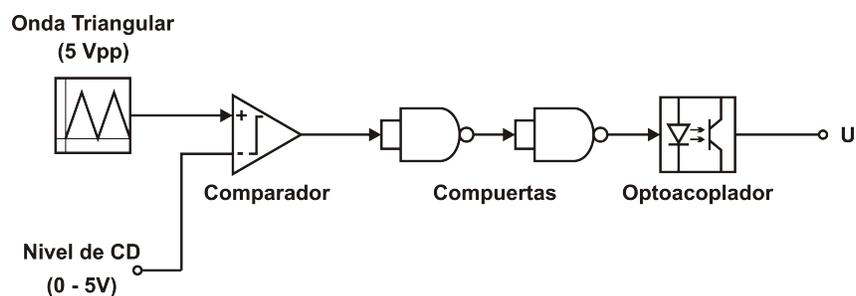


Figura 3.15: Diagrama a bloques del PWM analógico

Tabla 3.5: Parámetros para el diseño del convertidor Buck

Variable	Valor
V_i	24 V
$V_{o(max)}$	15.7 V
$I_{o(max)}$	8.5 A
R_L	1.5 Ω (Resistencia del TEM)
f	45 kHz
ΔV_o	1 %

3.4.2. Etapa de potencia

Como se ha dicho con anterioridad, la etapa de potencia seleccionada para este proyecto, es un convertidor reductor o convertidor Buck, debido a la linealidad de su salida así como a la facilidad en su diseño y construcción; en la figura 3.16 se muestra la topología de dicho convertidor.

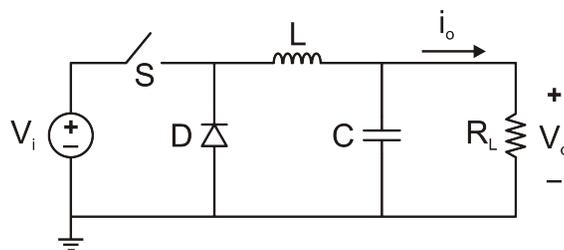


Figura 3.16: Convertidor reductor o convertidor Buck

Para el cálculo de valores de los componentes necesarios para la construcción del convertidor Buck se deben tomar en cuenta los parámetros mostrados en la tabla 3.5. A continuación se presenta la selección del transistor MOSFET de potencia (S), el diodo de conmutación (D), y el capacitor (C), así como el diseño del inductor (L) mostrados en la figura 3.16 teniendo en cuenta los parámetros listados en la tabla 3.5.

3.4.2.1. El transistor de potencia

La elección de la tecnología del transistor que va a ser utilizado se ve influenciada por factores principalmente de frecuencias de operación, capacidad de manejo de corriente y disipación de potencia. Para el uso en convertidores conmutados existe una variedad de tecnologías que se pueden implementar pero destacan entre ellas el BJT (por sus siglas en inglés, *Bipolar Junction Transistor*) que tiene una baja capacidad en el manejo de potencia y opera en

Tabla 3.6: Características del HEXFET MOSFET IRFP260N

Característica	Valor
$R_{DS(on)}$	0.04 Ω
I_D	50 A
V_{DSS}	200 V

Tabla 3.7: Características del diodo de barrera Schottky MBR20100G

Característica	Valor
Corriente promedio	20 A
Voltaje de bloqueo (CD)	100 V

frecuencias de conmutación de apenas unos cientos de Kilohertz, el IGBT (por sus siglas en inglés, *Integrated Gate Bipolar Transistor*) con una capacidad mayor en el manejo de potencia pero limitado en sus frecuencias de operación, y finalmente el MOSFET (por sus siglas en inglés, *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) que son capaces de lidiar con frecuencias de incluso Megahertz aunque su manejo de potencia es inferior al de los IGBT. Para la construcción del convertidor Buck se ha elegido utilizar un MOSFET de canal N, debido a su capacidad de trabajo ante altas frecuencias y de manejo de potencia. Concretamente se ha optado por utilizar el HEXFET MOSFET IRFP260N el cual cuenta con las características mostradas en la tabla 3.6.

3.4.2.2. El diodo de conmutación

Es necesario recordar que el diodo junto con el transistor de potencia son los elementos conmutadores en el circuito del convertidor. Debido a que este diodo debe conmutar a la misma velocidad que el transistor, un diodo rectificador convencional no es funcional, debido a que sus tiempos de encendido y apagado son demasiado grandes para nuestro propósito; por eso es necesario utilizar un diodo de barrera Schottky, cuyos tiempos de encendido y apagado son menores a los de los diodos rectificadores. También se debe tomar en consideración, que el voltaje y la corriente soportados por el diodo deberán ser mayores al voltaje y la corrientes máximos que serán entregados por el convertidor Buck. Así, en la construcción del convertidor Buck, se ha elegido utilizar un diodo de barrera Schottky MBR20100G, el cual posee las características mostradas en la tabla 3.7.

Tabla 3.8: Parámetros del núcleo de ferrita ETD59

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
W_{tcu}	237.7 gr.	W_{tfe}	260.0 gr.
MLT	12.9 cm	W_a/A_c	1.410
A_c	3.677 cm^2	W_a	5.186 cm^2
A_p	19.0698 cm^4	K_g	2.1271 cm^5
A_t	163.1 cm^2	$*AL$	2727 mh/lK

3.4.2.3. El inductor

Para el diseño del inductor, es necesario considerar que el convertidor debe operar en el modo de conducción continuo. Para tal fin es necesario determinar la inductancia crítica requerida teniendo en cuenta los parámetros mostrados en la tabla 3.5 [21]. Dicha inductancia es calculada a partir de:

$$L_{crit} = \frac{(1 - D)R_L}{2f} \quad (3.1)$$

En este diseño el valor de L_{crit} requerida es $L_{crit} = 15,972\mu H$ (ver apéndice C.1). A fin de asegurar el modo de conducción continuo debe usarse, por regla práctica de diseño un valor de inductancia por lo menos 10 veces mayor a $L_{crit} == 15,972\mu H$. En este caso se decidió emplear un valor de inductancia igual a $20 \times L_{crit} = 319,44\mu H$. El inductor fué diseñado empleando el método ilustrado en el apéndice C.2, el cual es denominado método de la geometría del núcleo para inductores con núcleo de ferrita. El inductor se contruyó utilizando un núcleo de ferrita ETD59 cuyas principales características se muestran en la tabla 3.8. El valor final de dicho inductor fué de $304,09\mu H$, medidos con un puente de impedancias.

3.4.2.4. El capacitor

El valor del capacitor del circuito mostrado en la figura 3.16, es determinado a partir de los valores mostrados en la tabla 3.5 y de la inductancia empleada, de la siguiente manera:

$$C_{crit} = \frac{1 - D}{8\Delta V_o L f^2} \quad (3.2)$$

En este caso se obtiene que la capacitancia crítica requerida para asegurar que el convertidor opere en el modo de conducción continuo es de $19,454\mu F$, por lo que se decide utilizar un capacitor de baja resistencia serie (para minimizar las pérdidas) con una capacitancia de $470\mu F$.

Tabla 3.9: Características de la tarjeta de adquisición de datos USB-1208FS

Parámetro	Especificación
Tipo de convertidor A/D	Aproximaciones sucesivas
Voltaje de entrada (modo Single-ended)	± 10 V (max)
Corriente de entrada	-94μ A a 70μ A
Número de canales	8 canales Single-ended
Velocidad de muestreo	250 muestras/segundo (modo discreto) y 50 kilomuestras/segundo (modo continuo)

3.5. Sistema computacional

Por sistema computacional se refiere a la integración de un medio de adquisición de datos y una interface mediante la cual sea posible la manipulación de los parámetros necesarios para funcionamiento del prototipo.

3.5.1. Sistema de adquisición de datos (DAQ)

Debido a la utilización de una computadora para realizar el control del TEM, es necesario emplear una tarjeta de adquisición de datos para capturar señales del medio y convertirlas en valores que la computadora pueda interpretar, y de esta manera controlar las variables que nos interesen. Como sistema de adquisición de datos, se emplea la tarjeta USB-1208FS de Measurement Computing, mostrada en la figura 3.17, cuyas características se presentan en la tabla 3.9 [1].



Figura 3.17: Tarjeta de adquisición de datos USB-1208FS de Measurement Computing

3.5.2. Interface de control

Para este proyecto se emplea como interface de control el programa MATLAB/Simulink® en su version 2010a, el cual permite controlar la tarjeta USB-1208FS desde la plataforma de Simulink®. Este tópico se trata con más profundidad en el Capítulo 5 donde se explican los diferentes bloques que conforman dicha interface.

Capítulo 4

Modelado

Ya que las aplicaciones para los TEM crecen día a día, las empresas de manufactura y la comunidad científica se enfrentan al problema de desarrollar modelos matemáticos simples que describan su comportamiento dinámico. Lo anterior se deriva del hecho de que el uso de un modelo aproximado permite simular numéricamente los comportamientos de los TEM previo a su fabricación [43].

Una alternativa de modelado de TEM es mediante el uso de analogías entre los dominios eléctrico y térmico, con el fin de realizar la simulación del dispositivo mediante una herramienta de software apropiada. En este trabajo, la opción de modelado seleccionada se considera apropiada debido a las ventajas que presenta para poder simular los fenómenos térmicos y eléctricos con una misma herramienta. Lo anterior simplifica la simulación del desempeño general del sistema, incluyendo la electrónica de control, así como los elementos térmicos.

4.1. Circuito eléctrico equivalente

Un TEM puede ser modelado por medio de un sistema de tres terminales: dos terminales térmicas y una terminal eléctrica como se muestra en la figura 4.1. El voltaje en las terminales térmicas corresponde a la temperatura de la superficie fría T_c , y la temperatura de la superficie caliente T_h . La corriente I corresponde a la energía térmica absorbida por el dispositivo que se enfría y el calor generado debido al efecto Joule [8].

4.1.1. Terminales térmicas

Las ecuaciones correspondientes al flujo de calor en el TEM están dadas como sigue [8]:

$$q_c = \alpha T_c I + \frac{1}{2} \beta I \Delta T - \frac{1}{2} I^2 R_m - K_m \Delta T \quad (4.1)$$

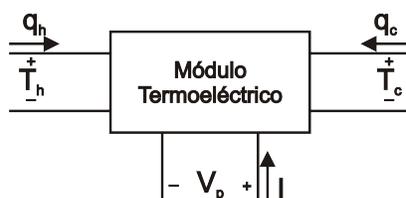


Figura 4.1: Modelo de tres terminales para un TEM. Tomada de [8]

Tabla 4.1: Analogías térmicas a eléctricas

Cantidades térmicas	Unidades	Cantidades eléctricas	Unidades
Calor, q	W	Corriente, I	A
Temperatura, T	K	Voltage, V	V
Conductividad térmica, K_m	$\frac{W}{mK}$	Conductividad eléctrica	$\frac{1}{m\Omega}$
Resistencia térmica, Θ	$\frac{K}{W}$	Resistencia, R	Ω
Capacidad calorífica, C	$\frac{J}{K}$	Capacitancia, C	F

$$q_h = \alpha T_h I - \frac{1}{2} \beta I \Delta T + \frac{1}{2} I^2 R_m - K_m \Delta T \quad (4.2)$$

donde q_c es el flujo de calor en la cara fría, q_h es el flujo de calor en la cara caliente, R_m es la resistencia eléctrica promedio y K_m es la conductividad térmica promedio del TEM. En la tabla 4.1 se enlistan las analogías entre las variables térmicas y eléctricas que serán usadas en adelante. De acuerdo con la tabla 4.1, las expresiones (4.1) y (4.2), y considerando la potencia eléctrica de entrada $P_e = V * I$, el modelo térmico propuesto resulta en el circuito de la figura 4.2 [8].

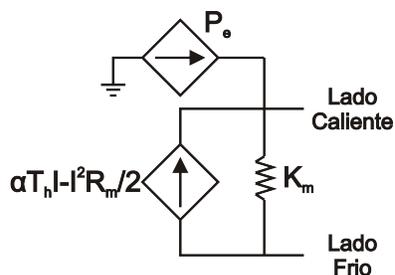


Figura 4.2: Modelo térmico de un TEM. Tomada de [8]

Agregando al circuito mostrado en la figura 4.2 dos capacitores a fin de tomar en cuenta la capacidad calorífica de ambos lados del la celda Peltier, en la figura 4.3 se muestra el circuito eléctrico resultante, donde C_h es el capacitor para la cara caliente y C_c es el capacitor para la cara fría de la celda Peltier [8].

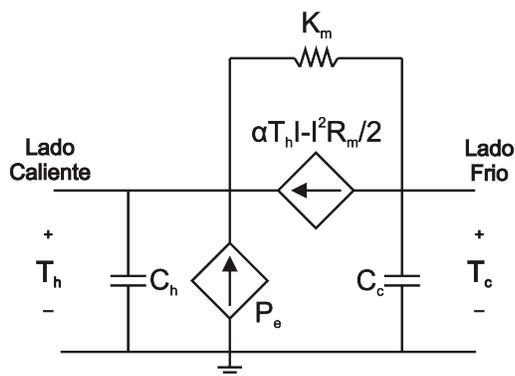


Figura 4.3: Modelo térmico de un TEM. Tomada de [8]

4.1.2. Terminal eléctrica

El comportamiento eléctrico de un TEM puede ser modelado como una fuente de voltaje que depende de la diferencia de temperaturas entre la cara fría y la cara caliente, además de una resistencia para tomar en cuenta el efecto Joule. En la figura 4.4 se muestra el circuito equivalente, donde V_α es el voltaje de Seebeck, que se definió en (2.5) [8].

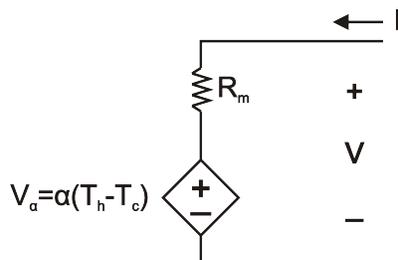


Figura 4.4: Modelo eléctrico de un TEM. Tomada de [8]

4.1.3. Disipadores de calor

Para complementar el circuito eléctrico equivalente de un TEM, mostrado en las figuras 4.2 y 4.4, es necesario agregar un disipador de calor en cada cara de la celda peltier. Dichos disipadores de calor están representados por un circuito eléctrico equivalente como el mostrado en la figura 4.5, donde C_{al} representa la capacidad calorífica del disipador de calor en $J/^\circ K$, la cual puede ser calculada a partir de:

$$C_{al} = c\rho V; \quad (4.3)$$

donde c es el calor específico del aluminio en $kJ/kg^\circ K$, ρ representa la densidad del aluminio en kg/m^3 y V representa el volumen en m^3 propio del disipador [39]. Además, con respecto a la figura 4.5, R_S representa la resistencia térmica de la grasa de silicon en $^\circ K/W$, que existe entre

la superficie de la celda Peltier y el dissipador de calor; R_{al} representa la resistencia térmica propia del dissipador de calor en $^{\circ}\text{K}/\text{W}$ y T_{cont} representa la temperatura en la superficie de contacto entre la celda Peltier y el dissipador de calor [39].

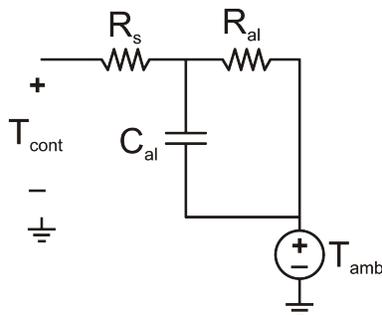


Figura 4.5: Modelo eléctrico de un dissipador de calor. Tomada de [39]

4.1.4. Modelo completo

La figura 4.6 muestra la estructura del circuito equivalente total que se obtiene para un TEM. Todas las temperaturas son dadas en grados Kelvin. Como se puede apreciar en

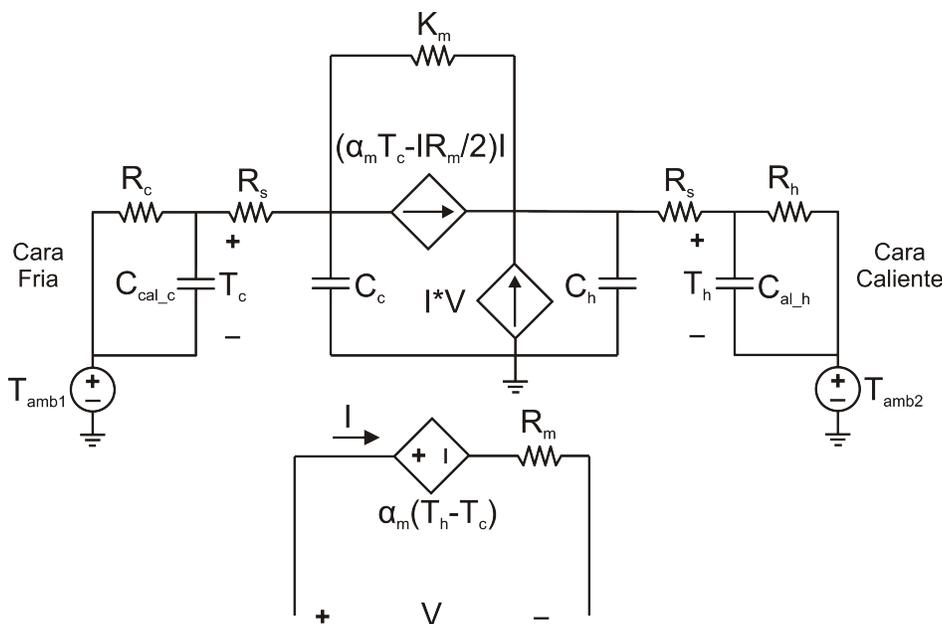


Figura 4.6: Modelo completo de un TEM. Tomada de [8]

la figura 4.6, el modelo utiliza el valor de K_m que es la conductividad térmica promedio del TEM, pero de acuerdo con [38], es necesario realizar una modificación al circuito para eliminar dicho valor y cambiarlo por Θ_m que es la resistencia térmica promedio del TEM y también para eliminar las capacitancias de la celda Peltier (C_{c1} y C_{h1}) y sustituirlas por las de los

disipadores de calor. Así mismo se ven utilizados los valores de α_m y R_m que son el coeficiente Seebeck promedio y la resistencia eléctrica promedio del TEM, respectivamente. En la figura 4.7 se muestra la modificación hecha en [38].

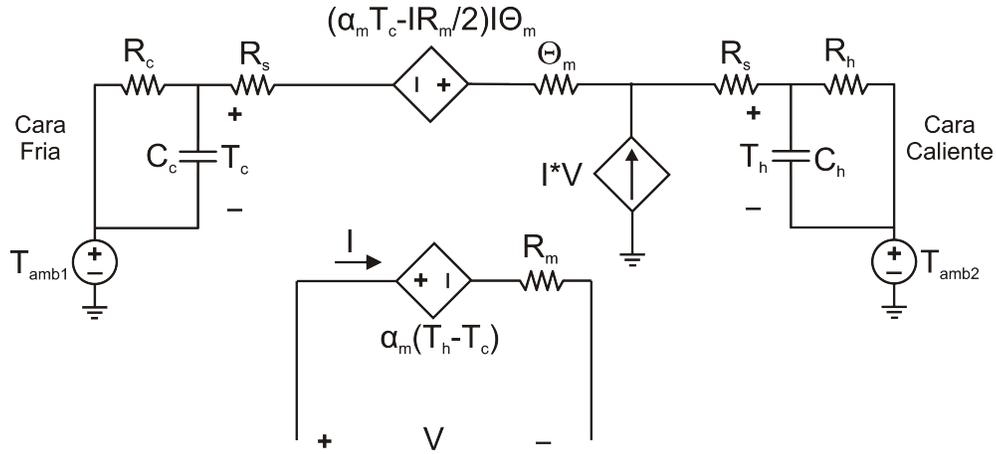


Figura 4.7: Modelo completo Modificado de un TEM. Tomada de [8]

4.1.5. Cálculo de los parámetros del circuito

Las empresas manufactureras de los TEM utilizan los siguientes parámetros para las especificaciones de sus productos:

- ✓ ΔT_{max} - Es la máxima diferencia de temperatura entre las caras del TEM (K).
- ✓ I_{max} - Es la corriente de entrada [A].
- ✓ V_{max} - Es el voltaje de CD que genera la diferencia máxima de temperaturas [V].
- ✓ Q_{max} - Es la máxima cantidad de calor que puede absorber la cara fría del TEM [W]. Algunas compañías utilizan Q_{op} en su lugar.

