

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE COCINA DE INDUCCIÓN
ELECTROMAGNÉTICA BASADO EN UN INVERSOR MONOFÁSICO DE ALTA
FRECUENCIA

HAROLD HERNANDO FUNEME MOLANO
SEBASTIÁN FELIPE GUERRERO SILVA

UNIVERSIDAD DISTRITAL FRANCISCO JOSÉ DE CALDAS
FACULTAD TECNOLÓGICA
INGENIERÍA EN CONTROL
BOGOTÁ D.C.

2019

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO DE COCINA DE INDUCCIÓN
ELECTROMAGNÉTICA BASADO EN UN INVERSOR MONOFÁSICO DE ALTA
FRECUENCIA

HAROLD HERNANDO FUNEME MOLANO

SEBASTIÁN FELIPE GUERRERO SILVA

TRABAJO DE GRADO PARA OBTENER EL TÍTULO DE INGENIERO EN
CONTROL

MODALIDAD: MONOGRAFÍA

DIRECTOR PROYECTO DE GRADO:

MSC. ING. FERY PATRICIA RODRÍGUEZ MONTAÑA

UNIVERSIDAD DISTRITAL FRANCISCO JOSÉ DE CALDAS

FACULTAD TECNOLÓGICA

INGENIERÍA EN CONTROL

BOGOTÁ D.C

2019

NOTA DE ACEPTACIÓN

Director:

Msc. Ing. Fery Patricia Rodríguez Montaña

Jurado:

Jurado:

Tabla de Contenidos

Tabla de Contenidos.....	4
Contenido de Ilustraciones.....	7
Contenido de Tablas.....	12
Contenido de Ecuaciones.....	14
Dedicatoria.....	16
1. Introducción.....	17
2. Resumen del proyecto.....	18
3. Justificación.....	19
4. Problema.....	20
5. Objetivo general.....	20
2.1 Objetivos específicos.....	20
6. Marco referencial.....	21
6.1 Estado del arte.....	21
6.1.1 Máquinas de calentamiento por inducción.....	23
6.1.2 Inversor monofásico de alta frecuencia para sellado de materiales plásticos.....	27
6.1.3 Inversor PWM de conmutación suave no resonante.....	28
6.1.4 Calentador de inducción de onda viajera de cinco fases para calentamiento continuo de material plano.....	29
6.1.5 Mejorando Multifásico Calentamiento por inducción Sistemas.....	32
6.1.6 Descripción básica de los circuitos resonantes y controles más usados para los sistemas de calentamiento por inducción.....	32

6.1.7 Sistema de cocción por inducción alimentado por energía solar.	35
6.1.8 Tratamiento térmico de lodos de depuradora por inducción electromagnética.....	36
6.1.9 Modelos matemáticos	37
6.2 Aspectos normativos	41
Acuerdo 391 de 2009.....	41
6.3 Marco conceptual.....	43
6.3.2 Introducción al calentamiento por inducción.....	49
7. Metodología	54
Fase 1: Investigación preliminar:.....	54
Fase 2: Desarrollo:	54
Fase 3: Implementación:	54
7.1 Diagrama de bloques de la solución.....	55
7.1.1 Fuente de alimentación	56
7.1.2 Rectificación DC	56
7.1.3 Inversor de alta frecuencia	56
7.1.4 Inductor o bobina	56
7.1.5 Carga ferromagnética.....	56
7.1.6 Sistema de control.....	57
7.1.7 Interfaz de usuario	57
8. Desarrollo y Resultados	57
8.1 Diseño del Hardware.....	57
Circuito de potencia.....	57

Diseño electrónico inversor alta frecuencia	60
Circuitos de acondicionamiento de señales.	65
Circuito Resonante.....	72
Filtro capacitivo	76
Filtro LC	77
8.2 Interfaz	78
Circuito de interfaz con PIC18F4550	79
Software PIC18F4550	81
Circuito de interfaz con ATMEGA 328P-PU	83
8.3 Control	84
8.4 Toma de datos	88
Calculo de eficiencia del sistema Vs eficiencia de estufa eléctrica	97
Medición de campo electromagnético.....	105
9. Conclusiones y Recomendaciones	108
10. Bibliografía	111
11 Anexos.....	116

Contenido de Ilustraciones

<i>Ilustración 1. Proceso para estimar fiabilidad de un semiconductor.(B. Wang, 2017).....</i>	<i>23</i>
<i>Ilustración 2. Circuito de sellado por inducción. (David et al., 2014)</i>	<i>27</i>
<i>Ilustración 3. Circuito de inversor de frecuencia constante y potencia variable. (Abdullah Al et al., 2005).....</i>	<i>29</i>
<i>Ilustración 4: Distribución de temperatura: a -Tres fases (Al-Shaikhli et al., 2016c)</i>	<i>30</i>
<i>Ilustración 5: Distribución de temperatura: b -Seis fases (Al-Shaikhli et al., 2016c).....</i>	<i>30</i>
<i>Ilustración 6. Distribución de temperatura cinco fases. (Al-Shaikhli et al., 2016c).....</i>	<i>31</i>
<i>Ilustración 7. Topologías de inversores de alta frecuencia (Cells et al., 1996)</i>	<i>33</i>
<i>Ilustración 8. Tipos de circuito tanque (Cells et al., 1996).....</i>	<i>34</i>
<i>Ilustración 9. Sistema híbrido de conexión a la red y a energía solar. (Sibiya & Venugopal, 2017).....</i>	<i>35</i>
<i>Ilustración 10. Sistema Instalación experimental y flujo de método de calentamiento por inducción electromagnética.(Zhou et al., 2018)(Hannan et al., 2018).</i>	<i>37</i>
<i>Ilustración 11. Cocina inteligente con implementación de tecnología IOT. (Chacón-Troya et al., 2018).....</i>	<i>38</i>
<i>Ilustración 12. Modelo esquemático de un horno de inducción por bandas(Jung et al., 2008)</i>	<i>38</i>
<i>Ilustración 13. Depósito de crudo pesado con calentamiento por RF basado en campos electromagnéticos (Z. Wang et al., 2018).....</i>	<i>39</i>

<i>Ilustración 14. Etapas de un inversor resonante (Gabriel Sanchez, 1995)</i>	43
<i>Ilustración 15. Tipos de inversores (Gabriel Sanchez, 1995)</i>	46
<i>Ilustración 16. señales de control de conmutación (Cells et al., 1996)</i>	49
<i>Ilustración 17. Ley de Faraday gráficamente (Paul A. Tipler, 2010).....</i>	51
<i>Ilustración 18. Ley de Lenz oposición de la variación que induce la fuerza v (Paul A. Tipler, 2010).....</i>	51
<i>Ilustración 19. Ley de Lenz Profundidad de penetración en función de la frecuencia para varios materiales (Pullaguari, 2015)</i>	53
<i>Ilustración 20. Fases para la construcción de una Cocina de inducción (Fuente elaboración propia)</i>	55
<i>Ilustración 21 Esquemático PIC18F4550 (Fuente elaboración propia)</i>	59
<i>Ilustración 22 Señal 1del PWM de control con frecuencia de 22.7 KHz, ciclo útil 50%. (Fuente elaboración propia)</i>	64
<i>Ilustración 23 Tiempo muerto entre señales de control. (Fuente elaboración propia)</i>	64
<i>Ilustración 24 Fases de circuitos de acople y acondicionamiento de señales(Fuente elaboración propia).....</i>	65
<i>Ilustración 25 Montaje opto acoplador 6N139 (Fuente elaboración propia)</i>	66
<i>Ilustración 26 Señales de control a la salida del 6N139 opto acoplador(Fuente elaboración propia)</i>	67
<i>Ilustración 27 Señales de control a la salida del inversor Schmitt - Tigger CD40106(Fuente elaboración propia).....</i>	68

<i>Ilustración 28 Conexión propuesta por el fabricante para el IR2110 (Rectifier, 2010).....</i>	<i>69</i>
<i>Ilustración 29 Circuito de implementación del IR2110 (Fuente elaboración propia).....</i>	<i>71</i>
<i>Ilustración 30 Señal de control leída a la salida del driver IR2110 (Fuente elaboración propia)</i>	<i>71</i>
<i>Ilustración 31 Tiempo muerto final entre señales de control. (Fuente elaboración propia)</i>	<i>72</i>
<i>Ilustración 32 Medición de bobina de inducción Henrios (Fuente elaboración propia)</i>	<i>73</i>
<i>Ilustración 33 Medición de bobina de inducción Ohmios. (Fuente elaboración propia)</i>	<i>73</i>
<i>Ilustración 34 Circuito de resonancia (Fuente elaboración propia).....</i>	<i>75</i>
<i>Ilustración 35 Respuesta de circuito resonante diseñado (Fuente elaboración propia)</i>	<i>76</i>
<i>Ilustración 36 Filtro capacitivo de 5uF (Fuente elaboración propia).....</i>	<i>76</i>
<i>Ilustración 37 Condensador de 8uF para Filtro (Fuente elaboración propia)</i>	<i>77</i>
<i>Ilustración 38 Bobina de para el filtrado de armónicos (Fuente elaboración propia)</i>	<i>78</i>
<i>Ilustración 39 Esquema de la interfaz diseñado en Fritzing (Fuente elaboración propia). 78</i>	
<i>Ilustración 40 Diseño de Interfaz montaje en protoboard (Fuente elaboración propia)</i>	<i>79</i>
<i>Ilustración 41 Interfaz del PIC18F4550 (Fuente elaboración propia).....</i>	<i>79</i>
<i>Ilustración 42 Circuito esquemático completo de PIC18F450 (Fuente elaboración propia)</i>	<i>80</i>
<i>Ilustración 43 Pickit 3 Programador (Fuente elaboración propia).....</i>	<i>82</i>

<i>Ilustración 44 (a) termocupla tipo K 500mm -40°C - 1000 °C (b) fusible termico TH184 y termistor NTC (Fuente elaboración propia)</i>	83
<i>Ilustración 45 Bits transmitidos por PIC18F4550(Fuente elaboración propia)</i>	83
<i>Ilustración 46 Sistema de control on-off diseñado para la cocina (Fuente elaboración propia)</i>	85
<i>Ilustración 47 Respuesta experimental de la planta para identificación.</i>	85
<i>Ilustración 48 Periodos escogidos para realizar identificación en Matlab.</i>	86
<i>Ilustración 49 Estimación de modelo matemático en función de transferencia.....</i>	87
<i>Ilustración 50 Respuesta ante señal paso.....</i>	88
<i>Ilustración 51 Niveles Vs Frecuencia (Fuente elaboración propia).....</i>	89
<i>Ilustración 53 (a) olla de acero inoxidable sin termodifusor - (b) olla de acero inoxidable con termodifusor de 1,25cm marca Swiss Home (Fuente elaboración propia).....</i>	96
<i>Ilustración 53 Estufa eléctrica usada para comparación de 520W</i>	97
<i>Ilustración 54 Medida de Potencias del prototipo con Vatímetro AEMC 8220</i>	101
<i>Ilustración 55 Medida de Voltaje, Frecuencia y corriente del prototipo con Vatímetro AEMC 8220</i>	101
<i>Ilustración 56 Medida de Potencias de la cocina eléctrica de resistencia con Vatímetro AEMC 8220</i>	102
<i>Ilustración 57 Medida de Voltaje, Frecuencia y corriente de la estufa eléctrica de resistencia con Vatímetro AEMC 8220</i>	102

<i>Ilustración 58 Medición de campo Cocina eléctrica de resistencia</i>	<i>105</i>
<i>Ilustración 59 Medición de radiación de campo magnético de cocina de inducción</i>	<i>106</i>
<i>Ilustración 60 Radiación de campo magnético de estufa eléctrica por resistencia</i>	<i>106</i>
<i>Ilustración 61 Radiación de campo magnético de estufa de inducción</i>	<i>107</i>

Contenido de Tablas

<i>Tabla 1. Encuesta Nacional de calidad de vida(Mauricio Perfetti del Corral, Diego Silva Ardila, 2014)</i>	26
<i>Tabla 2 Especificaciones de PIC18F4550 (Inc, 2006)</i>	58
<i>Tabla 3 Datos para cargar el PWM (Fuente elaboración propia)</i>	62
<i>Tabla 4 Niveles Vs Frecuencia (Fuente elaboración propia)</i>	89
<i>Tabla 5 Niveles Vs Corriente (fuente elaboración propia)</i>	90
<i>Tabla 6 Niveles Vs Corriente (fuente elaboración propia)</i>	90
<i>Tabla 7 Niveles Vs tiempo gastado para llegar a un setpoint de 90°C dese una temperatura de 15°C (fuente elaboración propia)</i>	91
<i>Tabla 8 Niveles Vs tiempo en alcanzar 90 °C desde una temperatura de 15°C (fuente elaboración propia)</i>	92
<i>Tabla 9 Histéresis con un setpoint de 80 °C (Fuente elaboración propia)</i>	92
<i>Tabla 10 Comparación de Termocupla del sistema con patrón del multímetro</i>	93
<i>Tabla 11 Medidas de Patrón multímetro Vs Termocupla tipo K del sistema (fuente elaboración propia)</i>	94
<i>Tabla 12 Niveles y Bits cargados al Microcontrolador Vs tiempo en alcanzar 90 °C desde una temperatura de 15°C con estufa en trabajo continuo (fuente elaboración propia)</i>	95
<i>Tabla 13 Niveles y Bits cargados al Microcontrolador Vs frecuencia en alcanzar 90 °C desde una temperatura de 15°C con estufa en trabajo continuo (fuente elaboración propia)</i>	95

<i>Tabla 14 Niveles y Bits cargados al Microcontrolador Vs corriente en alcanzar 90 °C desde una temperatura de 15°C con estufa en trabajo continuo (fuente elaboración propia)</i>	<i>95</i>
<i>Tabla 15 Comparación de datos de respuesta a las dos ollas usadas. (Fuente elaboración propia)</i>	<i>96</i>
<i>Tabla 16 Costo de consumos del 2019 del mes de agosto</i>	<i>104</i>

Contenido de Ecuaciones

<i>Ecuación 1. Horno de inducción modelo de prueba</i>	<i>39</i>
<i>Ecuación 2. Desarrollo de la ecuación 1 igualdad encontrada.....</i>	<i>39</i>
<i>Ecuación 3. Ley de Faraday.....</i>	<i>50</i>
<i>Ecuación 4. Calor generado por una corriente eléctrica</i>	<i>52</i>
<i>Ecuación 5 Potencia total disipada.....</i>	<i>53</i>
<i>Ecuación 6 Formula para cálculo de carga PWM</i>	<i>61</i>
<i>Ecuación 7 Cálculo de ciclo útil para la señal</i>	<i>62</i>
<i>Ecuación 8 Bits del PWM calculados con la ecuación 7</i>	<i>63</i>
<i>Ecuación 9 Resolución del PWM calculado.....</i>	<i>63</i>
<i>Ecuación 10 Porcentaje de ciclo útil.....</i>	<i>63</i>
<i>Ecuación 11 Ciclo útil del 50%.....</i>	<i>63</i>
<i>Ecuación 12 Calculo de resistencias para montaje de opto acoplador</i>	<i>66</i>
<i>Ecuación 13 Cálculos del capacitor para el circuito Bootstrap</i>	<i>70</i>
<i>Ecuación 14 Relación inicial para frecuencia de resonancia.....</i>	<i>74</i>
<i>Ecuación 15 Frecuencia angular</i>	<i>74</i>
<i>Ecuación 16 Reemplazo de las ecuaciones (2), (3) y (4) en (1)</i>	<i>74</i>
<i>Ecuación 17 Despeje de frecuencia.....</i>	<i>74</i>
<i>Ecuación 18 Frecuencia de resonancia</i>	<i>75</i>

Ecuación 19 Calculo de bobina para filtro de armónicos77

Dedicatoria

El esfuerzo de este trabajo no hubiera sido posible sin la intervención de Dios en nuestros actos, inteligencia y en la tranquilidad que nos proporcionó en este largo camino, dedicamos este trabajo a nuestras familias las cuales nos apoyaron de diferentes maneras y en distintas ocasiones, siempre bajo la mejor intención y deseos, desde el inicio de nuestra carrera hasta el día de hoy. En el transcurso de nuestras vidas académicas tuvimos la fortuna de conocer personas muy valiosas que han influenciado nuestro crecer como profesionales y como personas integrales con valores y ética a la hora de ejercer nuestra profesión y en nuestro diario vivir. Sin distinciones entre profesores y compañeros, estas personas ahora son nuestros amigos, siempre estarán en nuestro corazón, gracias por ayudarnos en momentos difíciles y acompañarnos en este logro que abre la posibilidad de muchos logros más. Dedicamos este proyecto también a nuestro director de proyecto Fery Patricia Rodríguez Montaña el cual nos aportó su conocimiento como nuestra directora y guía en todo el proyecto, logrando la finalización del mismo.

