

**Diseño y Análisis de Circuito de potencia y control para
módulo de Estufa Inductiva de baja potencia y alta eficiencia**

UNIVERSIDAD DEL VALLE DE GUATEMALA
Facultad de Ingeniería



**Diseño y Análisis de Circuito de potencia y control para
módulo de Estufa Inductiva de baja potencia y alta eficiencia**

Trabajo de graduación presentado por Jorge Mario Tezen Cristales
para optar al grado académico de Licenciado en Ingeniería Mecatrónica

Guatemala,

2019

UNIVERSIDAD DEL VALLE DE GUATEMALA
Facultad de Ingeniería




**Diseño y Análisis de Circuito de potencia y control para
módulo de Estufa Inductiva de baja potencia y alta eficiencia**

Trabajo de graduación presentado por Jorge Mario Tezen Cristales
para optar al grado académico de Licenciado en Ingeniería Mecatrónica

Guatemala,

2019

Vo.Bo.:

(f) 
MSC. Pablo Roberto Oliva

Tribunal Examinador:

(f) 
MSC. Pablo Roberto Oliva

(f) 
MSC. Miguel Enrique Zea

(f) 
PhD. Luis Alberto Rivera

Fecha de aprobación: Guatemala, 4 de Diciembre de 2019

Lista de figuras	VIII
Lista de cuadros	IX
Resumen	XI
Abstract	XIII
1. Introducción	1
2. Antecedentes	3
3. Justificación	5
4. Objetivos	7
4.1. Objetivo general	7
4.2. Objetivos específicos	7
5. Alcance	9
6. Marco teórico	11
6.1. Transferencia de energía del inductor por campos electromagnéticos	12
6.1.1. Corrientes de Foucault	12
6.2. Transformación energía eléctrica a térmica	12
6.2.1. Pérdida por histéresis	12
6.2.2. Efecto superficial	13
6.3. Conducción térmica	14
6.3.1. Transferencia de calor	14
6.3.2. Calentamiento por inducción	14
6.4. Tipos de switcheo	15
7. Sistema de potencia	17
7.1. Selección de topología	18
7.1.1. Convertidor de resonancia en serie	18

7.1.2. Convertidor cuasi-resonante en serie	19
7.1.3. Comparación en convertidores	20
7.2. Diseño de convertidor	20
7.2.1. Especificaciones de diseño	20
7.2.2. Parámetros de carga	21
7.2.3. Frecuencia de operación	22
7.2.4. Selección de componentes	24
7.2.5. IGBT vs. FET	24
7.2.6. Diodos antiparalelos	25
7.2.7. Driver para conmutación de mosfets	25
7.3. Resultados	25
7.3.1. Resultados de simulación	25
7.3.2. Conmutación Driver de Mosfets	27
7.3.3. Resultados tanque LC	29
7.3.4. Resultados acople magnético	31
7.4. Fuente de alimentación	31
7.4.1. Resultados fuente de alimentación	33
8. Control del sistema de potencia	35
8.1. Caracterización del sistema	35
8.2. Estrategia de control	39
8.2.1. Decisión variable de control	39
8.2.2. Lazo de control	39
8.2.3. Diseño de controlador	40
8.3. Implementación	42
8.3.1. Generación y acondicionamiento de señales	42
8.3.2. Selección de microcontrolador	43
8.3.3. Código y simulación de ley de control	44
8.4. Resultados de sistema controlado	45
9. Conclusiones	49
10.Recomendaciones	51
11.Bibliografía	53
12.Anexos	55
12.1. Código Matlab	55
12.1.1. Código diseño de controlador PID	55
12.2. Código implementación controlador PID	56
12.2.1. Código en Tiva C implementación ADC y PWM	56
12.2.2. Código para PIC implementado para PID	57

Lista de figuras

1. Modelo de inductor y olla como transformador	12
2. Ecuacion de efecto de profundidad superficial	13
3. Grafica profundidad vs frecuencia para diferentes materiales	13
4. Primera Ley de Joule	14
5. Modelo real de inductor	15
6. Modelo real de inductor	16
7. Diagrama etapas típicas de convertidor para calentador por inducción	18
8. Topología típica de medio puente resonante	19
9. Modelo convertidor cuasi-resonante	19
10. Modelo carga inductiva	22
11. Circuito equivalente de transformador	22
12. Potencia normalizada vs frecuencia de switcheo normalizada	23
13. Convertidor medio-puente propuesto	26
14. Corriente senoidal que atraviesa la carga L_r y R_l	26
15. Convertidor con acople transformador simulando carga	27
16. Corriente que pasa por el transformador L_1 que genera campo electromagnetico	27
17. Voltaje en capacitor C_3	27
18. Potencia que llega a la carga (recipiente de coccion)	27
19. Circuito de prueba para driver, Convertidor Buck	28
20. Conmutacion en Mosfet 1 (en rojo)	28
21. Conmutacion en Mosfet 2 (en rojo)	29
22. Salida capacitor a 50 % de ciclo de trabajo	29
23. Salida capacitor a 10 % de ciclo de trabajo	30
24. Salida capacitor a 90 % de ciclo de trabajo	30
25. Salida capacitor y conmutación de Mosfets a 50 % de ciclo de trabajo	30
26. Salida capacitor y conmutación de Mosfets a 50 % de ciclo de trabajo con carga en el inductor de trabajo	31
27. Fuente dual implementada	32
28. Salida de capacitores de filtro, conversión AC a DC 3 Amp	33
29. Fuente de 12VDC a 3 Amp y 4.99VDC 1.5 Amp	33
30. Fuente dual +/- 5VDC 1.5 Amp	34

31. Configuración del sistema a analizar	35
32. Diagrama de tiempos de estados del sistema	36
33. Matriz de estados Modo 1	36
34. Matriz de estados Modo 2	36
35. Matriz de estados Modo 3	37
36. Matriz de estados Modo 4	37
37. Diagrama de lazo de control	40
38. Respuesta al escalon del sistema con el controlador diseñado	41
39. Parámetros y constantes del controlador diseñado	41
40. Circuito propuesto para generar onda senoidal	42
41. Onda senoidal generada en simulación	42
42. Circuito propuesto para acondicionar señal de sensor de corriente	43
43. Verde: señal producida por sensor, azul: señal acondicionada	43
44. Entorno de simulación para código de microcontrolador	45
45. Implementación en código de PID diseñado	45
46. Corriente a 10 % del ciclo de trabajo controlado sin carga	46
47. Corriente a 50 % del ciclo de trabajo controlado sin carga	46
48. Corriente a 20 % del ciclo de trabajo controlado con carga	47
49. Corriente a 50 % del ciclo de trabajo controlado con carga	47
50. Representación de potencia por barra de leds	48
51. Código en Matlab para generación de control PID	55
52. Implementación PWM en tiva C parte 1	56
53. Implementación PWM en tiva C parte 2	56
54. Declaración de variables	57
55. Implementación de algoritmo controlador PID	57
56. Main de proyecto parte 1	57
57. Main de proyecto parte 2	58

Lista de cuadros

1. Comparación de topologías	20
2. Parámetros de circuito	25
3. Fuente	32
4. Reguladores	33
5. Microcontrolador	43

Este trabajo de investigación y diseño, está compuesto por cinco fases (Investigativa, Análisis, Diseño, Implementación y Recomendaciones). Las cuales describen en totalidad y con detalle, el proceso para diseño e implementación del control y del sistema de un calentador inductivo de baja potencia.

El objetivo del trabajo yace en el desarrollo de una propuesta de diseño, para sentar las bases para una estufa de alta potencia y alta eficiencia, desarrollando primero una estufa de alta eficiencia y baja potencia. Por lo cual la distribución del trabajo mencionada anteriormente, busca ilustrar el proceso que se llevó a cabo para el desarrollo de esta propuesta.

De la fase de investigación, fue obtenida la información necesaria para comprender el funcionamiento de esta tecnología y las diferentes topologías existentes. Y seguido se hace una breve investigación relacionada a topologías más eficientes y las ecuaciones que rigen dichas topologías. Se define una topología a seguir según la a accesibilidad de componentes y parámetros de diseño siendo esta el convertidor resonante de medio puente. A la vez se investiga sobre los tipos de sistemas de control aplicados a estos modelos.

Ya establecido un diseño preliminar se realizan las simulaciones necesarias y una vez cumplidos los requisitos se procede a la selección de componentes del diseño. Se utilizan Mosfets IR520, como driver de Mosfet se utiliza TPS2836, un dirver síncrono con control de tiempo muerto de Texas Instruments, y un sensor de corriente ACS724 de 20 Amperios dual.

Se logra implementar un prototipo funcional, fiel a la simulación. Este logra realizar el acople a una carga a la bobina de trabajo y proporciona hasta un máximo de 8.3W. Se realiza el modelado matemático del sistema, se diseña un controlador PID para dicho sistema y se implementa de forma digital en un PIC PIC18F45K22. Se muestra todo el proceso de diseño y las simulaciones de la ley de Control.

A la vez se realiza el diseño de una fuente de alimentación para todo el sistema de potencia y el acondicionamiento de señales para el control. Se muestran los resultados del funcionamiento de todo el sistema siendo alimentado por esta fuente diseñada.

En el apartado final del documento están presentadas las recomendaciones respectivas.

This research and design work is composed of five phases (Investigative, Analysis, Design, Implementation and Recommendations). Which fully and in detail describe the process for designing and implementing the control and system of a low power inductive heater.

The objective of the work lies in the development of a design proposal to lay the foundations for a high and low power stove, first developing a high efficiency and low power stove. Therefore, the distribution of the work mentioned above, seeks to illustrate the process that was carried out for the development of this proposal.

From the investigation phase, the necessary information was obtained to understand the operation of this technology and the different existing topologies, and a brief investigation related to more efficient topologies and the equations that govern these topologies is followed. A topology is defined to follow based on accessibility of components and design parameters. At the same time, the types of control systems applied to these models are investigated.

Once the solution has been defined, components such as Mosfets, Drivers, capacitors and inductors were selected based on the design. Already with a first design simulated tests were carried out to verify the behavior of the system and at the same time define some change.

To conclude, a prototype that was faithful to the simulation was implemented and the necessary control tests were performed. The respective recommendations of the investigation are presented in the final section of the document.

Dentro de las nuevas tecnologías emergentes se encuentran las aplicaciones de campos inductivos, que se utilizan en la industria como método de forja, soldadura o corte. Estas tecnologías también tienen aplicaciones domésticas como las estufas inductivas. Una estufa inductiva es una fuente de energía (calor) que utiliza el principio de transformadores para convertir corriente alterna de alta frecuencia a través de un embobinado a una alta corriente para ser transmitido a un objeto metálico. [1] Ya que el calor no se transmite a través de un medio como el aire, sino que se transmite la potencia a través de ondas, esta estufa es ultra-eficiente.

Se desea diseñar una estufa de alta eficiencia y potencia de bajo costo. Este es un proyecto a futuro y se desea iniciar con la selección de topología a usar para posteriormente implementar la estufa inductiva. El circuito propuesto cuenta con un módulo convertidor de voltaje, una ley de control y un circuito de potencia. Por lo que se propone la construcción de un circuito de alta eficiencia y baja potencia como módulo inicial.

La comparación y selección de diferentes topologías para el circuito de potencia, el diseño de lazo de control, el diseño e implementación del circuito convertidor y de potencia y la construcción de un prototipo constituye la base de esta tesis.

Este proyecto se centrará en el uso de energía eléctrica para cocinar. Hay dos formas comunes para que funcionen las estufas eléctricas. El primer método es conducir la corriente a través de un elemento resistivo. Esto produce un calentamiento óhmico y la energía térmica se transfiere a la olla o sartén a través de la conducción térmica. Esto se consideró inviable debido a la baja eficiencia, ya que solo el 60 de la energía consumida puede usarse para calentar la olla que contiene el alimento o el agua [2]. El segundo método, que examinaremos más completamente como el enfoque de esta propuesta, es el uso de la inducción para calentar la olla directamente. En una estufa de inducción, la estufa produce un campo magnético fuerte y variable en el tiempo. Si la olla, hecha de un material conductor apropiado, se coloca en el campo, las corrientes fluyen en la olla para generar un campo magnético para oponerse al campo de excitación de acuerdo con las ecuaciones de Maxwell. Estas corrientes inducidas en la olla, llamadas corrientes de Foucault, crean un calentamiento óhmico directamente en la propia olla cita [3]. Por lo tanto, la única energía perdida es la requerida para conducir los circuitos que controlan el campo magnético de la estufa. Usando calentamiento por inducción, se pueden lograr eficiencias de hasta 90 o mas [2].

Las estufas de inducción, y el fenómeno de la inducción en general, se han estudiado ampliamente. Una cantidad significativa de literatura científica explora el fenómeno de las corrientes de Foucault [3].

Los usos prácticos incluyen: probadores de corrientes de Foucault, que utilizan la inducción y la magnitud de las corrientes de Foucault para buscar grietas en los marcos de cohetes, aeronaves y otros estructuras de rendimiento. El frenado por corriente de corriente se usa en el riel mag-lev de alta velocidad y en algunos ascensores electrónicos. El calentamiento por inducción, ya sea para fundir o tratar térmicamente el metal, se usa ampliamente en aplicaciones industriales. También hay una gran cantidad de trabajo de la academia y la industria. Hay una serie de artículos que analizan las estufas de inducción con convertidor casi resonante, así como las estufas de inducción totalmente resonantes. Este es un campo muy maduro, con una serie de diseños de vanguardia presentados cada año desde la academia. La literatura de la industria es diversa, incluidas hojas de datos para circuitos integrados

de aplicación específica (ASIC) específicos para estufas de inducción, notas de aplicación que describen el calentamiento por inducción y diseños de referencia para estufas. Estas publicaciones regularmente alcanzan eficiencias de más del 90 [2]. Sin embargo, las eficiencias típicas en la industria se encuentran en el rango de 70-80 [4].

La realización de esta investigación es de suma importancia. Al poder comparar diferentes topologías, y analizar lugares de oportunidad para mejorar eficiencia esto nos permite reducir los costos de construcción. El objetivo de la implementación es poder llegar en un futuro a sustituir las estufas con chimenea que funcionan a base de leña. Ya que estas son dañinas para la salud. Siendo Guatemala uno de los países que más utilizan este tipo de forma de cocción, una alternativa más eficiente de la clásica estufa eléctrica puede convertir en accesible esta tecnología para muchos hogares.

El circuito propuesto es el primer paso para determinar la factibilidad del proyecto como tal. Permite conocer las topologías más eficientes y de menos costo. El fin del proyecto es comprobar el funcionamiento de estos dispositivos y expandir sus capacidades e investigar sobre áreas de oportunidad para mejorarlos, ya sea en eficiencia o en costo.

Me motiva este proyecto ya que tiene de trasfondo un gran impacto social. De llegarse a continuar el proyecto puede beneficiar a muchas familias. Además, es una aplicación real de mi carrera (Ingeniería Mecatrónica). Esta máquina requiere la implementación e integración de las áreas más avanzadas de mi carrera, Sistemas de Control, Electromagnetismo, Electrónica de potencia y diseño mecánico.

4.1. Objetivo general

Diseñar y construir circuito y ley de control que pueda proporcionar potencia a un sistema no mayor de 5 W de forma eficiente; que pueda ser utilizada para implementar posteriormente un estufa de inducción óptima.