Utilizando el conjunto de datos: T_h , ΔT , V_{max} , I_{max} y Q_{max} para calcular los parámetros del modelo, tenemos lo siguiente [37]:

$$R_m = \frac{2(I_{max} T_h V_{max} - \Delta T_{max} Q_{max})}{I_{max}^2 (\Delta T_{max} + 2T_h)} \quad (4.4)$$

$$\Theta_m = \frac{\Delta T_{max} (\Delta T_{max} + 2T_h)}{2Q_{max} T_h - \Delta T_{max} (Q_{max} + I_{max} V_{max})} \quad (4.5)$$

$$\alpha_m = \frac{2Q_{max} + I_{max} V_{max}}{I_{max} (\Delta T_{max} + 2T_h)} \quad (4.6)$$

Alternativamente, utilizando el conjunto de datos: T_h , ΔT , V_{max} , I_{max} y Q_{opt} , podemos utilizar el siguiente conjunto de fórmulas [37]:

$$\alpha_m = \frac{\sqrt{\Delta T_{max}^2 Q_{opt}^2 + 2I_{max} V_{max} Q_{opt} T_h^2} - \Delta T_{max} Q_{opt}}{I_{max}} \quad (4.7)$$

$$R_m = \frac{V_{max} - \alpha_m \Delta T_{max}}{I_{max}} \quad (4.8)$$

$$\Theta_m = \frac{2\Delta T_{max}}{I_{max}(V_{max} + \alpha_m \Delta T_{max} - 2\alpha_m T_h)} \quad (4.9)$$

Las hojas de datos de los TEM a menudo incluyen la potencia en la carga W_m , el voltaje de la carga V_m , el voltaje de circuito abierto V_{oc} y la eficiencia máxima η_{opt} . Utilizando estos datos, podemos calcular los parámetros del circuito mediante las siguientes ecuaciones [37]:

$$R_m = \frac{V_m^2}{W_m} \quad (4.10)$$

$$\alpha_m = \frac{2V_m}{\Delta T} \quad (4.11)$$

$$\Theta_m = \frac{2\Delta T \eta_{opt} (2 - \eta_{opt}) R_m}{(\Delta T - \eta_{opt} T_c)^2 \alpha_m^2} \quad (4.12)$$

Para este caso particular al utilizar (4.4), (4.5), (4.6) y los datos mostrados en la tabla 3.1, se obtienen los valores mostrados a continuación, los cuales corresponden al TEM utilizado en este trabajo:

$$R_m = 1,4311 \quad \Omega \quad (4.13)$$

$$\Theta_m = 1,4878 \quad K/W \quad (4.14)$$

$$\alpha_m = 0,05050921 \quad (4.15)$$

Ahora bien, C_h y C_c son las capacitancias de los disipadores de calor de las caras caliente y fría respectivamente, cuyos valores son obtenidos mediante (4.3), tomando en cuenta que $c = 0,896 \text{ kJ/kg}^\circ\text{K}$, $\rho = 2707 \text{ kg/m}^3$, que el volumen del disipador de la cara fría es de $156 \times 10^{-6} \text{ m}^3$ y el volumen del disipador de la cara caliente (agregando el cubo de aluminio que fué colocado entre el disipador y la celda) es de $274 \times 10^{-6} \text{ m}^3$. Teniendo así que los valores calculados para las capacitancias son: $C_c = 378,4 \text{ J/}^\circ\text{K}$ y $C_h = 664,6 \text{ J/}^\circ\text{K}$

T_{amb1} y T_{amb2} son las temperaturas iniciales de las caras fría y caliente respectivamente que para las simulaciones realizadas se consideran $295 \text{ }^\circ\text{K}$ que es el equivalente a $22 \text{ }^\circ\text{C}$. R_s representa la resistencia térmica de la grasa de silicon que une los disipadores con la celda

Peltier la cual tiene un valor aproximado de $0,45 \text{ }^\circ\text{K/W}$. R_h y R_c representan las resistencias térmicas de los disipadores de las caras caliente y fría respectivamente. El valor de la resistencia térmica de la cara fría es obtenido de su hoja de especificaciones, con un valor de $1 \text{ }^\circ\text{K/W}$, mientras que el valor de la resistencia térmica de la cara caliente al ser modificado por la existencia del ventilador, es obtenido mediante los cálculos mostrados a continuación. Para la convección forzada la resistencia térmica se tiene que:

$$R_t = \frac{1}{hA} \quad (4.16)$$

donde h es el coeficiente de convección y A el área total expuesta a la corriente convectiva. El disipador utilizado posee 10 aletas disipadoras, lo que se transforma en 20 caras posibles para exponer a la convección, y dado el tamaño y la colocación del ventilador, solo 10 caras se encuentran expuestas a la corriente convectiva, esto es:

$$A = 10(150 \times 10^{-3})(37 \times 10^{-3}) = 0,0555m^2 \quad (4.17)$$

para calcular de manera efectiva el coeficiente de convección h , se utiliza la siguiente expresión:

$$Re_x = \frac{\rho u}{\mu} x \quad (4.18)$$

donde Re_x es el número de Reynolds para una longitud x en metros, μ es la viscosidad del aire, en este caso $1,8 \times 10^{-5}$; ρ representa la densidad del aire, en este caso $1,204kg/m^3$ y u es la velocidad del aire que genera el ventilador elegido. De la tabla 3.3 podemos ver que el flujo de aire del ventilador utilizado es de $69ft/min$ que es equivalente a $0,0325m^3/s$. El orificio por donde pasa la corriente de aire en el ventilador posee un diametro de $58 \times 10^{-3}m$, lo que transforma en una superficie de ventana de $0,0211m^2$. Así, el valor de la velocidad del aire que genera el ventilador elegido se calcula como:

$$u = \frac{\text{flujo de aire}}{\text{superficie de ventana}} = 1,54m/s \quad (4.19)$$

Una vez que conocemos los parámetros necesarios para resolver (4.18) y sabiendo que $x = 150 \times 10^{-3}m$, por la longitud del disipador, se tiene que $Re_x = 1,5427 \times 10^4$. Siguiendo con los cálculos y utilizando:

$$Pr = \frac{\nu}{\alpha} = 0,7820 \quad (4.20)$$

que representa el número de Prandtl, con $\alpha = 22,89 \times 10^{-6}$ que es la difusividad térmica del aire y $\nu = 1,79 \times 10^{-5} \text{ W/m}^\circ\text{K}$ que es la viscosidad cinemática del aire.

Se sabe que si el largo de la aleta es menor a 28.6 cm se puede considerar que el flujo de aire es laminar. A partir de la definición del número de Nusselt:

$$Nu = \frac{h}{k} x = 0,332 Re_x^{\frac{4}{5}} Pr^{\frac{1}{3}} \quad (4.21)$$

y tomando $k = 0,0258 \text{ W/m}^\circ\text{K}$ que es la conductividad térmica del aire, podemos despejar a h como:

$$h = 0,332 \frac{k}{x} Re_x^{\frac{4}{5}} Pr^{\frac{1}{3}} \quad (4.22)$$

así, sustituyendo los valores previamente encontrados se tiene que $h = 117,9514$. Finalmente calculando la resistencia térmica del conjunto disipador más ventilador dada por (4.16), se obtiene que $R_t = 0,1525 \text{ }^\circ\text{K/W}$.

4.2. Modelado dinámico del sistema

Como se demostró en la sección anterior, el TEM puede ser modelado por medio de un circuito eléctrico equivalente. Así, partiendo de dicho circuito eléctrico, es posible obtener un modelo dinámico con ecuaciones diferenciales que reproduzca el comportamiento del TEM. Es decir, es posible obtener un modelo en variables de estado. El modelo dinámico del sistema se obtiene a partir de un análisis de mallas y nodos del circuito equivalente de un TEM, mostrado en la figura 4.8. El modelo resultante tiene 2 estados (T_c y T_h) y una entrada (V).

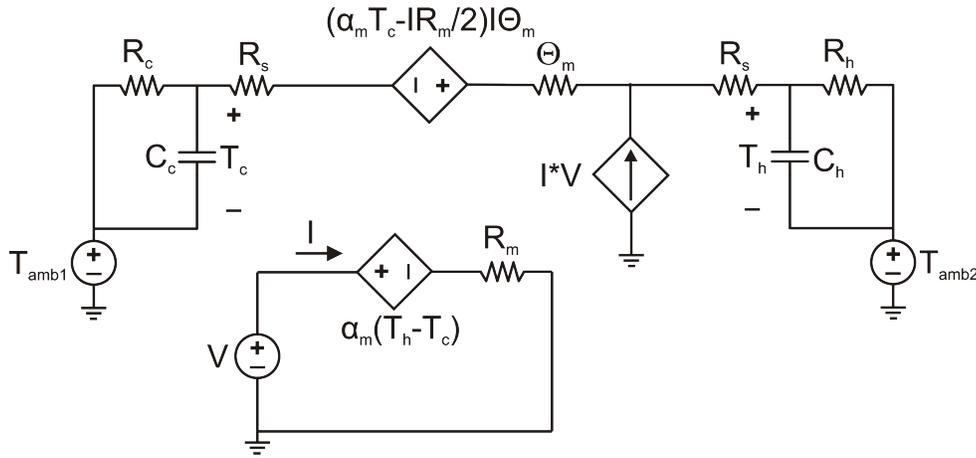


Figura 4.8: Circuito equivalente utilizado para obtener el modelo de variables de estado del TEM

Al aplicar las leyes de voltajes y corrientes de Kirchhoff en el circuito de la figura 4.8, y tomando en cuenta las analogías mostradas en la tabla 4.1, se obtienen las ecuaciones diferenciales que representan el comportamiento dinámico del TEM:

$$\Delta T = T_c - T_h \quad (4.23)$$

$$i = \frac{V - \alpha_m \Delta T}{R_m} \quad (4.24)$$

$$V_x = i(\alpha_m T_c - \frac{i R_m}{2}) \Theta_m \quad (4.25)$$

$$\frac{dT_c}{dt} = -\frac{1}{C_c} \left(\frac{T_c + V_x - T_h}{2R_s + \Theta_m} - \frac{T_{amb1} - T_c}{R_c} \right) \quad (4.26)$$

$$\frac{dT_h}{dt} = -\frac{1}{C_h} \left(\frac{T_h - T_{amb2}}{R_h} - \frac{T_c + V_x - T_h}{2R_s + \Theta_m} - iV \right) \quad (4.27)$$

tomando en cuenta que la entrada V del TEM estará controlada por un convertidor reductor, es necesario agregar las ecuaciones dinámicas del convertidor a fin de tener un modelo completo del prototipo utilizado para las mediciones experimentales. Así, el modelo en variables de estado completo, el cual posee 4 variables de estado, está definido por:

$$L \frac{di_L}{dt} = Eu - V \quad (4.28)$$

$$C \frac{dV}{dt} = i_L - i \quad (4.29)$$

$$\frac{dT_c}{dt} = -\frac{1}{C_c} \left(\frac{T_c + V_x - T_h}{2R_s + \Theta_m} - \frac{T_{amb1} - T_c}{R_c} \right) \quad (4.30)$$

$$\frac{dT_h}{dt} = -\frac{1}{C_h} \left(\frac{T_h - T_{amb2}}{R_h} - \frac{T_c + V_x - T_h}{2R_s + \Theta_m} - iV \right) \quad (4.31)$$

donde C y L son la capacitancia e inductancia utilizadas en el convertidor, las cuales son medidas haciendo uso del medidor LCR Digibridge 1715 de QuadTech que se encuentra en los laboratorios avanzados de electrónica de la universidad; i_L es la corriente que circula por el inductor, E es el voltaje de alimentación del convertidor, V es el voltaje de salida del convertidor, u representa la ley de control aplicada. T_h y T_c son las temperaturas de la cara caliente y fría, respectivamente, que son medidas mediante los sensores de temperatura LM35DT. V_x está definido por (4.25), la corriente consumida por el TEM i , está definida por (4.24), la diferencia de temperaturas ΔT está dada por (4.23). Los valores numéricos necesarios para la simulación del modelo dinámico en variables de estado obtenido, se resumen en la tabla 4.2.

4.3. Simulación

Las simulaciones se realizan utilizando el modelo dinámico (4.28)–(4.31), en el software SIMNON 3.0[®], el tiempo considerado para cada simulación es de 1 hr, debido al tiempo de estabilización del TEM. Con la finalidad de probar la precisión del modelo dinámico obtenido, se comparan los resultados de mediciones experimentales en lazo abierto, con los resultados de las simulaciones realizadas en el software SIMNON 3.0[®].

Tabla 4.2: Parámetros del prototipo

Variable	Valor	Variable	Valor
E	24 V	L	304.09 uH
C	470 uF	R_m	1.4311 Ω
Θ_m	1.4878 $^{\circ}\text{K}/\text{J}$	α	0.05050921
T_{amb1}	295 $^{\circ}\text{K}$	T_{amb2}	295 $^{\circ}\text{K}$
C_c	378.4 $\text{J}/^{\circ}\text{K}$	C_h	664.6 $\text{J}/^{\circ}\text{K}$
R_c	1 $^{\circ}\text{K}/\text{W}$	R_h	0.2 $^{\circ}\text{K}/\text{W}$
R_s	0.45 $^{\circ}\text{K}/\text{W}$		

En la figura 4.9 se presenta una comparación de los resultados de simulación contra los resultados experimentales ajustando la entrada de control para obtener un voltaje de salida del convertidor Buck de 2 V. Otras comparaciones se pueden apreciar en las figuras 4.10, 4.11 y 4.12 para voltajes de salida del convertidor Buck de 4 V, 5 V y 7 V, respectivamente. De los gráficos mostrados en las figuras 4.9 y 4.10 puede apreciarse que el modelo dinámico obtenido produce resultados de simulación muy similares a los obtenidos en forma experimental en lazo abierto; en tanto que los gráficos de las figuras 4.11 y 4.12 revelan una desviación considerable de los resultados obtenidos por simulación contra los resultados obtenidos experimentalmente. Lo anterior puede deberse en parte, a que durante las simulaciones fueron considerados parámetros y condiciones ideales, que no pueden reproducirse con exactitud en las pruebas experimentales.