1. Introducción

La baja eficiencia de las tecnologías actuales para la cocción de alimentos, el impacto ambiental que generan, las implicaciones de salud pública en las zonas rurales y la dependencia de energías no renovables para realizar esta tarea son las principales razones por las que hace necesario la investigación del uso de tecnologías limpias, renovables y eficientes para lograr la cocción de alimentos en los hogares colombianos tanto rurales como urbanos.

Este proyecto se realizó en modalidad de monografía en la Universidad Distrital Francisco José de Caldas – Facultad Tecnológica. Dicho trabajo muestra los pasos necesarios para la construcción de una cocina por inducción electromagnética haciendo énfasis en el diseño del circuito de control que permite la generación de onda eléctrica de alta frecuencia, la interfaz y los datos recolectados con el prototipo.

El objetivo principal de este trabajo fue aportar la base para el desarrollo de la tecnología de calentamiento por inducción, con el fin de lograr un equilibrio entre eficiencia y costo para que estas tecnologías tengan la posibilidad de ser utilizadas por los hogares convencionales. Gracias a este desarrollo se logra tener bases para futuras aplicaciones en procesos industriales de mediana y pequeña escala. Esto contribuye con un menor impacto ambiental y mejoramiento de la salud pública, debido a que al ser usada disminuye la cantidad de energía que actualmente consume el país por el uso de cocinas convencionales (gas, leña y eléctricas por resistencia).

2. Resumen del proyecto

Para el cumplimiento de los objetivos propuestos en el proyecto se elaboraron diferentes procesos que contemplan unos pasos como se describen a continuación.

Se calcularon todos los parámetros de corriente, voltaje, frecuencia de trabajo, etc. Los cuales ayudaron a diseñar los circuitos necesarios (inversor resonante -monofásico) para el prototipo de la cocina de inducción. Con estos datos se generaron simulaciones con el fin de confirmar (hasta donde la simulación lo permitió) y ajustar los resultados del diseño obtenido.

Luego de obtener los diseños de los circuitos se realizó un paso intermedio entre la construcción de los circuitos en PCB, el cual consistió en el montaje de estos en protoboard y el diseño e implementación de la interfaz para la manipulación y toma de datos, cabe resaltar que tanto para el circuito del inversor como para el de interfaz se usó el PIC18F4550 y un ATMEGA 328P-PU los cual gracias a su costo ayudan a que en una implementación industrial el precio final del electrodoméstico sea asequible para los hogares de nuestro país, tema de vital importancia para conseguir los impactos sociales, ambientales y económicos que se plantearon al comienzo de este proyecto.

Finalmente, gracias a la interfaz realizada en el paso anterior, se logra la manipulación del prototipo de las funciones: encendido, apagado, control de temperatura (toma de datos por medio de una termocupla tipo K y un termistor NTC) y tiempo de cocción. Por medio de esta se realizó la medición y recolección de datos del prototipo para realizar el cálculo de la eficiencia del sistema, comparación de tiempo de calentamiento de dos ollas con densidad diferente, una de marca Swiss Home de capacidad 2.2 litros de acero inoxidable, con termo-difusor de 1,25 cm de grosor en la base; la segunda, de acero inoxidable sin termo-difusor comprobación de frecuencia de trabajo en los diferentes niveles programados, comparación

con patrón de termocupla tipo K (-40°C hasta 1000°C) unida a un multímetro con precisión en los rangos de -40°C – 0 °C [+ 3% + 9] 0°C – 400 °C [+ 1% + 5] y 400°C – 1000 °C [+ 2% + 10], corrientes de consumo en sus diferentes niveles de trabajo, voltaje en la bobina de inducción e histéresis del control on - off. Estos datos se muestran en tablas y se procesaron con el fin de obtener los promedios y medidas correctas de cada una de las variables.

3. Justificación

Al ser la energía eléctrica la principal candidata para reemplazar la escasez de combustibles fósiles y la tala de árboles, en la cocción de alimentos; implica de manera tacita la necesidad de investigar y desarrollar aplicaciones más eficientes de la energía eléctrica. Por otro lado, la eficiencia que ha mostrado la tecnología de calentamiento por inducción en comparación con sus contrincantes (gas, leña, y eléctrica por resistencia), deja ver con claridad que el ahorro que se generaría al implementar esta tecnología en los hogares generaría un impacto directo a la economía del país.

Es por esto, que este trabajo propone diseñar un prototipo de cocina de inducción electromagnética, que cumpla con especificaciones básicas para que pueda ser usada en campos domésticos y logre acortar la brecha que se tiene en estos momentos entre usuarios y esta tecnología. Este prototipo será comparado con las energías convencionales (gas y eléctrica por resistencia) y se tomaran datos experimentales, con el fin de determinar la eficiencia del prototipo y poder realizar la identificación de la planta.

4. Problema

La baja eficiencia de las cocinas convencionales y el uso de combustibles no renovables en la cocción de alimentos, hacen que no sea sostenible ni viable continuar con el uso de estas.

Para lograr quitar la dependencia de los combustibles no renovables, se ha planteado como principal fuente de energía que sustituya este déficit, la energía eléctrica. Sin embargo, las cocinas eléctricas presentan altas pérdidas y las tecnologías modernas que logran pérdidas más aceptables como la cocina de inducción, no han logrado un punto de desarrollo aceptable para que puedan ser utilizadas en la sociedad en general.

En consecuencia, es necesario el desarrollo y mejoramiento de las cocinas de inducción para lograr que esta tecnología reemplace las existentes y así puedan ser usadas por la población en general.

5. Objetivo general

Diseñar un prototipo de estufa de inducción electromagnética, basado en un inversor monofásico de alta frecuencia de una potencia aproximada de 1500W.

2.1 Objetivos específicos

- Construir un prototipo de estufa de inducción electromagnética basado en un inversor de alta frecuencia de potencia aproximada de 1500W y bobina de espiral plana.
- Diseñar una interfaz electrónica que permita la interacción con el prototipo.
- Implementar un sistema de control que permita regular la temperatura de operación de la estufa en al menos dos niveles.

6. Marco referencial

6.1 Estado del arte

La electrónica de potencia es una de las grandes revoluciones en la actualidad, la cual es la encargada de manipular la potencia eléctrica por medio de sistemas de control, semiconductores, y la energía que pasa a ser el insumo y la variable más importante a tener en cuenta en estos sistemas.(Gabriel Sanchez, 1995; Hart, 2001).

Gracias a los grandes avances en los semiconductores y en la electrónica digital; hoy en día se puede decir que son casi ilimitadas las aplicaciones que se pueden tener de esta rama de la ingeniería. Por ejemplo, en las tecnologías renovables como la eólica, la cual en los años 80 no generaba más que unos cuantos Kilovatios hoy en día ya genera Megavatios sin problemas, sin embargo, es necesario la implementación de sistemas electrónicos de potencia más eficientes junto con generadores y sistemas de control más robustos, los cuales ayuden no solo a la generación de una mayor cantidad de potencia sino a el acople de estos nuevos generadores a las redes eléctricas actuales, ya que de esto depende en gran parte a que el crecimiento continúe. Estudios de todos los subsistemas de esta energía renovable, sugiere que, al contar con sistemas electrónicos de potencia más avanzados, se podría mejorar considerablemente el comportamiento y rendimiento de estos.(Blaabjerg & Ma, 2013)

Continuando con los campos donde son de gran importancia la electrónica de potencia, encontramos el uso de baterías recargables (siendo la ión de litio la más utilizada), donde factores tan importantes como la carga, descarga, comportamiento de celdas, entrega de potencia, etc. Son de vital importancia para todos los sistemas que necesitan de una fuente portátil o un banco donde recolectar la energía que se haya generado. Todos los beneficios

de esta tecnología han sido aprovechados por las personas gracias a la investigación de sus componentes básicos (celdas), a la eficiencia de los circuitos de potencia y al uso adecuado del material del electrodo de litio. Estos han generado su reducción de precio, el cual se estima que bajara en un 75% del precio actual en el 2030.(Hannan, Hoque, Hussain, Yusof, & Ker, 2018)

No cabe duda que la electrónica de potencia es un pilar para todas las aplicaciones que hacen uso de ella, y en consecuencia es indispensable investigar la confiabilidad, comportamiento y desempeño de los componentes que hace posible su existencia; en este caso los semiconductores de potencia. Se han realizado numerosas investigaciones para determinar un modelo de vida de los dispositivos en los cuales se suelen considerar la prueba de envejecimiento, la evaluación de la temperatura de las uniones de los componentes y el método de evaluación de daños por acumulación. Sin embargo, estos métodos carecen de precisión y en algunos casos no se pueden determinar gracias a la cantidad de variables que se manejan y de los comportamientos inéditos de cada aplicación.(B. Wang, 2017)(K. Wang, 2018)

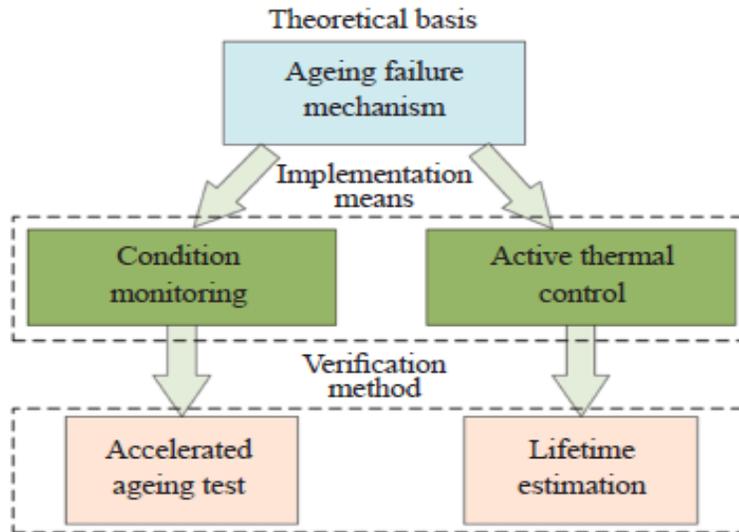


Ilustración 1. Proceso para estimar fiabilidad de un semiconductor. (B. Wang, 2017)

6.1.1 Máquinas de calentamiento por inducción

Son muchas las aplicaciones donde se puede usar el calentamiento por inducción, tal vez en cualquier sistema que necesite la generación o transferencia de calor para desarrollar su proceso. Esto se debe a que con este método se logra mayor eficiencia al realizar calentamiento directo en el objeto de interés y generar temperaturas mayores en tiempos más cortos. La eficiencia de este método está por encima de la de sus competidores los cuales presentan un 65% para la energía eléctrica y un 55% para el gas, en contraste con los sistemas de calentamiento por inducción que llegan a un 90% y se tiene conciencia de que este porcentaje se puede mejorar si se desarrolla e investiga los campos de la electrónica de potencia, el modelo que se genere del sistema en cuestión, y parametrización de los instrumentos usados. Esto sin contar con los tiempos de calentamiento que llegan a ser de la mitad con respecto al gas y de un poco más de la mitad en contra de la energía eléctrica. (Moncada, Hincapié, Escobar, & Trejos, 2016) (Chhetri, Chhoedron, Sunwar, & Robinson, 2017)

A todos estos beneficios se le suma la posibilidad de tener una tecnología limpia y amigable con el medio ambiente, ya que gracias a esta tecnología se puede reemplazar los combustibles fósiles y la quema de madera; los cuales generan gran parte de los gases de efecto invernadero y una de las problemáticas de salud pública más grande en estos momentos.(Chhetri et al., 2017)

La primordial función de los semiconductores de potencia es ser interruptores que permiten cambiar la tensión y corriente de una fuente para ser acoplada a otro sistema con variaciones en magnitud y, frecuencia. Esto es permitido gracias a que los nuevos semiconductores permiten el control de su activación y desactivación por medio de señales digitales, las cuales comúnmente son enviadas por un microcontrolador.(P, Electricista, & Sc, 2008)(Cells, Marrow, Stem, & Applications, 1996)

Gracias a los modernos dispositivos electrónicos semiconductores de potencia como los BJT, MOSFET, IGBT, MCT, SIT, GTO, etc. Junto con los rendimientos de los actuales procesadores de los microcontroladores, se puede aumentar la frecuencia de funcionamiento y reducir costos a una escala que permite desarrollos de alta complejidad y aun así que estén al alcance de los hogares convencionales.(Moncada et al., 2016)(Hart, 2001)(Gabriel Sanchez, 1995)(Pullaguari, 2015)