4.2. Objetivos específicos

- Investigar sobre diseños actuales y seleccionar una topología que permita alcanzar la mayor eficiencia posible. (teórica).
- Diseñar un circuito electrónico que permita alimentar el circuito de potencia, convirtiendo la energía desde corriente alterna.
- Determinar si la topología del circuito de potencia requiere modificaciones y en caso afirmativo implementarlas.
- Diseñar un sistema de control que permita administrar la energía al sistema sin afectar de forma negativa la eficiencia del sistema.
- Construcción de un prototipo funcional que cumpla con los requerimientos .

Esta, siendo la primera fase de esta línea de investigación, busca verificar conceptos y materializar resultados preliminares.

Se busca poder seleccionar una topología que sea eficiente y que sea lo suficientemente versátil para poder implementarse para poder confirmar el funcionamiento y la teoría sin incurrir en los gastos de construir un circuito de alta potencia.

Se busca construir el circuito propuesto y demostrar su funcionalidad. Adicionalmente de documentar el proceso de diseño y selección de componentes para dicha propuesta.

Se desea controlar dicho circuito para que pueda ser utilizado por usuarios como dispositivo de cocción en fases posteriores. Por lo que se busca realizar el diseño de una ley de control clásica para estabilizar el sistema y controlar así la potencia.

Se necesita documentar el proceso de diseño del controlador y la implementación del mismo. Así como demostrar que se ha alcanzado una potencia de 5W de forma controlada.

La tecnología de calentamiento por inducción es hoy en día la tecnología de calefacción elegida en muchas aplicaciones industriales, domésticas y médicas debido a sus ventajas en cuanto a eficiencia, calentamiento rápido, seguridad, limpieza y control preciso. Los avances en tecnologías clave, es decir, la electrónica de potencia, las técnicas de control y el diseño de componentes magnéticos, han permitido el desarrollo de sistemas altamente confiables y rentables, haciendo que esta tecnología esté fácilmente disponible y sea propagada.

El calentamiento inductivo se basa en el suministro de energía mediante inducción electromagnética. Una bobina, adecuadamente dimensionada, colocada cerca de la parte de metal a calentar, conduciendo corriente alterna de frecuencia alto o media, induce en las corrientes de la pieza de trabajo (corrientes de Foucault) cuya intensidad puede ser controlada y modulada. El calentamiento se produce sin contacto físico, implica solo las piezas metálicas a tratar y se caracteriza por una transferencia de alta eficiencia sin pérdida de calor. [5]

La profundidad de penetración de las corrientes generadas es directamente correlacionada con la frecuencia de trabajo del generador utilizado. Mientras más alto es, mucho más inducido. Las corrientes se concentran en la superficie. En este caso, la homogeneidad de calentamiento en una masa, se puede obtener debido al principio de conducción térmica que permite el calentamiento se pueda trasladar en profundidad. [6]

El fenómeno de la inducción electromagnética es por lo tanto, basado en tres principios físicos, aquí explicado:

- 1) Transferencia de energía del inductor a la pieza a calentar, mediante Campos Electromagnéticos.
- 2) Transformación de la energía eléctrica en calor debido a. Efecto Joule.
- 3) Transmisión del calor dentro de la masa mediante conducción térmica.

6.1. Transferencia de energía del inductor por campos electromagnéticos

6.1.1. Corrientes de Foucault

Las corrientes de Foucault son el mecanismo principal por el cual se produce calentamiento en las estufas de inducción. Los campos magnéticos variables en el tiempo inducen corrientes en el recipiente proporcional a la intensidad del campo magnético. [5] Estas corrientes sufren pérdidas óhmicas debido a la resistividad de la olla. Por lo tanto, la pérdida es una función tanto de la resistividad del recipiente como de la configuración de la bobina y de la corriente. La combinación de recipiente / bobina se puede modelar como un transformador como en la Figura [1]. La inductancia de la bobina es entonces la inductancia de magnetización, y la pérdida de la corriente de Foucault puede modelarse como una resistencia Z_L en el secundario. Sin embargo, la relación de giros y la resistencia efectiva son funciones no lineales de la olla física, su contenido, la frecuencia de resonancia y el acoplamiento del campo magnético entre la bobina y la olla.

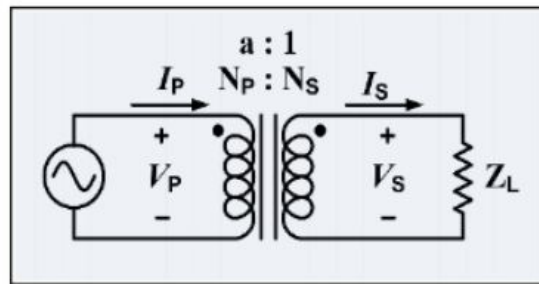


Figura 1: Modelo de inductor y olla como transformador

Los imanes tiran los electrones distribuidos de otra manera al azar en una dirección consistente. El campo magnético coloca los electrones de la bandeja en movimientos organizados conocidos como corrientes de Foucault. Las corrientes generan calor en las paredes de la sartén.

6.2. Transformación energía eléctrica a térmica

6.2.1. Pérdida por histéresis

Existe un mecanismo adicional de pérdida (calentamiento) en los materiales ferromagnéticos denominado pérdida por histéresis. Esta pérdida se puede considerar como la energía necesaria para voltear los dipolos magnéticos en el material ferromagnético y contribuye con un porcentaje significativo, pero no abrumador. Calor generado en una estufa de inducción [3].

El calentamiento debido a la corriente de Foucault se produce a partir de las pérdidas de efecto Joule causadas por la resistividad del material de la pieza de trabajo, mientras

que la energía de histéresis se produce dentro de una parte por el campo magnético alterno generado por la bobina que modifica la polaridad magnética de la pieza de trabajo. La histéresis es importante para la cocción por inducción, ya que es la fuente dominante de calentamiento. La fricción y el calor intermoleculares producidos por el IGBT resultan de un proceso llamado histéresis. Tanto la histéresis como las corrientes de Foucault generan calor en los utensilios de cocina.

6.2.2. Efecto superficial

El efecto superficial se refiere a la tendencia de las corrientes de alta frecuencia a fluir en la superficie de los conductores. La densidad de corriente disminuye exponencialmente con la distancia desde la superficie del conductor. La profundidad de la piel es la distancia desde la superficie a la que la corriente ha seguido hasta e^{-1} de la corriente total. La ecuación que gobierna la profundidad de la piel se muestra en la Figura 2. En el calentamiento por inducción, el efecto de la piel produce un resultado favorable para calentar una olla. A medida que aumenta la frecuencia, la resistencia efectiva del recipiente aumenta con la raíz cuadrada de la frecuencia. También se debe tener en cuenta que la profundidad de la piel es mucho mayor en materiales no magnéticos (es decir, materiales con menor permeabilidad magnética relativa) y, por lo tanto, los materiales no magnéticos no son adecuados para el calentamiento por inducción. La Figura 3 muestra la profundidad de la piel de varios materiales frente a la frecuencia.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_r\mu_0}}$$

Figura 2: Ecuacion de efecto de profundidad superficial

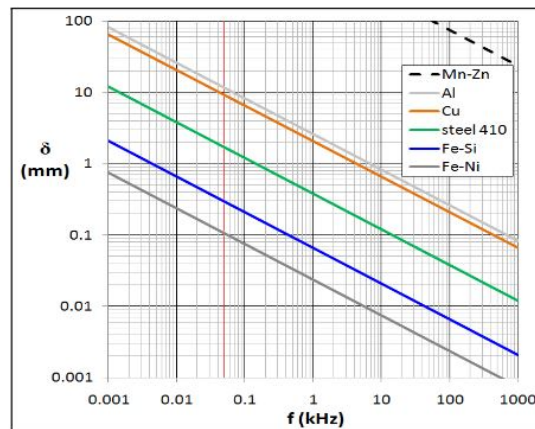


Figura 3: Grafica profundidad vs frecuencia para diferentes materiales

La profundidad de la piel se debe a que la corriente de Foucault en circulación cancela el flujo de corriente en el centro de un conductor y lo refuerza en la piel. En presencia de una corriente alterna, debido al efecto de la piel, aumenta la resistencia equivalente.

6.3. Conducción térmica

6.3.1. Transferencia de calor

Los fenómenos mencionados conducen a la generación de corrientes no deseadas en el conductor colocado cerca. Esta corriente inducida en el conductor genera calor. La cantidad de calor generado en el conductor sigue la ley de calentamiento Joule, también conocida como calentamiento óhmico, que es el proceso por el cual el paso de una corriente eléctrica a través de un conductor se disipa como energía y libera calor. Este efecto también se conoce como la primera ley de Joule

$$\dot{Q} = P = R \cdot I^2 = v \cdot I$$

Figura 4: Primera Ley de Joule

Donde \dot{Q} [W] y P [W] representan la potencia convertida de energía eléctrica a energía térmica, I [A] es la corriente que atraviesa el conductor (en este caso la corriente de Foucault), v [V] es la caída de tensión en el elemento (en este caso es el EMF) y R [Ohms] es la resistencia equivalente del conductor (en el caso del calentamiento por inducción es la resistencia de la capa inferior de la olla. Siguiendo la Ecuación 4, la cantidad de calor liberado es proporcional al cuadrado de la corriente. La tecnología de calefacción (uno de los principios de la tecnología de calentamiento por inducción) tiene un coeficiente de rendimiento de 1.0, lo que significa que cada vatio de potencia eléctrica se convierte en 1 vatio de calor. En comparación, una bomba de calor puede tener un coeficiente de más de 1.0 ya que también absorbe energía de calefacción adicional del ambiente, moviendo esta energía térmica a donde se necesita.

6.3.2. Calentamiento por inducción

La corriente alterna que fluye a través de una bobina genera un campo magnético. La intensidad del campo varía en relación con la intensidad de la corriente que pasa a través de la bobina. El campo se concentra en el área encerrada por la bobina; mientras que su magnitud depende de la fuerza de la corriente y del número de vueltas en la bobina. Las corrientes de Foucault se inducen en cualquier objeto eléctricamente conductor, como una barra de metal, por ejemplo, colocados dentro de la bobina. El fenómeno de la resistencia genera calor en el área donde fluyen las corrientes de Foucault. Aumentar la fuerza del campo magnético aumenta el efecto de calentamiento. Sin embargo, el efecto de calentamiento total también está influenciado por las propiedades magnéticas del objeto y la distancia entre este y la bobina. Las corrientes de Foucault crean su propio campo magnético que se opone al campo original producido por la bobina. Esta oposición evita que el campo original penetre inmediatamente en el centro del objeto encerrado por la bobina. 7 Las corrientes de Foucault son más activas cerca de la superficie del objeto que se está calentando, pero se debilitan considerablemente en la fuerza hacia el centro. La distancia desde la superficie del objeto calentado hasta la profundidad donde la densidad de la corriente cae al 37 es la profundidad de penetración. Esta profundidad aumenta en correlación a disminuciones en frecuencia. Por lo tanto, es esencial seleccionar la frecuencia correcta para lograr la profundidad de

penetración deseada.

La profundidad de penetración de las corrientes generadas se correlaciona directamente con la frecuencia de trabajo del generador utilizado; Cuanto más alto es, mucho más se concentran las corrientes inducidas en la superficie. En este caso, la homogeneidad del calentamiento en una masa relevante, puede obtenerse debido al principio de conducción térmica que permite transferir el calentamiento en profundidad.

Cuando la bobina del secundario se gira solo una vez y está cortocircuitada, existe una pérdida de calor considerable debido al aumento de la corriente de carga (corriente secundaria). Esto se demuestra en la Figura 5. En estas figuras, el inductivo del primario tiene muchas vueltas, mientras que el secundario se gira solo una vez y está en cortocircuito. La bobina de calentamiento inductivo y la carga están aisladas entre sí por una pequeña abertura. Debido a que el propósito principal del calentamiento por inducción es maximizar la energía térmica generada en el secundario, la apertura de la bobina de calentamiento inductivo está diseñada para ser lo más pequeña posible. y el secundario está hecho con una sustancia que presenta baja resistencia y alta permeabilidad. Los metales no ferrosos socavan la eficiencia energética debido a sus propiedades de alta resistencia y baja permeabilidad 8

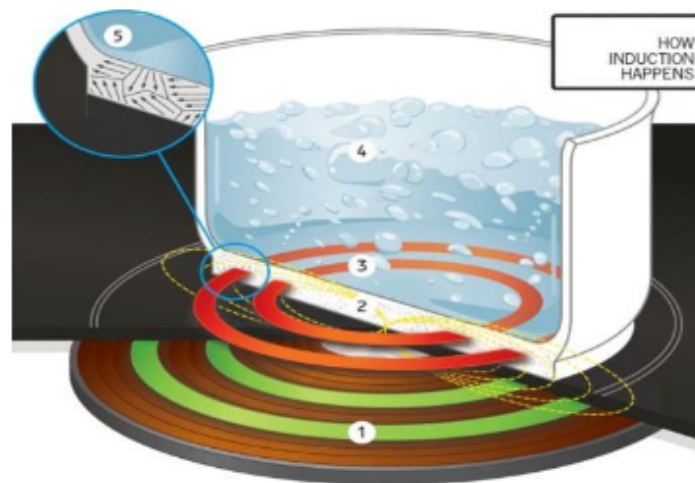


Figura 5: Modelo real de inductor

6.4. Tipos de switcheo

En la electrónica de potencia es común que los convertidores de potencia PWM convencionales funcionen en modo conmutado. Convencionalmente, los interruptores cambian de alta corriente a alto voltaje como se muestra en la Figura 6 en el llamado modo de conmutación dura. El nombre "cambio duro" se refiere al comportamiento de cambio estresante de los dispositivos electrónicos de potencia. Durante los procesos de encendido y apagado, el dispositivo de potencia debe soportar alto voltaje y corriente simultáneamente, lo que resulta en altas pérdidas de conmutación de potencia y estrés. En estos circuitos, generalmente se agregan amortiguadores para reducir los transitorios de voltaje en los dispositivos de potencia y la pérdida de conmutación en los dispositivos de potencia. Las pérdidas de

potencia de conmutación son proporcionales a la frecuencia de conmutación, lo que limita la frecuencia de conmutación máxima de los convertidores de potencia.