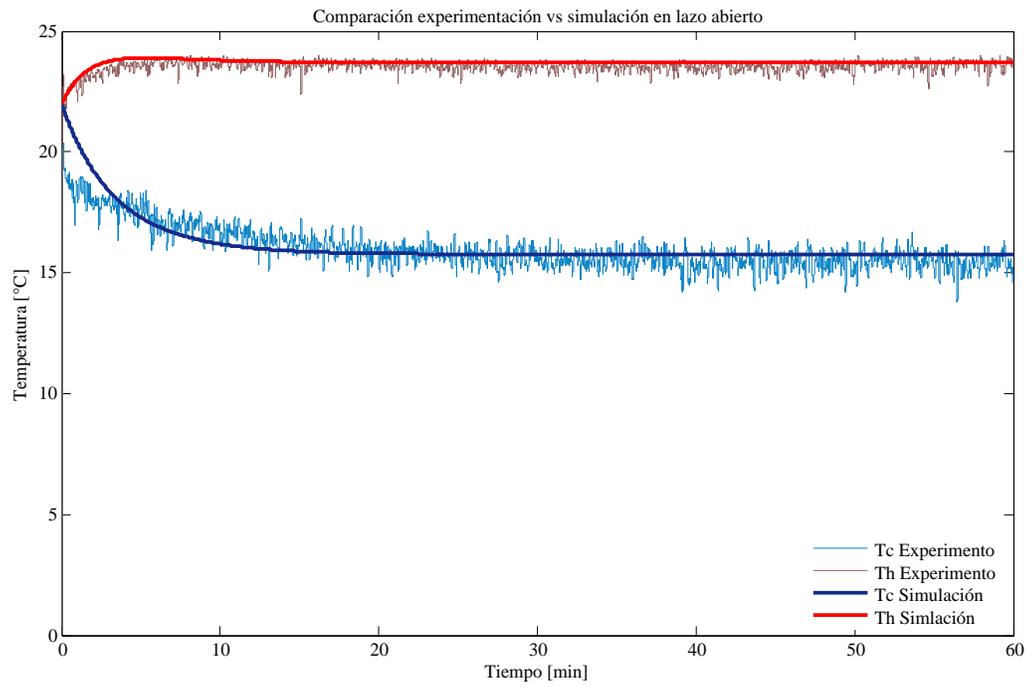


Figura 4.9: Voltaje de entrada = 2 V

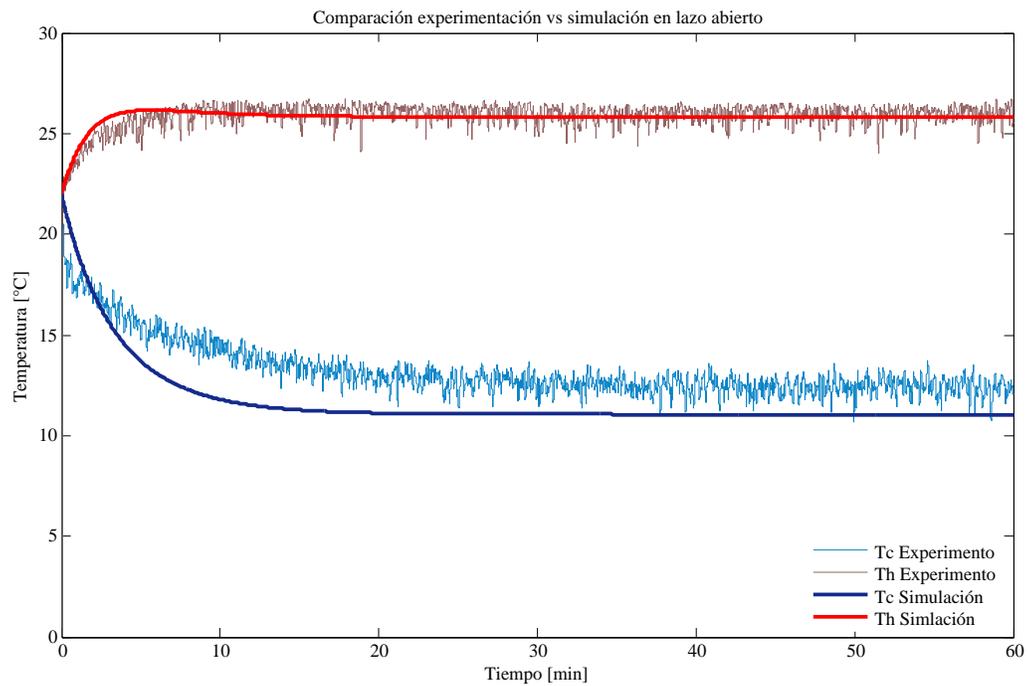


Figura 4.10: Voltaje de entrada = 4 V

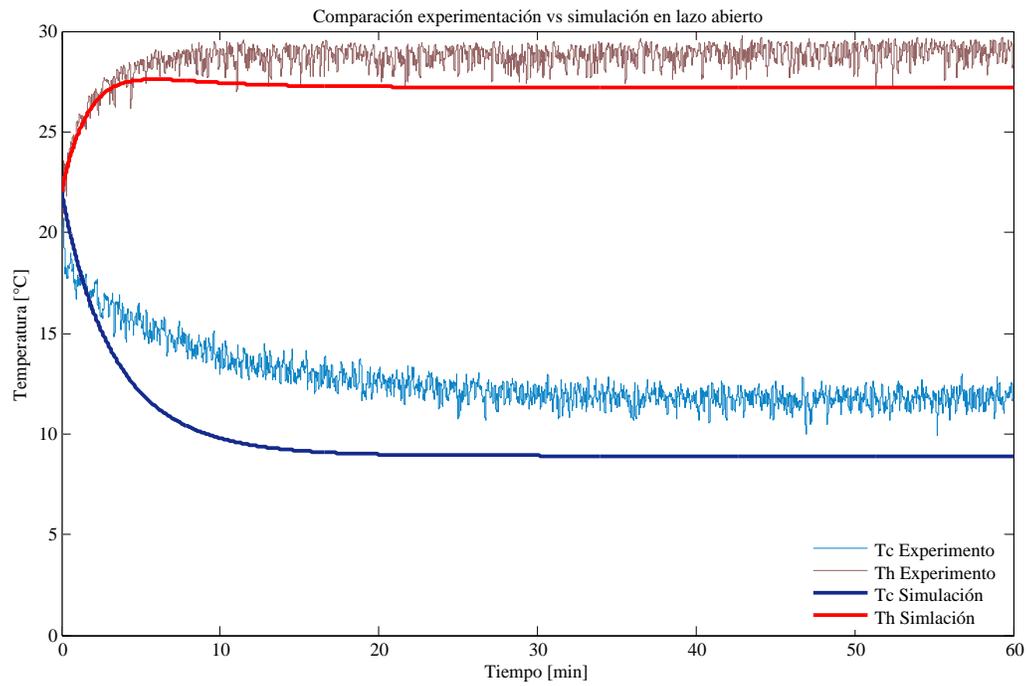


Figura 4.11: Voltaje de entrada = 5 V

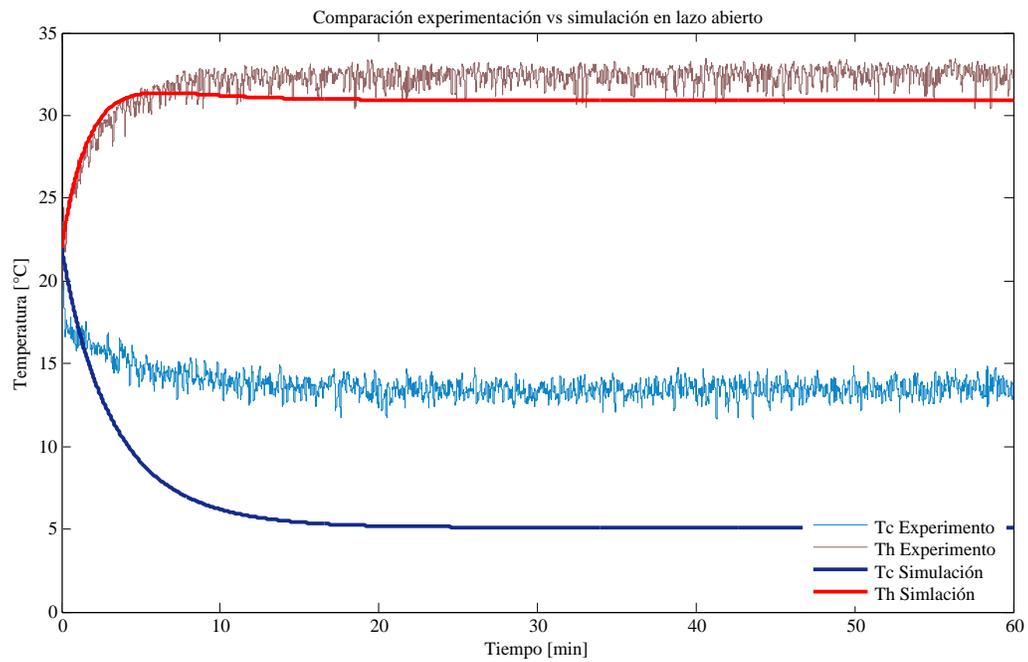


Figura 4.12: Voltaje de entrada = 7 V

Capítulo 5

Pruebas Experimentales

En este trabajo de tesis se propone el empleo de un esquema de control lineal para regular la temperatura de enfriamiento de la plataforma experimental descrita en el capítulo 3. En este caso, la técnica seleccionada es aquella denominada como ADRC (por sus siglas en inglés, *Active Disturbance Rejection Control*), la cual fué detallada en el marco teórico del capítulo 2. La estrategia de control utilizada se basa en controlar indirectamente la temperatura de la cara fría del TEM a través del voltaje suministrado a este por medio del convertidor Buck. Puesto que, como se mostrará más adelante, el convertidor Buck es un sistema diferencialmente plano, se puede considerar a la corriente demandada por el TEM como una perturbación de naturaleza desconocida pero acotada, del voltaje de salida del convertidor. Como se mencionó en el capítulos 2, el algoritmo de control es implementado mediante el uso del software MATLAB/Simulink [®], versión 2010a. En los siguientes apartados se ilustra el diseño de cada una de las partes del controlador propuesto, así como su implementación en el software mencionado.

5.1. Ajustes previos

Para poder controlar la temperatura de la cara fría del TEM mediante el control del voltaje de salida del convertidor, es necesario, realizar una conversión entre la temperatura deseada en la cara fría y el voltaje de salida deseado que genere dicha temperatura. Para esto, se realizan pruebas a lazo abierto, con diferentes voltajes de salida del convertidor, midiendo las temperaturas en las caras. Los resultados de dichas mediciones se muestran en la tabla 5.1.

Con las mediciones mostradas en la tabla 5.1, se realiza un ajuste por mínimos cuadrados, lo que resulta en lo siguiente:

$$V_d = -0,1442T_d^2 + 2,7089T_d - 7,6523 \quad (5.1)$$

Tabla 5.1: Voltajes y sus temperaturas correspondientes en lazo abierto

Voltaje	Temperatura
2 V	14 °C
3 V	13.2 °C
4 V	12.1 °C
5 V	10.1 °C

donde, T_d es la temperatura deseada en la cara fría y V_d es el voltaje deseado requerido para alcanzar dicha temperatura. En la figura 5.1 se muestra una comparación gráfica entre los datos experimentales de la tabla 5.1 y el ajuste mostrado en (5.1). Las mediciones fueron realizadas en un rango más amplio del mostrado en la tabla 5.1, sin embargo, cabe aclarar que la máxima temperatura de enfriamiento se alcanza con un voltaje de 5 V.

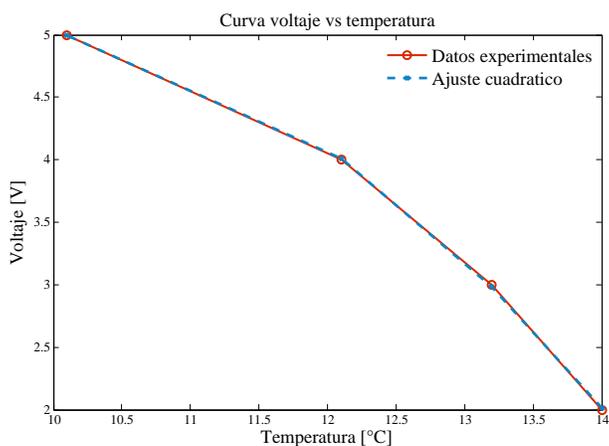


Figura 5.1: Datos experimentales vs. ajuste por mínimos cuadrados

5.2. Prueba de planitud diferencial

Como se mencionó en el capítulo 2, es necesario que el sistema a controlar sea diferencialmente plano, para que se pueda aplicar la técnica ADRC, por lo que a continuación, se presenta la demostración formal de que un convertidor Buck tiene dicha propiedad. Considé-

rese el modelo dinámico de un convertidor reductor dado por:

$$L \frac{di_L}{dt} = Eu - V \quad (5.2)$$

$$C \frac{dV}{dt} = i_L - \frac{1}{R}V \quad (5.3)$$

despejando para i_L de (5.3), se obtiene:

$$i_L = C \frac{dV}{dt} + \frac{1}{R}V = C\dot{V} + \frac{1}{R}V \quad (5.4)$$

sustituyendo (5.4) en (5.2) y después de algunas manipulaciones algebraicas, se tiene que:

$$u = \frac{LC}{E}\ddot{V} - \frac{L}{ER}\dot{V} + \frac{1}{E}V \quad (5.5)$$

Como puede verse de (5.4) y (5.5), i_L y u se pueden expresar como funciones diferenciales del voltaje de salida V del convertidor, por lo que con ello se prueba que dicho sistema es diferencialmente plano.

5.3. Diseño del controlador

El convertidor reductor cuyo modelo dinámico está dado en (5.2) y (5.3), puede estar sujeto a demandas de corriente, que pueden ser consideradas como perturbaciones de naturaleza desconocida, variantes en el tiempo pero absolutamente acotadas. Si en (5.2) y (5.3) se hace $x_1 = i_L$, $x_2 = V$, $y = x_2$, con y como la salida natural del sistema, entonces el modelo dinámico puede ser reescrito de la siguiente manera:

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L}u - \frac{1}{L}x_2 \quad (5.6)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{1}{C}x_1 - \frac{1}{C}i \quad (5.7)$$

$$y = x_2 \quad (5.8)$$

donde i es la corriente de perturbación del convertidor, en este caso la corriente demandada por el TEM. El modelo de entrada–salida perturbado del convertidor está dado por una ecuación diferencial variante en el tiempo mostrada como la siguiente:

$$\ddot{y} = \frac{E}{LC}u - \frac{1}{LC}\dot{y} - \frac{1}{C}\dot{i} \quad (5.9)$$

Ya que se desea que el voltaje de salida y , alcance una referencia y^* , independientemente del valor que tome \dot{i} , por tanto, definiendo a $y_1 = y$ y $y_2 = \dot{y}$ como las variables de fase, ahora el modelo de entrada–salida del convertidor queda como se muestra a continuación.

$$\dot{y}_1 = y_2 \quad (5.10)$$

$$\dot{y}_2 = \frac{E}{LC}u - \frac{1}{LC}y_1 + \varphi \quad (5.11)$$

donde φ es una perturbación desconocida, que está definida como $\varphi = -\frac{1}{C}\dot{i}$.

5.3.1. Observador GPI

A fin de poder estimar la perturbación dada en (5.11), se propone un observador GPI como el descrito en el capítulo 2. La estructura de dicho observador es la siguiente:

$$\hat{y}_1 = \hat{y}_2 + \lambda_4(y_1 - \hat{y}_1) \quad (5.12)$$

$$\hat{y}_2 = \frac{E}{LC}u - \frac{1}{LC}\hat{y}_1 + z_1 + \lambda_3(y_1 - \hat{y}_1) \quad (5.13)$$

$$\dot{z}_1 = z_2 + \lambda_2(y_1 - \hat{y}_1) \quad (5.14)$$

$$\dot{z}_2 = z_3 + \lambda_1(y_1 - \hat{y}_1) \quad (5.15)$$

$$\dot{z}_3 = \lambda_0(y_1 - \hat{y}_1) \quad (5.16)$$

donde \hat{y}_1 es el estimado del voltaje de salida del convertidor, \hat{y}_2 es el estimado de la derivada del voltaje de salida del convertidor y el estado z_1 del observador, produce un estimado próximo a la señal incierta φ , siempre que se escojan $\{\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3, \lambda_4\}$ de tal forma que las raíces del polinomio característico que gobierna la parte lineal de la dinámica del error de estimación, esten ubicados lo más lejos posible del eje imaginario en el semiplano izquierdo del plano complejo.

Utilizando la transformada de Laplace y luego de algunas manipulaciones algebraicas, el polinomio característico del observador dado en (5.12)–(5.16) está dado por:

$$p_o(s) = s^5 + \lambda_4 s^4 + \lambda_3 s^3 + \lambda_2 s^2 + \lambda_1 s + \lambda_0 \quad (5.17)$$

proponiendo como polinomio característico deseado Hurwitz, el siguiente:

$$p_o(s) = (s^2 + 2\zeta_0\omega_0 s + \omega_0^2)^2(s + p_0) \quad (5.18)$$

se tiene que los valores para los parámetros del observador son los siguientes:

$$\lambda_0 = \omega_0^4 p_0 \quad (5.19)$$

$$\lambda_1 = 4\zeta_0\omega_0^3 p_0 + \omega_0^4 \quad (5.20)$$

$$\lambda_2 = 4\zeta_0\omega_0^3 + 2\omega_0^2 p_0 + 4\zeta_0^2\omega_0^2 p_0 \quad (5.21)$$

$$\lambda_3 = 2\omega_0^2 + 4\zeta_0^2\omega_0^2 + 4\zeta_0\omega_0 p_0 \quad (5.22)$$

$$\lambda_4 = 4\zeta_0\omega_0 + p_0 \quad (5.23)$$

Los valores para ζ_0 , ω_0 y p_0 , pueden ser seleccionados de acuerdo a las características de la respuesta transitoria deseada para el observador. Para el observador propuesto, los valores utilizados para las ganancias son:

$$\zeta_0 = 20 \quad (5.24)$$

$$\omega_0 = 200 \quad (5.25)$$

$$p_0 = 200 \quad (5.26)$$

En la figura 5.2 se muestra la construcción del observador previamente propuesto en el software MATLAB/Simulink®.

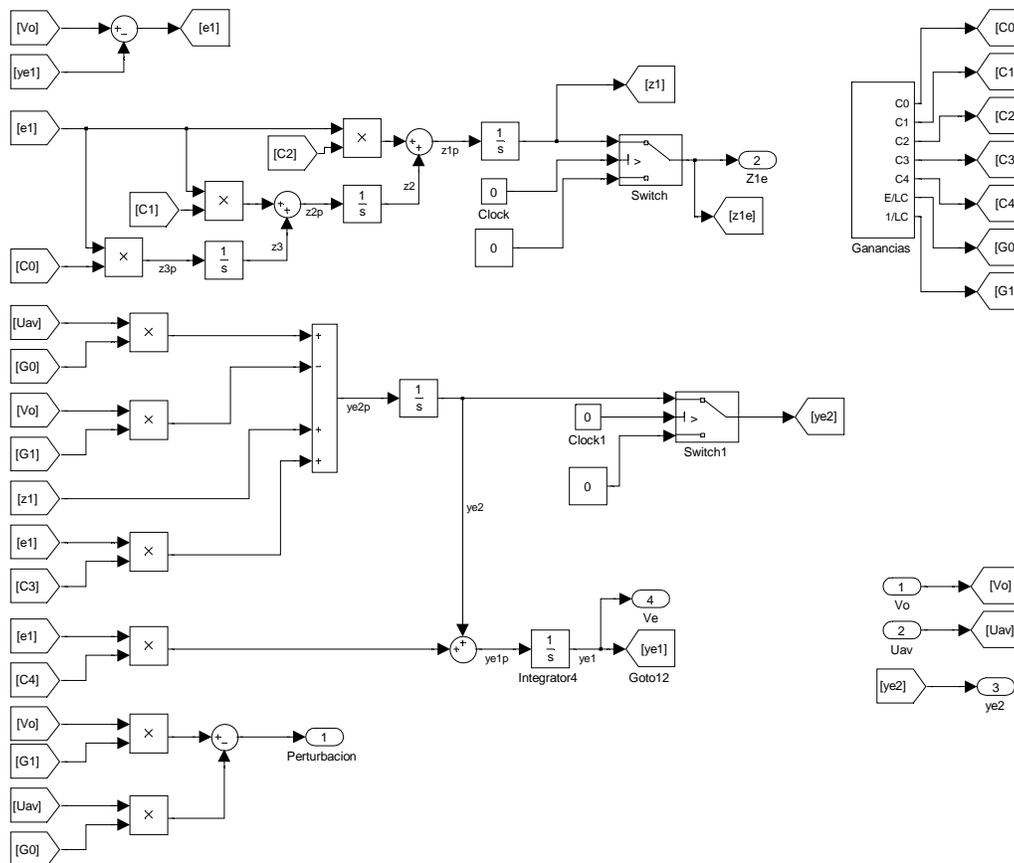


Figura 5.2: Observador GPI construido en MATLAB/Simulink®

5.3.2. Estrategia de Control

Considerando el modelo de entrada–salida del convertidor mostrado en (5.11), se propone el uso de un controlador de tipo PD clásico ayudado por un observador (ADRC) como sigue:

$$u = \frac{LC}{E} \left\{ -k_1 \hat{y}_2 - k_0 (\hat{y}_1 - y^*) + \frac{1}{LC} \hat{y}_1 - z_1 \right\} \quad (5.27)$$

donde \hat{y}_1 es el voltaje de salida estimado por el observador GPI, \hat{y}_2 es la derivada del voltaje de salida estimada por el observador GPI, k_0 y k_1 son las ganancias del controlador y z_1 es un estimado de la perturbación, en este caso, z_1 es un estimado del inverso aditivo de la derivada de la corriente consumida por el TEM.

Las ganancias k_0 y k_1 se escogen de tal forma que las raíces del polinomio característico

siguiente se ubiquen en el semiplano izquierdo del plano complejo.

$$p_c(s) = s^2 + k_1s + k_0 \quad (5.28)$$

haciendo uso del polinomio de Hurwitz siguiente :

$$p_c(s) = s^2 + 2\zeta_c\omega_c s + \omega_c^2 \quad (5.29)$$

y comparando con (5.28) se tiene que los valores para $\{k_0, k_1\}$ estan dados por:

$$k_0 = \omega_c^2 \quad (5.30)$$

$$k_1 = 2\zeta_c\omega_c \quad (5.31)$$

En la figura 5.3 se muestra la construcción del controlador propuesto, en el software MATLAB/Simulink®.

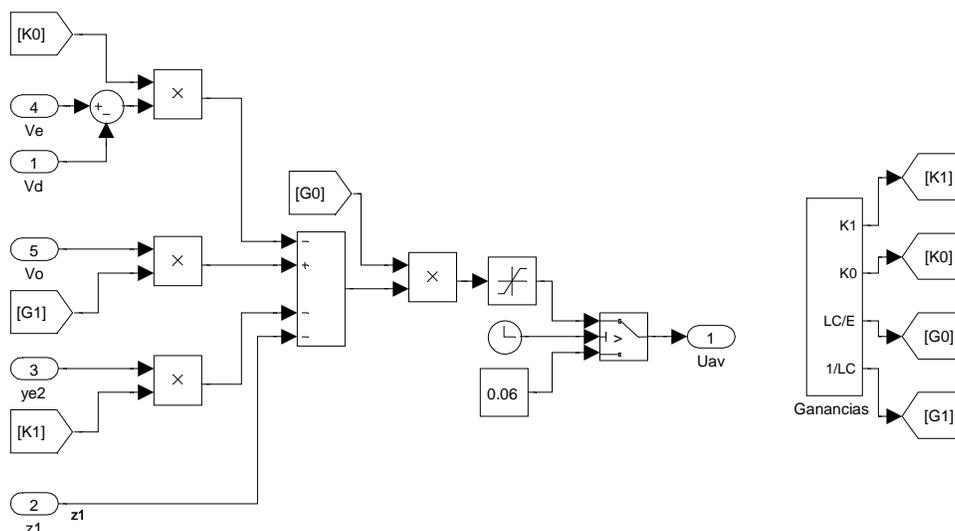


Figura 5.3: Controlador construido en MATLAB/Simulink®

5.3.3. Sintonización del controlador

Los valores para ζ_c y ω_c , de acuerdo a la respuesta transitoria deseada para el controlador, pero tomando en cuenta las limitaciones de la tarjeta de adquisición de datos USB-1208FS. Considerando lo anterior, se proponen como valores iniciales los siguientes:

$$\omega_c = 20 \quad (5.32)$$

$$\zeta_c = 20 \quad (5.33)$$

Luego de varias simulaciones y pruebas experimentales, para ajustar las ganancias del controlador de tal forma que la tarjeta de adquisición de datos USB-1208FS pudiera controlar efectivamente el convertidor buck, las ganancias con las que se obtuvieron mejores resultados son:

$$\omega_c = 110 \quad (5.34)$$

$$\zeta_c = 30 \quad (5.35)$$

5.4. Resultados

Para la realización de las pruebas experimentales, se utiliza el modelo de MATLAB/Simulink® mostrado en la figura 5.5, donde el bloque que lleva por nombre *TEM* esta constituido por el diagrama a bloques mostrado en la figura 5.4.