Específicamente en Colombia según la encuesta sobre la calidad de vida realizada en el año 2014, se cuentan 395.261 hogares que cocinan con estufa eléctrica.(Mauricio Perfetti del Corral, Diego Silva Ardila, 2014) Cuando se cocina únicamente con estufa eléctrica se logra un consumo promedio de 4.66 kW- h/día, sabiendo que el costo del kW-h tiene un costo de \$500 aproximadamente para el año 2019, quiere decir que el costo diario de cocción de

alimentos es de \$2333 por día por hogar. Ahora continuando con el análisis y con los porcentajes de eficiencia de las estufas el cual es de 85% a 90% para las de inducción y 50% para las de resistencia, esto da un ahorro de 1.63 kW-h/día por hogar, lo cual equivale a un ahorro en dinero de \$815 por día y por hogar.(NUNYL HESNEYDER DIAZ MONTENEGRO, 2015)

Si se toman los 395261 y se multiplica por 1.61 kW-h/día se podría ahorrar 0.65 MW-h por día, lo cual equivale a \$322335345.5 por día.(NUNYL HESNEYDER DIAZ MONTENEGRO, 2015)(Moncada et al., 2016)(Chhetri et al., 2017)

Logrando indicadores de este tipo se han visto grandes desarrollos y modelos que permiten generar predicciones óptimas para poder tomar decisiones y direccionar las investigaciones relevantes. Entre estas encontramos que la implementación de sistemas de aprovechamiento genera reducción de consumo de leña comparando los sistemas convencionales. Estos sistemas se acompañan por lo general de evaluaciones de impactos ambientales con los que se pudo generar relaciones con la salud, calidad de vida y conservación de la flora. Cabe resaltar que estos indicadores suelen tener diferentes metodologías entre las cuales se destaca la propuesta por el Departamento Nacional de Planeación y del Banco Mundial, los cuales determinan indicadores de gestión, de resultado, de efecto, y de impacto.(NUNYL HESNEYDER DIAZ MONTENEGRO, 2015)

Tabla 1. Encuesta Nacional de calidad de vida (Mauricio Perfetti del Corral, Diego Silva Ardila, 2014)

ENCUESTA NACIONAL DE CALIDAD DE VIDA 2014									
CUADRO 14									
HOGARES QUE PREPARAN ALIMENTOS DE ACUERDO CON EL COMBUSTIBLE (ENERGÍA) QUE UTILIZAN PARA COCINAR, SEGÚN REGIONES DEL PAÍS Y ÁREA (CABECERA-CENTROS POBLADOS Y RURAL DISPERSO)									
REGIONES Y ÁREAS	TOTAL DE HOGARES QUE COCINAN	ELECTRICIDAD	GAS NATURAL CONECTADO A RED PÚBLICA	PETROLIO, GASOLINA, KEROSENE, ALCOHOL, COCINOL	GAS PROPANO/GLP (EN CILINDRO O PIPETA)	CARBÓN MINERAL	LEÑA, MADERA O CARBÓN DE LEÑA	MATERIAL DE DESECHO	
ATLÁNTICA	TOTAL	2 493 807	59 855	1 870 188	19 827	388 933	7 541	388 847	818
	CABECERA	1 854 762	41 824	1 535 881	8 397	189 124	5 910	72 808	818
	CENTROS POBLADOS Y RURAL DISPERSO	639 045	18 031	334 285	11 230	179 829	1 631	294 039	-
ORIENTAL	TOTAL	2 443 109	30 355	1 328 017	7 218	691 084	7 817	380 819	-
	CABECERA	1 755 111	28 331	1 283 887	6 291	454 368	-	22 233	-
	CENTROS POBLADOS Y RURAL DISPERSO	687 998	2 024	42 130	925	236 716	7 817	358 586	-
CENTRAL	TOTAL	1 583 858	10 383	903 001	3 147	434 672	-	232 473	-
	CABECERA	1 140 827	8 548	849 728	1 454	288 744	-	14 154	-
	CENTROS POBLADOS Y RURAL DISPERSO	443 031	1 835	53 273	1 693	145 928	-	218 319	-
PACÍFICA (SIN INCLUIR VALLE)	TOTAL	980 805	42 121	88 378	1 025	588 787	584	282 498	1 454
	CABECERA	457 739	26 651	81 516	739	329 221	315	18 775	522
	CENTROS POBLADOS Y RURAL DISPERSO	523 066	15 470	6 861	286	259 566	269	263 724	931
BOGOTÁ	TOTAL	2 388 290	85 932	2 197 748	1 829	122 782	-	-	-
	CABECERA	2 388 290	85 932	2 197 748	1 829	122 782	-	-	-
ANTIOQUIA	TOTAL	1 900 079	111 411	970 785	4 882	691 118	359	121 528	-
	CABECERA	1 503 344	95 189	954 488	277	451 877	-	1 733	-
	CENTROS POBLADOS Y RURAL DISPERSO	396 735	16 222	16 317	4 605	239 241	359	119 793	-
VALLE DEL CAUCA	TOTAL	1 408 987	77 131	1 070 123	3 191	222 877	-	33 247	398
	CABECERA	1 240 998	72 408	1 018 903	2 299	137 585	-	9 802	-
	CENTROS POBLADOS Y RURAL DISPERSO	167 971	4 723	51 220	892	85 293	-	23 445	398
SAN ANDRÉS	TOTAL	14 680	182	-	23	14 470	25	-	-
	CABECERA	14 680	182	-	23	14 470	25	-	-
ORINOQUÍA - AMAZONÍA	TOTAL	209 511	931	51 599	784	155 718	-	479	-
	CABECERA	209 511	931	51 599	784	155 718	-	479	-
PACÍFICA (INCLUYE VALLE)	TOTAL	2 397 772	119 252	1 156 499	4 215	789 845	584	315 748	1 851
	CABECERA	1 898 795	99 058	1 100 418	3 097	468 808	315	28 577	522
	CENTROS POBLADOS Y RURAL DISPERSO	688 977	20 193	56 081	1 118	321 037	269	287 169	1 329
TOTAL NACIONAL	TOTAL	13 420 907	398 281	8 275 818	41 724	3 288 441	16 308	1 417 689	2 689
	CABECERA	10 585 120	339 973	7 973 730	22 153	2 681 889	6 251	139 984	1 340
	CENTROS POBLADOS Y RURAL DISPERSO	2 835 787	58 288	302 088	19 571	1 186 752	10 056	1 277 705	1 329

6.1.2 Inversor monofásico de alta frecuencia para sellado de materiales plásticos

El sellado por inducción básicamente proporciona una corriente circulante al generador magnético (generalmente llamado circuito tanque) por medio de un inversor, el cual hace que se genere calor en el sello que por lo general es de aluminio. Este finalmente alcanza su temperatura para así crear un sello totalmente hermético en el envase. (David, Torres, Alberto, & Gómez, 2014)

Este sistema al ser monofásico se compone principalmente de: transformador de entrada, rectificador monofásico, circuito de carga conformado por la bobina de inducción y un condensador y finalmente el semiconductor de potencia que realizara la conmutación necesaria para generar los campos electromagnéticos. (David et al., 2014) (Ahmad Susanto, Teori Belajar Dan Pembelajaran Di Sekolah Dasar, (Jakarta: Kencana Prenada Media Group, 2015)

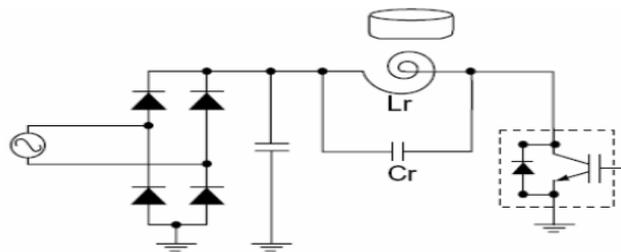


Ilustración 2. Circuito de sellado por inducción. (David et al., 2014)

Este fenómeno de calentamiento por inducción se relaciona con el electromagnetismo, el efecto piel, el principio de transferencia de calor, y la corriente Eddy. (David et al., 2014) Estos fenómenos son aprovechados en la industria con ciertas modificaciones básicas

dependiendo del proceso para realizar calentamientos de diferentes piezas como por ejemplo los rodamientos de las máquinas, los cuales al ser calentados se expanden y permiten una instalación rápida y limpia. Es importante destacar que, para una correcta eficiencia de este tipo de circuitos, es necesario tener en cuenta las propiedades magnéticas y resistivas de la carga a calentar, ya que esto modifica el campo electromagnético generado y por consiguiente genera variaciones en la salida. La solución más óptima para estos problemas se ha presentado incluyendo sensores para generar controles cerrados y así poder tener control de voltaje y corriente de carga, logrando llevar calentamientos acordes a las cargas y volver el circuito autoajutable.(Fabián, Guerrero, & Ramos, n.d.)

6.1.3 Inversor PWM de conmutación suave no resonante

Al necesitar más de un fogón como es habitual den los hogares modernos, se presentan problemas inherentes al funcionamiento de los inversores con respecto a sus frecuencias de funcionamiento. Aunque estas frecuencias se manejan en rangos de operación superiores a las audibles, al tener varios generadores de frecuencias próximos generan interferencias que generan ruido acústico gracias a los diferentes rangos que manejan y a las diferentes cargas que se implementan en cada fogón. Para resolver este problema se lleva trabajando desde 1990 con un control de frecuencia constante y potencia variable VPCF llamado formalmente inversor no resonante .(Abdullah Al, Omori, Hirota, Terai, & Nakaoka, 2005)

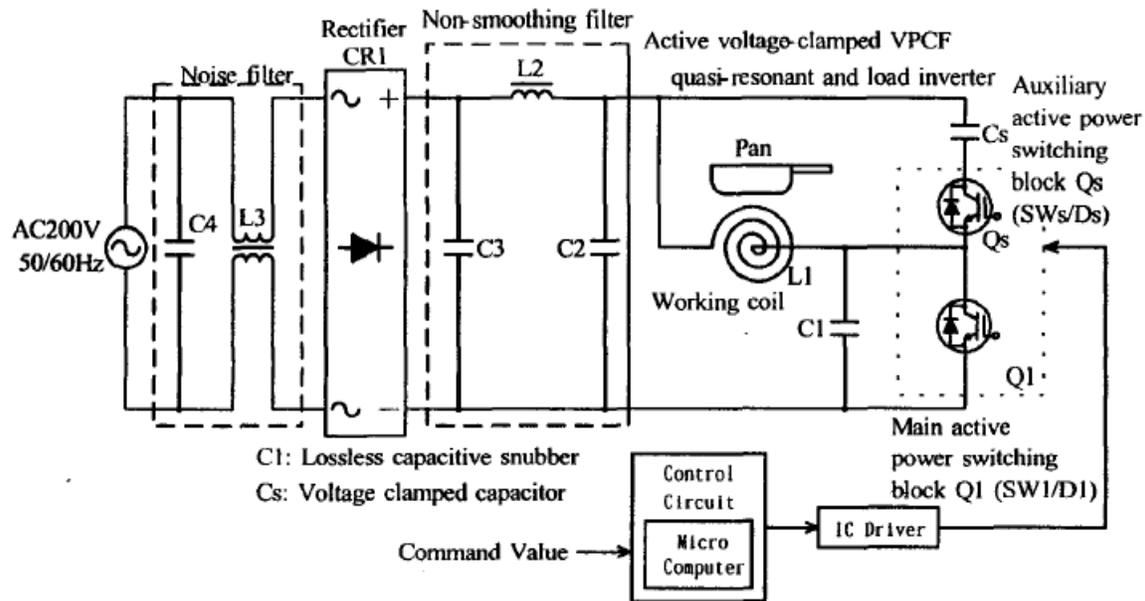


Ilustración 3. Circuito de inversor de frecuencia constante y potencia variable. (Abdullah Al et al., 2005)

Con este nuevo prototipo se logró la reducción de pérdidas de potencia al introducir una puerta de zanja IGBT que cumple con un bajo voltaje de saturación. Sin embargo, para lograr un mejor rendimiento se debe investigar diferentes topologías del inversor mediante una variedad más amplia de semiconductores de potencia de conmutación de puerta MOS, los cuales pueden necesitar de estructuras únicas. (Abdullah Al et al., 2005)

6.1.4 Calentador de inducción de onda viajera de cinco fases para calentamiento continuo de material plano

A causa de los diferentes problemas que tienen los sistemas monofásicos, entre los que encontramos la distribución de calor no uniforme, el movimiento relativo entre el inductor y la pieza de trabajo, las altas fuerzas electromagnéticas que generan vibración entre el calentador y la pieza y la representación de una carga desequilibrada que presenta a la red eléctrica, son los que hacen necesario el desarrollo de sistemas polifásicos que generen

mejores eficiencias y ataquen todas las dificultades de los sistemas monofásicos más conocidos como sistemas de calentamiento por inducción de flujo transversal. (Al-Shaikhli, Humod, & Hasan, 2016)(Al-shaikhli, Humod, & Abbas,2015)

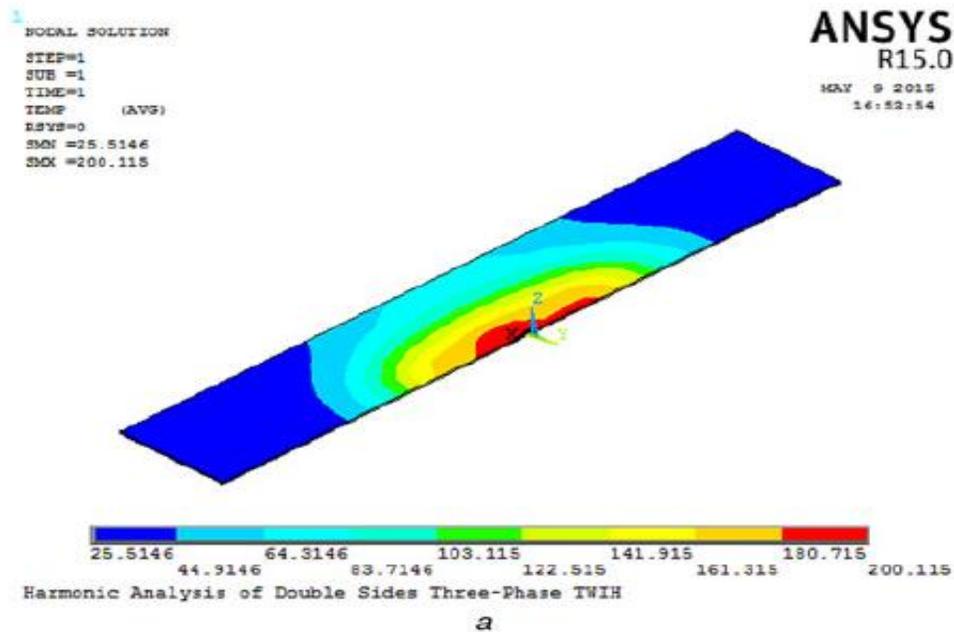


Ilustración 4: Distribución de temperatura: a -Tres fases (Al-Shaikhli et al., 2016c)