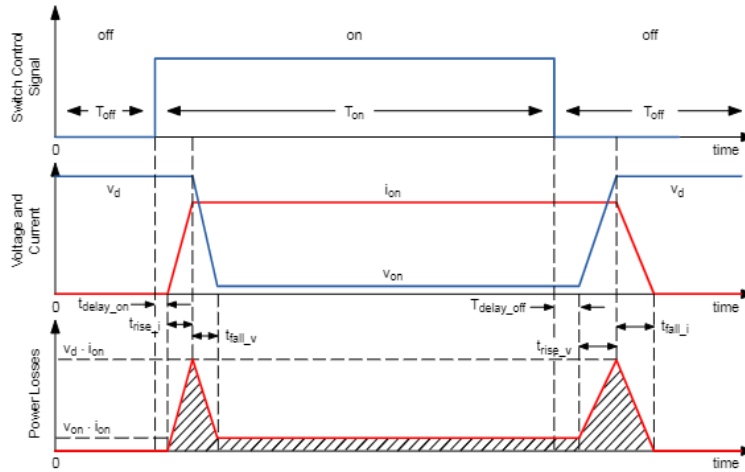


Figura 6: Modelo real de inductor

El aumento de la frecuencia de conmutación permite utilizar inductores y condensadores más pequeños y menos costosos en el convertidor. Esta ganancia en tamaños de componentes más pequeños debe ser compensada por el aumento de las pérdidas de conmutación del interruptor de alimentación. Con el fin de aumentar la frecuencia y obtener las ventajas de la operación en esas frecuencias, se ha introducido el convertidor resonante. Los convertidores de resonancia incorporan tanques de resonancia en los convertidores para crear formas de onda de voltaje y / o corriente oscilatorias (generalmente sinusoidales) para que se puedan crear condiciones de conmutación de voltaje cero (ZVS) o conmutación de corriente cero (ZCS) para los interruptores de alimentación. Esto conduce a una reducción de las pérdidas de potencia de conmutación que permite una mayor frecuencia de conmutación de trabajo de los convertidores resonantes. La principal ventaja de los convertidores resonantes es que pueden trabajar en un rango de frecuencia de conmutación muy alto con pérdidas de potencia muy bajas. [9]

Se pueden usar varias técnicas de control, como conmutaciones de corriente cero (ZCS) o conmutación de voltaje cero (ZVS), para reducir la pérdida de potencia en los convertidores resonantes. Los amortiguadores pasivos disipativos generalmente se agregan al circuito de alimentación para que se puedan reducir los picos de dv / dt y de voltaje en los dispositivos de alimentación. La reducción de las pérdidas de conmutación y la mejora continua de los conmutadores de potencia permiten que la frecuencia de conmutación de los convertidores resonantes se acerque a 100 kHz para los conmutadores IGBT. En consecuencia, el tamaño de los componentes magnéticos y capacitivos se puede reducir y la densidad de potencia de los convertidores aumenta.

Sistema de potencia

El calentamiento por inducción es el proceso de calentamiento de un metal por inducción electromagnética. La inducción electromagnética genera corrientes de Foucault dentro del metal y su resistencia conduce al calentamiento de Joule y también genera pérdidas debido a la histéresis del material magnético en la bandeja [1]. Una cocina de inducción consiste en una bobina de cobre (generalmente), a través de la cual se pasa una corriente alterna de alta frecuencia (CA). La frecuencia de la CA utilizada se basa en la frecuencia de conmutación máxima del conmutador, que suele ser un IGBT. Las frecuencias de conmutación más altas pueden reducir la inductancia de la bobina y el tamaño del condensador resonante, lo que permite un ahorro de costos de la unidad. El calentamiento por inducción se basa en leyes electromagnéticas. El sistema general puede aproximarse mediante un transformador eléctrico, donde el primario es la bobina de cobre en la cocina de inducción y el secundario la capa inferior de la olla. El calor generado se debe a la carga de la resistencia equivalente de las pérdidas en la bandeja, que es la alegoría del transformador, sería una resistencia de carga en el devanado secundario.

Este concepto se puede simplificar de la siguiente manera: Primero, convierta la corriente de CA que proviene de la fuente de alimentación a CC utilizando un rectificador. Luego, conecte esta corriente de CC a un circuito de conmutación de alta frecuencia para administrar la corriente de alta frecuencia a la bobina de calentamiento. De acuerdo con la Ley de Ampere, se crea un campo magnético de alta frecuencia alrededor de la bobina calentada. Si es un objeto conductor, por ej. El contenedor de una arrocera se coloca dentro del campo magnético, el voltaje inducido y una corriente de Foucault se crean en la profundidad de la piel del contenedor como resultado del efecto skin y la Ley de Faraday. Esto genera energía térmica en la superficie del contenedor. La comida se cocina utilizando esta energía térmica.

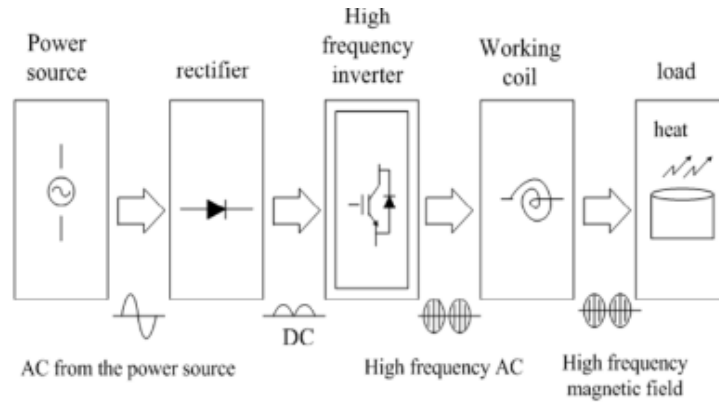


Figura 7: Diagrama etapas típicas de convertidor para calentador por inducción

7.1. Selección de topología

Existen varias topologías de convertidores para producir de manera eficiente el campo magnético variable en el tiempo necesario para el calentamiento por inducción. Dos topologías son de particular interés en el campo de la inducción: convertidores resonantes en serie y convertidores cuasi-resonantes en serie. Estas topologías son de interés porque, según el mejor conocimiento del autor, toda la literatura de industria sobre cocción por inducción existente examina una de estas dos topologías.

7.1.1. Convertidor de resonancia en serie

El convertidor de resonancia en serie consta de un tanque de resonancia en serie. Este tanque es alimentado por un puente alimentado por voltaje, que conmuta a la frecuencia de resonancia del tanque. Al conducir el tanque a su frecuencia de resonancia, se inducen grandes corrientes de resonancia, que a su vez son responsables de calentar los utensilios de cocina. El puente de conducción puede ser un medio puente como se ve en la Figura 8 con dos dispositivos de potencia o un puente completo con cuatro dispositivos.

Dentro de las mayores ventajas de esta topología están que la tensión a través de los semiconductores está sujeta. Aunque se necesitan dos interruptores, se requiere al menos la mitad de la capacidad de bloqueo de voltaje. Adicionalmente la conmutación se realiza a una relación de trabajo del 50 y, por lo tanto, no se necesita retroalimentación. Otra de las principales ventajas del inversor de medio puente es la baja tensión en los conmutadores que es igual a la tensión de alimentación. Por lo tanto, en comparación con otras topologías para aplicaciones de calentamiento por inducción, es adecuado para aplicaciones de alto voltaje

El inversor Resonante de medio puente está controlado por frecuencia. La frecuencia de conmutación es fija para un nivel de potencia dado y las dos señales de la puerta de control (para el IGBT de lado alto y el lado bajo) se desplazan 180° con un ciclo de trabajo del 50 (aunque se debe tener en cuenta que debe haber un intervalo de tiempo muerto entre las dos señales para evitar la conducción cruzada)

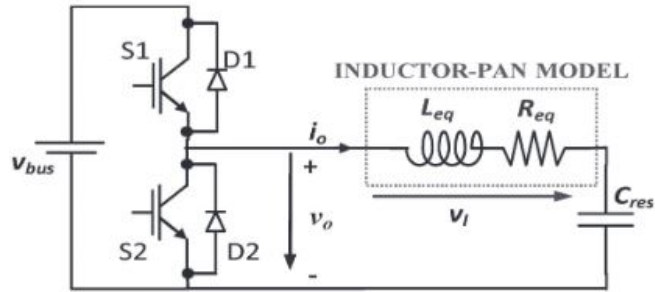


Figura 8: Topología típica de medio puente resonante

7.1.2. Convertidor cuasi-resonante en serie

El convertidor cuasi-resonante en serie también usa un tanque resonante, pero solo un dispositivo potencia. El dispositivo está encendido y el tanque puede resonar durante medio ciclo. En el cruce por cero, el dispositivo se apaga. Este método alternativo también garantiza una conmutación suave, pero el controlador ahora debe pulsar el dispositivo de alimentación para lograr el calentamiento. Se muestra una implementación típica en la Figura 9

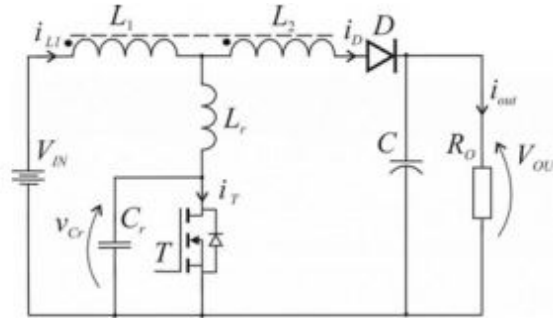


Figura 9: Modelo convertidor cuasi-resonante

Para el inversor Quasi-Resonant está controlado por TON. El tiempo de encendido (TON) se fija para un cierto nivel de potencia y el tiempo de apagado (TOFF) está determinado por el tanque resonante ($L_{rand} C_r$), lo cual puede dificultar el control. Dichos convertidores son muy atractivos para los aparatos domésticos, ya que solo requieren un interruptor, generalmente un IGBT, y un solo adaptador de resonancia. Los convertidores cuasi-resonantes se pueden considerar como un buen compromiso entre el costo y la eficiencia de conversión de energía. Un inconveniente de esta familia de convertidores es el rango de regulación limitado, que se define comúnmente como la relación entre nivel de potencia máximo (limitado por el voltaje máximo admitido a través del interruptor) y la potencia mínima configurable (limitado por la pérdida de la condición de conmutación de cero voltaje ZVS o modo de conmutación suave). Si bien es deseable operar en el modo ZVS, los calentadores IH normalmente operaran a niveles de potencia en los cuales el voltaje resonante no llega a cero. En niveles de potencia inferiores a este, la modulación de potencia general se modula en ancho de pulso a una frecuencia muy baja para limitar las pérdidas. En este modo de operación de baja potencia, la unidad puede operar en el nivel de baja potencia durante 1 segundo y luego apagarse durante 1 segundo. Esto es mucho más corto que el contraste

térmico de la sartén y su contenido, y no tiene ningún efecto negativo en la operación de cocción; sin embargo, ayuda a maximizar la eficiencia de la etapa de potencia y limita el aumento de temperatura del interruptor IGBT. [10]

7.1.3. Comparación en convertidores

Según lo anterior podemos resumir las ventajas y desventajas de cada topología en la Tabla 1. Una de las ventajas definitivas del Convertidor de medio puente es que aunque se necesitan dos semiconductores, no se necesita que soportan un alto voltaje en inversa pues, soportan al menos la mitad del voltaje de alimentación. De las desventajas del Cuasi resonante más notorias esta su difícil control, pues es necesario mantener alternando la fuente de alimentación, para asegurar el modo ZVS a baja potencia como es el caso de esta tesis. Por lo anterior se selecciona la topología Resonante en serie medio puente.

Tipo de convertidor	Resonante en serie medio puente	Cuasi-resonante en serie
Ventajas	-Se requiere al menos la mitad de la capacidad de bloqueo de voltaje. -Tensión en los conmutadores es voltaje de alimentación. -Buena relación eficiencia-costo (1 hornilla)	-1 Switch - Buena relación eficiencia-costo (4 hornillas)
Desventajas	-2 Switches -Es necesario un tiempo muerto entre los switches	- El dispositivo de control debe switchear la alimentación. -Rango de regulación limitado.

Cuadro 1: Se muestran ventajas y desventajas de los dos convertidores..

7.2. Diseño de convertidor

7.2.1. Especificaciones de diseño

Habiendo seleccionado la topología, ahora es necesario seleccionar las especificaciones de diseño. Por lo tanto estas son características deseadas para el convertidor:

- Sin componentes reactivos distintos de la bobina de calentamiento.
- Grados de libertad adecuados para obtener el rango de potencia deseado para un rango de frecuencia práctico
- Relación de trabajo del 50% simplificando los circuitos de control y apertura.
- Interruptor de corriente cero (ZCS) y / o interruptor de voltaje cero
- El uso de una fuente de voltaje no controlada
- Factor de potencia cercano a la unidad

Existen dos estrategias de conmutación posibles para que este convertidor obtenga el

control de potencia deseado sin variar la tensión de entrada; la conmutación de carga y la conmutación forzada.

Conmutación de carga

La potencia se reduce al disminuir la frecuencia de conmutación (f_s) por debajo de la frecuencia de resonancia amortiguada (f_r), lo que da las siguientes ventajas y desventajas:

- + Sin pérdida de apagado para los interruptores y sin pérdida de encendido para los diodos antiparalelos.

- Pérdida de encendido para los interruptores y pérdida de apagado y corriente de recuperación inversa para los diodos antiparalelo.

- La potencia máxima se obtiene en el límite superior de la frecuencia de conmutación

Conmutación forzada

La potencia se reduce al aumentar f_s por encima de f_r , dando las siguientes ventajas y desventajas:

- + Sin pérdida de encendido para los interruptores y sin pérdida de apagado o corriente de recuperación inversa para los diodos antiparalelos.

- + La potencia máxima se obtiene en el límite inferior de la frecuencia de conmutación.

- Pérdida de apagado para los interruptores y pérdida de energía para los diodos antiparalelos.

El convertidor conmutado forzado se eligió debido a la eliminación de la corriente de recuperación inversa de los diodos y la potencia máxima que se obtiene en el punto más bajo del rango de frecuencia de conmutación, generalmente alrededor de 20 kHz.

7.2.2. Parámetros de carga

Se utiliza una bobina de calentamiento plana para la cocción por inducción, como se muestra en la Figura [10](#). Se coloca un aislante térmico entre el recipiente de cocción y el inductor de calentamiento para proteger el inductor del sobrecalentamiento y para soportar el recipiente. Un disco de ferrita se usa a veces para mejorar el acoplamiento, pero también aumenta el costo. El espacio entre el recipiente y la bobina debe ser lo más pequeño posible para el acoplamiento de flujo máximo, pero lo suficientemente grande para un soporte, aislamiento y flujo de aire suficientes.

Esta estructura puede verse como un transformador, donde el recipiente de cocción actúa como un secundario en cortocircuito. El circuito equivalente para un transformador se muestra en la Figura [11](#). Si la inductancia de magnetización (L_M) se desprecia, la bobina de

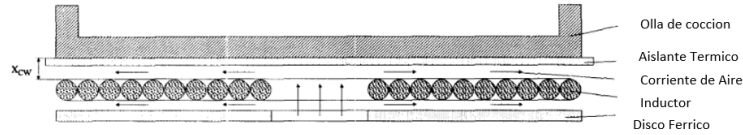


Figura 10: Modelo carga inductiva

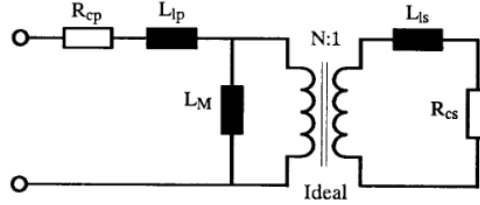


Figura 11: Circuito equivalente de transformador

calentamiento y el recipiente de cocción pueden ser representados mediante una inductancia de serie equivalente (L_r) y resistencia (R_I), dadas por:

$$R_I = R_{cp} + N^2 R_{cs}$$

$$L_r = L_{lp} + N^2 L_{ls}$$

N numero de vueltas del inductor calentador

R_{cp} resistencia del primario (inductor calentador)

R_{cs} resistencia del secundario (recipiente de coccion)

L_{lp} inductancia del primario

L_{ls} inductancia del secundario

Por lo tanto, el recipiente debe estar hecho de un material cuyo producto de resistividad y permeabilidad relativa sea lo suficientemente alto como para producir una eficiencia aceptable. L_r y R_I se muestran como un solo símbolo, porque el voltaje en cada uno de ellos no se puede medir por separado. Debido a que esta tesis no contempla el diseño de inductores este parámetro dependerá del valor medido y aproximado de los inductores anteriormente explicado.