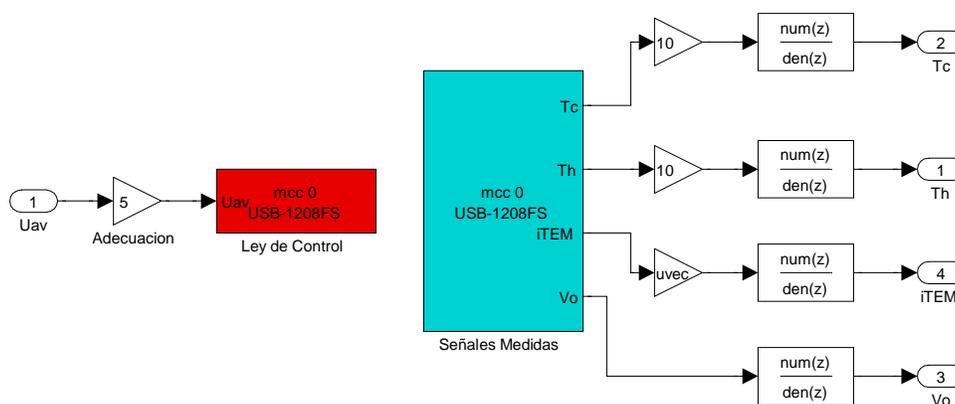


Figura 5.4: Bloque de entradas y salidas del sistema de control

Debido a las limitantes de la tarjeta USB-1208FS, la cual no permite leer y escribir datos de manera continua, es necesario, leer y escribir datos de manera discontinua, lo anterior se realiza con una frecuencia de 250 muestras por segundo. Las variables medidas por la tarjeta USB-1208FS son: la temperatura en las caras (T_c y T_h), la corriente consumida por el TEM ($iTEM$) y el voltaje de salida del convertidor (V_o). Con el fin de comprobar que es posible controlar la temperatura de la cara fría mediante el control del voltaje aplicado al TEM, en este caso el control del voltaje de salida del convertidor, se realizan varias pruebas experimentales con los parámetros mencionados en apartados anteriores.

A continuación se presentan los resultados obtenidos para diferentes temperaturas requeridas en la cara fría del TEM.

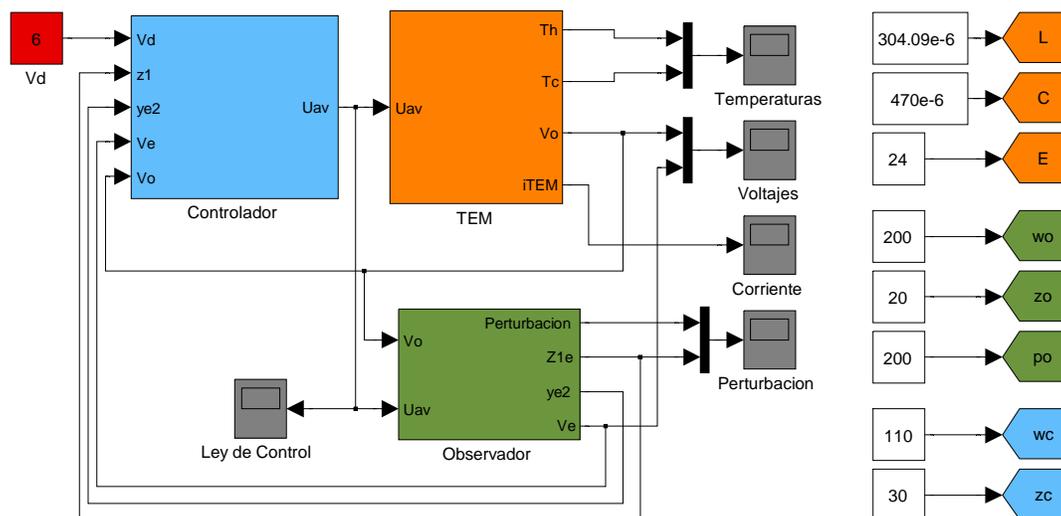


Figura 5.5: Estrategia de control para el control del TEM construida en MATLAB/Simulink®

5.4.1. Temperatura deseada de 13.2 °C

En la figura 5.6 se muestran los resultados experimentales obtenidos, cuando la temperatura de referencia se encuentra en 13.2 °C, lo cual según el ajuste realizado y de acuerdo con (5.1), corresponde a un voltaje de salida del convertidor de 2.98 V. Puede apreciarse que la temperatura deseada se alcanza con un error de 0.1 °C. En las figuras 5.7a y 5.7b se muestran la corriente consumida por el TEM y de la ley de control aplicada al convertidor Buck, respectivamente.

Puede verse en la figura 5.8, que el voltaje de salida del convertidor alcanza la referencia deseada (gráfica inferior izquierda), de igual forma el voltaje estimado por el observador GPI alcanza la referencia deseada (gráfica inferior derecha), de esta manera se puede apreciar que el error existente entre los datos medidos y la estimación por parte del observador GPI (gráfica superior) es aproximado a cero, lo cual indica el correcto funcionamiento de la estrategia de control; así mismo, en la figura 5.9 se muestra una ampliación de la señal de error de la figura 5.8 para su mejor apreciación.

En la figura 5.10 se ilustran las gráficas resultantes de la perturbación estimada por el observador GPI (gráfica inferior derecha), la perturbación calculada a partir de las variables medidas del sistema (gráfica inferior izquierda) y el error que existe entre ambas mediciones el cual, dada la escala de la gráfica no puede apreciarse de manera correcta. En la figura 5.11a se muestra una ampliación del error de estimación de la perturbación durante su fase transitoria

y en la figura 5.11b se muestra una ampliación de la misma señal una vez que se ha alcanzado el estado estable.

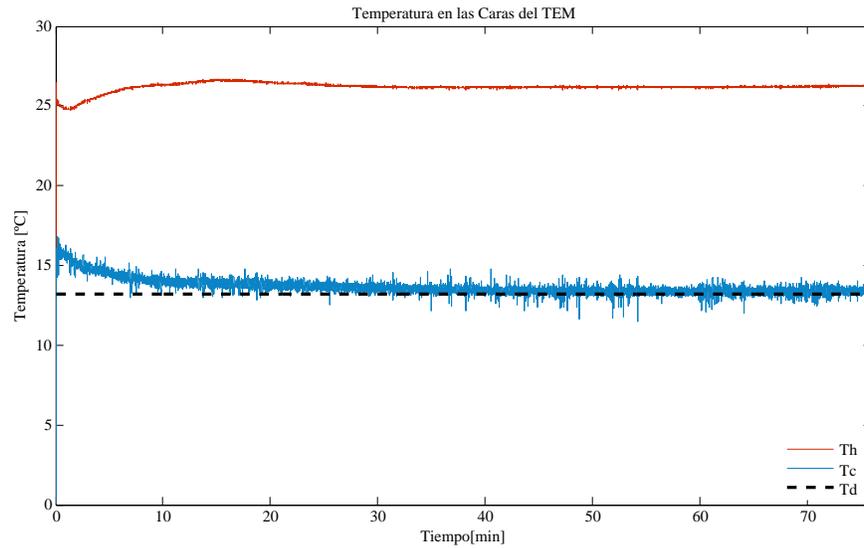
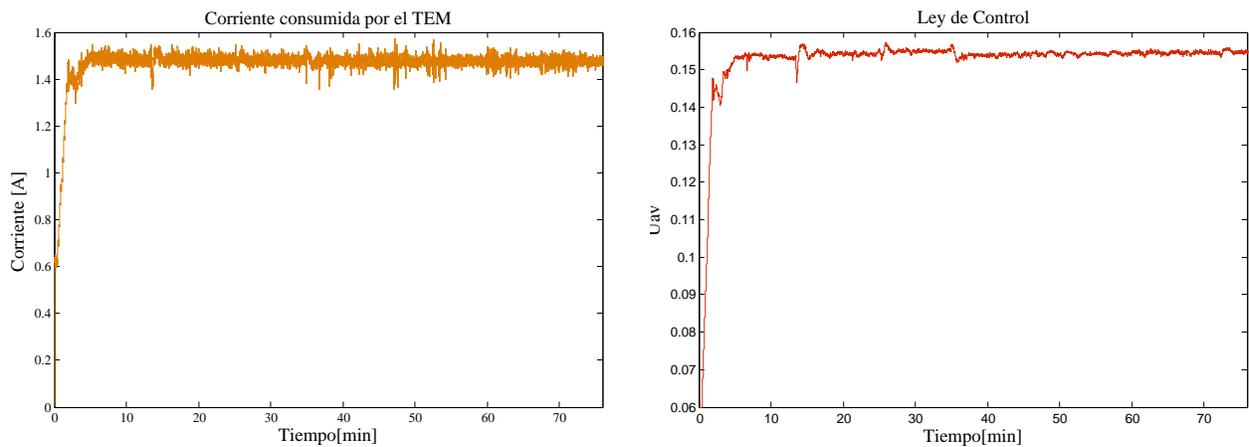


Figura 5.6: Temperatura en las caras del TEM con una temperatura deseada de 13.2 °C



(a) Corriente consumida por el TEM

(b) Ley de control aplicada al convertidor Buck

Figura 5.7: Corriente y ley de control necesarias para alcanzar una temperatura deseada de 13.2 °C

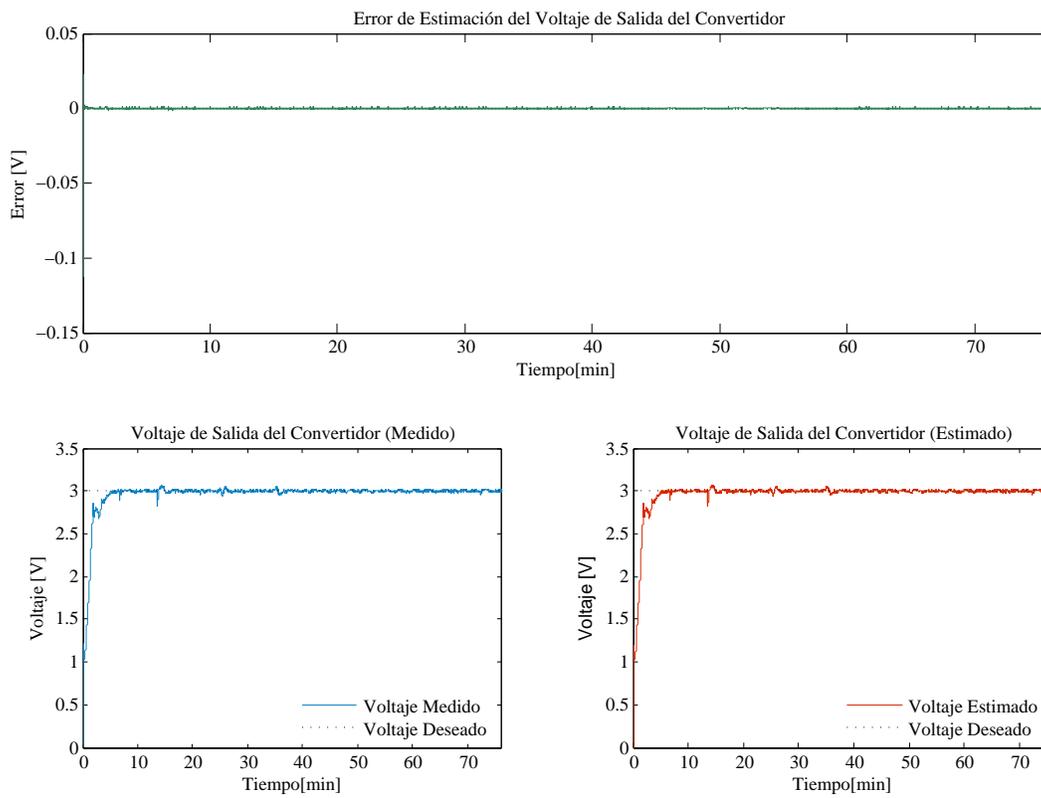


Figura 5.8: Error de estimación del voltaje de salida (superior), voltaje de salida medido (inferior izquierda) y voltaje de salida estimado (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de 13.2°C

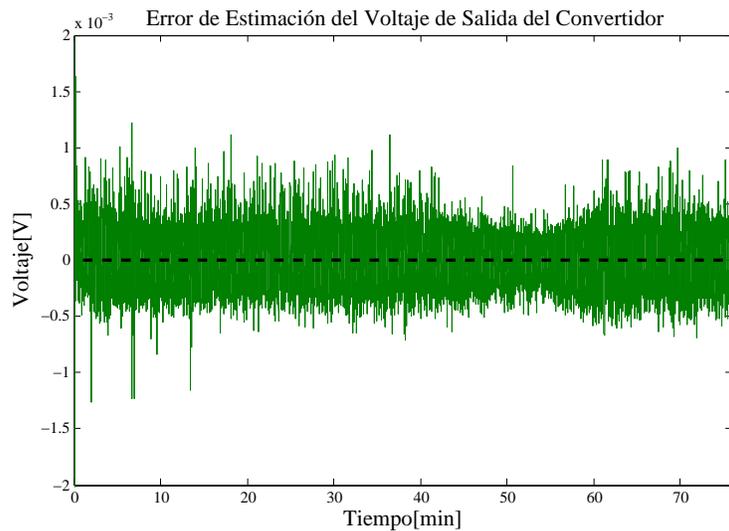


Figura 5.9: Ampliación del error de estimación del voltaje de salida

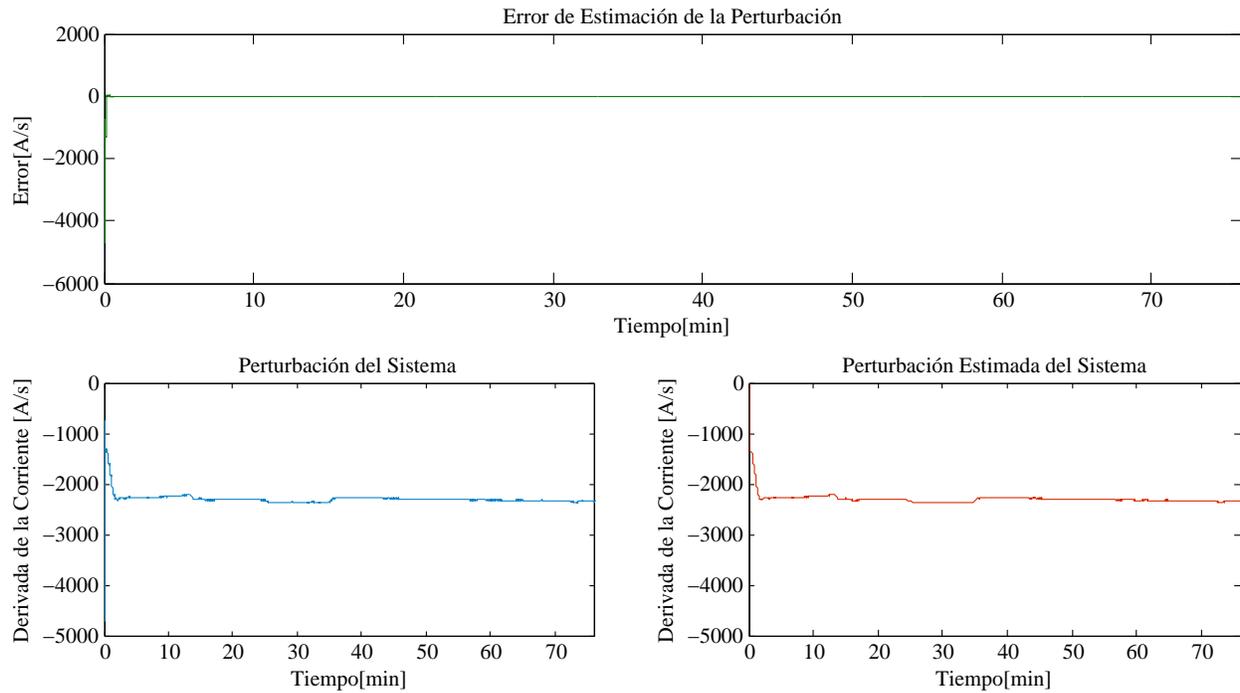
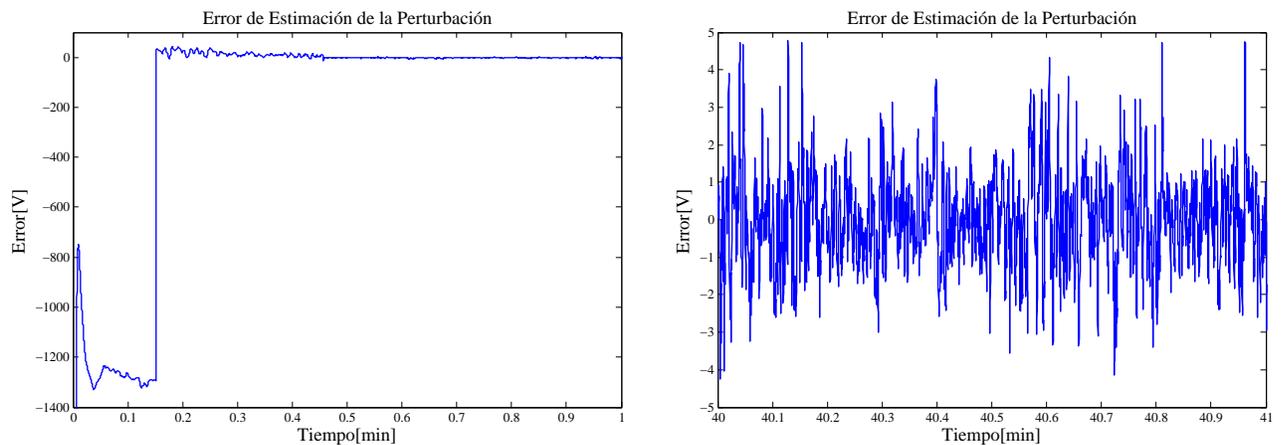


Figura 5.10: Error de estimación de la perturbación (superior), perturbación del sistema (inferior izquierda) y la perturbación estimada (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de 13.2 °C



(a) Rango de tiempo 0 – 1 minuto

(b) Rango de tiempo 40 – 41 minutos

Figura 5.11: Ampliación del error de estimación de la perturbación

5.4.2. Temperatura deseada de 12.1 °C

En la figura 5.12 se muestran las gráficas de las temperaturas medidas, cuando la temperatura de referencia se encuentra en 12.1 °C, lo cual según el ajuste realizado y de acuerdo con (5.1), corresponde a un voltaje de salida del convertidor de 4.01 V. Puede apreciarse que la temperatura deseada se alcanza con un error de 0.1 °C de igual forma que en la prueba anterior.

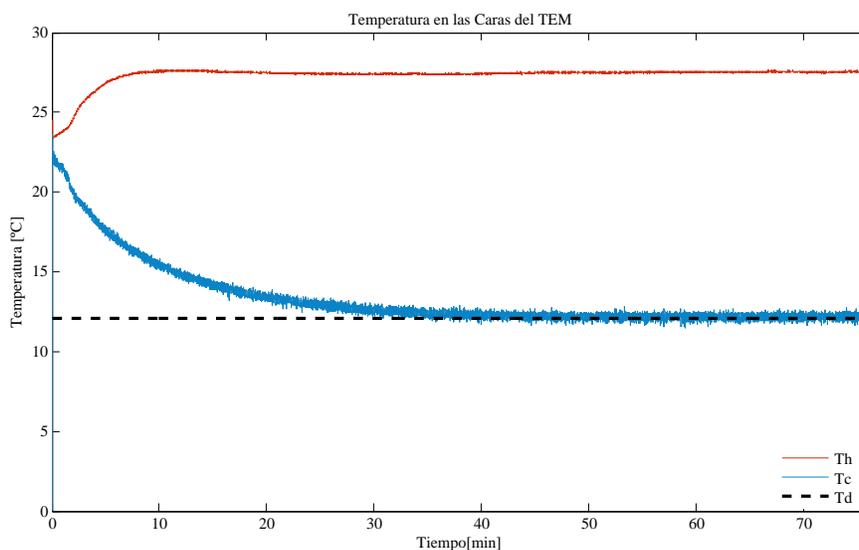
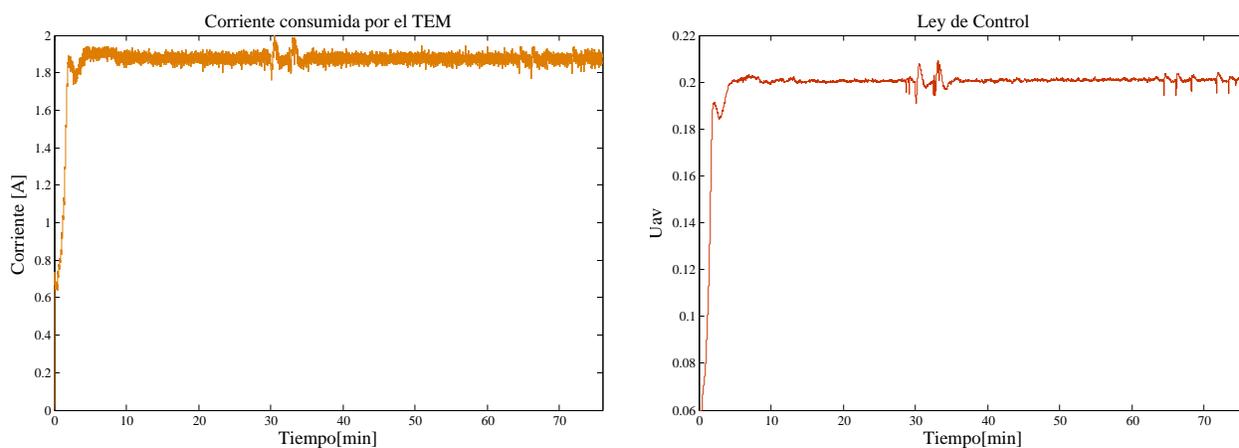


Figura 5.12: Temperatura en las caras del TEM con una temperatura deseada de 12.1 °C



(a) Corriente consumida por el TEM

(b) Ley de control aplicada al convertidor Buck

Figura 5.13: Corriente y ley de control necesarias para alcanzar una temperatura deseada de 12.1 °C

En la figura 5.14 puede verse que el voltaje de salida deseado del convertidor es alcanzado (gráfica inferior izquierda), de la misma manera se observa que la estimación del voltaje de salida del convertidor también alcanza la referencia deseada (gráfica inferior derecha), y que el error entre el voltaje de salida estimado del convertidor y el voltaje de salida medido del convertidor es cercano a cero (gráfica superior), lo cual nos indica el correcto funcionamiento de la estrategia de control.