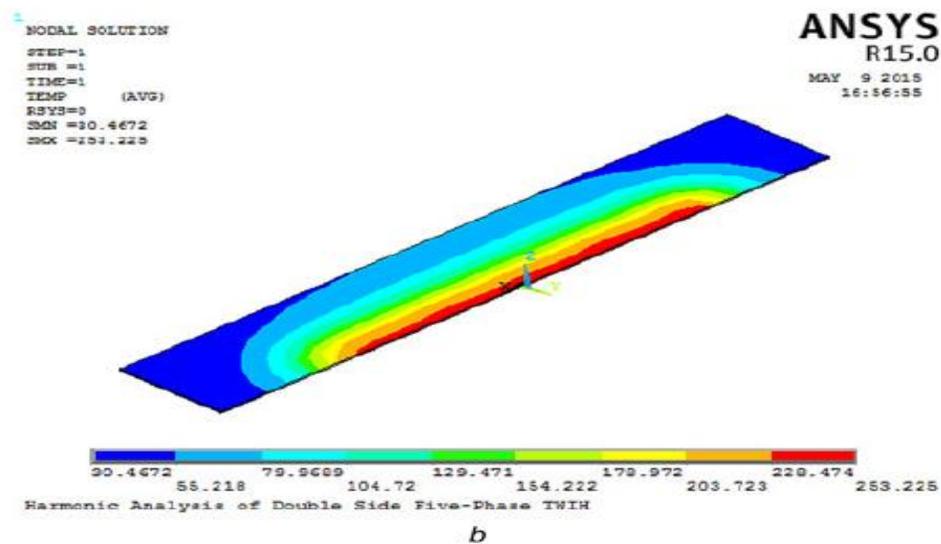


Ilustración 5: Distribución de temperatura: b -Seis fases (Al-Shaikhli et al., 2016c)

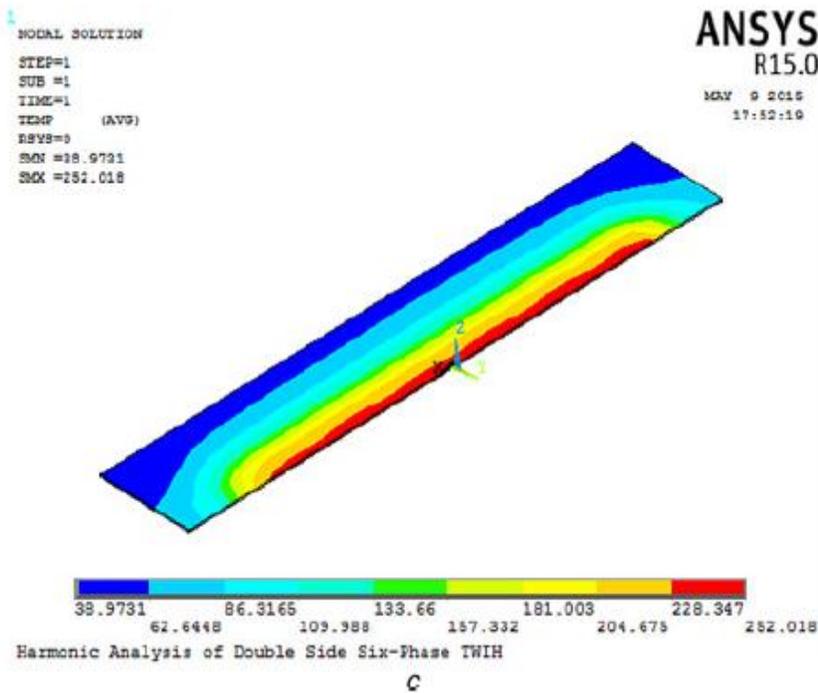


Ilustración 6. Distribución de temperatura cinco fases. (Al-Shaikhli et al., 2016c)

Al realizar el análisis entre los dos sistemas más usados (tres y seis fases), se logró evidencias una reducción considerable en el consumo de corriente en los sistemas de mayor cantidad de fases, un incremento en la corriente e Foucault, mayor eficiencia, mayor temperatura alcanzada, una distribución de temperatura más uniforme, y mayor densidad de potencia. Por otra parte, se logra observar que el rendimiento del sistema de seis fases se puede conseguir con el de cinco fases, lo que deja abierto el campo para generar sistemas de mejor operación y diseño. (Al-Shaikhli et al., 2016)(Luz del Roble Rangel Avalos, 2015)

La configuración del yugo donde están ubicadas las bobinas de inducción en formas cerradas y cuasi cerradas presenta un enfoque del flujo de campo magnético concentrado en la región de calentamiento, lo que causa un flujo de corriente de Foucault encerrada. Este mismo hecho genera un aumento del 10% al 20% en la temperatura, y una distribución más uniforme.

Gracias a estos cambios se genera una mejora en la eficiencia del 15% al 40%, al reducir la corriente de entrada, aumentar la potencia de salida y reducir el factor de potencia.(Al-shaikhli et al., 2015)

6.1.5 Mejorando Multifásico Calentamiento por inducción Sistemas

Los sistemas Multifásico se han planteado como una solución a la eficiencia, sin embargo, una de las grandes problemáticas es que, al incrementar la eficiencia gracias a la cantidad de fases incluidas, también se incrementa el costo, tamaño, peso y complejidad de los circuitos necesarios para este desarrollo.(Phan, Vo, Ngoc, & Maussion, 2018) Gracias a esto, se han concentrado los esfuerzos en presentar nuevos controles asociados, disposiciones específicas para los pines del inversor, optimización de los circuitos, y los rangos de densidad de potencia que se recojan de cada uno de los diseños.(Phan et al., 2018)

6.1.6 Descripción básica de los circuitos resonantes y controles más usados para los sistemas de calentamiento por inducción

El principal fenómeno que se busca con un inversor, es generar una tensión o corriente alterna a partir de una fuente de corriente continua, esta variará en frecuencia o amplitud según lo requerido. Para lograr esto se manejan las siguientes etapas:

- Fuente CC: está en la entrada del inversor y puede darse por una batería o en su forma más habitual se da una etapa de CA/CC para que se pueda alimentar directo con la red.
- Inversor de alta frecuencia: este emplea semiconductores de potencia que realizan la función de interruptores para producir una tensión cuadrada de alta frecuencia.
- Circuito tanque: el objetivo de este circuito es el de filtrar la onda de salida para que esta sea lo más parecida (tanto en voltaje como en corriente) a una señal sinusoidal.

- Transformador de salida (opcional): se utiliza en caso de necesitar un aislamiento galvánico entre la entrada y salida o es necesario subir o bajar el nivel de entrada de tensión.

Así las diferentes topologías de inversores resonantes se obtienen mediante la combinación de inversores de alta frecuencia con los diferentes tipos de circuitos resonantes. (Rasmussen, 2005)(Cells et al., 1996)

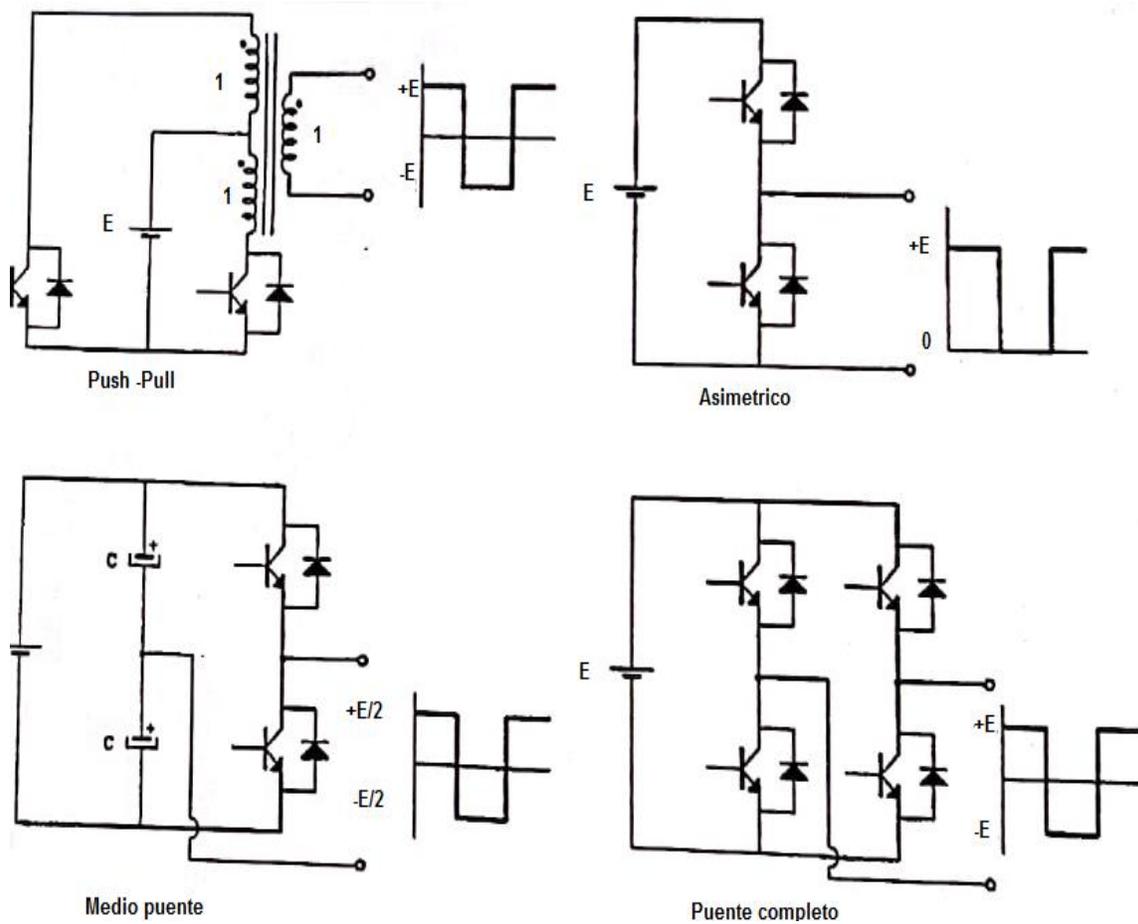


Ilustración 7. Topologías de inversores de alta frecuencia (Cells et al., 1996)

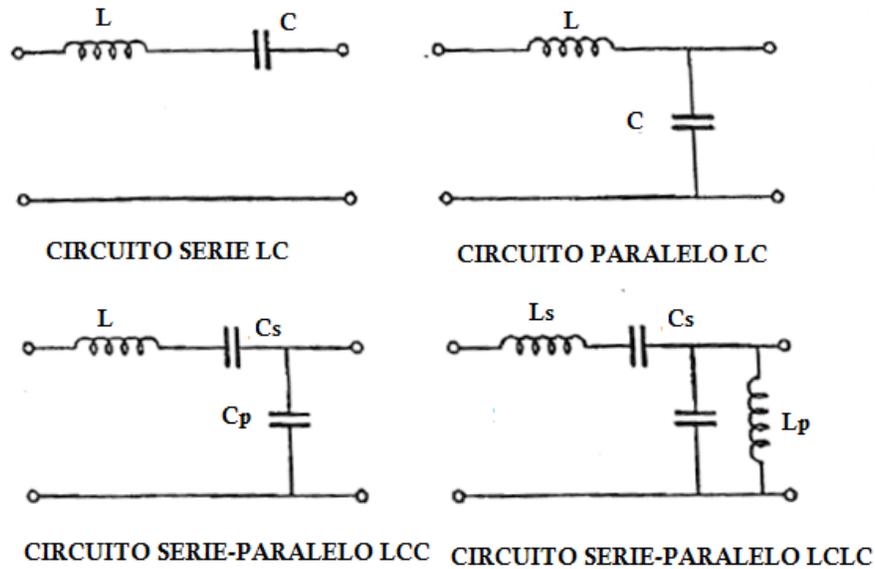


Ilustración 8. Tipos de circuito tanque (Cells et al., 1996)

Los parámetros que son más usados comúnmente para el control de salida son la tensión CC de entrada, frecuencia de conmutación y la forma de onda de la tensión de entrada. (Cells et al., 1996)(Rasmussen, 2005)

Gracias a las investigaciones actuales se puede encontrar dos tipos de conmutación básicas para la creación de cocinas de inducción. Conmutación de tensión a cero y conmutación de corriente a cero. Estos pueden combinarse para crear una conmutación mixta que suele tener mejores resultados. Con todos estos elementos se generan las combinaciones básicas que se utilizan en la creación del prototipo de dos fogones, donde se puede concluir que el inversor que entrega mayor potencia fue el de puente completo y que los circuitos con mejor desempeño fueron los serie – paralelo, aunque no se descartan los otros ya que por su poca complejidad y costo puede ser de mayor utilidad que estos últimos dependiendo de la aplicación. (Rasmussen, 2005)(Cells et al., 1996)

6.1.7 Sistema de cocción por inducción alimentado por energía solar.

Con el fin de que estos sistemas de calentamiento por inducción sean totalmente independiente y amigable con el medio ambiente, se han realizado investigaciones que buscan en un principio generar la posibilidad de alimentar el inversor con energías renovables como la solar y tener la alimentación de la red como segunda opción para usar solo cuando sea estrictamente necesario.(Sibiya & Venugopal, 2017)

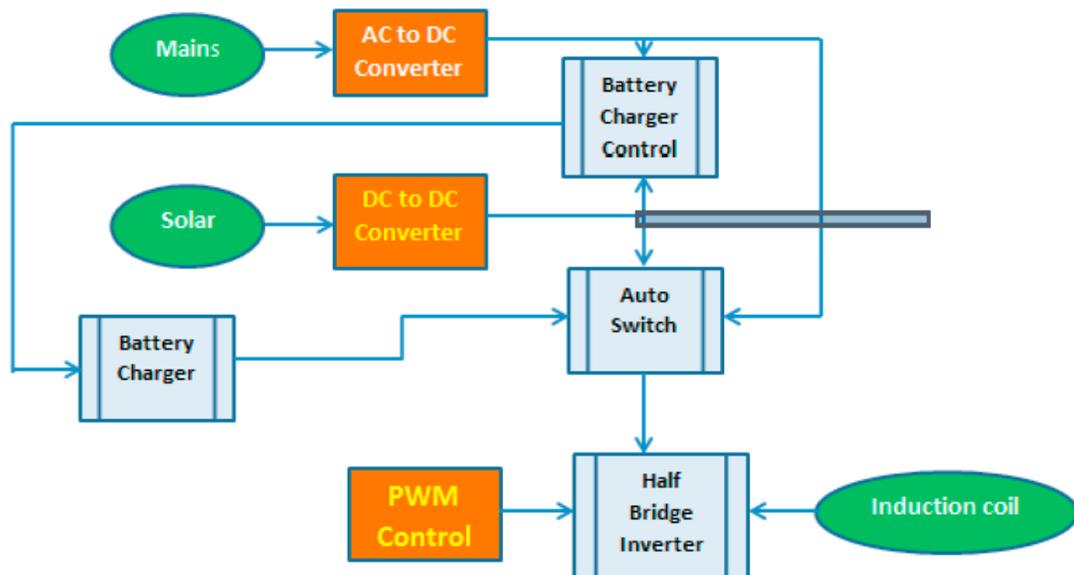


Ilustración 9. Sistema híbrido de conexión a la red y a energía solar. (Sibiya & Venugopal, 2017)