7.2.3. Frecuencia de operación

La frecuencia de operación es uno de los parámetros principales del sistema. Tiene un gran efecto sobre el rendimiento. A medida que aumenta la frecuencia de operación, la profundidad de la piel en la olla disminuye, lo que aumenta la pérdida en la olla o, de manera equivalente, el efecto de calentamiento. Esto significa que una mayor frecuencia de

funcionamiento es altamente deseable. A medida que aumenta la frecuencia, las pérdidas de conmutación en los dispositivos de potencia aumentan, al igual que las pérdidas en la bobina debido al efecto de la piel. Esto puede ser significativo, pero generalmente se ve compensado por las ganancias de eficiencia de operar a frecuencias más altas. La limitación práctica en la frecuencia de conmutación suele ser la frecuencia de conmutación máxima del dispositivo de potencia. Para los IGBT, esto suele ser en decenas de kHz. Para MOSFET, esto puede estar en el rango de MHz.

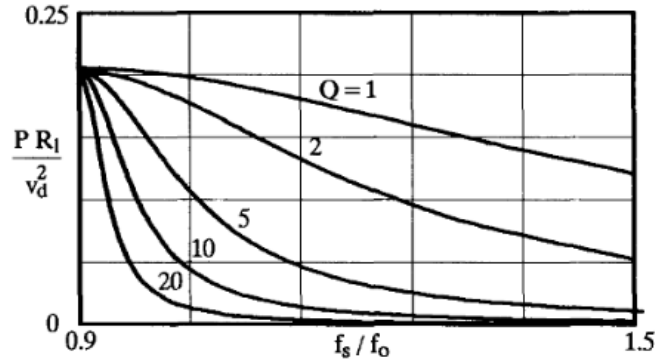


Figura 12: Potencia normalizada vs frecuencia de switcheo normalizada

La Figura 12 muestra la potencia normalizada en función de la frecuencia de switcheo normalizada y representa que la potencia máxima (P_{max}) se obtiene cuando f_s es igual a f_o . ZCS se obtiene cuando f_s , es igual a f_r , donde:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{L_r}}{\sqrt{C_r}} \quad Q = \frac{Z_0}{R_l}$$

$$f_r = f_0 (1 - (2Q)^{-2})^{0.5}$$

f_o y f_r son solo significativamente diferentes a valores bajos de Q . La potencia es el criterio principal y, por lo tanto, f_s (min) se elige para que sea muy cercano a f_o . Según la Figura 12. El número de vueltas en la bobina de calentamiento determinará, por lo tanto, la potencia de salida máxima para una estructura determinada. Por lo tanto, si se elige x_{cw} , f_s (min) y P_{max} ; y se miden L_r y R_l y N , se pueden calcular C_r , f_o y f_r utilizando las ecuaciones anteriores y :

$$0.1215 = \frac{P_{max} R_l}{V_d^2} \quad f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

La Figura 12 también muestra que el rango de frecuencia de conmutación aumenta a medida que el factor de calidad disminuye para un cierto rango de potencia. Por lo tanto, una Q muy baja puede llevar a un rango grande de f_s para un cierto rango de potencia, lo cual es indeseable, pues no nos permite controlar el sistema. El factor de calidad no es constante en función de f_s , pero disminuye a medida que f_s aumenta por encima de f_0 , debido a:

- El aumento en RI causado por el efecto de profundidad.
- El aumento en RI debido a armónicos de orden superior como la forma de onda de la corriente de la bobina de calentamiento se aleja de ser sinusoidal.
- La disminución en L_r causada por un mejor acoplamiento.

7.2.4. Selección de componentes

Condensador resonante

Tanto el V_{pico} como el V_{rms} son importantes. Las capacidades de voltaje rms de un condensador disminuyen significativamente a altas frecuencias debido a la pérdida de potencia dieléctrica y de conducción. Por lo tanto, generalmente se utiliza un material dieléctrico como el polipropileno. 11

7.2.5. IGBT vs. FET

Los diseños tradicionales suelen utilizar IGBT como dispositivos de conmutación. Estos dispositivos tienen la ventaja de ser capaces de tolerar grandes corrientes, altos voltajes y bloquear la conducción inversa. Sin embargo, la frecuencia de operación máxima está limitada al rango de kHz y las pérdidas de conducción son generalmente mayores a voltajes bajos que los FET. Las cocinas de inducción generalmente evitan los voltajes y corrientes (MOSFET) porque no pueden tolerar los voltajes y corrientes extremas presentes en los diseños resonantes en serie. Ofrecen velocidades de conmutación mucho más altas y menor pérdida de conducción a bajas corrientes. Sin embargo, nuestro diseño limita los voltajes a menos de 25V y las corrientes a menos de 4A. Esto está en marcado contraste con los convertidores de resonancia en serie, que pueden requerir que los componentes soporten cientos de voltios y cientos de amperios. Esto nos permite utilizar MOSFET como dispositivos de conmutación, lo que permite frecuencias de conmutación extremadamente altas. Elegimos el IRFP4668 para los 2 dispositivos de conmutación. Estos son MOSFET de canal N de 100 V con 6 mOhm $R_{ds(on)}$ y carga total de la puerta de 170 nC. El uso de todos los dispositivos de canal N agrega algo de complejidad, pero el desempeño superior de los NFET supera las desventajas.

7.2.6. Diodos antiparalelos

La tensión de pico $V_D(p)$ determina la tensión nominal. La I_D de corriente promedio $I(adv)$, la corriente de activación (igual a I_s (desactivada) y f_s indicará la clasificación de corriente, el voltaje de encendido y el tiempo de activación requeridos).

7.2.7. Driver para conmutación de mosfets

El objetivo de este driver es el poder suministrar la suficiente corriente para el tanque LC, pues este driver activara los mosfets de modo que generen la señal que ingresara al tanque. Adicionalmente debe poder proporcionar el tiempo muerto entre la conmutación de los mosfets para no permitir la activación de ambos al mismo tiempo. Pues esto generaría obviamente un corto circuito. Por lo tanto, buscamos en este driver las características que se adecuen a los parámetros de diseño. Se selecciona entonces el Diver TPS 2836, un driver para mosfet para Buck Síncrono. El cual tiene la particular ventaja de tener un control de tiempo muerto adaptativo, además de proporcionar 2.4 Amperios de corriente promedio, lo cual cumple nuestras especificaciones.

7.3. Resultados

7.3.1. Resultados de simulación

Se muestra por tanto a modo de resumen la Tabla 2 En donde se describe los parámetros necesarios para el diseño del convertidor resonante serie de medio puente.

Variable	Método obtenido	Valor
X_{cw}	Consideraciones prácticas	6 mm
$V_d(rms)$	Voltaje fijo	12V
L_{in}	Medido	67.nH
R_{cn}	Medido	2.9m Ohm
f_s	Escogido	25KHz
P_{max}	Escogido	7 W
N	Medido	30 *
L_r	Calculado	78 uH
R_l	Calculado	0.5 Ohm
C_r	Calculado	900 nF
Q	Calculado	2.77

Cuadro 2: Se muestra el metodo y valor de los parámetros del circuito

Se muestra a continuación la implementación simulada del convertidor medio-puente con los parámetros calculados. Se agregaron los capacitores y diodos anti-paralelos, para evitar pérdidas en el apagado de los mosfets. Se utilizó un ciclo de trabajo de 50% como discutido anteriormente como una gran ventaja. En la simulación no se utilizó conmutación suave, pero en la implementación real el driver proporcionará ese tiempo muerto entre los

mosfets. Como se muestra en la Figura 14 se observa la IL en donde se aprecia el correcto funcionamiento correcto de los Mosfets, generando una corriente de forma senoidal que pasa a través de Lr y Rl simulando la carga del inductor calentador.

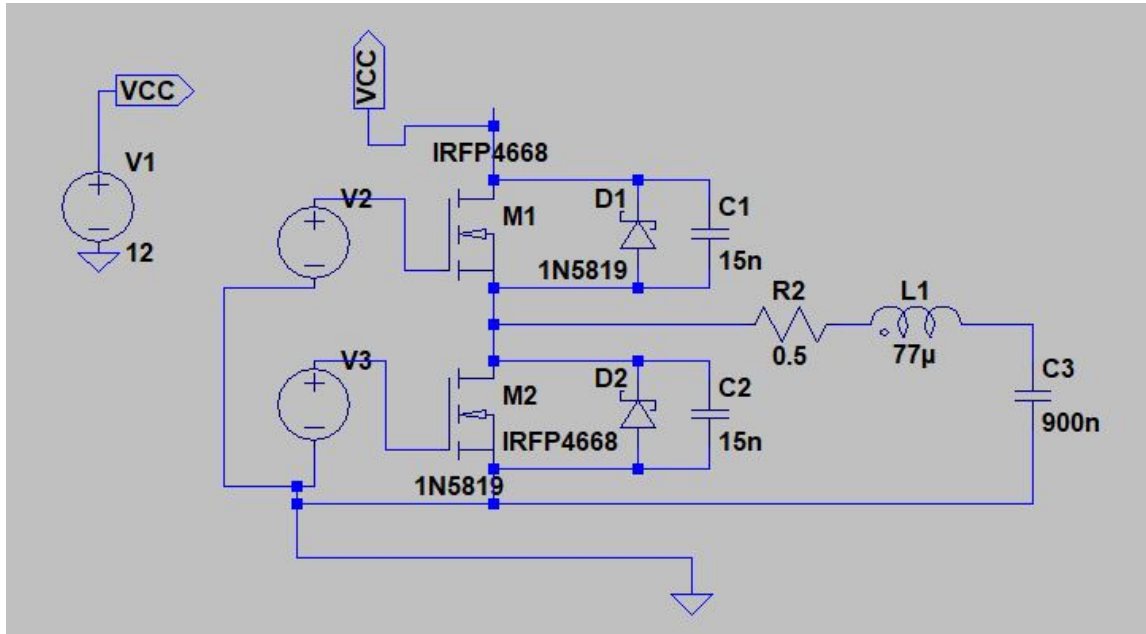


Figura 13: Convertidor medio-puente propuesto

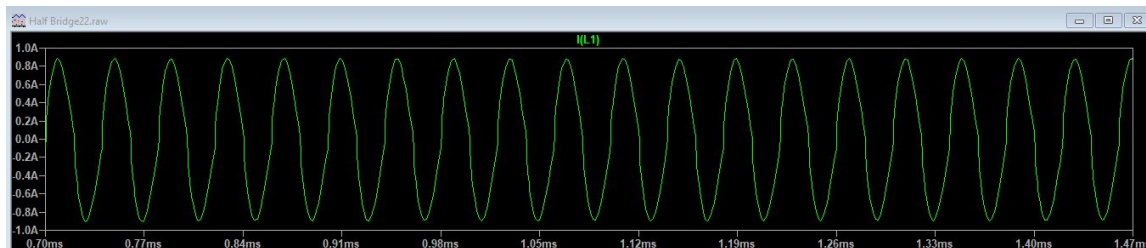


Figura 14: Corriente senoidal que atraviesa la carga Lr y Rl

Se muestra también en la Figura 15 el acople con transformadores simulando la carga del recipiente de cocción. Como explicado anteriormente la carga depende de la frecuencia y el factor Q. En esta simulación se asumieron valores dentro de lo esperado y se grafica la potencia. Se puede observar que la Pmax tiene un valor de 10 W Lo cual cumple los requerimientos de diseño.

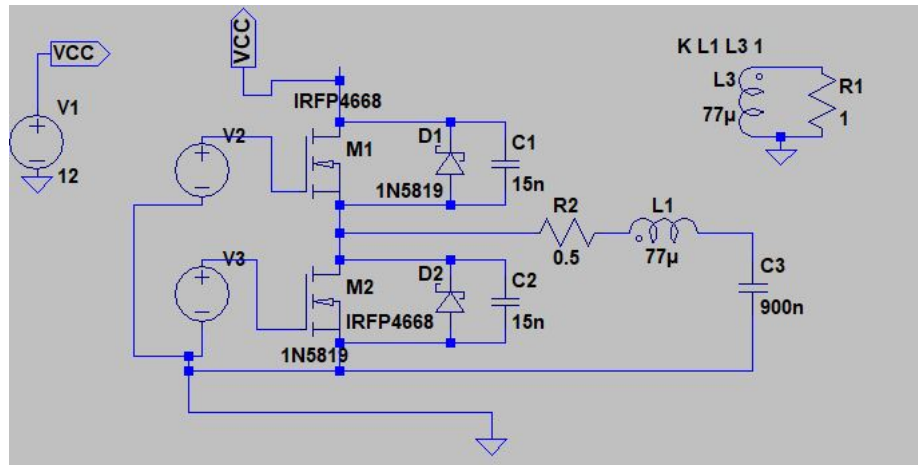


Figura 15: Convertidor con acople transformador simulando carga

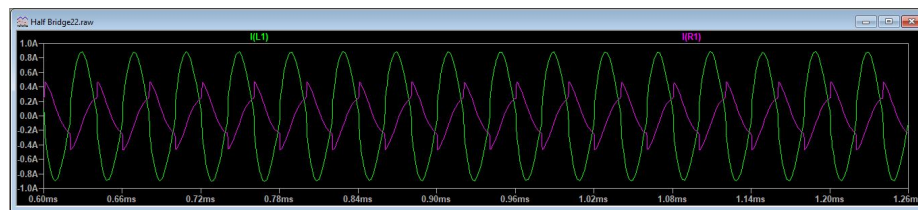


Figura 16: Corriente que pasa por el transformador L1 que genera campo electromagnetico

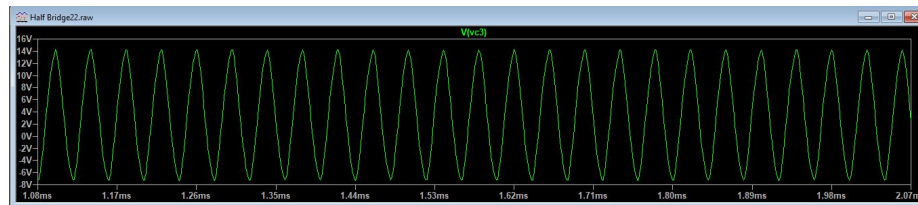


Figura 17: Voltaje en capacitor C3

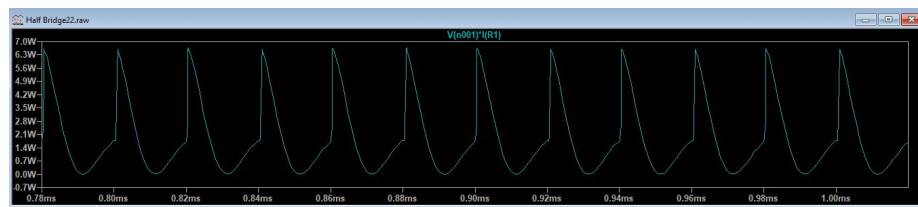


Figura 18: Potencia que llega a la carga (recipiente de coccion)

7.3.2. Conmutación Driver de Mosfets

Comenzando con el proceso de construcción se procedió a realizar una prueba con el correcto funcionamiento del Driver. Para esto se construyó el circuito provisto por el fabricante como implementación típica, el cual era un Buck síncrono. Se tiene la ventaja que este

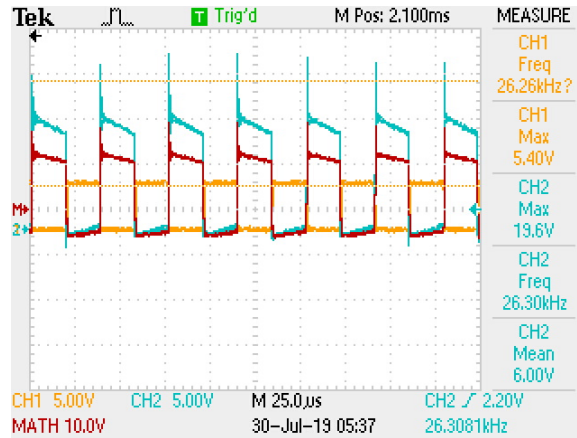


Figura 21: Conmutacion en Mosfet 2 (en rojo)

7.3.3. Resultados tanque LC

Se construye el circuito propuesto en la sección anterior con los componentes calculados y propuestos para la implementación del tanque resonante. La bobina de trabajo consta de un embobinado de 30 vueltas y 76uH de inductancia y 0.3 Ohmios de resistencia interna. Para los capacitores se utilizan dos capacitores en paralelo de 470nF.