En la figura 5.15 se muestra una ampliación de la señal de error de la figura 5.14 para su mejor apreciación. Debe notarse la perturbación que se presenta en la figura 5.14 entre los minutos 30 al 35, que es causada por la exposición de la cara fría del TEM al medio ambiente, la cual es eliminada por la estrategia de control empleada. En la figura 5.16 se muestran las gráficas resultantes de la perturbación estimada por el observador GPI (gráfica inferior derecha), la perturbación calculada a partir de las variables medidas del sistema (gráfica inferior izquierda) y el error que existe entre ambas mediciones (gráfica superior) el cual, debido a la escala que presenta la gráfica no se aprecia con exactitud.

En la figura 5.17a se muestra una ampliación de esta señal de error durante su etapa transitoria y en la figura 5.17b se muestra una ampliación de la misma señal una vez que se alcanza el estado estable. Puede verse como la perturbación aplicada al sistema se ve reflejada en el observador GPI, el cual estima con gran precisión dicha perturbación, lo que permite que el sistema sea estable. En las figuras 5.13a y 5.13b se muestran las gráficas de corriente que consume el TEM durante su funcionamiento y de la ley de control que es aplicada al convertidor Buck respectivamente, donde también se ve reflejada la perturbación introducida al sistema debido a la exposición de la cara fría del TEM al medio ambiente.

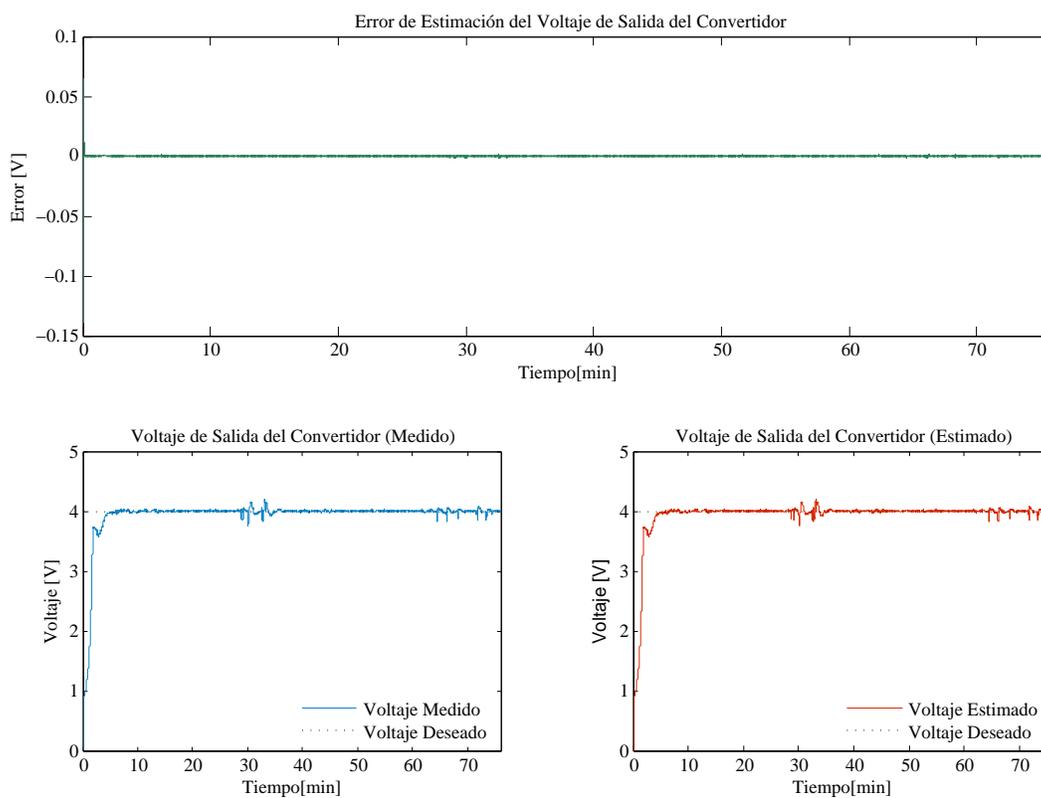


Figura 5.14: Error de estimación del voltaje de salida (superior), voltaje de salida medido (inferior izquierda) y voltaje de salida estimado (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de $12.1\text{ }^{\circ}\text{C}$

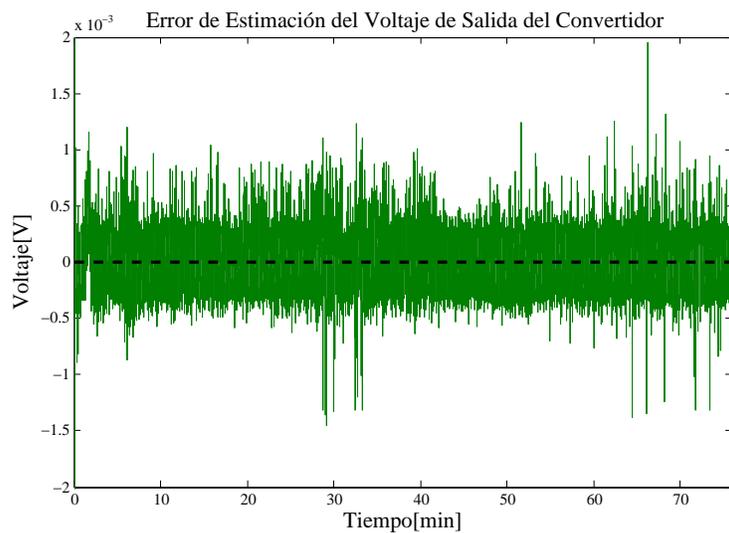


Figura 5.15: Ampliación del error de estimación del voltaje de salida

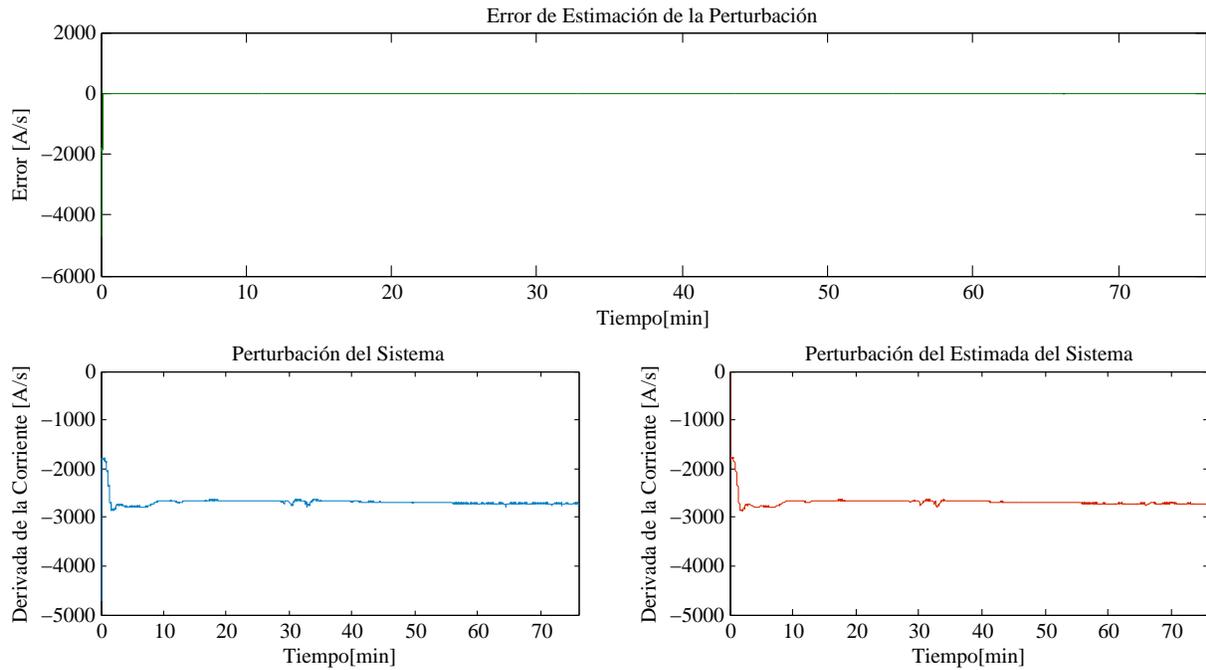
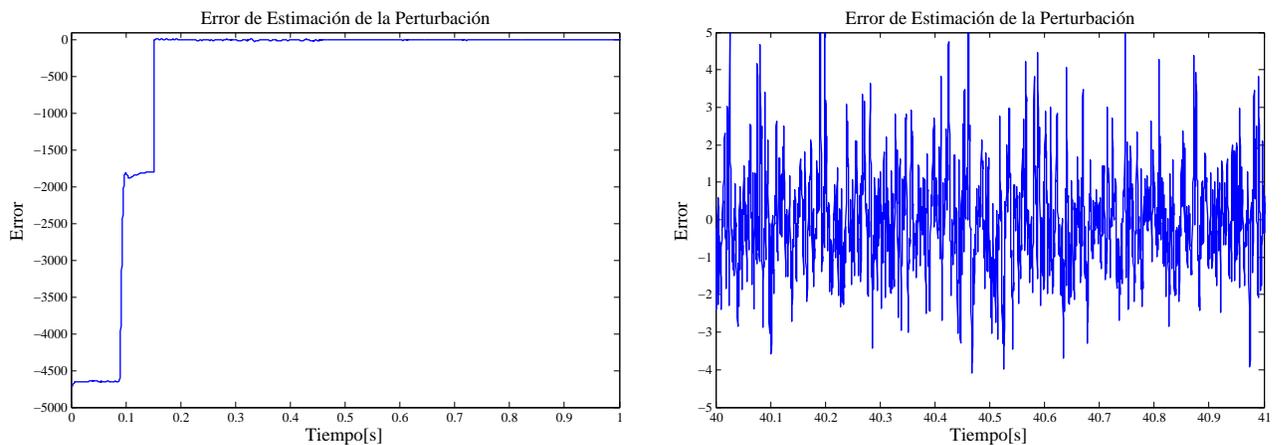


Figura 5.16: Error de estimación de la perturbación (superior), perturbación del sistema (inferior izquierda) y la perturbación estimada (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de 12.1 °C



(a) Rango de tiempo 0 – 1 minuto

(b) Rango de tiempo 40 – 41 minutos

Figura 5.17: Ampliación del error de estimación de la perturbación

5.4.3. Temperatura deseada de 10.1 °C

En la figura 5.18 se muestran las gráficas de las temperaturas medidas, cuando la temperatura de referencia se encuentra en 13.2 °C, lo cual según el ajuste realizado en (5.1), corresponde a un voltaje de salida en el convertidor de 4.99 V. Puede verse que la temperatura deseada se alcanza con un error de 0.1 °C. En la figura 5.20, puede notarse que el voltaje de salida del convertidor es alcanzado con éxito (gráfica inferior izquierda), también puede apreciarse que el voltaje estimado por el observador GPI alcanza de igual forma la referencia deseada (gráfica inferior derecha) lo cual genera una señal de error muy aproximada a cero (gráfica superior), lo cual nos indica el correcto funcionamiento de la estrategia de control, así mismo, en la figura 5.21 se muestra una ampliación de la señal de error de la figura 5.20 para su mejor apreciación.

En la figura 5.22 se muestran las gráficas resultantes de la perturbación estimada por el observador GPI (gráfica inferior derecha), la perturbación calculada a partir de las variables medidas del sistema (gráfica inferior izquierda) y el error que existe entre ambas mediciones (gráfica superior) el cual debido a la escala de la gráfica no puede ser apreciado con claridad, por ello en la figura 5.23a se muestra una ampliación de esta señal de error durante su fase transitoria y en la figura 5.23b se muestra la ampliación de esta señal una vez alcanzada la referencia deseada. En las figuras 5.19a y 5.19b se muestran las gráficas de corriente que consume el TEM durante su funcionamiento y de la ley de control que es aplicada al convertidor Buck respectivamente.

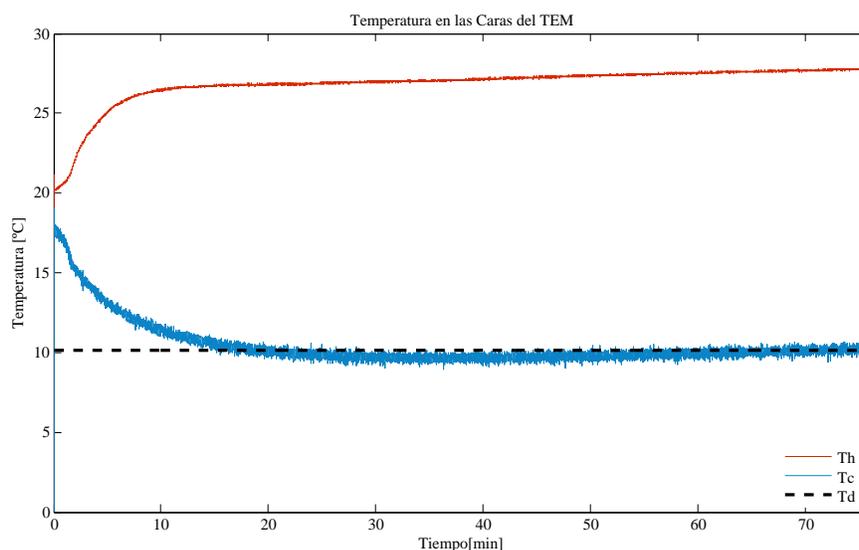


Figura 5.18: Temperatura en las caras del TEM con una referencia de 10.1 °C

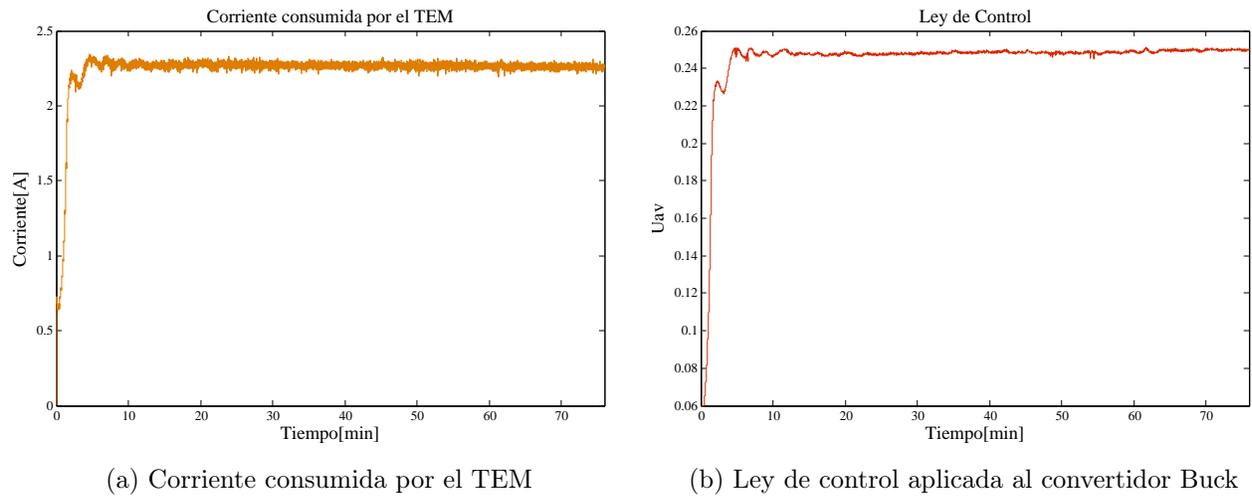


Figura 5.19: Corriente y ley de control necesarias para alcanzar una temperatura deseada de $10.1\text{ }^{\circ}\text{C}$

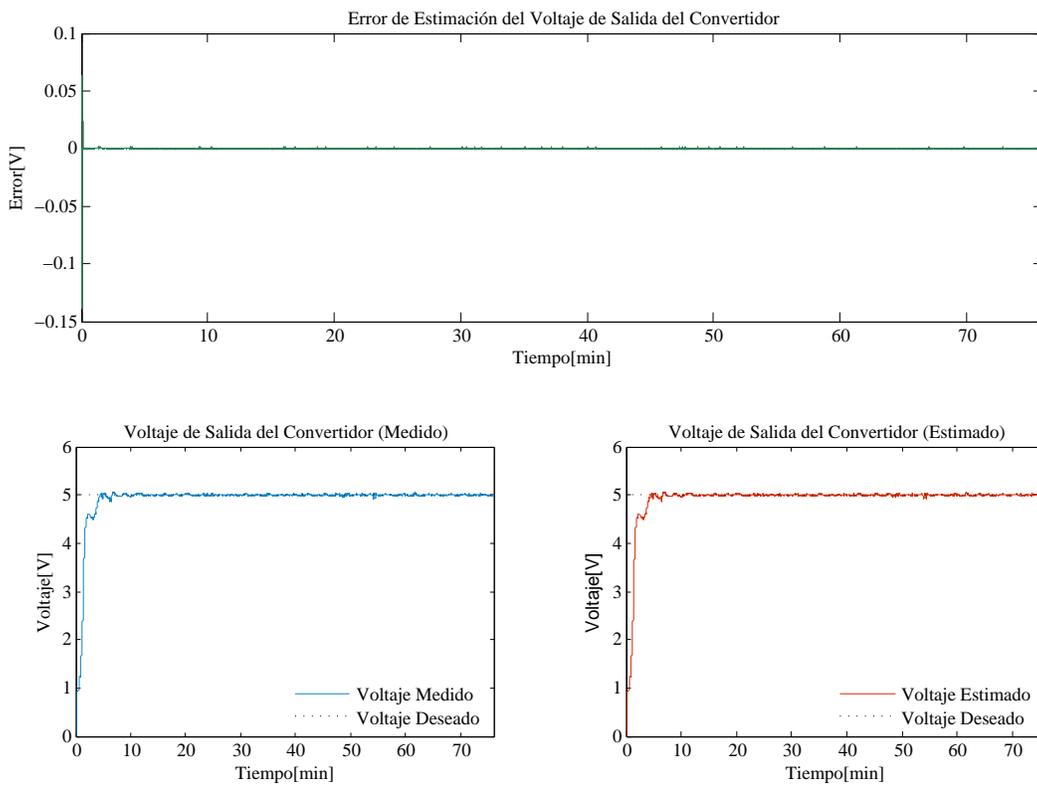


Figura 5.20: Error de estimación del voltaje de salida (superior), voltaje de salida medido (inferior izquierda) y voltaje de salida estimado (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de $10.1\text{ }^{\circ}\text{C}$