Sin embargo, se nota que la eficiencia baja cuando se aumenta el nivel de cocción, esto debido a que los inversores han sido diseñados de medio puente y dividen la potencia final de la carga. Por lo tanto es indispensable garantizar una potencia amplia y un dimensionamiento de las baterías óptimo para este tipo de sistemas híbridos y mayor aun para sistemas futuros que quieran disponer solo de energía solar como única fuente de alimentación al sistema.(Sibiya & Venugopal, 2017)

6.1.8 Tratamiento térmico de lodos de depuradora por inducción electromagnética.

Uno de los usos más relevantes de esta tecnología está en las aplicaciones donde sea necesario alcanzar altas temperaturas en tiempos muy cortos, dando lugar a genera procesos que son impensables con otro tipo de calentador gracias al desperdicio de energía que se daría. Entre los procesos que ya se han desarrollado, encontramos el tratamiento de aguas residuales los cuales generan grandes cantidades de lodos de depuración. Estos lodos necesitan ser tratados para cerrar el ciclo del proceso y hacerlo autosustentable. Muchos estudios se centraron en buscar la forma de tratar estos lodos, de los cuales se pudo concluir que la variable más importante es la humedad relativa del lodo, ya que es esta la que genera más desperdicio de energía a la hora de generar el secado. Aun en los diferentes métodos de secado existentes en la industria, no se logra un buen resultado si no se utiliza un secado térmico ya sea en pasos intermedios o en general.(Zhou et al., 2018)

Gracias a los cortos tiempos que se necesitan para elevar la temperatura y a manejar voltajes altos se puede ver una reducción considerable no solo en el peso del lodo si no en los gases que expulsan. El voltaje más óptimo según las pruebas experimentales está en el rango de 200V hasta 350V. La figura geométrica del calentador por inducción, varia la corriente que genera estos campos y como resultado determina la eficiencia del secado. Al mismo tiempo el material determina la fuerza del campo de electromagnético de inducción lo que plantea que los diseños de secadores por inducción de lodo de depuración, deben ser diseñados específicamente para cada aplicación para obtener mejores rendimientos que un secador diseñado de manera general.(Zhou et al., 2018)

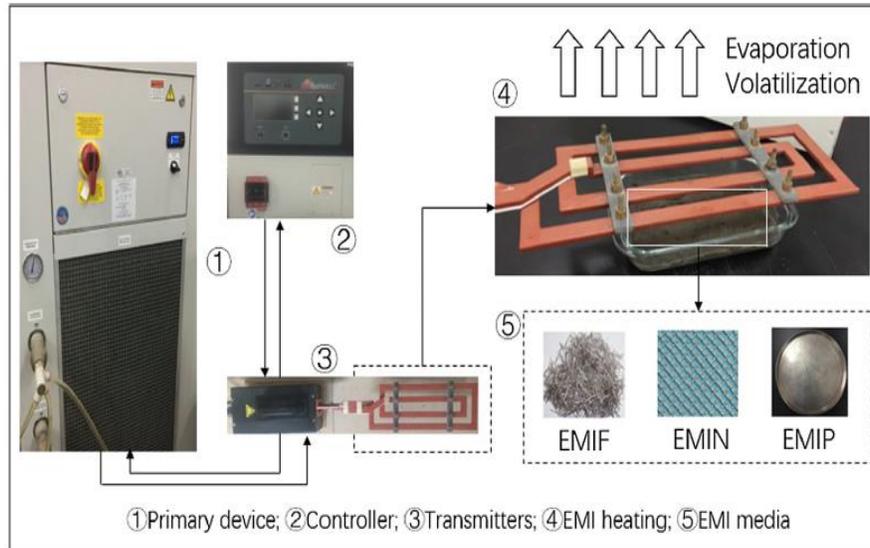


Ilustración 10. Sistema Instalación experimental y flujo de método de calentamiento por inducción electromagnética.(Zhou et al., 2018)(Hannan et al., 2018).

6.1.9 Modelos matemáticos

Es claro que los grandes avances que se ha realizado, son en gran parte por los modelos matemáticos que se han realizado de todas las investigaciones previas; llevando a un punto tan elevado que hoy en día ya se hablan de las cocinas inteligentes IOT.(Sadhu, Pal, Bandyopadhyay, & Sinha, 2010)(Chacón-Troya, Quezada, & Espinoza, 2018) Sin embargo, gracias a estos mismo es claro que se necesita mejorar la eficiencia, la cual tiene un 90% comparada con un microondas que tiene una eficiencia del 95% - 98%.(Sadhu et al., 2010)

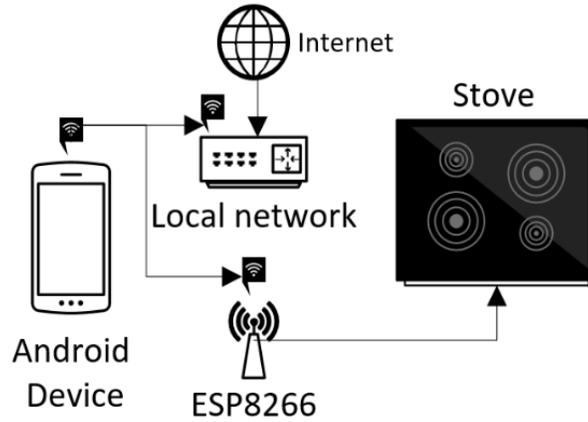


Ilustración 11. Cocina inteligente con implementación de tecnología IOT. (Chacón-Troya et al., 2018)

Los modelos numéricos de hornos de inducción y sistemas de monitores de temperatura por medio de múltiples sensores como pirómetros y termopares, es una gran base para diseñar por medio de estos los modelos de sistemas similares u homólogos. (Jung, You, & Won, 2008)

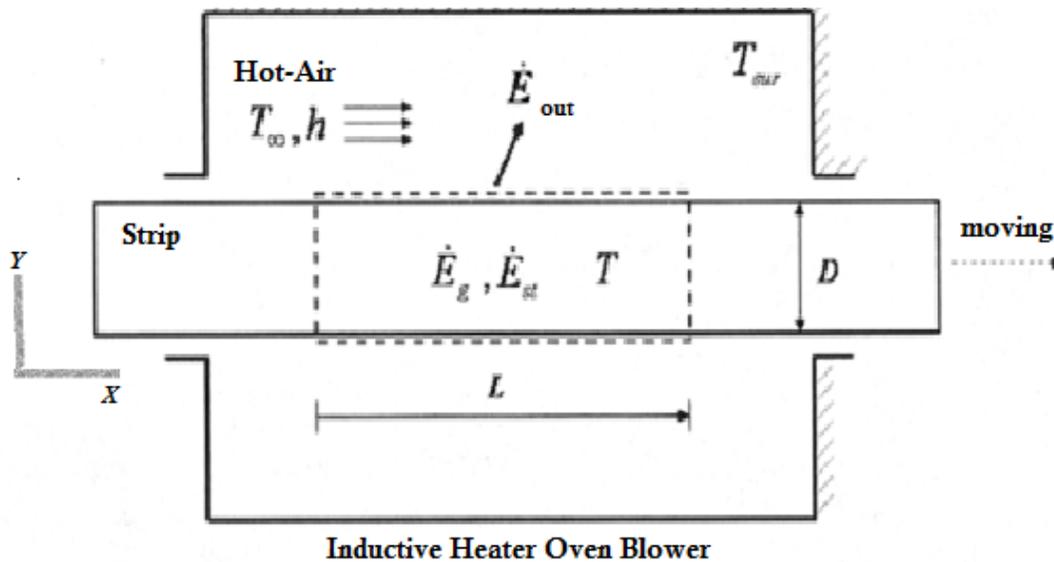


Ilustración 12. Modelo esquemático de un horno de inducción por bandas (Jung et al., 2008)

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} = k \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + q_g \quad (1)$$

Ecuación 1. Horno de inducción modelo de prueba

$$-k \frac{\partial T}{\partial t} = \epsilon \sigma (T^4 - T_{\infty}^4) + h(T - T_{air}) \quad (2)$$

Ecuación 2. Desarrollo de la ecuación 1 igualdad encontrada

Son las ecuaciones que gobiernan un sistema (1)(2) las que dan la posibilidad de estimar y manipular los sistemas de tal forma que realicen lo que se necesita en un proceso o tecnología. Aun así, hay que realizar un trabajo experimental acorde, que permita contrastar el modelo en todas las variaciones que se pueda o no concebir. Si no se realizan las pruebas necesarias, es probable que el sistema tome un rumbo que no se haya considerado y por tal motivo arroje resultados inesperados o en el peor de los casos desastrosos. (Jung et al., 2008)

Para facilitar este trabajo sobre todo en sistemas tan grandes como un depósito de crudo, donde realizar varias pruebas experimentales es imposible o muy costoso; se utilizan software especializados para generar simulaciones confiables. (Z. Wang, Gao, & Fang, 2018)

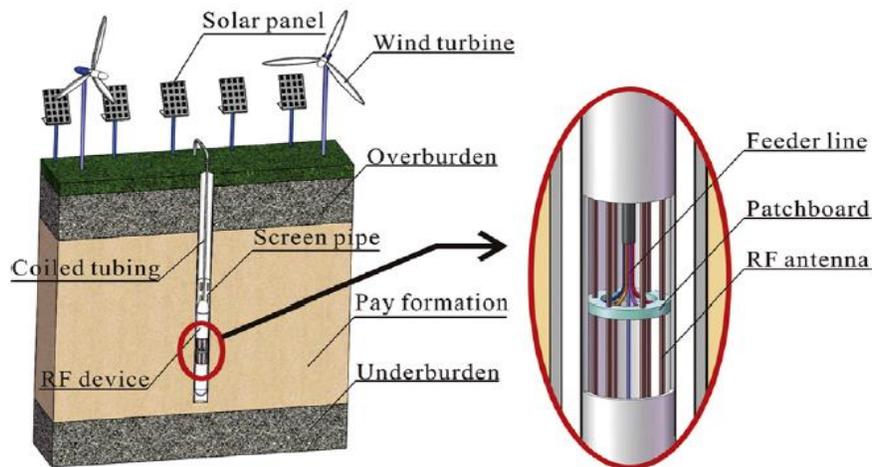


Ilustración 13. Depósito de crudo pesado con calentamiento por RF basado en campos electromagnéticos (Z. Wang et al., 2018)

Actualmente se está investigando la forma de calentar el petróleo pesado en el yacimiento, con el fin de mejorar su extracción. Esto se realiza por medio de tecnología de radio frecuencia RF la cual por medio de un conjunto de antenas y luego se calcula la temperatura por medio del acoplamiento entre campo electromagnéticos. Con el fin de reducir las altas temperaturas que se generan alrededor de las paredes del pozo, se creó un manguito de politetrafluoroetileno y se tienen en cuenta en la simulación las ecuaciones de transferencia de calor y la ecuación de onda.(Z. Wang et al., 2018)

Aunque los esfuerzos por lograr avanzar en esta tecnología han sido grandes, un no se logra generar modelos generales para la extracción de crudo pesado debido a la gran cantidad de variables que se manejan en estos procesos. Aun así, la creación del manguito y su permisividad tienen un impacto notable en la disminución de temperatura de los pozos de crudo pesado.(Z. Wang et al., 2018)

Con modelos tan potentes como los que se han generado, se han mejorado tecnologías como las de calentamiento electro térmico del lecho adsorbente, (la cual permite realizar la absorción de todos los compuestos orgánicos volátiles que son finalmente los que generan el fenómeno de efecto invernadero), gradiente de calentamiento y comportamiento curativo del concreto asfáltico (el cual relación la curación con el gradiente que presenta el asfalto al ser calentado por medios de inducción), calentamiento de platino soportado en acero (lo que determina nano partículas para la conversión ascendente catalica de bio aceite), y enfoque racional de los modelos entre otros materiales.(Li et al., 2019)(Bursavich, Abu-Laban, Muley, Boldor, & Hayes, 2019)(Drobenko, Vankevych, Ryzhov, & Yakovlev, 2017)(Lu, Zhang, Xu, He, & Zhao, 2017)(Hadad, Kochavi, & Levy, 2016)

La comparación en estos campo de la tecnología de inducción junto con la resistiva y la microondas, no solo permite mejorar la eficiencia si no reducir costos cosa que es vista con buenos ojos en cualquier proceso.(Witkiewicz, Nastaj, & Moskal, 2017)

Estos resultados se basaron en la temperatura calculada y experimental, distribución de temperatura simulada y experimental en alturas y condiciones específicas, y diferentes modelamientos en coordenadas cilíndricas que permitieron la corroboración del sistema planteado. Con esto se demuestra que la parte experimental es la dupla que hace falta para el desarrollo de estos sistemas a nivel macro.(Witkiewicz et al., 2017)

6.2 Aspectos normativos

Es importante tener en cuenta las normas y demás aspectos legales que reglamentan el área de estudio, tanto para el uso de energías renovables (teniendo en cuenta que la fuente para el prototipo es eléctrica se podría realizar una sinergia con algunas de estas tecnologías), como todas las normas y leyes vigentes que tenga que ver tanto directa como indirectamente con el medioambiente, problemas de salud pública de enfermedades respiratorias, y la economía relacionada con el déficit que se tiene en la energía eléctrica. Dentro de la reglamentación que se ajusta a estas condiciones encontramos las siguientes:

Acuerdo 391 de 2009 El Consejo de Bogotá D.C dicta los lineamientos para la formulación del plan Distrital de mitigación y Adaptación al cambio Climático.

Ley 697/2000 En la cual Colombia se adhiere al protocolo de Kioto en el marco de las Naciones Unidas sobre el cambio climático, Mediante la cual se fomenta el uso racional y eficiente de la energía, se promueve la utilización de energías alternativas y se dictan otras disposiciones con el fin de reducir las emisiones de Gases de efecto invernadero.

Ley 1715/2014 Por medio de la cual se regula la integración de las energías renovables no convencionales al sistema energético nacional.

Ley 697/2001 En la cual se declara el uso racional y eficiente de la energía (URE) como un asunto de conveniencia nacional. Además, creo el Programa Nacional de PROURE en el que se promueven la eficiencia energética y otras formas de energías no convencionales.