Se alimenta al driver con una alimentación de 5V y el voltaje de entrada de los mosfets se fija en 12 V. Debido a las condiciones de operación del driver, si se desea alimentar a los mosfets con más voltaje es necesario alimentar al driver con un mayor voltaje. Cabe resaltar que la corriente de salida promedio del driver y por ende de los drivers será de 2.4 Amperios (sin pérdidas de conmutación por soft switichig) por lo que no se ve la necesidad de aumentar a la alimentación de los drivers para esta aplicación en particular. Si se desea aumentar la potencia de salida es imperativo contar con un driver que permita altas corrientes de salida y que maneje altos voltajes diferenciales. Al conectar estos componentes a la salida de los mofetes se producen los siguientes resultados.

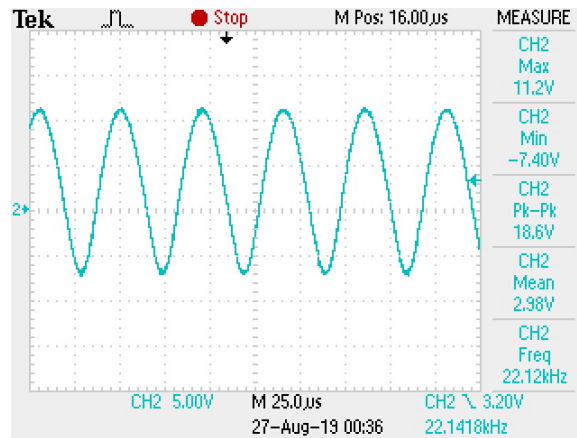


Figura 22: Salida capacitor a 50% de ciclo de trabajo

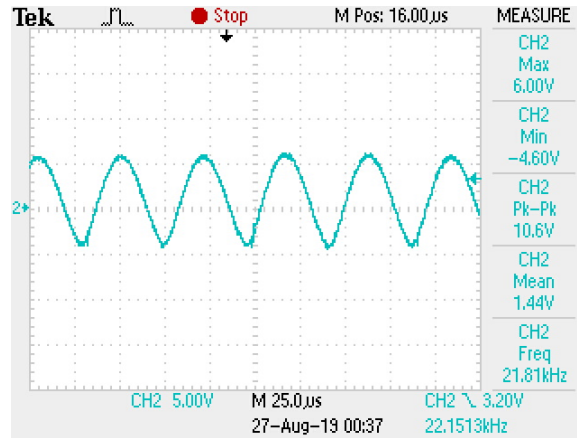


Figura 23: Salida capacitor a 10% de ciclo de trabajo

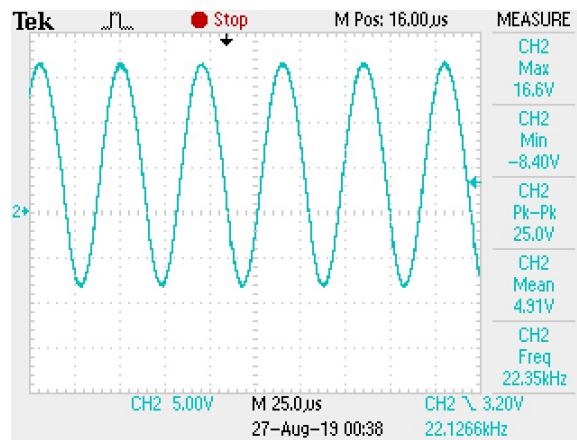


Figura 24: Salida capacitor a 90% de ciclo de trabajo

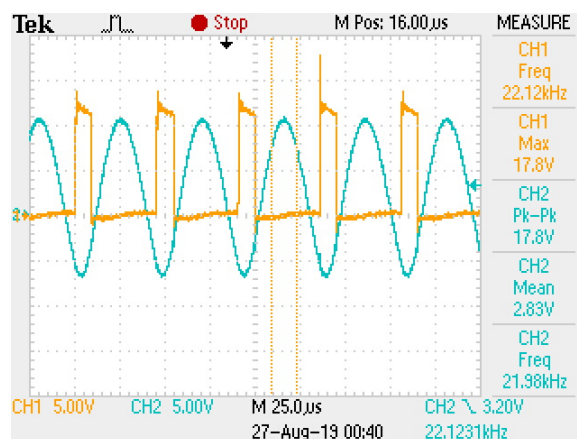


Figura 25: Salida capacitor y conmutación de Mosfets a 50% de ciclo de trabajo

Como se observa el tanque resonante y por ende el sistema propuesto responde muy similar a la simulación generada. El circuito propuesto cumple con la forma de la señal

esperada y el circuito entra en resonancia y conmuta de la forma esperada.

7.3.4. Resultados acople magnético

Se plantea ahora realizar la prueba de acople magnético entre la bobina de trabajo y la bobina de cocción o recipiente de cocción. Habiendo probado el correcto funcionamiento del convertidor resonante de medio puente, se coloca un recipiente de material ferromagnético que permita su acople a la bobina de trabajo. Se grafica en el osciloscopio de la misma forma el voltaje de salida del capacitor y la salida de los mosfets al introducir una carga al sistema.

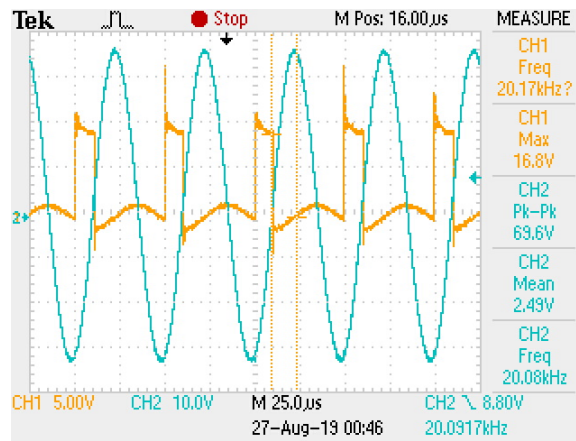


Figura 26: Salida capacitor y conmutación de Mosfets a 50 % de ciclo de trabajo con carga en el inductor de trabajo

Como se puede observar la salida del sistema es perturbado por la carga. Se puede comprobar que el sistema y la carga están acoplados magnéticamente y que con la suficiente potencia producirán un aumento de la temperatura por los efectos de la corriente Eddy que se generan en el recipiente magnetizado. Esto demuestra que el sistema propuesto cumple con el diseño y funcionamiento previamente expuesto. Queda ahora realizar el control del sistema para alcanzar la potencia deseada como objetivo según los parámetros especificados.

7.4. Fuente de alimentación

Como parte del enfoque de esta tesis está la implementación a futuro de una estufa por inducción a comunidades en Guatemala. Por lo que la alimentación del sistema completo es pertinente para la materialización del proyecto.

En esta etapa inicial se propone una fuente para poder alimentar al convertidor resonante junto con el circuito utilizado para implementar la ley de control. Se resume los requisitos de las alimentaciones utilizadas en toda la implementación del proyecto.

	Voltaje	Corriente	Función
Fuente 1	5.5 VDC	500 mA	Alimentación de driver y amplificadores operaciones, voltajes de referencia.
Fuente 2	-5.5 VDC	500 mA	Alimentación de amplificadores Operacionales y voltajes de referencia.
Fuente 3	13 VDC	3 A	Alimentación de mosfets de potencia
Fuente 4	5 VDC	250 mA	Alimentación microcontrolador.

Cuadro 3: Descripción de fuentes de alimentación para el sistema

Como se observa se tienen múltiples voltajes y corrientes para poder suministrar potencia al sistema. Aunque no es un requerimiento el autor desea poder implementar en un futuro el proyecto de forma tal que sea de fácil acceso. Por lo que se plantea una fuente que tome la potencia a través de un tomacorrientes casero, ósea 120 VAC. Esto para que el proyecto pueda ser utilizado con cualquier equivalente de potencia que pueda generar este voltaje (acometida monofásica, generador Diesel, etc.) Bajo este supuesto se propone el siguiente circuito, para la conversión de 120 VAC a +/- 12 VDC.

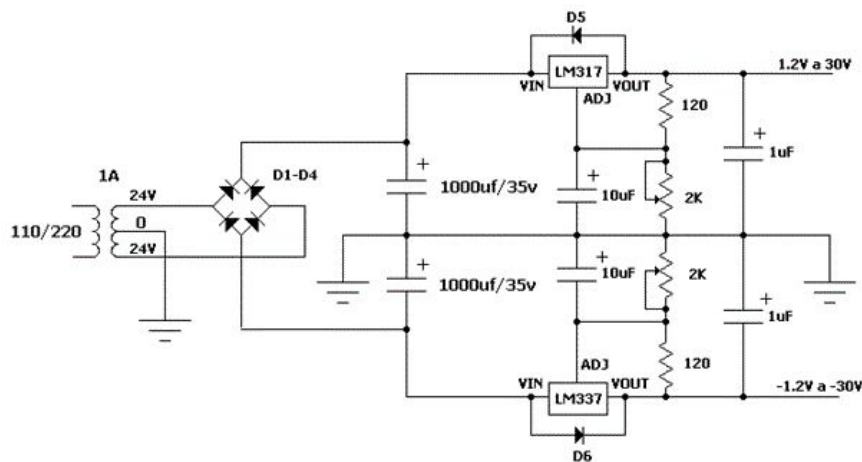


Figura 27: Fuente dual implementada

Como se observa el circuito planteado utiliza un transformador de 120VAC a 12VAC en este caso de 4 Amperios. Se utiliza un puente rectificador de diodos de 3 Amperios para rectificar la señal y una serie de capacitores para filtrar el componente AC y volverla DC. Ya que se construye una fuente dual, se utiliza una doble bobina a la salida para tener una referencia y dos voltajes a esa referencia.

Para poder asegurar la independencia en las líneas de voltaje y por protección de los circuitos de control de los circuitos de potencia a pesar de no utilizar altas corrientes. Se decide utilizar reguladores lineales para garantizar la estabilidad de la salida de las fuentes.

En la Tabla 4 se observa el listado de reguladores para cada línea de Voltaje Continuo que se utiliza. Estos reguladores proporcionan la ventaja de no ser fijos por lo que si en posteriores iteraciones se desea alimentar el circuito con más potencia es posible si el diseño así lo permite hasta el voltaje de salida de los condensadores.

	Voltaje salida	Corriente máxima	Regulador utilizado
Regulador 1	5.5 VDC	1.5 A	LM 317
Regulador 2	-5.5 VDC	1.5 A	LM 337
Regulador 3	12.5 VDC	3 A	LM 350
Regulador 4	4.99 VDC	1.5 A	L7805

Cuadro 4: Reguladores utilizados para fuentes de alimentación

7.4.1. Resultados fuente de alimentación

Se muestra a continuación los resultados de las diferentes etapas del voltaje de alimentación. Cabe resaltar que debido a la no idealidad de los componentes el voltaje filtrado siempre será un poco mayor al esperado, pero el voltaje de salida del regulador nos permite ajustar la salida minimizando el rizado de la señal del capacitor.

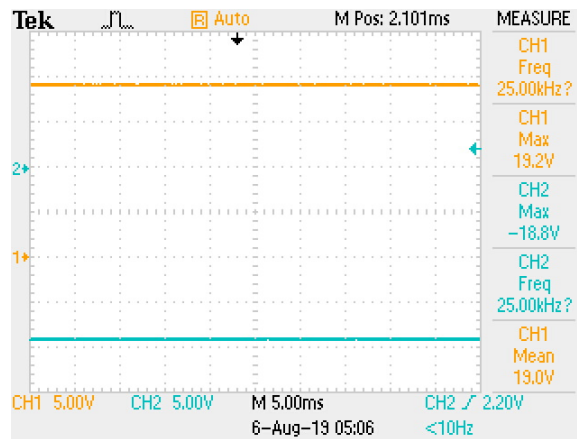


Figura 28: Salida de capacitores de filtro, conversión AC a DC 3 Amp

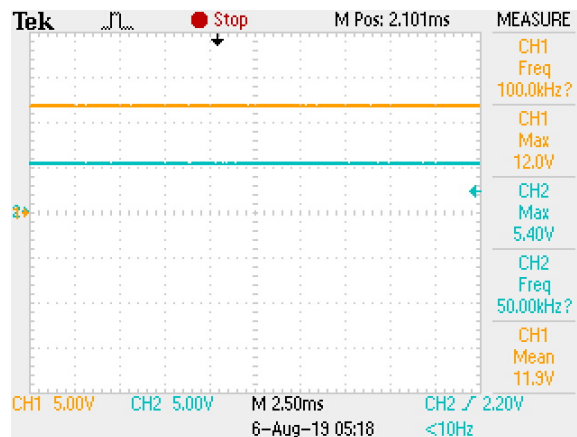


Figura 29: Fuente de 12VDC a 3 Amp y 4.99VDC 1.5 Amp

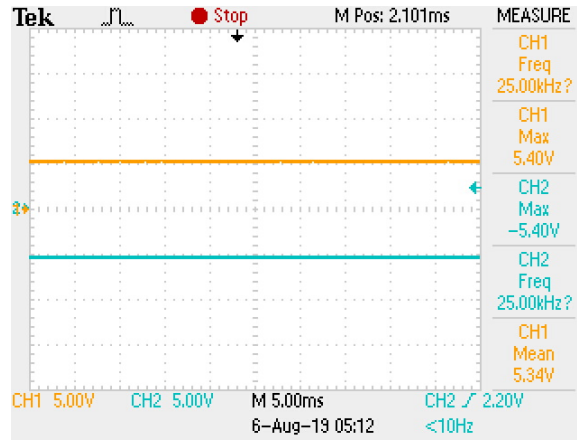


Figura 30: Fuente dual +/- 5VDC 1.5 Amp

8.1. Caracterización del sistema

Para poder realizar el control de cualquier sistema se debe partir por caracterizar lo que se conoce en teoría de control como la planta del sistema de control. En este caso el convertidor resonante de medio puente, será la planta. Por lo que se debe realizar el modelado matemático del sistema. Se realiza el análisis del sistema mostrado a continuación. Como se explica con anterioridad se tienen cuatro estados en donde se alterna la conmutación entre los mosfets y los diodos en paralelo.