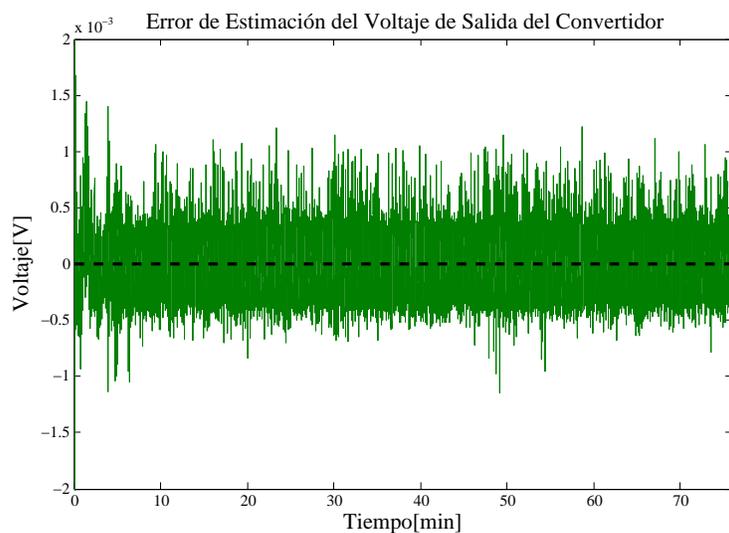
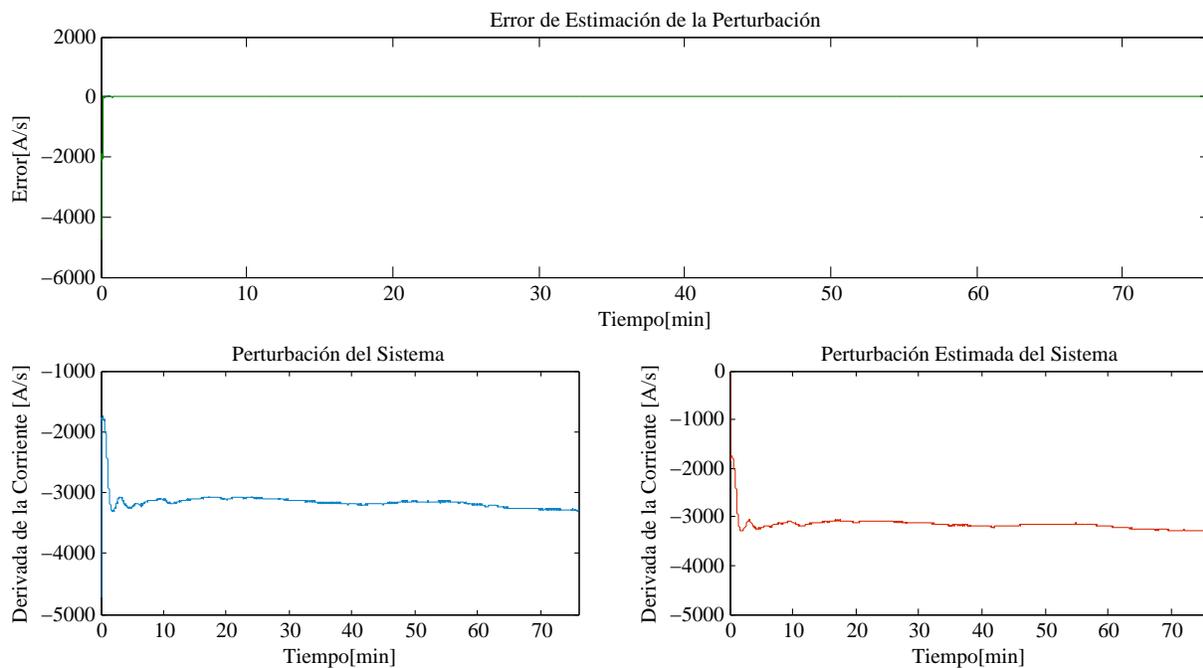


Figura 5.21: Ampliación del error de estimación del voltaje de salida

Figura 5.22: Error de estimación de la perturbación (superior), perturbación del sistema (inferior izquierda) y la perturbación estimada (inferior derecha) para alcanzar una temperatura deseada de $10.1\text{ }^{\circ}\text{C}$

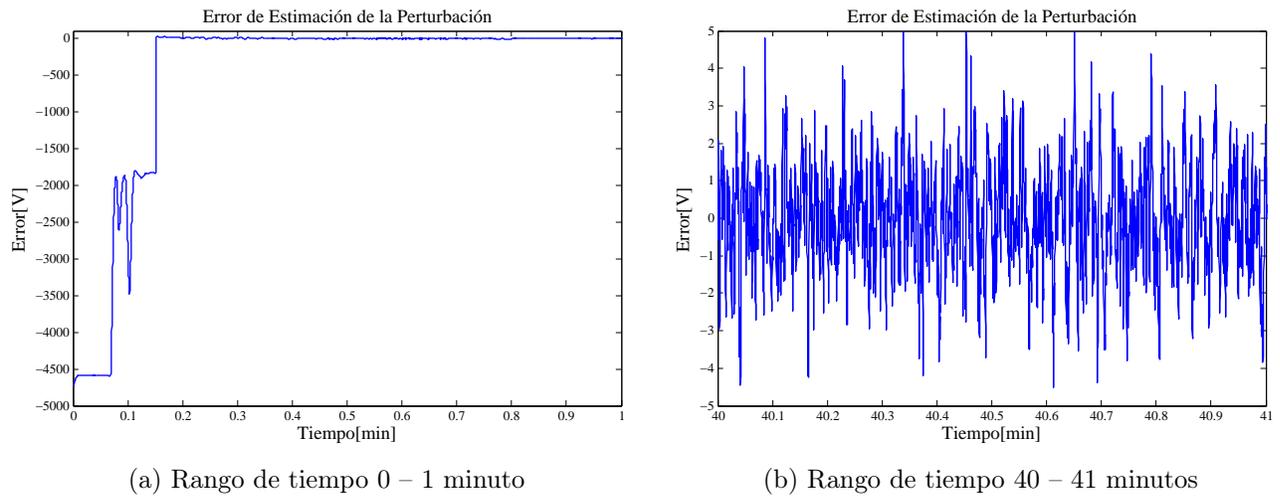


Figura 5.23: Ampliación del error de estimación de la perturbación

5.4.4. Medida de la eficiencia

Como el objetivo de la tesis es probar que los TEM se vuelven más eficientes cuando son alimentados por medio de una fuente conmutada como es el caso del convertidor Buck, a continuación se presentan una serie de datos los cuales confirman dicha hipótesis. Con la finalidad de medir la eficiencia del TEM construido se alimenta este por medio de un controlador Buck como se ha mencionado anteriormente midiendo la potencia disipada por el TEM, de la misma manera y cuidando que el voltaje entregado por el convertidor Buck aplicando la estrategia de control previamente diseñada, sea igual al voltaje que proporciona la fuente regulada de CD, que en este caso es la fuente regulada modelo MPS-3005L-3 de la marca MATRIX, se obtienen las gráficas mostradas en las figuras 5.24 y 5.25.

Como puede verse en las figuras 5.24 y 5.25 la potencia disipada por el TEM alimentado por medio del convertidor Buck es menor a la potencia disipada por el TEM al ser alimentado con una fuente de CD. Otra mejora observada es que la temperatura de la cara fría al emplear el convertidor Buck resulta ser menor que al emplear la fuente regulada de CD, es decir, que con una disipación menor de potencia, se alcanzan temperaturas de enfriamiento mayores con el convertidor Buck que con la fuente de CD como se aprecia en las figuras 5.26 y 5.27, traduciéndose esto en un mejor aprovechamiento de la energía suministrada al TEM, lo que equivale a un aumento en la eficiencia del mismo.

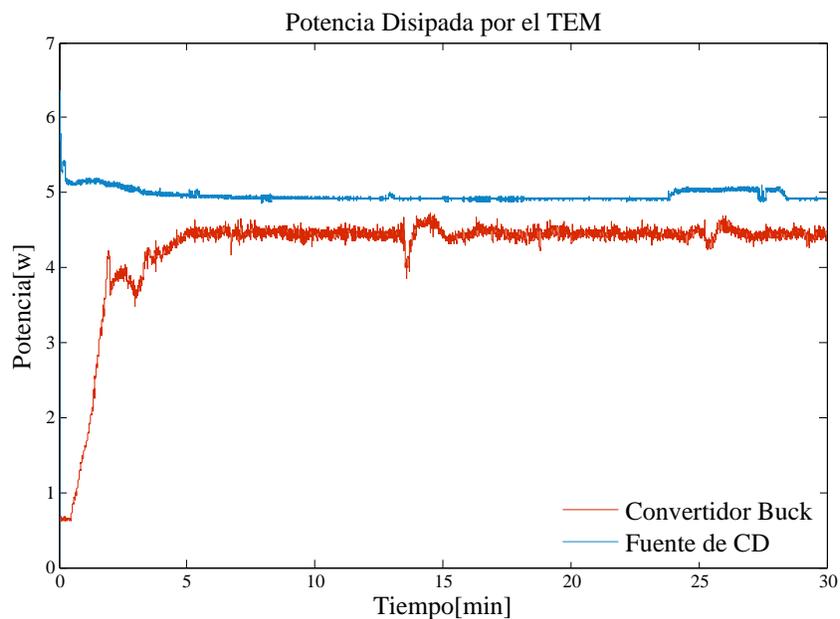


Figura 5.24: Comparación de la potencia disipada por el TEM alimentado con el convertidor Buck y una fuente de CD con una salida de 3V

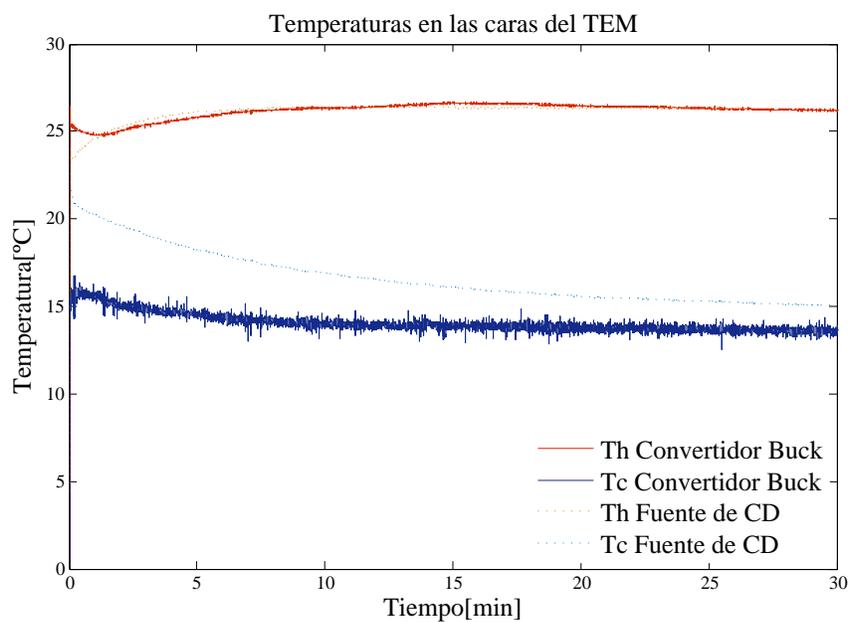


Figura 5.26: Comparación de las temperaturas alcanzadas por el TEM alimentado con el convertidor Buck y una fuente de CD con una salida de 3V

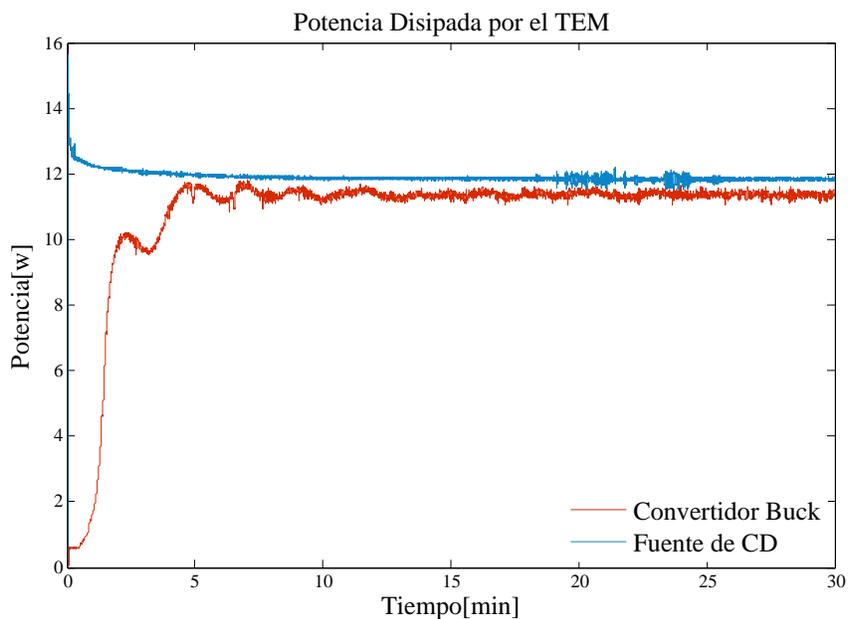


Figura 5.25: Comparación de la potencia disipada por el TEM alimentado con el convertidor Buck y una fuente de CD con una salida de 5V

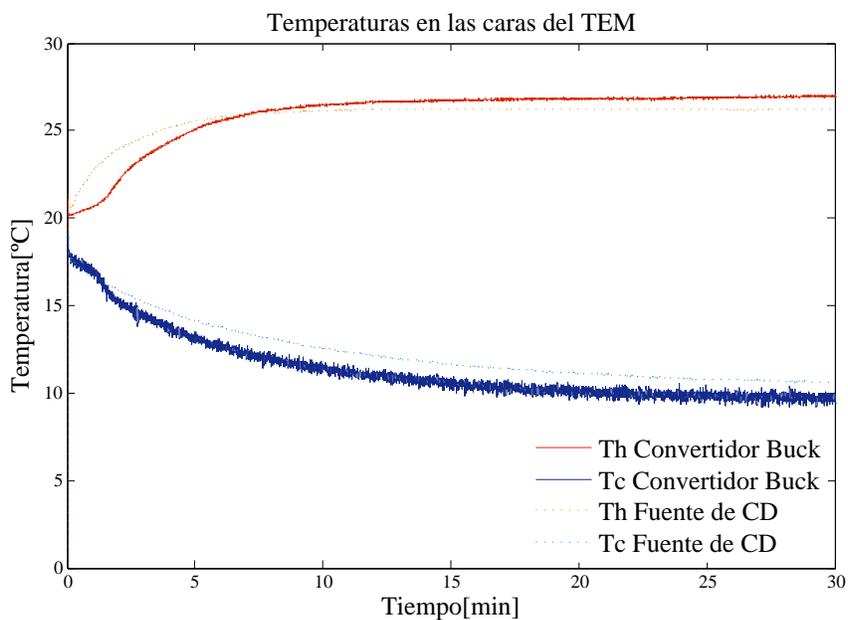


Figura 5.27: Comparación de las temperaturas alcanzadas por el TEM alimentado con el convertidor Buck y una fuente de CD con una salida de 5V

Por último y como prueba del aumento de la eficiencia del TEM al emplear una fuente conmutada como el convertidor Buck, se obtiene el COP como se muestra en (2.20), teniendo

como resultado un COP promedio de 2.29 al emplear el convertidor Buck y un COP de 2.23 al emplear una fuente de CD, puede verse que el COP empleando el convertidor Buck es mayor al COP obtenido empleando una fuente de CD, lo que se traduce como se dijo anteriormente en un aumento en la eficiencia del TEM al aplicar una estrategia de control a una fuente conmutada como lo es el convertidor Buck.

Capítulo 6

Conclusiones

El presente trabajo, presenta el diseño y construcción de una plataforma experimental para el control de un TEM bajo la posibilidad de mejorar la eficiencia de estos mediante el uso de una estrategia de control retroalimentada y un convertidor tipo reductor. Del desarrollo realizado se pueden establecer las siguientes conclusiones:

- ✓ Es posible obtener un modelo matemático del TEM, basado en el circuito equivalente que se presenta en el capítulo 4, el cual representa una buena aproximación al comportamiento real de estos.
- ✓ A pesar que el modelo matemático no es tan preciso como se esperaba, representa una buena aproximación, la cual facilita el diseño del observador y el controlador que se emplean en esta tesis.
- ✓ El convertidor reductor construido para alimentar al TEM, presenta pérdidas en el voltaje de salida debido a la baja impedancia del TEM, dichas pérdidas no resultan significativas debido a los rangos de operación tanto del convertidor (0 – 24V) como del TEM (1 – 15 V).
- ✓ Es posible controlar la temperatura de un TEM de forma indirecta, en este caso mediante el empleo de un convertidor reductor controlado mediante la técnica ADRC.
- ✓ La estrategia de control empleada agregando el observador GPI, es capaz de eliminar las perturbaciones que se presentan ya sean controladas o no, haciendo que el sistema alcance la referencia deseada.
- ✓ Dadas las limitaciones de lectura/escritura que presenta la tarjeta USB-1208FS, el sistema presenta una respuesta lenta, la cual puede ser mejorada empleando un sistema de adquisición de datos de mayor velocidad.

- ✓ Aunque el aumento en la eficiencia del TEM construido, no es muy marcada, las gráficas experimentales que se presentan en el capítulo 5 demuestran que mediante el empleo de una estrategia de control retroalimentado y una fuente conmutada como lo es el convertidor reductor, es posible aumentar la eficiencia de un TEM, con lo cual se dice que la hipótesis planteada en la sección 1.4 es verdadera.

6.1. Trabajos futuros

Con base en el desarrollo de este trabajo, se proponen los siguientes trabajos futuros:

- ✓ Construir una fuente de CD lineal de 24 V para alimentar el convertidor reductor.
- ✓ Eliminar una de las fuentes de alimentación mediante el uso de convertidores CD/CD de circuito integrado.
- ✓ Eliminar las pérdidas en el voltaje de salida del convertidor mediante un circuito de acoplo de impedancias u otra modificación que permita una completa transferencia de potencia del convertidor reductor al TEM.
- ✓ Construcción de un refrigerador termoeléctrico, basado en el TEM construido durante el desarrollo de este trabajo.
- ✓ Implementar y comparar los resultados de diversas estrategias para controlar directa o indirectamente la temperatura de la cara fría del TEM.
- ✓ Emplear un sistema de adquisición de datos con una mayor velocidad de lectura/escritura para mejorar la velocidad de respuesta de la plataforma experimental construida.