Decreto 139 de 2005 Mediante el Decreto 139, se modificó parcialmente el Decreto 3683/03 y en junio de 2006, mediante la Resolución 18 0609 se definieron los Subprogramas que hacían parte del PROURE y se adoptaron otras disposiciones:

1. Cultura, investigación y promoción del URE y análisis prospectivo de nuevas Tecnologías de transformación energética relacionadas con el mismo.
2. Fomento y desarrollo de proyectos con fuentes energéticas no convencionales y de eficiencia energética, incluidos los proyectos de energías limpias o renovables con prioridad en las zonas no interconectadas

Resolución 6524 de 2011 Secretaría Distrital de Ambiente Conformar en la Secretaría Distrital de Ambiente el Grupo Interno de Trabajo sobre Cambio Climático, integrado por un equipo interdisciplinario de profesionales de las Direcciones de Planeación y Sistemas de Información Ambiental, Dirección de Gestión Ambiental, Dirección de Control Ambiental, Dirección Legal Ambiental y Dirección de Gestión Corporativa; las Subdirecciones a cargo de cada Dirección citada, y Oficinas Asesora de Comunicaciones y de Participación, Educación y Localidades, designados por el Secretario Distrital de Ambiente. Este grupo tendrá por objeto liderar, orientar, facilitar, promover, apoyar y articular las acciones de tipo

técnico, financiero y jurídico que en materia de variabilidad y Cambio Climático la Secretaría Distrital de Ambiente deba conocer, integrando la agenda Distrital con la regional y la nacional en cumplimiento de los compromisos suscritos por Colombia en la Convención Marco de las Naciones Unidas sobre Cambio Climático (CMNUCC) y el protocolo de Kioto.

6.3 Marco conceptual

6.3.1 Inversores resonantes.

Los inversores son circuitos que generan un tensión o corriente alterna a partir de una fuente de corriente continua. Estos nacen para suplir la necesidad de alimentar diferentes tipos de cargas AC con tecnologías portátiles. Gracias al avance de los semiconductores de potencia como los tiristores y transistores se ha logrado la construcción de inversores que resuelven los problemas con una eficiencia aceptable.(Gabriel Sanchez, 1995)

A nivel básico un inversor resonante tiene cuatro etapas fundamentales las cuales tienen una importancia relativa dependiendo del tipo de carga o aplicación que se quiera del inversor.

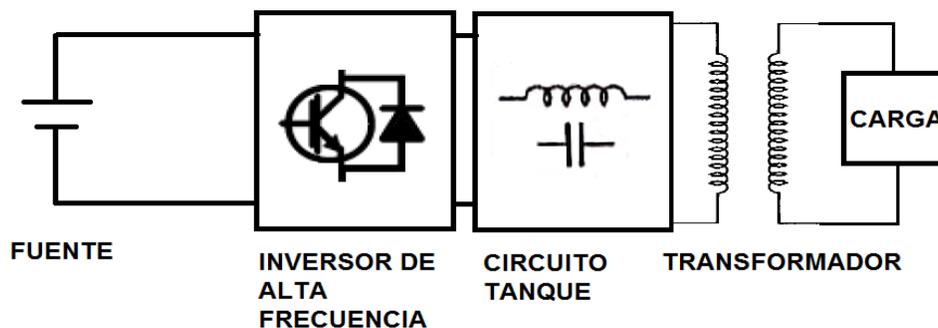


Ilustración 14. Etapas de un inversor resonante (Gabriel Sanchez, 1995)

6.3.1.1 Fuente DC

Esta es la que genera la tensión de entrada del inversor, esta puede ser conformada por una batería y generalmente se realiza un proceso extra donde se rectifica la señal de la red y así se logra que la aplicación funcione conectada directamente a la red.(Cells et al., 1996)

6.3.3 Inversor de alta frecuencia

Este está conformado por transistores y diodos en anti paralelo, los cuales funcionan como interruptores con el fin de generar una onda de tensión cuadrada de alta frecuencia. Gracias a este procesamiento se puede manejar la corriente de entrada del circuito tanque y resulta ser un parámetro fundamental para calcular las pérdidas.(Cells et al., 1996)

6.3.4 Circuito tanque

Este circuito funciona como filtro, el cual toma la onda cuadrada de tensión de entrada y genera ondas de tensión y corriente prácticamente sinusoidales de salida.(Cells et al., 1996)

6.3.5 Transformador de salida

Este elemento es opcional y dependerá de la aplicación o uso del inversor resonante que se le vaya a dar. Las razones por las que es usado son:

- Aislamiento galvánico entre la entrada y salida
- Tensión de entrada demasiado alta o baja (Reducir o elevar tensión).

6.3.6 Topologías de inversor resonante

Un inversor resonante consta de dos elementos el inversor y un circuito resonante. La combinación de cada uno de los circuitos resonantes con las diferentes configuraciones de inversores no genera las diferentes topologías que se pueden encontrar de los inversores resonantes.(Hart, 2001)(Gabriel Sanchez, 1995)

Entre los tipos de inversores más comunes en las aplicaciones encontramos:

- Inversor Simétrico o push pull
- Inversor medio puente
- Inversor puente completo

Cada uno presenta ventajas y desventajas frente a los otros. Por ejemplo, el inversor simétrico tiene la ventaja de ajustar el nivel de tensión de la onda cuadrada de salida por medio del transformador, sin embargo, tiene la desventaja los transistores deben soportar el doble de tensión de entrada. El inversor medio puente emplea dos condensadores para crear puntos de tensión flotantes lo que genera que el valor de la tensión de salida sea la mitad de la tensión de entrada por lo que generalmente no se suele usar para aplicaciones donde se necesite de altas potencias de salida. Finalmente, el inversor de puente completo que utiliza cuatro transistores genera un valor de tensión de salida igual al valor de entrada, por lo que la potencia de salida es multiplicada por cuatro.(Gabriel Sanchez, 1995)(Hart, 2001)

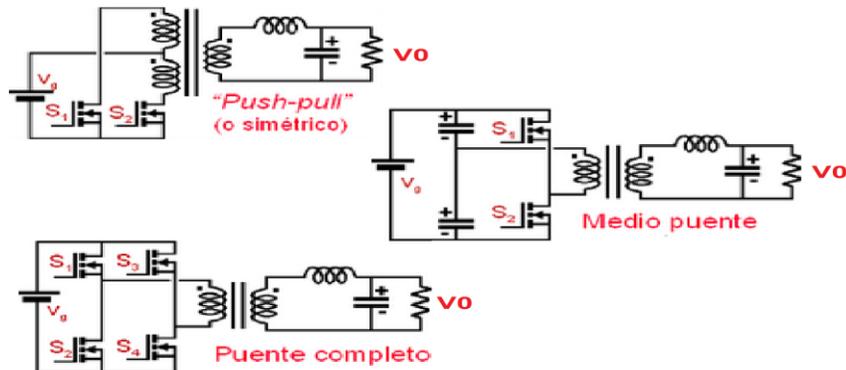


Ilustración 15. Tipos de inversores (Gabriel Sanchez, 1995)

Los tipos de circuitos resonantes más usados son:

- LC-Serie
- LC-Paralelo
- LCC Serie-Paralelo
- LCLC Serie-Paralelo

6.3.7 Control del inversor

Existen parámetros fundamentales que se emplean para el control de potencia de salida del inversor. Estos parámetros son los siguientes:

- **Tensión CC de entrada:** esta se refleja en que la tensión de salida que es la que sale del circuito tanque, depende directamente de la tensión CC de entrada, por lo que puede emplearse como parámetro de control de potencia. Así si controlamos esta tensión por ejemplo con una etapa CA-CC lograremos ajustar los niveles dependiendo a una aplicación, sin embargo, este método reduce el rendimiento total del inversor sin contar con el costo mayor que genera. (Cells et al., 1996)
- **Frecuencia de conmutación:** Este método es más sencillo que el anterior, solo se varía la frecuencia de conmutación de los transistores para variar la potencia de salida

del inversor. Al variar la frecuencia generamos cambios en la impedancia del circuito tanque de salida lo que permite variar la tensión o corriente de salida. El único problema de esta configuración es que los elementos reactivos deben ser diseñados para su correcto funcionamiento en los rangos de frecuencia que se vayan a trabajar. (Cells et al., 1996)

- **Forma de onda de tensión de entrada del circuito resonante:** esto ocurre al variar la forma de onda la cual cambia su valor eficaz. Al no aplicar constante la tensión de entrada en la salida del inversor y al cortocircuitar el circuito resonante. Por lo general se le denomina modulación de ancho de pulso PWM o Clase D por su similitud con los amplificadores clase D.(Cells et al., 1996)

6.3.8 Métodos de conmutación de los interruptores del inversor

Aunque en la literatura se encuentran diferentes tipos de conmutación, el más usual estudiado es el que se realiza con un inversor de puente completo con control por desplazamiento de fase. Esta configuración dispone de dos parámetros de control: La frecuencia de conmutación y el ciclo de trabajo.

En función del desfase que se dé entre la tensión de salida y la corriente del circuito resonante se dan los siguientes tipos de conmutación:

- **Modo de conmutación a tensión cero (ZVS):** la secuencia de conmutación de este modo dispone que cada transistor entra en conducción cuando su diodo anti paralelo ya se encuentre conduciendo, lo cual hace que la tensión que soporta de entrada sea muy reducida y da su nombre. El problema con este método se encuentra cuando los

transistores salen de la conducción, lo cual lo hacen manejando corrientes muy elevadas (casi el máximo de corriente).

- **Modo de conmutación a corriente cero (ZCS):** en esta configuración los transistores salen de conducción al tener corriente 0 y sus diodos anti paralelos dejan circular corriente de forma natural. Gracias a este cambio las pérdidas de salida de conducción de los transistores son nulas. Pero continúan con el problema inverso de la configuración inicial el cual genera pérdidas por la tensión de entrada que tienen los transistores. El transistor se obliga a manejar tensión y corriente simultáneamente en la conmutación generando las perdidas respectivas.
- **Modo de conmutación Mixto (ZVS - ZCS):** en esta configuración dos transistores trabajan en ZVS mientras que los otros dos del puente completo trabajan en ZCS. Así se logra una combinación de las características de ambos.
- **Balance energético en los modos de conmutación:** teniendo en cuenta que las pérdidas totales en los semiconductores se dan por la suma de las pérdidas de conmutación y las de conducción, las perdidas terminan relacionándose con la conmutación y la frecuencia. Con este principio se realizan los análisis necesarios para determinar las pérdidas de conmutación y las de conducción las cuales deberán tener un balance que indicará cual es el mejor método de funcionamiento.

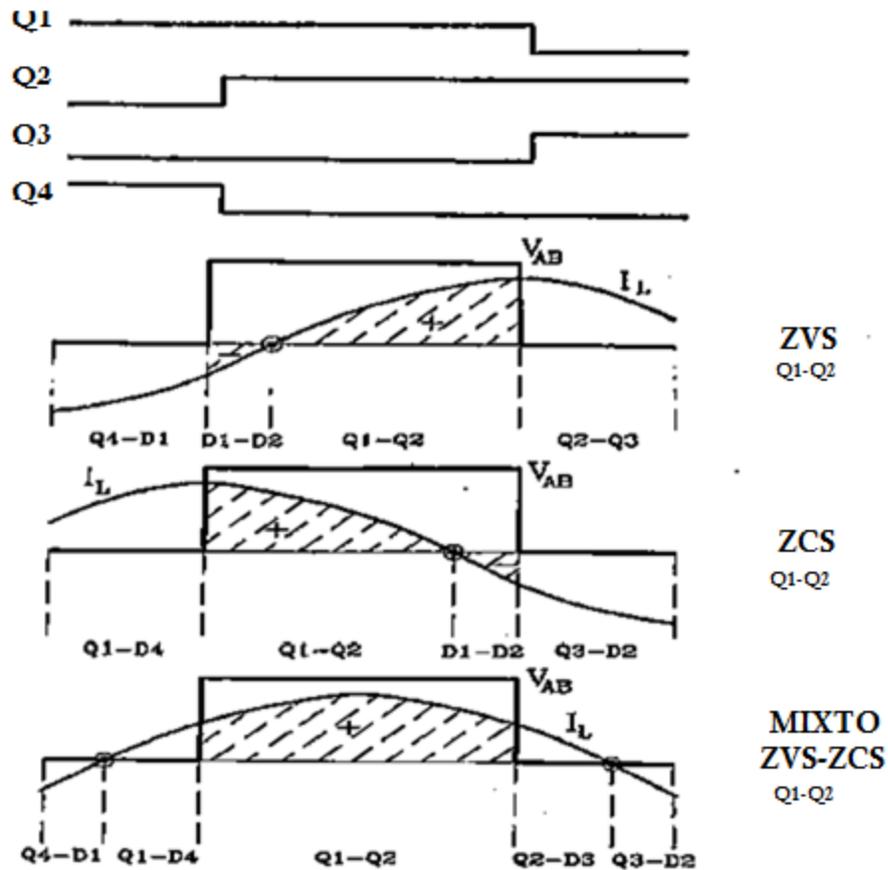


Ilustración 16. señales de control de conmutación (Cells et al., 1996)

6.3.2 Introducción al calentamiento por inducción

El método de calentamiento por inducción nace como una nueva forma de generar calor de manera limpia, eficaz y dinámica. Gracias a esta nueva tecnología se logran tratamientos industriales, ensamble de piezas y aplicaciones domésticos que son aprovechados para dar utilidad a este fenómeno. (K. Wang, 2018)(Moncada et al., 2016)(Hadad et al., 2016)(Zhou et al., 2018)

6.3.2.1 Inducción electromagnética

La inducción electromagnética pone de manifiesto la dependencia entre el campo eléctrico y el magnético, en otras palabras, deja ver como uno de los dos campos genera al otro. Gran parte de esta teoría se la debemos a los experimentos realizados por Faraday y Henry en 1831, en estos pudieron demostrar de manera independiente que la variación temporal del flujo magnético induce una corriente en una espiral conductora estacionaria. La fuerza electromotriz f.e.m inducidas y las corrientes inducidas se denominan conjuntamente como inducción magnética. (López, R. Montoya Lirola, MAria del Mar, 2017)(Paul A. Tipler, 2010)