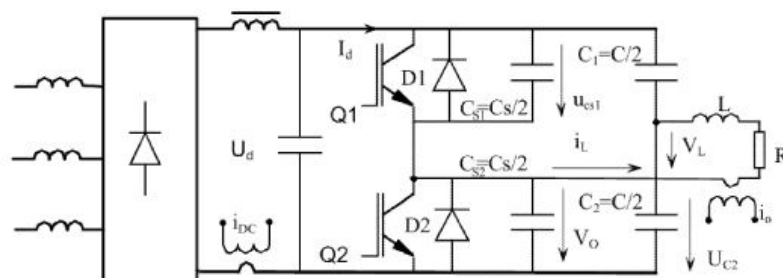


Figura 31: Configuración del sistema a analizar

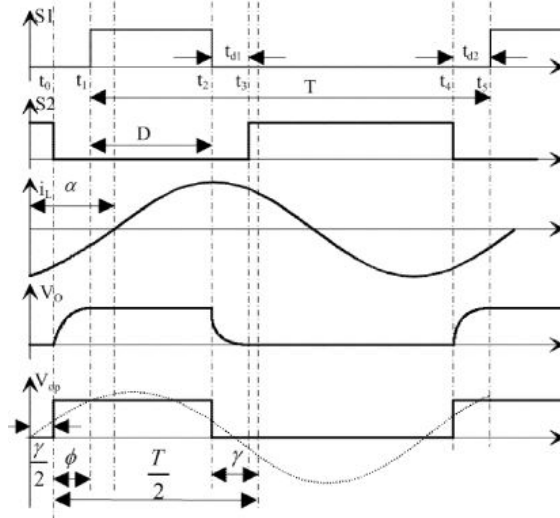


Figura 32: Diagrama de tiempos de estados del sistema

Modo 1 ($t_1 < t < t_2$): inicialmente, D1 está conduciendo, lo que proporciona la condición ZVS (conmutación de cero voltios) para el interruptor Q1, luego Q1 se enciende bajo la condición ZVS cuando la corriente a través de esta carga llega a cero. La ecuación de estado en este modo se puede escribir como.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{c_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 \\ L & L \\ 1 & 0 \\ C_2 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{c_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_d$$

Figura 33: Matriz de estados Modo 1

Modo 2 ($t_2 < t < t_3$): Q1 se apaga en $t = t_2$, haciendo que la corriente de carga i_L cargue C_{s1} y descargue C_{s2} . Para garantizar el funcionamiento de ZVS para Q2, el voltaje V_{cs2} debe descargarse a cero antes de encender Q2. La ecuación de estado en este modo se puede describir mediante

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{c_2}}{dt} \\ \frac{du_{c_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & -1 & -1 \\ L & L & L \\ 1 & 0 & 0 \\ C_2 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ C_s & C_s & C_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{c_2} \\ u_{c_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_d$$

Figura 34: Matriz de estados Modo 2

Modo 3 ($t_3 < t < t_4$): cuando el V_{c2} llega a cero, el diodo D2 conduce, mediante el cual se alcanza la condición ZVS de Q2. Cuando el i_L actual llega a cero, el interruptor Q2 se activa. La ecuación de estado de este modo es

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{c_2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{c_2} \end{bmatrix}$$

Figura 35: Matriz de estados Modo 3

Modo 4 ($t_4 < t < t_5$): Q2 se apaga en $t = t_4$, lo que hace que la corriente de carga i_L cargue C_{s2} y descargue C_{s1} . Para garantizar el funcionamiento ZVS de Q1, el voltaje V_{c1} debe descargarse a cero antes de encender Q1. La ecuación de estado en el modo es la misma que en el modo 2.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{du_{c_2}}{dt} \\ \frac{du_{c_s}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-1}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_s} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{c_2} \\ u_{c_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_d$$

Figura 36: Matriz de estados Modo 4

Seguidamente se utilizan las ecuaciones de estados para determinar las matrices del modelo de espacio de estado. En donde se incluye la entrada del sistema D (ciclo de trabajo).

Del primer estado se tiene.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ u_{c_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_g \quad (1)$$

Sabiendo que.

$$\begin{aligned} V_L &= L \frac{di}{dt} \\ iC &= C \frac{dV}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

Se obtiene

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{-R}{L} i_L - \frac{1}{L} V_{c2} + \frac{1}{L} v_g \\ \frac{dV_{c2}}{dt} &= \frac{1}{C_2} i_L \end{aligned} \quad (3)$$

Del segundo estado se tiene.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ c_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g \quad (4)$$

Por lo tanto se obtiene.

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{R}{L}i_L - \frac{1}{L}V_{c2} \\ \frac{dV_{c2}}{dt} &= \frac{1}{C_2}i_L \end{aligned} \quad (5)$$

Realizando la combinación de estados.

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{Ri_L}{L} - \frac{1}{L}V_{c2} + \frac{D}{L}V_g = \emptyset \\ \frac{dV_{c2}}{dt} &= \frac{1}{C_2}i_L = \phi \end{aligned} \quad (6)$$

Por lo tanto se obtiene en forma linealizada

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad y = Cx \quad (7)$$

En donde.

$$\begin{aligned} u &= D \\ y &= iL \\ x &= \begin{bmatrix} iL \\ v_{c2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$C = [1 \quad 0] \quad (11)$$

Como se puede observar el modelo tiene un comportamiento lineal. Ya establecido el modelo de espacio de estado, al sustituir las variables por los valores de los componentes se puede convertir a una función de transferencia en el dominio de laplace. Lo cual resulta en la siguiente función.

$$G(s) = \frac{12s}{s^2 + 6494s + 1.382e10} \quad (12)$$

Como se observa es un sistema de segundo orden que permite ser modelado como un sistema lineal invariante en el tiempo (LTI). Esto representa una gran ventaja pues permitirá utilizar técnicas de control clásico o control moderno para controlar el sistema

8.2. Estrategia de control

8.2.1. Decisión variable de control

Una vez determinado la naturaleza del sistema con el que se está trabajando, es necesario determinar la variable de control. El sistema tiene como entrada una señal de PWM, que puede ser modificada tanto con la frecuencia (fs) o con el ciclo de trabajo (D).

Se toma como supuesto que solo se seleccionara una variable de control y no se intenta realizar control multivariable para simplicidad del prototipo, pero cabe resaltar que es la opción óptima, según la investigación previa.

Se busca controlar la potencia entregada del sistema, se sabe que debido a la naturaleza del sistema que la potencia se puede expresar como

$$P = \frac{1}{2} \cdot I^2 \cdot R \quad (13)$$

Se sabe que las variables de estado en este caso pueden ser medidas. Entiéndase el voltaje en el Capacitor Cr (VCr) o la corriente que pasa a través del inductor Lr (iLr). Por lo que se decide utilizar la corriente como variable de control.

Esta corriente se medirá por medio de un sensor lineal de corriente y se busca que el controlador modifique únicamente el ciclo de trabajo pues debido a la ecuación 14 se sabe que la potencia está directamente relacionada al ciclo de trabajo de la señal PWM que alimenta el sistema.

$$P = \frac{t_{on}}{T_{PWM}} P_{max} \quad (14)$$

8.2.2. Lazo de control

Se conoce el valor de R en la ecuación de potencia debido a que la carga será fija. Como se explicó con anterioridad se aprovechan las corrientes parásitas para poder calentar el recipiente. Por lo que el valor de R puede ser calculado como se muestra a continuación.

$$R_{eq} = r_L + \frac{(wM)^2 \cdot R_L}{R_L^2 + (wL_2)^2} \quad (15)$$

En donde rL es el valor medido de la resistencia de la bobina de trabajo. y RL puede ser representado por las propiedades del envase a calentarse. Por lo que se tiene .

$$R_L = \frac{\rho}{\delta} = k\sqrt{\rho\mu_r f} \quad (16)$$

Donde k es un valor constante de $k = 0.0019869$. Por lo que puede calcularse el valor de RL sabiendo las propiedades del material a calentar.

Se busca que el problema de control sea un problema de rastreo. Se busca tener una señal de referencia el cual determinará el nivel de potencia que suministra la planta. Se busca que la planta pueda mantener el nivel de potencia en un modo estable (en este caso particular la corriente) a pesar de estar sometido a diferentes cargas. Por lo que esta referencia tendrá un voltaje máximo y mínimo que será leído por el microcontrolador, he interpretado como la referencia o setpoint.

El sensor de corriente obedece la siguiente ecuación.

$$V_{out} = 2.55 + 100\text{mV/A} \cdot I \quad (17)$$

Debido a que el sensor de corriente es lineal este no introduce más dinámicas al sistema, ni no linealidades. Por lo que la salida de la planta puede introducirse directamente al sensor y este produce un voltaje que podrá ser leído por el microcontrolador, para ser comparado con el setpoint.

Se propone un controlador PID implementado de forma digital en un microcontrolador que permita cumplir con los parámetros de rendimiento. El diseño de este se trata más adelante.

De lo anterior podemos definir entonces el lazo de control como se muestra a continuación:

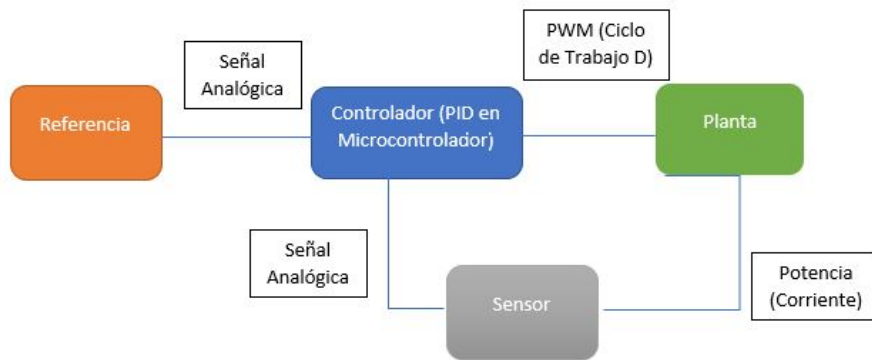


Figura 37: Diagrama de lazo de control

8.2.3. Diseño de controlador

Para el diseño de controlador se parte de tener las ecuaciones matriciales de las variables de estado y las salidas. Estas describen la dinámica del sistema a través de los diferentes estados y la salida a partir de estos. Utilizando MATLAB se puede obtener a partir de estas matrices la función de transferencia.

Con la función de transferencia del sistema se puede utilizar la herramienta de MATLAB de PID Tuner, la cual nos permite diseñar el controlador PID que mejor se ajuste a nuestros

requerimientos y si se prefiere una respuesta robusta o rápida.

De lo anterior se llega al siguiente controlador con las siguientes constantes y parámetros de rendimientos mostrados en la Figura 39

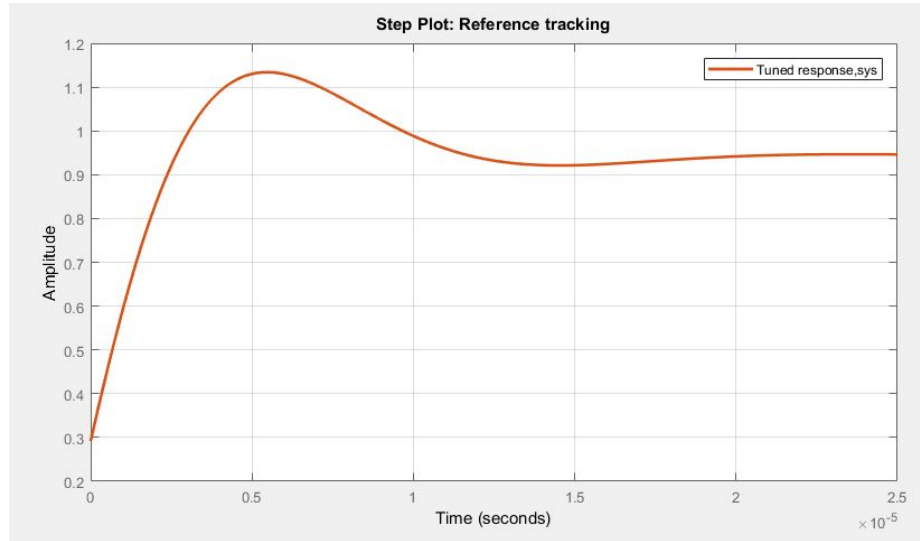


Figura 38: Respuesta al escalon del sistema con el controlador diseñado

Controller Parameters	
	Tuned
Kp	54506.2935
Ki	19365952849.2125
Kd	0.034347
Tf	n/a

Performance and Robustness	
	Tuned
Rise time	2.05e-06 seconds
Settling time	1.74e-05 seconds
Overshoot	20.1 %
Peak	1.13
Gain margin	Inf dB @ NaN rad/s
Phase margin	85 deg @ 6.78e+05 rad/s
Closed-loop stability	Stable

Figura 39: Parámetros y constantes del controlador diseñado

8.3. Implementación

8.3.1. Generación y acondicionamiento de señales

Como se mostró anteriormente la corriente en el inductor i_L es de forma senoidal. Por lo que se busca inicialmente tener una señal de referencia que tenga la misma forma. De modo que propone un generador de onda senoidal con frecuencia fija f_r y con una amplitud variable. De manera que la planta pueda rastrear la señal y seguirla.

Para ello se propone el siguiente circuito que se muestra en la Figura 40, que produce los resultados mostrados en la Figura 41.

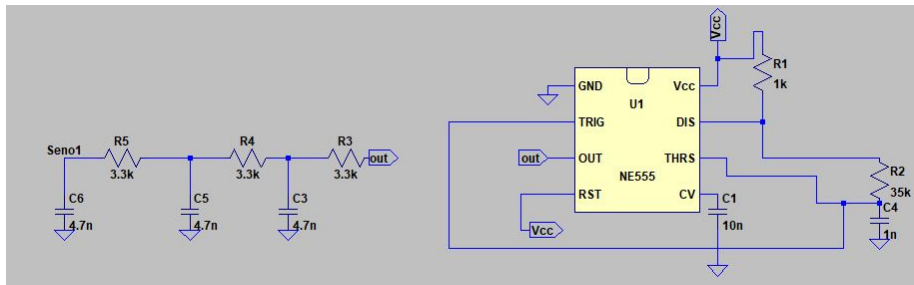


Figura 40: Circuito propuesto para generar onda senoidal

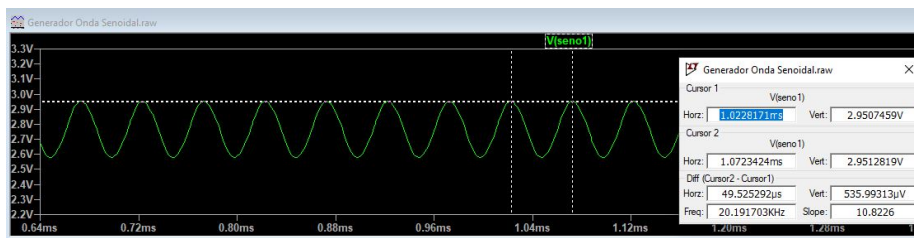


Figura 41: Onda senoidal generada en simulación

Cabe resaltar que en la implementación final no se utilizó este circuito. Se realiza una explicación a más detalle posteriormente.

Adicionalmente ya que las corrientes utilizadas no son significativamente altas para el sensor de corriente, la onda producida por el sensor de corriente es de un rango pequeño, por lo que se propone un amplificador para que el microcontrolador pueda tener un mayor rango de lectura.

Se propone el siguiente amplificador para la señal del sensor de corriente.