Apéndice

Apéndice A

Circuitos Electrónicos

A.1. Acondicionamiento de los sensores

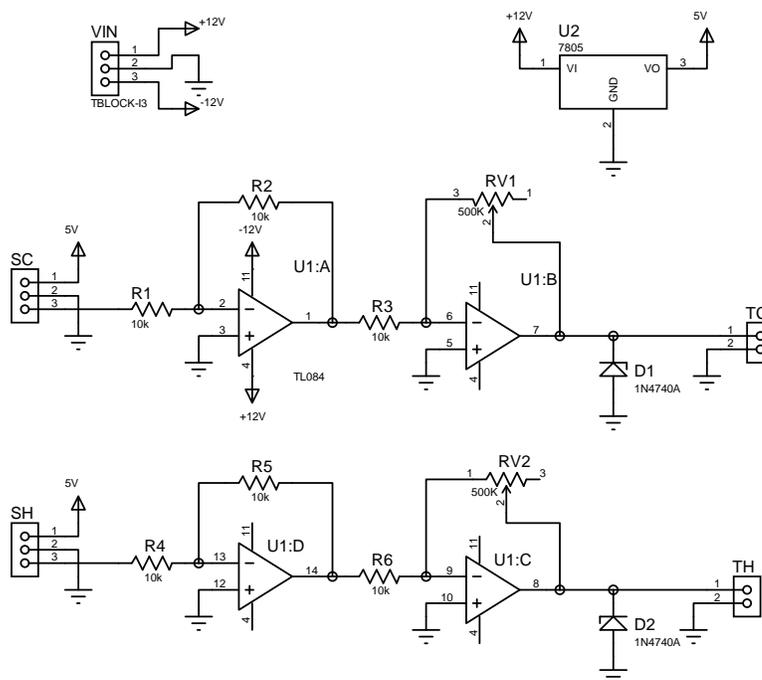


Figura A.1: Esquema de conexiones para el acondicionamiento de las señales de temperatura provenientes de los sensores LM35DT

A.2. PWM analógico

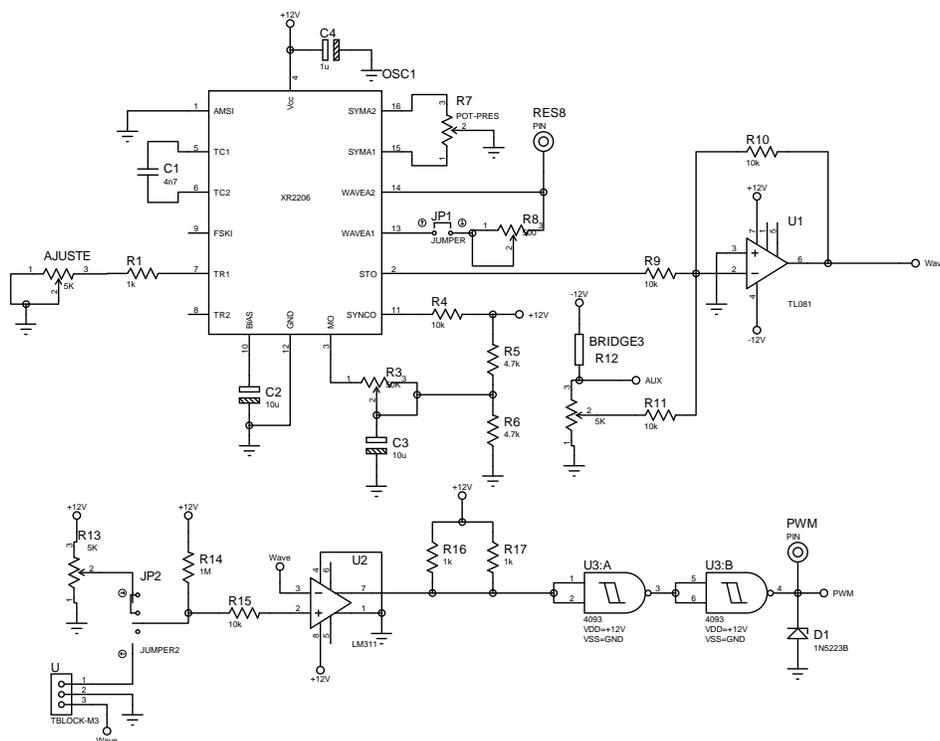


Figura A.2: Esquema de conexiones para la generación de una señal PWM analógica en un rango de frecuencias de 35 KHz a 212 KHz

A.3. Optoacoplador

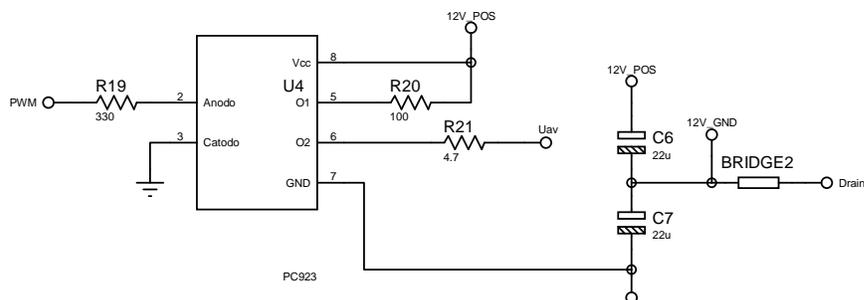


Figura A.3: Esquema de conexiones para el optoacoplador PC923

A.4. Convertidor Buck

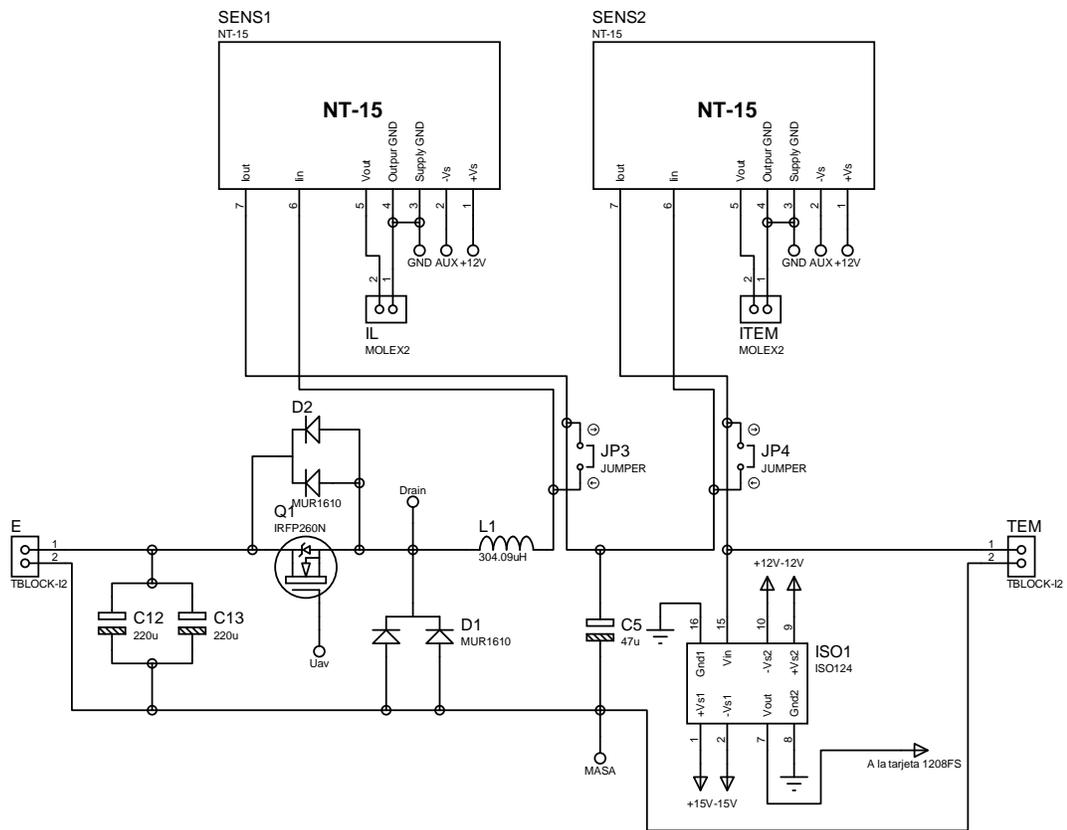


Figura A.4: Esquema de conexiones del convertidor reductor Buck

A.5. Alimentación

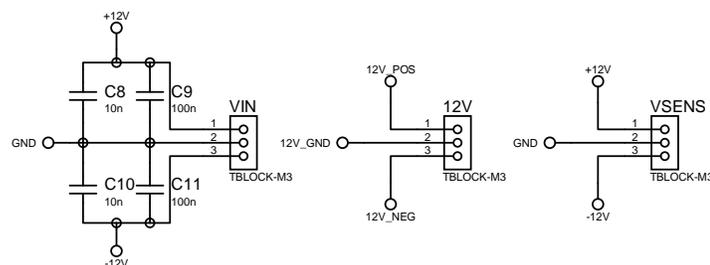
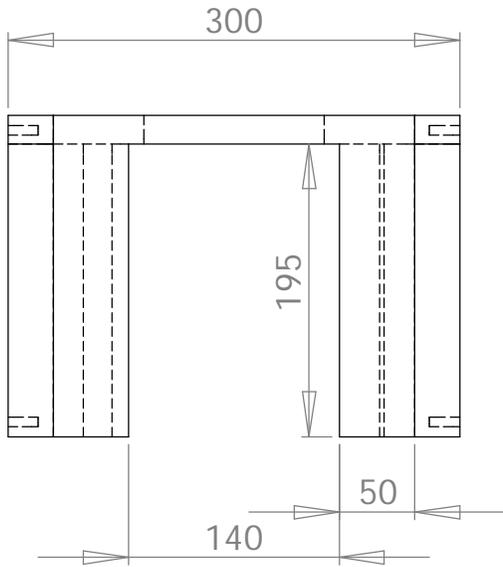


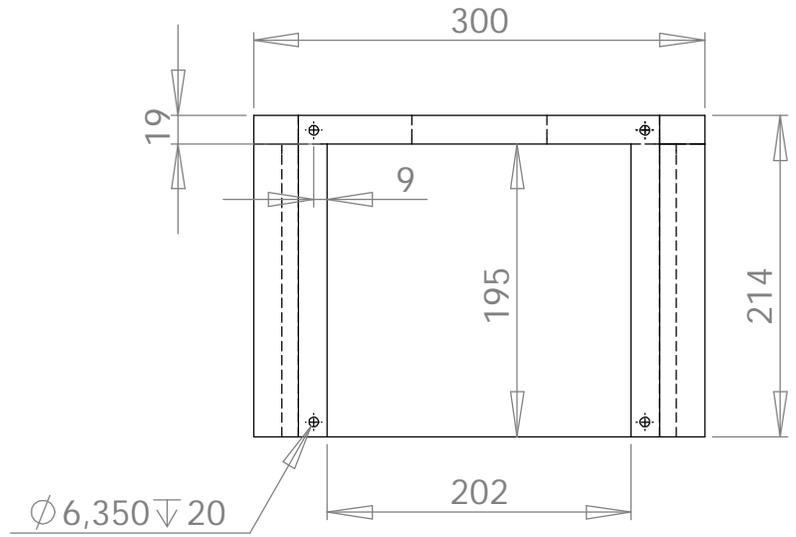
Figura A.5: Esquema de conexiones de las fuentes de alimentación para el acondicionamiento de los sensores, el PWM analógico y el optoacoplador

Apéndice B

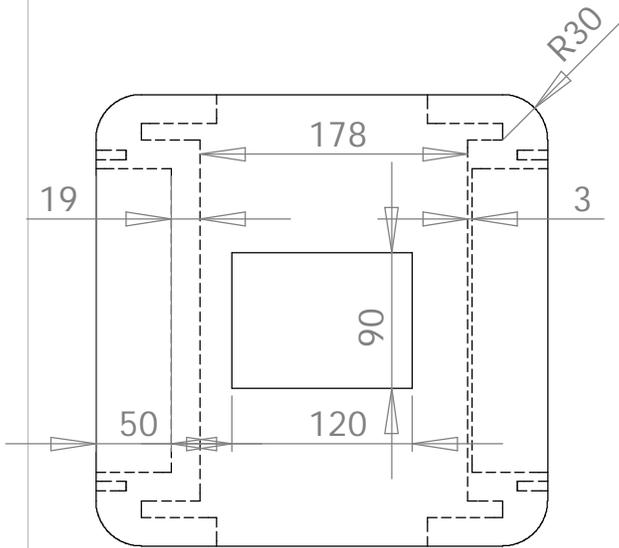
Planos



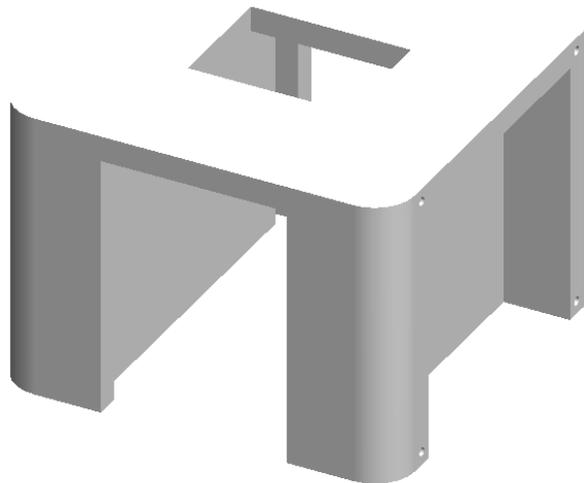
Vista Lateral



Vista Frontal



Vista Superior



Escala 1:5

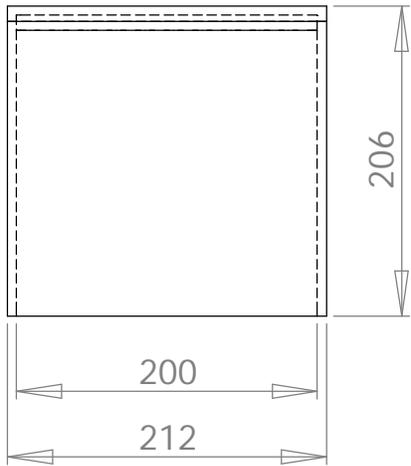
MATERIAL	Trovicel de 19mm
Acabado	Pintura bicapa

Nombre	Fecha
G.S.G.C	20/12/2011

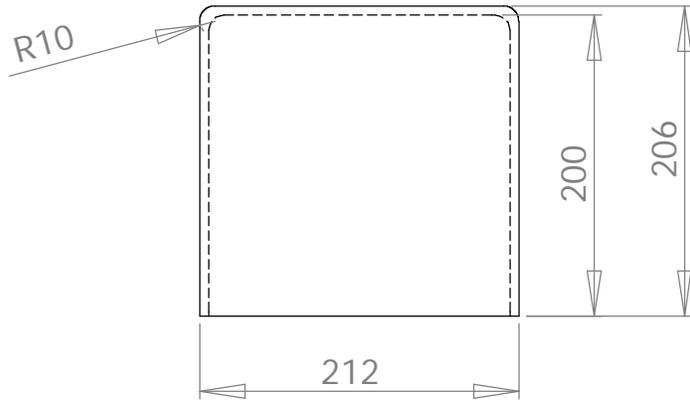
DIMENSIONES EN MILIMETROS
TOLERANCIAS: $\pm 1\text{MM}$

Base del prototipo

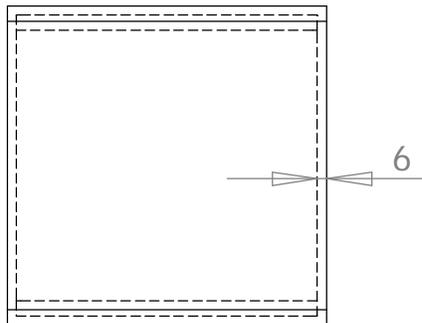
SIZE	DWG. NO.	REV.
A	01	3
Escala:1:10	hoja 1 de 1	



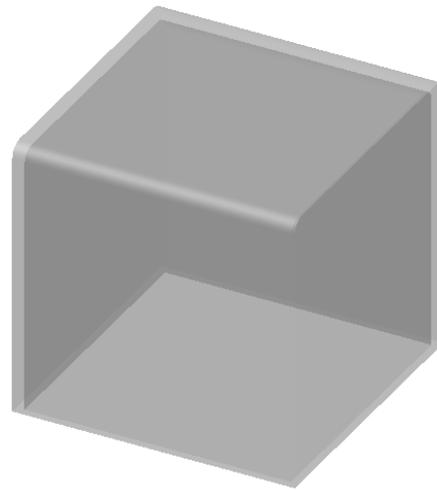
Vista Lateral



Vista Frontal



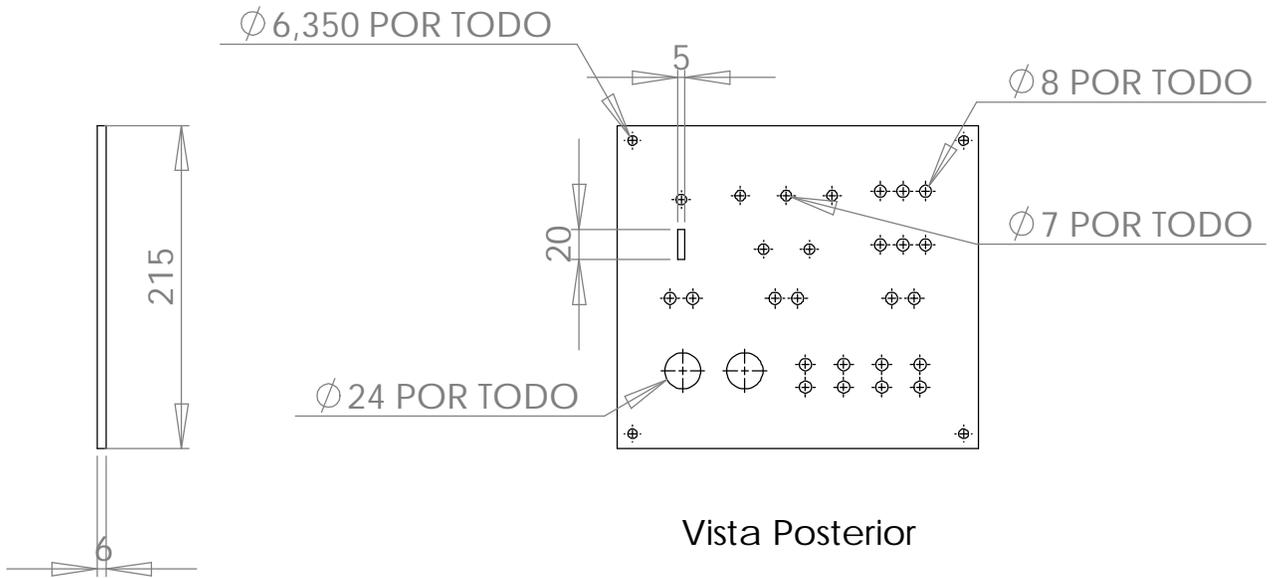
Vista Superior



MATERIAL	Acrílico 6mm
Acabado	Pulido

	Nombre	Fecha
Dibujante	G.S.G.C	20/12/2011
DIMENSIONES EN MILIMETROS		
TOLERANCIAS: $\pm 1\text{MM}$		

Carga Térmica		
SIZE	DWG. NO.	REV.
A	02	
Escala: 1:5	hoja 1 de 1	

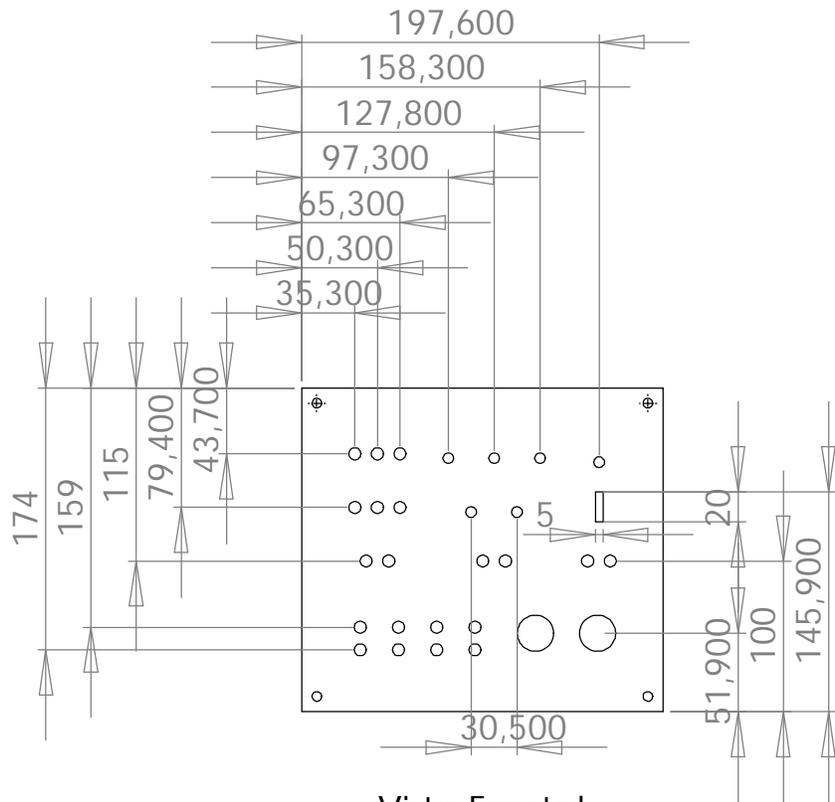


Vista Lateral

Vista Posterior



Vista Superior



Vista Frontal

	Nombre	Fecha
Dibujante	G.S.G.C	20/12/2011

MATERIAL	Acrílico 6mm
Acabado	Pulido

DIMENSIONES EN MILIMETROS
TOLERANCIAS: ±1MM

Panel de control

SIZE	DWG. NO.	REV.
A	03	4
Escala: 1:5		hoja 1 de 1

Apéndice C

Cálculos matemáticos

C.1. Cálculos para el diseño del convertidor Buck

Tomando en cuenta los parámetros mostrados en la Tabla 3.5, y utilizando las ecuaciones obtenidas de [21], podemos diseñar un convertidor Buck que opere en el régimen de conducción continuo.