6.3.2.2 Ley de Faraday

Esta ley demostró que si el flujo magnético a través de un área rodeada por un circuito varia por cualquier medio, generara una f.e.m que es igual en modulo a la variación por unidad de tiempo del flujo que atraviesa el circuito. La f.e.m se manifiesta normalmente como una corriente en el circuito, sin embargo, aparece también cuando no hay circuito por lo que no existe corriente. El signo de esta ley se refiere al sentido de la f.e.m inducida. (Paul A. Tipler, 2010)

$$\varepsilon = - \frac{d\phi_m}{dt} \quad (1)$$

Ecuación 3. Ley de Faraday

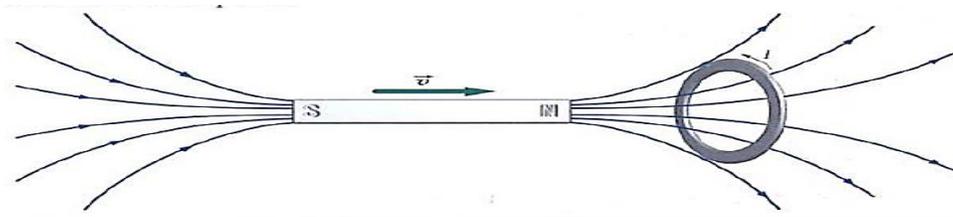


Ilustración 17. Ley de Faraday gráficamente (Paul A. Tipler, 2010)

6.3.2.3 Ley de Lenz

La ley de Lenz está relacionada con el sentido y dirección de la f.e.m de la corriente inducida o en otras palabras por el signo que tiene la ley de Faraday. Esta ley dice que la f.e.m y la corriente inducida poseen una dirección y sentido tal que tiene que oponerse a la variación que las produce. (Paul A. Tipler, 2010)

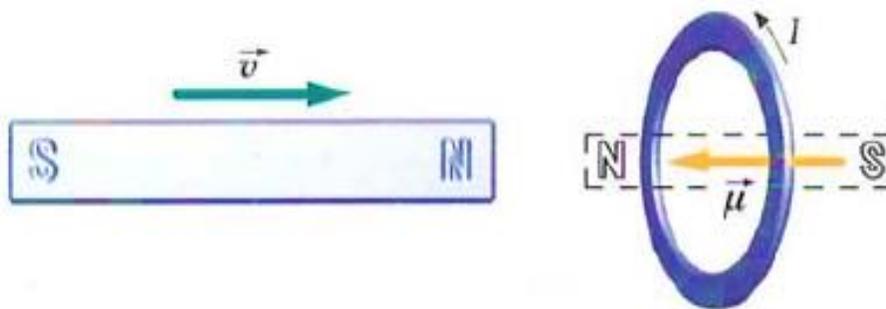


Ilustración 18. Ley de Lenz oposición de la variación que induce la fuerza v (Paul A. Tipler, 2010)

6.3.2.4 Efecto de Joule

Mediante experimentos con resistencias sumergidas en calorímetros, James Prescott Joule obtuvo la ley que determina el calor originado en un conductor por el paso de la corriente. Este calor se da debido a que parte de la energía cinética de los electrones se transforma en calor por los choques que sufren los átomos del material en la superficie. (López, R. Montoya Lirola, MAria del Mar, 2017)(Paul A. Tipler, 2010)(Pullaguari, 2015)

Este efecto se define de la siguiente manera “El calor generado por una corriente eléctrica, depende directamente del cuadrado de la intensidad de la corriente, del tiempo que ésta circula por el conductor y de la resistencia que opone el mismo al paso de la corriente”. Matemáticamente se expresa a través de la siguiente ecuación” y la ecuación matemática que la define es:

$$Q = I^2 * R * t \quad (4)$$

Ecuación 4. Calor generado por una corriente eléctrica

Con esta ley se puede determinar la cantidad de calor que puede entregar una resistencia, demostrando que esta cantidad dependerá de la intensidad de corriente que circule por esta, el valor de la corriente y el tiempo que esté conectada. (López, R. Montoya Lirola, MARIA del Mar, 2017)(Paul A. Tipler, 2010)(Pullaguari, 2015)

6.3.2.5 Efecto piel, profundidad de penetración.

Dependiendo del espesor de elemento a calentar, cambiara la distribución de la corriente inducida, esta distribución no es uniforme a lo largo del espesor ya que la corriente es menor a medida que el espesor aumenta. Este efecto es resumido de la siguiente manera “Cuanto más grande sea la frecuencia de las corrientes en un conductor, la concentración de éstas será mayor en la superficie”

Para un cilindro de radio lo suficientemente grande se puede calcular P, potencia total disipada y J, densidad de corriente que atraviesa la pieza, mediante las siguientes ecuaciones:(Paul A. Tipler, 2010)(López, R. Montoya Lirola, MARIA del Mar, 2017)

$$P = \int_0^{\infty} P_0 e^{-\frac{2x}{\delta}} dx = P_0 \frac{\delta}{2} \quad (5)$$

$$J = \int_0^{\infty} J_0 e^{-\frac{x}{\delta}} dx = J_0 \delta$$

Ecuación 5 Potencia total disipada

Dónde: P_0 = Potencia disipada en la superficie

J_0 = Densidad de corriente en la superficie

S = Profundidad estándar de penetración

Con estos datos se determinó la penetración de varios materiales, en función de la frecuencia de trabajo. Esto se resume en la siguiente figura:

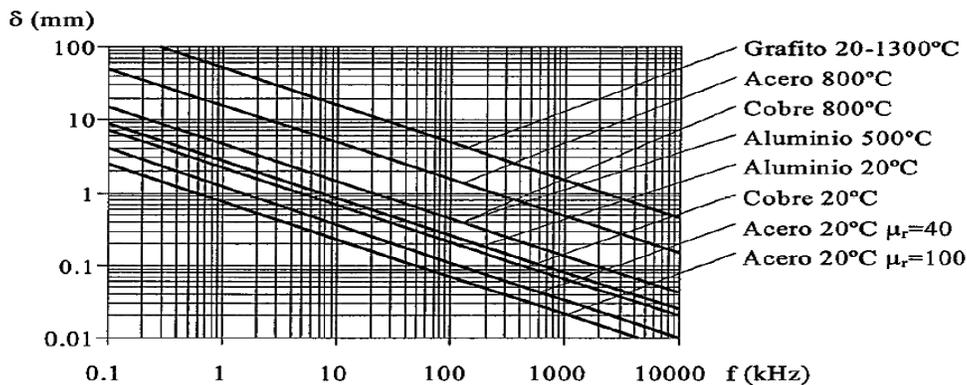


Ilustración 19. Ley de Lenz Profundidad de penetración en función de la frecuencia para varios materiales (Pullaguari, 2015)

Lo que demuestra que la elección de la frecuencia de trabajo es fundamental para el funcionamiento de los equipos de calentamiento por inducción.

7. Metodología

Para realizar el proyecto se utilizó la metodología de diseño de nuevos productos de innovación el cual constituye la metodología estándar más utilizada para el análisis, diseño, implementación y documentación de productos nuevos en el mercado. Esta metodología se adaptará a los requisitos del proyecto por lo que se tomaran solo sus primeras tres fases ya que las últimas tres se realizan para generar producción en masa, márketing y comercialización de los mismo. Las fases que se usaron fueron:

Fase 1: Investigación preliminar:

En esta fase se estableen los requisitos que debe cumplir el producto, esto generalmente se realiza con una visión general de la función que deba cumplir y se dan ponderaciones a cada uno de los ítems de importancia o problemas previsibles. Por último, se realiza un estudio de factibilidad y un análisis de viabilidad financiera.

Fase 2: Desarrollo:

Se necesitan dos partes en este proceso una es llevar el producto a puesta en marcha y la otra es generar toda la trazabilidad de estos desarrollos con el fin de poder tomar decisiones de mejora en el futuro. En esta etapa se realizan ensayos técnicos de uso y se evalúan los resultados para ir realizando modificaciones a manera de iteración hasta lograr un funcionamiento aceptable.

Fase 3: Implementación:

En esta fase se determinan los detalles no técnicos que influyan en la utilización del producto como uno funcional. Se toman decisiones de cambios frente a un posible valor agregado y a

detalles de manejo, esto se basa más en pruebas uso para público general y sale de las características de la fase anterior, gracias a esta fase se complementan los trabajados anteriores con el fin de generar no solo un prototipo funcional sino estético para su posible comercialización y venta.

7.1 Diagrama de bloques de la solución

Para la realización del proyecto se llevó a cabo siete fases en general (ilustración 20), las cuales muestran de manera metódica y organizada los flujos de datos y sus interacciones necesarias para el buen funcionamiento del prototipo. Las fases son las siguientes:

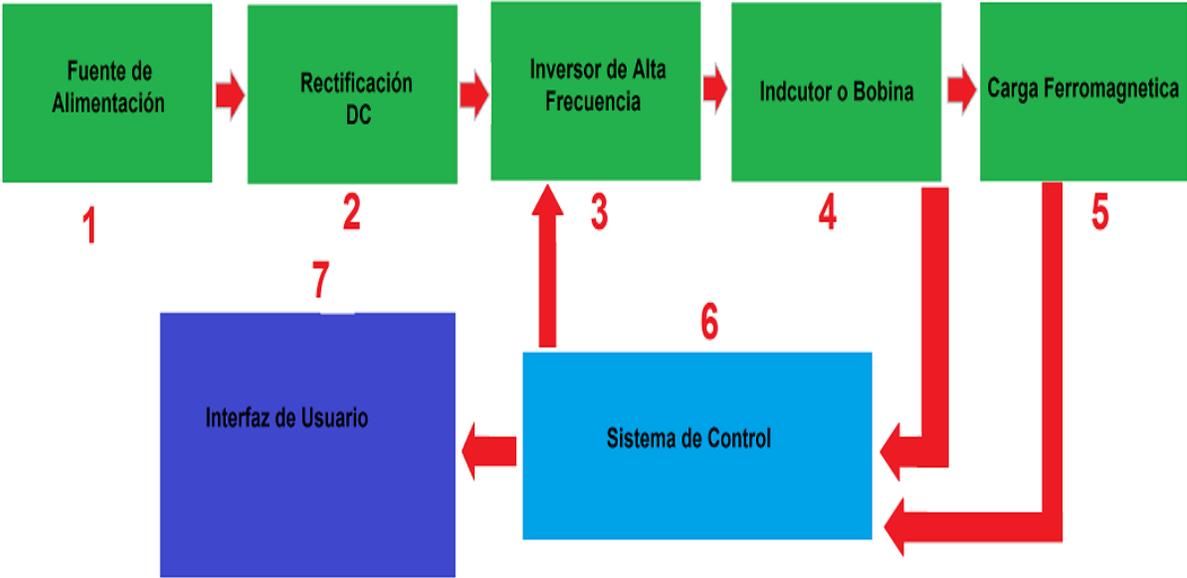


Ilustración 20. Fases para la construcción de una Cocina de inducción (Fuente elaboración propia)

7.1.1 Fuente de alimentación

Es la principal fuente de energía de todo el sistema, para este proyecto se toma como base una red con 110 V a 60 Hz. Estas características se dan con el fin de que el prototipo pueda funcionar en los hogares.

7.1.2 Rectificación DC

En esta etapa se convierte la corriente AC en DC para poder alimentar todos los dispositivos tanto de control como los de la interfaz, los cuales por ser digitales tienen voltajes inferiores a los que suministra la red.

7.1.3 Inversor de alta frecuencia

En esta etapa se toma la corriente DC de la anterior fase y mediante conmutadores electrónicos rápidos IGBT, realizan la conversión para obtener una señal alterna de alta frecuencia, por lo que se llevara la señal a decenas de KHz.

7.1.4 Inductor o bobina

La señal procesada en la etapa anterior se implementa en una bobina que cumpla con las especificaciones. Esta se encargará de enviar las ondas electromagnéticas de alta frecuencia a la carga de material ferromagnético.

7.1.5 Carga ferromagnética

En esta fase se pondrá una carga o recipiente que debe ser de material ferromagnético, esto con el fin de que el efecto Joule disipe el calor.

7.1.6 Sistema de control

Esta es una de las etapas más importantes pues en esta se generará por medio de un control, la señal a alta frecuencia junto con los interruptores electrónicos. Al mismo tiempo este sistema se encargará de regular la temperatura y de proporcionar una interfaz al usuario para que este pueda manipular y ver las variables que maneja a nivel global el sistema.

7.1.7 Interfaz de usuario

Esta etapa se encargará de proporcionar al usuario dinámicas para que este pueda interactuar con todo el sistema de manera fácil y segura. Al mismo tiempo permitirá que se pueda garantizar el correcto funcionamiento por parte del usuario final.

8. Desarrollo y Resultados

8.1 Diseño del Hardware

Circuito de potencia

Para esta etapa se hace uso del PIC18F4550, los PIC son una familia de microcontroladores tipos RISC (Reduced Instruction Set Computer), usan área de código y de datos por separado por lo cual funciona con arquitectura tipo Harvard, dentro de las características más importantes en las nuevas generaciones son la tecnología nanoWatt, lo cual hace que el sistema contenga diferentes modos de ahorro de energía, haciendo esté bastante útil en todo tipo de aplicaciones, a continuación en la tabla 2 se puede observar específicamente la columna de la derecha, la cual contiene todas las características del PIC18F4550 que el que se usó en el proyecto.

Tabla 2 Especificaciones de PIC18F4550 (Inc, 2006)

Features	PIC18F2455	PIC18F2550	PIC18F4455	PIC18F4550
Operating Frequency	DC – 48 MHz			
Program Memory (Bytes)	24576	32768	24576	32768
Program Memory (Instructions)	12288	16384	12288	16384
Data Memory (Bytes)	2048	2048	2048	2048
Data EEPROM Memory (Bytes)	256	256	256	256
Interrupt Sources	19	19	20	20
I/O Ports	Ports A, B, C, (E)	Ports A, B, C, (E)	Ports A, B, C, D, E	Ports A, B, C, D, E
Timers	4	4	4	4
Capture/Compare/PWM Modules	2	2	1	1
Enhanced Capture/Compare/PWM Modules	0	0	1	1
Serial Communications	MSSP, Enhanced USART	MSSP, Enhanced USART	MSSP, Enhanced USART	MSSP, Enhanced USART
Universal Serial Bus (USB) Module	1	1	1	1
Streaming Parallel Port (SPP)	No	No	Yes	Yes
10-Bit Analog-to-Digital Module	10 Input Channels	10 Input Channels	13 Input Channels	13 Input Channels
Comparators	2	2	2	2
Resets (and Delays)	POR, BOR, RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR (optional), WDT	POR, BOR, RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR (optional), WDT	POR, BOR, RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR (optional), WDT	POR, BOR, RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST), MCLR (optional), WDT
Programmable Low-Voltage Detect	Yes	Yes	Yes	Yes
Programmable Brown-out Reset	Yes	Yes	Yes	Yes
Instruction Set	75 Instructions; 83 with Extended Instruction Set enabled	75 Instructions; 83 with Extended Instruction Set enabled	75 Instructions; 83 with Extended Instruction Set enabled	75 Instructions; 83 with Extended Instruction Set enabled
Packages	28-Pin PDIP 28-Pin SOIC	28-Pin PDIP 28-Pin SOIC	40-Pin PDIP 44-Pin QFN 44-Pin TQFP	40-Pin PDIP 44-Pin QFN 44-Pin TQFP

En las características más importantes se puede observar que este micro controlador contiene 5 puertos E/S (A,B,C,D,E), 4 Timers de 0 al 3, 20 fuentes de interrupción, comunicación serial, modulo USB, 13 canales ADC, y de las características más importantes a resaltar son los módulos CCP y ECCP, estos dos módulos son de captura, comparación y modulación por ancho de pulso (PWM), en específico el módulo ECCP (*Enhanced Capture/Compare/Pwm*

module) en el PIC18F4550 ya trae por defecto en el compilador la instrucción para generar las señales correspondientes para el manejo de un circuito inversor, ya sea en tipo puente completo, o medio puente, además se puede programar el tiempo muerto de seguridad que debe existir entre las dos señales de control lo cual hace la que la programación sea bastante sencilla y además los costos de implementación sean bajos.