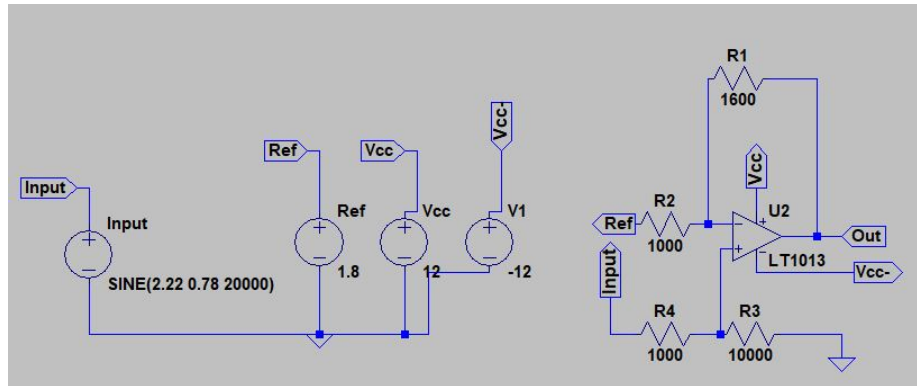


Figura 42: Circuito propuesto para acondicionar señal de sensor de corriente

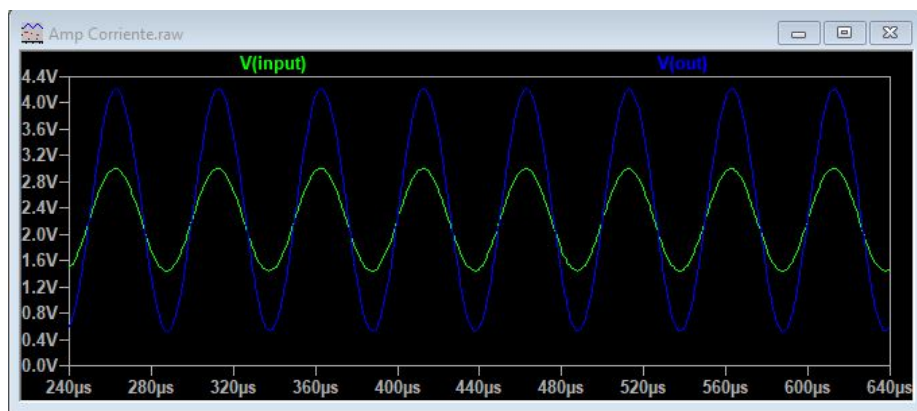


Figura 43: Verde: señal producida por sensor, azul: señal acondicionada

Como se observa el circuito tiene una ganancia variable, lo cual nos permite maximizar el rango de la señal para una mejor lectura en el microcontrolador independiente del voltaje de referencia que utilice el microcontrolador.

8.3.2. Selección de microcontrolador

Se realizó esta selección con la premisa que se deseaba buscar la opción más simple y de implementación más rápida. Y esto llevó a un proceso iterativo en donde se implementó el controlador PID previamente diseñado en las distintas propuestas de microcontrolador. Se muestra en la siguiente Tabla 5 los requisitos para el microcontrolador.

Requisito	Cantidad	Descripción
Analog Digital Converter	2	Capaz de muestrear señales de 25 KHz
PWM	1	Generar señales de 25 KHz con ciclo de trabajo controlable
Puerto Digital	8	Puertos digitales de salida
PID	1	Capaz de implementar un algoritmo de PID con una frecuencia de muestreo aceptable.

Cuadro 5: Requisitos de operación microcontrolador

Se inició con la propuesta de utilizar un microcontrolador pequeño y en específicamente de bajo costo. Por lo que se propuso inicialmente utilizar la plataforma Arduino. Se utilizó el ARDUINO Pro-mini 5v. En esta se implementó un controlador PID de forma exitosa. Se utilizó un LDR y un led de alta intensidad para controlar la intensidad del LED. La ventaja que representó el arduino es primeramente que para poder programar un PWM de más de 10KHz era necesario acceder a registros específicos del microcontrolador y modificar estos registros para tener la velocidad deseada. Esto combinado con la limitación del entorno de programación hizo no viable que se logrará alcanzar el tiempo de muestreo necesario para implementar de forma exitosa el PID. El código de esta implementación se deja en la sección de Anexos.

Seguidamente se propuso utilizar el microcontrolador TIVA-C. De la misma forma se inicio con la idea de implementar el mismo controlador PID. De igual manera se logra implementar el controlador. Se tiene una señal de referencia de 1Hz. Debido a la misma interfaz basada en arduino para programar el microcontrolador, para poder modificar el ADC es necesario acceder a registros específicos del microcontrolador, no es posible acceder a estos registros de una forma simple. Por lo que debido a que no es el enfoque de este trabajo el desarrollo en esta plataforma no se toma como viable esta opción.

Se propone, por lo tanto, la implementación del controlador en el microcontrolador PIC 18F45K22. Por lo que se inicia con las mismas pruebas del controlador con una señal de entrada de 1 Hz. La ventaja de este microcontrolador es la libertad que ofrece para modificar todos los registros, por lo que es accesible para modificar el ADC y pwm. Se configura para poder implementar el controlador de manera exitosa, por lo que se escoge este controlador para la implementación final.

8.3.3. Código y simulación de ley de control

Como se explicó con anterioridad se selecciona este microcontrolador (PI 18F45k22) debido al fácil acceso para la configuración de registros que se utilizaran. Se logra configurar el microcontrolador para trabajar en condiciones capaz de cumplir todos los requerimientos previamente indicados en la tabla 5. Se implementa el algoritmo PID y se toma como entrada la onda senoidal de 5KHz. Una ventaja adicional es la capacidad para poder simular este código en un ambiente como Proteus. Por lo que se desarrolla en simulación un circuito con comunicación serial para poder monitorear la potencia suministrada a la carga.

Como se observa en la Figura 44 se puede controlar claramente la potencia suministrada a baja frecuencia. Seguidamente se busca incrementar la frecuencia de la onda de referencia y por ende la salida de pwm para para llevar el sistema a la potencia máxima con y sin carga.

A pesar de diferentes esfuerzos por estabilizar el sistema no se logro poder controlar el sistema con una onda senoidal como referencia, como se planteaba inicialmente. Por lo que se propone utilizar un voltaje analógico dentro del mismo rango de amplitud que la onda senoidal original. Esta señal será producida a través de un potenciómetro. Por lo que se busca que la amplitud de la señal del sensor de corriente siga la señal generada por el potenciómetro. Se muestran entonces la simulación y el código generado para la implementación de dicho control.

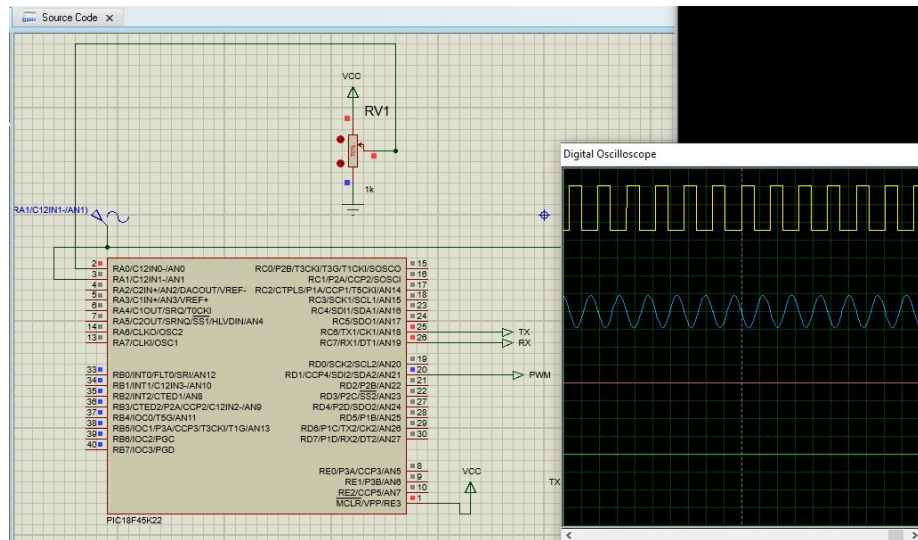


Figura 44: Entorno de simulación para código de microcontrolador

```
//variables PID
float kp=80, ki=5, kd=0;

float error, up, ui=0.0, ui_=0.0, error_=0.0, ud, ut;
float set_point=0;

void pid(float pid_in){
    const float max_x=499; //cotas de salida de variable de control (pwm)
    const float min_x=0;
    const float t_muestreo=1e-6; //3e-6;

    //calculando el error
    error=set_point-pid_in;
    up=kp*error;
    ui=ui_+(ki*t_muestreo*error);
    ud=kd*(error-error_)/t_muestreo;
    ut=up+ui+ud;
    if (ut>max_x) ut=max_x;
    if (ut<min_x) ut=min_x;
    ui_=ui;
    error_=error;
}
}
```

Figura 45: Implementación en código de PID diseñado

8.4. Resultados de sistema controlado

Se muestra a continuación los resultados obtenidos de las mediciones del sensor de corriente (Amarillo), la salida del voltage Vc (azul), a a diferentes ciclos de trabajo siendo controlados por la señal de referencia, a diferentes niveles de carga.