Se debe obtener el ciclo de trabajo mínimo que permita cumplir con los requerimientos de diseño, para ello se toman en cuenta los voltajes mínimo y máximo de operación, en este caso 1 V como mínimo y 15.7 V como máximo, teniendo los siguientes resultados:

$$D_1 = \frac{V_{o_{min}}}{V_i} = \frac{1}{24} = 41,667 \times 10^{-3} \quad (C.1)$$

$$D_2 = \frac{V_{o_{max}}}{V_i} = \frac{15,7}{24} = 0,654 \quad (C.2)$$

Haciendo uso de los valores obtenidos en (C.1) y (C.2) para obtener el valor mínimo de inductancia requerida para cumplir con los requerimientos de diseño del convertidor Buck, obteniendo lo siguiente:

$$L_{min1} = \frac{(1 - D_1)R_L}{2f} = \frac{(1 - 41,667 \times 10^{-3})1,5}{2(45 \times 10^3)} = 15,972\mu H \quad (C.3)$$

$$L_{min2} = \frac{(1 - D_2)R_L}{2f} = \frac{(1 - 0,654)1,5}{2(45 \times 10^3)} = 5,764\mu H \quad (C.4)$$

Tomando en cuenta que en el diseño del inductor, el cual se abarca en el apéndice C.2, se obtiene una inductancia de $L = 304,09\mu H$, la cual es empleada para calcular el valor de la capacitancia mínima requerida para cumplir con el diseño del convertidor y tomando en

cuenta los valores para el ciclo de trabajo obtenidos en (C.1) y (C.2), se tiene como resultado:

$$C_{min1} = \frac{1 - D_1}{8\Delta V_o L f^2} = \frac{1 - 41,667 \times 10^{-3}}{8(1\%)(304,09 \times 10^{-6})(45 \times 10^3)^2} = 19,454 \mu F \quad (C.5)$$

$$C_{min1} = \frac{1 - D_2}{8\Delta V_o L f^2} = \frac{1 - 0,654}{8(1\%)(304,09 \times 10^{-6})(45 \times 10^3)^2} = 7,02 \mu F \quad (C.6)$$

Se elige utilizar un capacitor de $470 \mu F$ de baja resistencia serie, el cual posee una capacitancia mayor a la requerida, esto para asegurar que el convertidor opere en el modo de conducción continuo.

C.2. Diseño del inductor

En la Tabla C.1 se presentan los datos propuestos para el diseño del inductor a emplear en la plataforma experimental.

Tabla C.1: Datos para el diseño del inductor

Parámetro	Valor
Inductancia	$L_L = 300 \times 10^{-6} \text{ H}$
Corriente en DC	$i_o = 11 \text{ A}$
Corriente en AC	$\Delta i_o = 0,01 i_o = 0,11 \text{ A}$
Voltaje de salida	$V_o = 90 \text{ V}$
Potencia de salida	$P_o = 990 \text{ W}$
Frecuencia de conmutación	45 kHz
Regulación(%)	$\alpha = 1$
Densidad de flujo de operación	$B_m = 0,22 \text{ T}$
Factor de utilización de ventana	$K_u = 0,4$
Elevación de temperatura	$T_r = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

A continuación se obtienen la corriente pico, la energía, el coeficiente eléctrico y la geometría del núcleo requerida, respectivamente para cumplir con las especificaciones de diseño.

$$i_{pk} = i_o + \frac{\Delta i_o}{2} = 11,055 \quad A \quad (C.7)$$

$$E = \frac{L_L i_{pk}^2}{2} = 18,332 \times 10^{-3} \quad W * s \quad (C.8)$$

$$K_e = 0,145 P_o B_m^2 10^{-4} = 694,782 \times 10^{-6} \quad (C.9)$$

$$K_g = \frac{E^2}{K_e \alpha} = 483,692 \times 10^{-3} \quad cm^5 \quad (C.10)$$

En la Tabla C.2 se muestran las características del núcleo de ferrita empleado en la construcción del inductor.

Tabla C.2: Datos del núcleo empleado en la construcción del inductor

Parámetro	Valor
Área de ventana	$W_a = 5,186 \quad cm^2$
Área de la sección transversal	$A_c = 3,677 \quad cm^2$
Logitud de la ruta magnética	$MPL = 13,9 \quad cm$
Longitud promedio de una vuelta	$MLT = 12,9 \quad cm$
Longitud de ventana	$G_x = 4,5 \quad cm$
Peso del núcleo	$W_{tfe} = 0,260 \quad kg$
Producto de áreas	$A_p = 19,0698 \quad cm^4$
Geometría del núcleo disponible	$K_{gd} = 2,1271 \quad cm^5$
Área de la superficie	$A_t = 163,1 \quad cm^2$
Material P, permeabilidad inicial	$\mu_i = 2500$

Con los datos hasta ahora obtenidos, se calculan la densidad de corriente, la corriente rms y el área de la base del conductor, como se muestra a continuación:

$$J_x = \frac{2E10^4}{B_m K_u A_p} = 218,479 \quad A/cm^2 \quad (C.11)$$

$$i_{rms} = \sqrt{i_o^2 + \Delta i_o^2} = 11,001 \quad A \quad (C.12)$$

$$A_{w_b} = \frac{i_{rms}}{J_x} = 50,351 \times 10^{-3} \quad cm^2 \quad (C.13)$$

Se selecciona un calibre del conductor dentro del 10% del área de la base encontrada. De otra forma se selecciona un calibre AWG menor considerando los efectos de la frecuencia de conmutación en el conductor. En este caso, el efecto denominado profundidad piel es de

$\rho = 38,221 \times 10^{-3}$. Dicho lo anterior se selecciona un calibre 22 AWG el cual presenta las características enlistadas en la Tabla C.3

Tabla C.3: Datos del cable calibre 22 AWG empleado en la construcción del inductor

Parámetro	Valor
Área de la base	$A_{w_B} = 3,243 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$
Resistencia del conductor	$R_{AWG} = 531,4 \text{ } \mu\Omega/cm$
Área del conductor con aislante	$A_w = 3,857 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$
Diámetro sin aislamiento	$\phi = 0,064516 \text{ cm}$
Radio sin aislamiento	$\frac{\phi}{2} = 32,258 \times 10^{-3} \text{ cm}$

Es necesario verificar que la profundidad piel sea mayor que el radio del conductor sin aislamiento, para asegurar que este sea minimizado. Comprobado lo anterior, se obtienen el número de conductores a trenzar para alcanzar el área de la base requerida, su resistencia y sabiendo que el área de ventana efectiva que se posee es de $W_{a_{eff}} = 3,889 \text{ cm}^2$ y el área de ventana disponible es de $s_2 = 0,6$, también se obtienen el número de vueltas necesarias y la longitud del gap en mils a colocar en el núcleo, obteniendo los siguientes resultados.

$$NCP = \frac{A_{wb}}{A_{w_B}} = 16 \quad (C.14)$$

$$R_{cable} = \frac{R_{AWG}}{NCP} = 33,212 \text{ } \mu\Omega/cm \quad (C.15)$$

$$N_x = \frac{W_{a_{eff}} s_2}{A_w NCP} \approx 38 \quad (C.16)$$

$$l_g = 393,7 \frac{0,4\pi N_x^2 A_c 10^{-8}}{L_L} - 393,7 \frac{MPL}{\mu_i} = 120 \text{ mils} \quad (C.17)$$

Bibliografía

- [1] *User's Guide USB-based Analog and Digital I/O Module*. Measurement Computing Corporation, 2006.
- [2] *Thermoelectric handbook*. Laird Technologies, 2010. Disponilbe en www.lairdtech.com.
- [3] AGUILAR-IBAÑEZ, C., SIRA-RAMÍREZ, H. y SUÁREZ-CASTAÑÓN, M. A flatness based controller for the stabilization of the inverted pendulum. *MPE Mathematical Problems in Engineering Journal*, vol. In Press, 2010. ISSN 0265-0754.
- [4] ALAOUI, C. y SALAMEH, Z. A novel thermal management for electric and hybrid vehicles. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 54(2), páginas 468–476, 2005. ISSN 0018-9545.
- [5] ALY, A. A. y EL-LAIL, A. S. A. Fuzzy temperature control of a thermoelectric cooler. *IEEE*, páginas 1580–1585, 2006.
- [6] BADERNA, D., CABRINI, A. y TORELLI, G. Thermal regulator for ic temperature characterization using a microprobe station. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 55(3), páginas 754–760, 2006. ISSN 0018-9456.
- [7] CHELOUAH, A. y CHITOUR, Y. Motion planning of rolling surfaces. En *Decision and Control, 2001. Proceedings of the 40th IEEE Conference on*. 2001.
- [8] CHÁVEZ, J. A., ORTEGA, J. A., SALAZAR, J., TURÓ, A. y GARCÍA, M. J. Spice model of thermoelectric elements including thermal effects. *IEEE*, páginas 1019–1023, 2000.
- [9] DANNEHL, J. y FUCHS, F. Flatness-based control of an induction machine fed via voltage source inverter-concept, control design and performance analysis. En *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on*, páginas 5125–5130. IEEE, 2006. ISBN 1424403901. ISSN 1553-572X.
- [10] DANNEHL, J. y FUCHS, F. Flatness-based voltage-oriented control of three-phase PWM rectifiers. En *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, páginas 444–450. IEEE, 2008.

- [11] DEUTSCHER, J., ANTRITTER, F. y SCHMIDT, K. Feedforward control of nonlinear systems using fictitious inputs. En *Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC '05. 44th IEEE Conference on*, páginas 7264 – 7269. 2005.
- [12] DOMINGUEZ, M., VIAN, J., ASTRAIN, D., ESARTE, J., ALDAVE, L. y AGUAS, J. Thermoelectric device to measure the thermal conductivity of materials. En *Thermoelectrics, 2002. Proceedings ICT'02. Twenty-First International Conference on*, páginas 341–344. IEEE, 2003. ISBN 0780376838.
- [13] DREBUSHCHAK, V. A. The peltier effect. *Thermal Analysis and Calorimetry*, vol. 91, páginas 311–315, 2008.
- [14] ENRIQUEZ-ZARATE, J., SILVA-NAVARRO, G. y SIRA-RAMÍREZ, H. Sliding mode control of a differentially flat vibrational mechanical system: experimental results. En *Decision and Control, 2000. Proceedings of the 39th IEEE Conference on*. 2000.
- [15] ERDMANN, K. y WILDON, M. *Introduction to Lie algebras*. Springer Verlag, 2006.
- [16] FLIESS, M. y JOIN, C. Intelligent pid controllers. En *Control and Automation, 2008 16th Mediterranean Conference on*, páginas 326–331. IEEE, 2008.
- [17] FLIESS, M., LÉVINE, J., MARTIN, P. y ROUCHON, P. Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples. *International journal of control*, vol. 61(6), páginas 1327–1361, 1995. ISSN 0020-7179.
- [18] FRANCH, J., AGRAWAL, S. y SANGWAN, V. Differential flatness of a class of n -dof planar manipulators driven by 1 or 2 actuators. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 55(2), páginas 548 –554, 2010. ISSN 0018-9286.
- [19] HAN, J. From pid to active disturbance rejection control. *Industrial Electronics, IEEE transactions on*, vol. 56(3), páginas 900–906, 2009.
- [20] HARATA, I., TAKAGI, S., WAKABAYASHI, I., SAKAI, M., TETUKA, H. y TOSHOU, T. The development of the storage tank water heater by thermoelectric technology. En *Thermoelectrics, 1998. Proceedings ICT 98. XVII International Conference on*, páginas 547–550. IEEE, 2002. ISBN 0780349075.
- [21] HART, D. W. *Electónica de Potencia*. 84-205-3179-0. Prentice Hall, 2001.
- [22] HARVEY, R. D., WALKER, D. G. y FRAMPTON, K. D. Enhancing performance of thermoelectric coolers through the application of distributed control. *IEEE TRANSACTIONS ON COMPONENTS AND PACKAGING TECHNOLOGIES*, vol. 30(2), páginas 330–336, 2007.

- [23] HE, G.-P. y GENG, Z.-Y. Optimal motion planning for differentially flat underactuated mechanical systems. En *Automation and Logistics, 2008. ICAL 2008. IEEE International Conference on*, páginas 1567–1572. 2008.
- [24] ISIDORI, A. *Nonlinear control systems*, vol. 1. Springer Verlag, 1995.
- [25] JEAN-JACQUES, E. y WEIPING, L. *Applied nonlinear control*. 1991.
- [26] JIANZHONG, Z., HUA, Z., SONG, W. T. y ZHAONAN, J. A method of diode parallel to improve the reliability of the thermoelectric coolers. *16th International Conference on Thermoelectrics*, páginas 690–692, 1997.
- [27] JOHNSON, C. Accomodation of external disturbances in linear regulator and servomechanism problems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*, vol. 16(6), páginas 635–644, 1971.
- [28] JOHNSON, C. *Control and Dynamic Systems: Advances in Theory and applications*, vol. 18. Academic Press, 1982. Chap. Discrete-Time Disturbance-Accommodating Control Theory.
- [29] JOHNSON, C. Real-time disturbance-observers; origin and evolution of the idea part 1: The early years. En *System Theory, 2008. SSST 2008. 40th Southeastern Symposium on*, páginas 88–91. IEEE, 2008.
- [30] KRINKE, H., PICHELBAUER, M., WIEGAND, W., RUNGE, E. y GEWIES, M. An improved thermo-provocative technique for the diagnostic of disturbed acral arterial perfusion. En *Engineering in Medicine and Biology Society, 1996. Bridging Disciplines for Biomedicine. Proceedings of the 18th Annual International Conference of the IEEE*, vol. 1, páginas 129–130. IEEE, 2002. ISBN 0780338111.
- [31] KUEPFERLING, M., SASSO, C., BASSO, V. y GIUDICI, L. An isothermal peltier cell calorimeter for measuring the magnetocaloric effect. *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43(6), páginas 2764–2766, 2007. ISSN 0018-9464.
- [32] LÉVINE, J. *Analisis and Control of Nonlinear Systems: A Flatness-Based Approach*. Springer, Berlín, primera edición, 2009. 319 pp.
- [33] LÉVINE, J. *Analysis and control of nonlinear systems: A flatness-based approach*. Springer-Verlag New York Inc, 2009.
- [34] LIMA, A., DEEP, G., DE ALMEIDA, L., NEFF, H. y FONTANA, M. A gain-scheduling pid-like controller for peltier-based thermal hysteresis characterization platform. *IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, páginas 919–924, 2001.

- [35] LINARES-FLORES, J., REGER, J. y SIRA-RAMÍREZ, H. Load torque estimation and passivity-based control of a boost-converter/dc-motor combination. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, vol. 18(6), páginas 1398 –1405, 2010. ISSN 1063-6536.
- [36] LINARES-FLORES, J. y SIRA-RAMÍREZ, H. Dc motor velocity control through a dc-to-dc power converter. En *Decision and Control, 2004. CDC. 43rd IEEE Conference on*, vol. 5, páginas 5297 – 5302. 2004. ISSN 0191-2216.
- [37] LINEYKIN, S. y BEN-YAAKOV, S. Spice compatible equivalent circuit of the energy conversion processes in the thermoelectric modules. *Israel Convention*, vol. 23, páginas 346–349, 2004.
- [38] LINEYKIN, S. y BEN-YAAKOV, S. Pspice-compatible equivalent circuit of thermoelectric coolers. *IEEE*, páginas 608–612, 2005.
- [39] LINEYKIN, S. y BEN-YAAKOV, S. Modeling and analysis of thermoelectric modules. *IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS*, vol. 43, páginas 505–512, 2007.
- [40] MACHUT, C., GAVIOT, E., GODTS, P., SAKLY, S. y LECLERCQ, D. A new peltier sensor for measuring the thermal conductivity of fluids. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 46(5), páginas 1128–1132, 2002. ISSN 0018-9456.
- [41] MARUYAMA, S., KOMIYA, A., TAKEDA, H. y AIBA, S. Development of precise-temperature-controlled cooling apparatus for medical application by using peltier effect. En *BioMedical Engineering and Informatics, 2008. BMEI 2008. International Conference on*, vol. 2, páginas 610–614. IEEE, 2008.
- [42] MELERO, A., D.ASTRAIN, J.G.VIÁN, ALDAVE, L., J.ALBIZUA y C.COSTA. Application of thermoelectricity and photovoltaic energy to air conditioning. *22nd International Conference on Thermoelectrics*, páginas 627–630, 2003.
- [43] MITRANI, D., SALAZAR, J., TURÓ, A., GARCÍA, M. J. y CHÁVEZ, J. A. Lumped and distributed parameter spice models of te devices considering temperature dependent material properties. *THERMINIC*, páginas 202–207, 2007.
- [44] NISHIHATA, H., KIDO, O. y UENO, T. Peltier cooling system utilizing liquid heat exchanger combined with pump. En *Thermoelectrics, 2002. Proceedings ICT'02. Twenty-First International Conference on*, páginas 551–553. IEEE, 2003. ISBN 0780376838.

- [45] ODHNER, L. y ASADA, H. Sensorless temperature estimation and control of shape memory alloy actuators using thermoelectric devices. *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 11(2), páginas 139–144, 2006. ISSN 1083-4435.
- [46] QI, Y., LI, Z. y ZHANG, J. Peltier temperature controlled box for test circuit board. páginas 644–647, 2004.
- [47] ROWE, D. *Thermoelectrics handbook: macro to nano*. CRC Press, 2006.
- [48] SANDOVAL, A., ENRIQUE ESPINOSA, J. y BARAHONA, J. Celdas peltier: Una alternativa para sistemas de enfriamiento con base en semiconductor. 2009.
- [49] SANGWAN, V., KUEBLER, H. y AGRAWAL, S. Differentially flat design of under-actuated planar robots: Experimental results. En *Robotics and Automation, 2008. ICRA 2008. IEEE International Conference on*, páginas 2423 –2428. 2008. ISSN 1050-4729.
- [50] SANZ-BOBI, M., PALACIOS, R. y ARENAS, A. Thermoelectricity applied to the cryoconcentration of orange juice. En *Thermoelectrics, 1996., Fifteenth International Conference on*, páginas 259–263. IEEE, 2002. ISBN 0780332210.
- [51] SEKHAVAT, S. y HERMOSILLO, J. The cycab robot: a differentially flat system. En *Intelligent Robots and Systems, 2000. (IROS 2000). Proceedings. 2000 IEEE/RSJ International Conference on*. 2000.
- [52] SIRA-RAMÍREZ, H. On the control of the underactuated ship: a trajectory planning approach. En *Decision and Control, 1999. Proceedings of the 38th IEEE Conference on*. 1999.
- [53] SIRA-RAMÍREZ, H. y AGRAWAL, S. K. *Differentially Flat Systems*. Marcel Dekker, New York, primera edición, 2004. 467 pp.
- [54] SIRA-RAMIREZ, H., LUVIANO-JUAREZ, A. y CORTÉS-ROMERO, J. Control lineal robusto de sistemas no lineales diferencialmente planos. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial*, vol. 8(1), páginas 14–28, 2011.
- [55] SIRA-RAMÍREZ, H. y SILVA-ORTIGOZA, R. On the Control of the Resonant Converter: A Hybrid-Flatness Approach. En *Proc. 15th International Symposium on Mathematical Theory of Networks and Systems*. Citeseer, 2002.
- [56] TEIXEIRA, C. A. y LEAL, A. B. Development of electronic controls for refrigerators based on the supervisory control theory. *4th IEEE Conference on Automation Science and Engineering*, páginas 35–40, 2008.

- [57] WALKER, D., FRAMPTON, K. y HARVEY, R. Distributed control of thermoelectric coolers. *Inter Society Conference on Thermal Phenomena*, páginas 361–366, 2004.
- [58] WELLE, R. y HARDY, B. Peltier-actuated microvalve performance optimization. En *Thermoelectrics, 2005. ICT 2005. 24th International Conference on*, páginas 343–346. IEEE, 2005. ISBN 0780395522. ISSN 1094-2734.