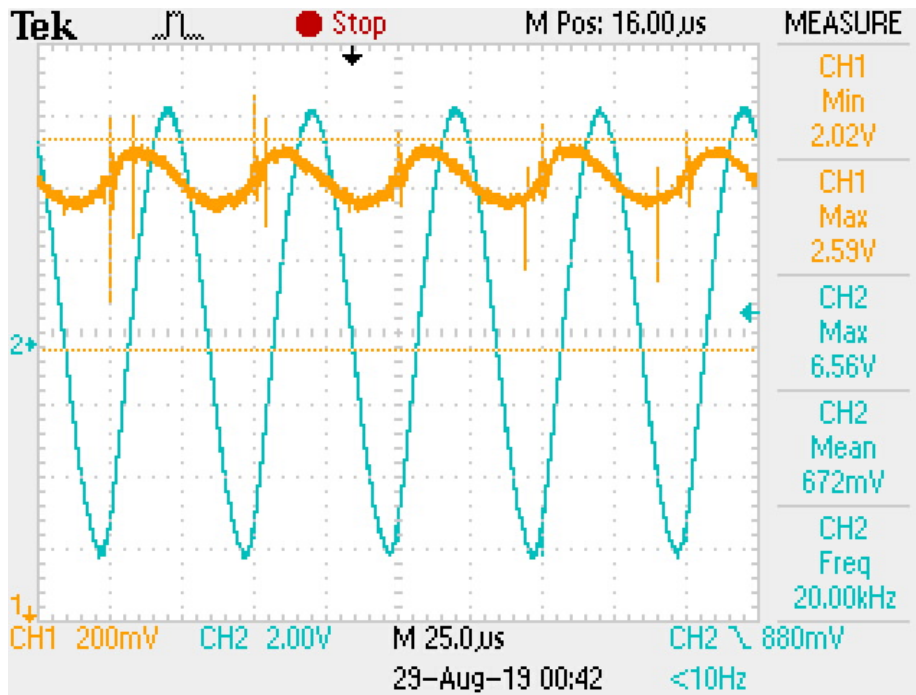


Figura 46: Corriente a 10% del ciclo de trabajo controlado sin carga

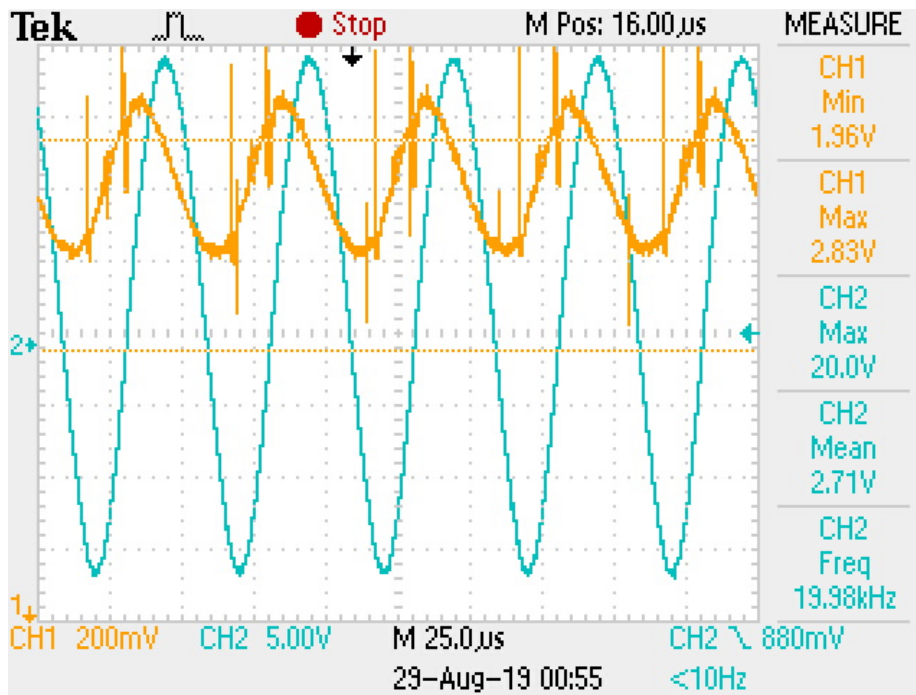


Figura 47: Corriente a 50% del ciclo de trabajo controlado sin carga

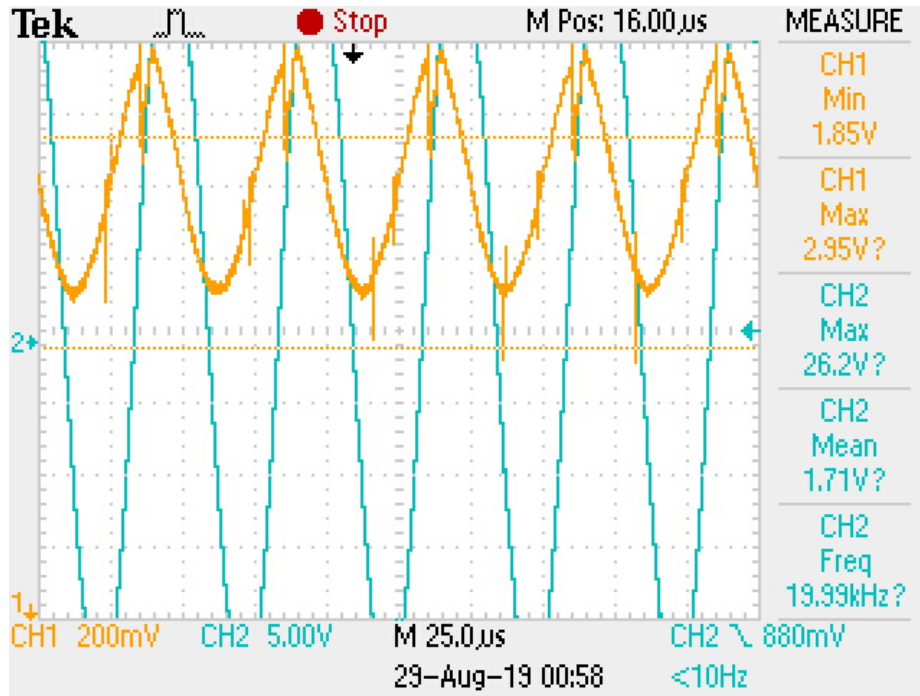


Figura 48: Corriente a 20% del ciclo de trabajo controlado con carga

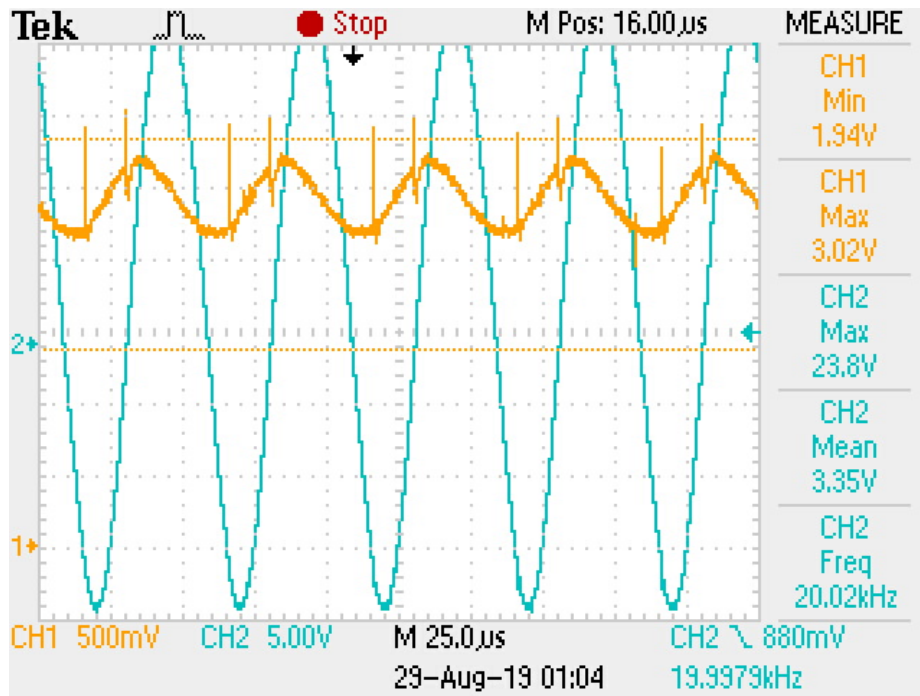


Figura 49: Corriente a 50% del ciclo de trabajo controlado con carga

Como se observa la corriente aumenta al incrementar el ciclo de trabajo. Debe hacerse notar que en la practica debido a la limitacion del sistema de generar mas de 3 Amperios, solamente se puede llegar a un maximo de 50% de ciclo de trabajo. Esto para asegurar el

control y la estabilidad del sistema.

De la misma forma se observa que al colocar una carga sobre la bobina de trabajo, el sistema tiene la capacidad de proporcionar una mayor corriente.

Para la visualización de la potencia del sistema se realiza una escala de leds como se muestra en la Figura 50.

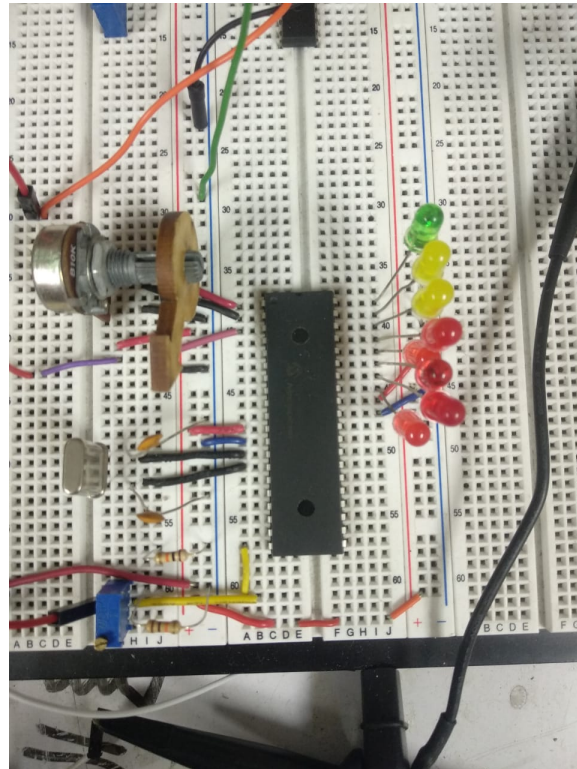


Figura 50: Representación de potencia por barra de leds

En la cual cada LED representa 1.1 Watts. Se puede verificar este cálculo con las ecuaciones presentadas anteriormente. Conociendo las propiedades del recipiente a calentar se obtiene para la potencia máxima.

$$R_{eq} = 1.7 \text{ Ohmios (Ecuacion 16)}$$

$$I = 3.1 \text{ Amperios (Ecuacion 17)}$$

por lo tanto la potencia seria (Ecuacion 13)

$$P_{max} = 8.2 \text{ Watts}$$

Se logra realizar una investigación y comparación sobre las diferentes topologías existentes de alta eficiencia para estufas de inducción. Se compara entre el convertidor resonante en serie y el convertidor cuasi-resonante. Esto tomando como parámetros la eficiencia, la aplicación y complejidad de la topología presentada.

Se selecciona la topología de convertidor resonante de medio puente y se profundiza en los conceptos que rigen el funcionamiento de este. Se explica a detalle el proceso de calentamiento por inducción, los principios de funcionamiento de los diversos componentes, así como los estados por los que el sistema transita en su operación.

Se realizan modificaciones a la topología para poder implementarse a un bajo costo manteniendo la eficiencia. Se utilizan mosfets en vez de IGBTs. Se decide utilizar IRF520. Se añaden capacitores de conmutación.

Se calculan y seleccionan los componentes y se justifica la decisión de la selección de estos según a la teoría de operación y buscando mantener la eficiencia. Se utiliza como driver de Mosfet TPS2836, un driver síncrono con control de tiempo muerto de Texas Instruments, y un sensor de corriente ACS724 de 20 Amperios dual.

Se logra construir el sistema de potencia y se demuestra su acople magnético con la topología propuesta y los componentes seleccionados para poder suministrar una potencia de 5 Watts.

Se construye un sistema de alimentación para el circuito de potencia capaz de suministrar energía a todo el circuito. Se realiza el diseño de una fuente dual de 5V de 1.3 Amperios; una fuente de 12V 3 Amperios y otra de 5V 1.3 Amperios.

Se realiza el modelo matemático del circuito de potencia. Y según la naturaleza del sistema y con herramientas computacionales se diseña un controlador PID para controlar y estabilizar el sistema.

Se implementa dicho controlador de forma digital. Buscando el microcontrolador más

adecuado que cumpla con los requerimientos de velocidad y muestreo para implementar dicho controlador.

Se define el lazo de control de todo el sistema y se construyen circuitos para acondicionamiento de señales de los bloques del lazo. Se busca la metodología para poder medir y controlar la potencia y se implementa el diseño.

Se implementa el controlador en el microcontrolador PIC18F45K22 debido a la capacidad de rápido y fácil acceso a registros para modificar módulos como PWM y ADC. Se realizan las simulaciones pertinentes en software previo a la implementación física.

Se construye y se cierra el lazo de control para el control del sistema. Se logra proporcionar hasta una potencia de 8.3 Watts a la carga de forma controlada, siendo alimentado todo el sistema por la fuente de alimentación diseñada.

CAPÍTULO 10

Recomendaciones

Se recomienda la utilización de la misma topología seleccionada, pero con una fuente de alimentación más adecuada y componentes de alta potencia para probar una aplicación más acercada a la operación real.

Se recomienda buscar un Driver para mosfets que tenga la capacidad de proporcionar alrededor de 20 amperios de corriente junto con Mosfets o IGBTs con la misma capacidad para poder proporcionar potencia a la carga en el orden de los miles de watts.

De la misma forma se recomienda realizar un control multivariable tomando como base los mismos estados y la misma dinámica del sistema, pero con 2 variables de control. Se recomienda utilizar no solo el ciclo de trabajo (D) sino adicionalmente la frecuencia de operación (f_o) para tener un controlador más robusto.

-
- [1] Y.-S. Kwon, S.-B. Yoo y D.-S. Hyun, “Half-bridge series resonant inverter for induction heating applications with load-adaptive PFM control strategy”, en *APEC'99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No. 99CH36285)*, IEEE, vol. 1, 1999, págs. 575-581.
 - [2] A. STMicroelectronics, *A single plate induction cooker with the ST7FLITE09Y0*, 2009.
 - [3] P. D. Agarwal, “Eddy-current losses in solid and laminated iron”, *Transactions of the American institute of electrical engineers, Part I: Communication and Electronics*, vol. 78, n.º 2, págs. 169-181, 1959.
 - [4] M. Sweeney, J. Dols, B. Fortenbery y F. Sharp, “Induction cooking technology design and assessment”, *Small*, vol. 5, pág. 800, 2014.
 - [5] T. T. Soe, S. Clement y K. M. Win, “Design and Construction of Power System for Induction Heating (IH) Cooker Using Resonant Converter”, 2008.
 - [6] S. Llorente, F. Monterde, J. Burdio y J. Acero, “A comparative study of resonant inverter topologies used in induction cookers”, en *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No. 02CH37335)*, IEEE, vol. 2, 2002, págs. 1168-1174.
 - [7] O. Lucia, J. M. Burdio, I. Millan, J. Acero y D. Puyal, “Load-adaptive control algorithm of half-bridge series resonant inverter for domestic induction heating”, *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 56, n.º 8, págs. 3106-3116, 2009.
 - [8] J. Tian, G. Berger, T. Reimann, M. Scherf y J. Petzoldt, “A half-bridge series resonant inverter for induction cookers using a novel FPGA-based control strategy”, en *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, IEEE, 2005, 9-pp.
 - [9] J. Acero, J. Burdio, L. Barragan, D. Navarro, R. Alonso, J. Garcia, F. Monterde, P. Hernandez, S. Llorente e I. Garde, “The domestic induction heating appliance: An overview of recent research”, en *2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, IEEE, 2008, págs. 651-657.
 - [10] O. Semiconductor, *AND9166/D Induction Cooking Everything You Need to Know*, 2014.

- [11] H. W. Koertzen, J. D. Van Wyk y J. A. Ferreira, “Design of the half-bridge, series resonant converter for induction cooking”, en *Proceedings of PESC'95-Power Electronics Specialist Conference*, IEEE, vol. 2, 1995, págs. 729-735.

12.1. Código Matlab

12.1.1. Código diseño de controlador PID

```
%% Generacion de Control para MegaProyecto
% -----
% Matrices de Estados
%-----
R = 0.5;
L = 77E-6;
C = 940E-9;
Vg=12;

A = [-R/L, 1/L; -1/C, 0];
B = [Vg; 0];
C = [1 0];
D=0;

[b,a] = ss2tf(A,B,C,D);
GMP = tf(b,a)
%%stepplot(GMP)
%%linearSystemAnalyzer(GMP)

GCON=feedback(PID*GMP,1,-1);
linearSystemAnalyzer(GCON)
```

Figura 51: Código en Matlab para generación de control PID

12.2. Código implementación controlador PID

12.2.1. Código en Tiva C implementación ADC y PWM

```
word VentPin = 3;
int control = 0;

void setup() {
    pinMode(VentPin, OUTPUT);
    pwm25kHzBegin();
}

void loop() {
    control = 95;
    pwmFreq(control);
    //pwmDuty(19); // 25% (range = 0-79 = 1.25-100%)
    //delay(5000);
    pwmDuty(39); // 50% (range = 0-79 = 1.25-100%)
    //delay (5000);
    //pwmDuty(59); // 75% (range = 0-79 = 1.25-100%)
    //delay (5000);
}
```

Figura 52: Implementación PWM en tiva C parte 1

```
void pwm25kHzBegin() {
    TCCR2A = 0; // TC2 Control Register A
    TCCR2B = 0; // TC2 Control Register B
    TIMSK2 = 0; // TC2 Interrupt Mask Register
    TIFR2 = 0; // TC2 Interrupt Flag Register
    TCCR2A |= (1 << COM2B1) | (1 << WGM21) | (1 << WGM20); // OCB2 cleared/sec on match when up/down counting, fast PWM
    TCCR2B |= (1 << WGM22) | (1 << CS21); // prescaler 8
    //OCR2A = 79; // TOP overflow value (Hz)
}

void pwmFreq(int freq) {
    OCR2A = freq;
    OCR2B = 0;
}

void pwmDuty(byte ocrb) {
    OCR2B = ocrb; // PWM Width (duty)
}
```

Figura 53: Implementación PWM en tiva C parte 2

```

#include "mcc_generated_files/mcc.h"

unsigned int sensor;
unsigned int ref;
float salida;
float corriente;
float voltaje;
float potencia;
float puertoP;
float potenciaMax;

//impresion serial
char texto[40];

//variables PID
float kp=800, ki=5, kd=0.01;

float error, up, ui=0.0, ui_=0.0, error_=0.0, ud, ut;
float set_point=0;

```

Figura 54: Declaración de variables

```

void pid(float pid_in){
    const float max_x=499; //cotas de salida de variable de control (pwm)
    const float min_x=0;
    const float t_muestreo=1e-6; //3e-6;

    //ciclo pid
    error=set_point-pid_in;
    up=kp*error;
    ui=ui_+(ki*t_muestreo*error);
    ud=kd*(error-error_)/t_muestreo;
    ut=up+ui+ud;
    if (ut>max_x) ut=max_x;
    if (ut<min_x) ut=min_x;
    ui_=ui;
    error_=error;
}

```

Figura 55: Implementación de algoritmo controlador PID

12.2.2. Código para PIC implementado para PID

```

void main(void)
{
    // Initialize the device
    SYSTEM_Initialize();

    while (1)
    {
        int i=0;
        potenciaMax=0.0;
        while (i<900){
            sensor=ADC_GetConversion(1);

            voltaje = sensor*0.005078125; //convertir a voltios ref 5.2V
            //corriente = (voltaje-2.7)*10.0; //I en A max 9A con fuente
            corriente = (voltaje-2.55)*10.0; //I en A max 9A mi fuente
            potencia=0.2*corriente*corriente; //en watts max 17W
            //potencia=potencia*15.0; //potencia en bits
            if(potencia>potenciaMax){
                potenciaMax=potencia;
            }
            i++;

            ref=ADC_GetConversion(0); //valor ADC 1024
            set_point=ref*0.48778; //Valor a 512
        }
    }
}

```

Figura 56: Main de proyecto parte 1

```

//PID
pid(corriente);
salida=ut; //Salida de PID ya acotada
PWM4_LoadDutyValue(salida); //cargar salida de pid a pwm
}
//PORTB=potenciaMax;
//mostrando valores de potencia en puerto B

if(potenciaMax>1.09) PORTB=0b00000001;
if(potenciaMax>2.18) PORTB=0b00000011;
if(potenciaMax>3.27) PORTB=0b00000111;
if(potenciaMax>4.36) PORTB=0b00001111;
if(potenciaMax>5.45) PORTB=0b00011111;
if(potenciaMax>6.54) PORTB=0b00111111;
if(potenciaMax>7.63) PORTB=0b01111111;
if(potenciaMax>8.72) PORTB=0b11111111;

//impresion serial para puebas en consola
//sprintf(texto,"potencia=%.2f\r\n",potenciaMax);
//printf(texto);
//__delay_ms(60);
//sprintf(texto,"salida=%.2f\r\n",salida);
//printf(texto);
//__delay_ms(60);
}

```

Figura 57: Main de proyecto parte 2