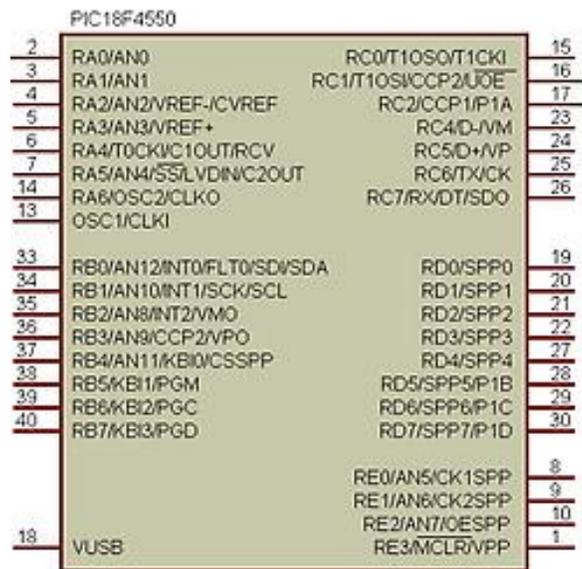


Ilustración 21 Esquemático PIC18F4550 (Fuente elaboración propia)

Este controlador será el que genere los pulsos de activación de los IGBTs, recibir comandos del segundo micro controlador de la interfaz de usuario y generar las señales necesarias para determinar los momentos de lectura del control. A continuación, se muestra el esquema general del circuito de potencia compuesto por los cuadro dispositivos de potencia IGBT's, y el circuito resonante, el cual fue simulado y puesto en el software multisim.

Diseño electrónico inversor alta frecuencia

En este proyecto se optó por un inversor monofásico de puente completo el cual necesita de un sistema de activación de los IGBT's, que genere las señales correspondientes a dos ondas cuadradas a la frecuencia de resonancia, una con desfase de 180° con respecto a la otra, y teniendo en cuenta un tiempo muerto prudente entre la activación y la desactivación de cada señal ya que si no se realizara esto, en el momento del cambio de estado alta a bajo y viceversa se produciría un corto lo cual dañaría los IGBT's.

Para la generación de estas dos señales con desfase de 180° y tiempo muerto, se hizo uso del PIC18F4550 y el compilador PCWHD COMPILER, debido a la facilidad y manejo de programación, para generar las señales correspondientes se hizo uso del módulo ECCP (*Enhanced Capture/Compare/Pwm module*), el cual ya viene configurado automáticamente para generar las dos señales para medio puente o las cuatro señales para puente completo.

Este módulo ECCP, tiene 4 modos de funcionamiento según se requiera:

- Single output: P1A modulated; P1B, P1C, P1D assigned as port pins
- Full-bridge output forward: P1D modulated; P1A active; P1B, P1C inactive
- Half-bridge output: P1A, P1B modulated with dead-band control; P1C, P1D assigned as port pins.
- Full-bridge output reverse: P1B modulated; P1C active; P1A, P1D inactive.

El modo escogido en este caso fue el "Half-Bridge Output" ya que en nuestro caso solo se necesita activar cuatro IGBT's, así por el pin P1A, se obtiene la primera señal PWM que activara la mitad del puente rectificador y por el pin P1B se obtiene la segunda señal PWM

con el desfase de 180° necesaria para activar la otra mitad del puente, además de estas dos señales se tiene la opción de programación del tiempo muerto desde 200ns.

Para hacer uso de este módulo en primer lugar se hace la configuración del timer 2, en el cual se configura la frecuencia que establecerá el PWM, luego se configura el módulo CCP correspondiente como PWM “Half-Bridge Output”, y por último se digita el ciclo útil de la señal, el cual en este caso será el 50% para obtener una onda de tipo cuadrada a la frecuencia deseada.

La configuración implementada para el módulo ECCP fue de 54 el cual fue calculado de la siguiente manera: líneas de código implementadas en el compilador para la configuración del módulo ECCP son las siguientes:

En la primera línea de este código se hace la configuración del timer 2 a una frecuencia de 22KHz, preescalizado por 4 y postescalizador por 1, la formula usada es la siguiente:

$$CargaPWM = \frac{\frac{1}{Frecuencia\ Deseada}}{4 * Prescalizador * \frac{1}{Frecuencia\ cristal} * postcalizador} \quad (1)$$

$$54 = \frac{\frac{1}{22000}}{4 * 4 * \frac{1}{20000000} * 1}$$

Ecuación 6 Formula para cálculo de carga PWM

Con la ecuación 6 se determinaron los valores para 10 niveles diferentes en los cuales se obtuvieron los siguientes datos para cargar en el PWM:

Frecuencia deseada (Hz)	Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits)	Aproximación (Bits)	Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits) – Códigos para visualización (100 - 1300)
20000	62,5	62	62 -100
20500	60,97560976	60	60 -200
21000	59,52380952	59	59 -400
21500	58,13953488	58	58 -600
22000	56,81818182	56	56 -800
22500	55,55555556	55	55 -900
23000	54,34782609	54	54 -1000
23500	53,19148936	53	53 -1100
24000	52,08333333	52	52 -1200
24500	51,02040816	51	50 -1300

Tabla 3 Datos para cargar el PWM (Fuente elaboración propia)

En la segunda línea se hace la configuración del módulo CCP, donde se configura como PWM, luego como establece que la salida será de tipo “Half-Bridge”, y el tercer dato es la configuración del tiempo muerto el cual es “200ns*X” donde X es el dato que se pone después de la coma, en este caso X es 10 por lo cual el tiempo muerto en este caso es de 2us.

Por último, se hace la asignación del ciclo útil de la señal, para esto se aplica la siguiente formula:

$$n = \frac{\log\left(\frac{\text{Frecuencia cristal}}{4 \cdot \text{Frecuencia PWM} * \text{Prescalizador}}\right)}{\log(2)} \text{ Bits} \quad (2)$$

Ecuación 7 Cálculo de ciclo útil para la señal

Donde n hace referencia a la cantidad de bits que tendrá el PWM:

$$5.82 = \frac{\log\left(\frac{20000000}{22000 * 4}\right)}{\log(2)} \text{ Bits}$$

Ecuación 8 Bits del PWM calculados con la ecuación 7

Ahora la resolución del PWM será:

$$Res = 2^n = 2^{5.83} = 56.88$$

Ecuación 9 Resolución del PWM calculado

Lo cual quiere decir que:

$$56.88 \rightarrow 100 \% \text{ Ciclo util}$$

Ecuación 10 Porcentaje de ciclo útil

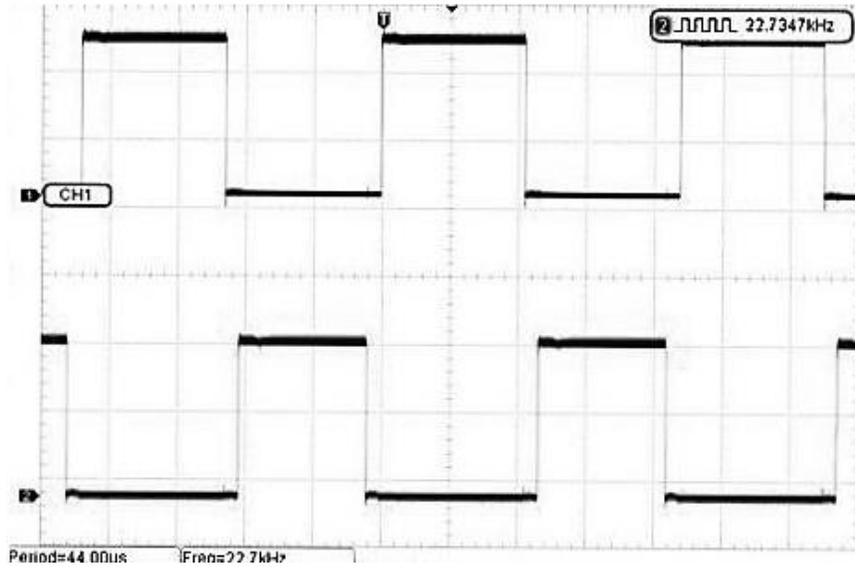
Por lo tanto, si se necesita un ciclo útil del 50% se tendrá:

$$\text{Ciclo util } 50\% = \frac{50 * 56.88}{100} \approx 29$$

Ecuación 11 Ciclo útil del 50%

Por lo cual en la línea de ciclo útil se pone el valor de 29 para obtener un ciclo útil del 50%.

Como resultado de la implementación de estas líneas de código en el compilador se obtienen las siguientes señales por los pines P1A y P1B del micro controlador PIC18F4550. Esta señal se obtuvo con el osciloscopio marca RIGOL.



*Ilustración 22 Señal 1 del PWM de control con frecuencia de 22.7 KHz, ciclo útil 50%.
(Fuente elaboración propia)*

Al observar la ilustración 22, se puede verificar la señal que se obtienen con el código previamente explicado, esta cumple con la frecuencia deseada con un desfase de 180°.

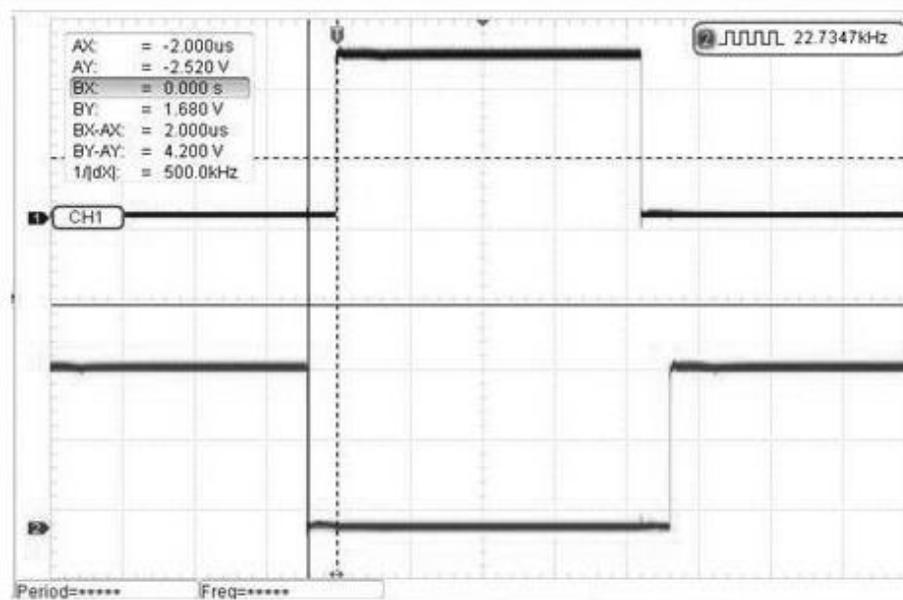


Ilustración 23 Tiempo muerto entre señales de control. (Fuente elaboración propia)

Como se observar en la ilustración 23, el tiempo muerto entre las dos señales es de $2\mu s$, tal y como se estableció en la programación.

Circuitos de acondicionamiento de señales.

Luego de tener las señales de control generadas por el micro controlador PIC18F4550 se tiene que realizar el respectivo tratamiento de las señales debido a que en primer lugar por seguridad del sistema se deben desacoplar las tierras de control y las tierras de potencia, y en segundo lugar la activación de los IGBT's debe de realizarse por medio de un driver para su correcto funcionamiento, por tanto, para realizar esto se plantea el siguiente sistema de acople y manejo de driver:

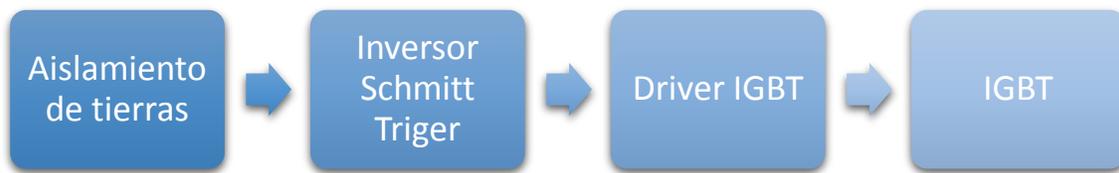


Ilustración 24 Fases de circuitos de acople y acondicionamiento de señales(Fuente elaboración propia)

Aislamiento de tierras

Para evitar errores y daños en el sistema de control ya que se trabajará con un micro controlador en la parte de control y con corrientes altas en la parte de potencia, se plantea una fase de aislamiento de tierras con el fin de evitar ruido y daños en el micro controlador. Debido a que se manejan frecuencias altas se opta por escoger un opto acoplador de

respuesta rápida, por lo cual se escoge el 6N139 el cual tiene tiempos de respuesta de 1µs hasta 7 µs, además que su salida es de configuración “*Split-Darlington*”.

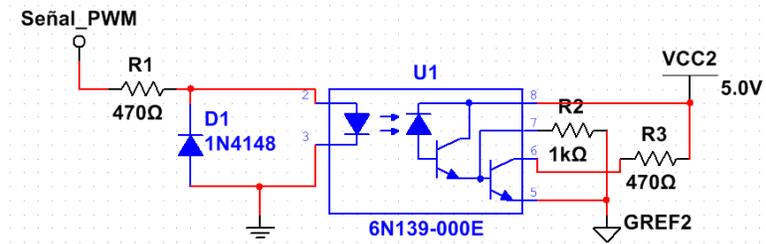


Ilustración 25 Montaje opto acoplador 6N139 (Fuente elaboración propia)

Las resistencias correspondientes a la entrada R1 y R3 se calcularon teniendo en cuenta una corriente de entrada y salida establecida en 10mA, la resistencia R2 polariza la base interna y ayuda al proceso de la correcta conmutación.

$$R_1, R_3 = \frac{VH}{IF} = \frac{5V}{10mA} = 500 \Omega \approx 470 \Omega \quad (2)$$

Ecuación 12 Calculo de resistencias para montaje de opto acoplador

La señal obtenida a la salida de los opto acopladores se observa en la siguiente ilustración.

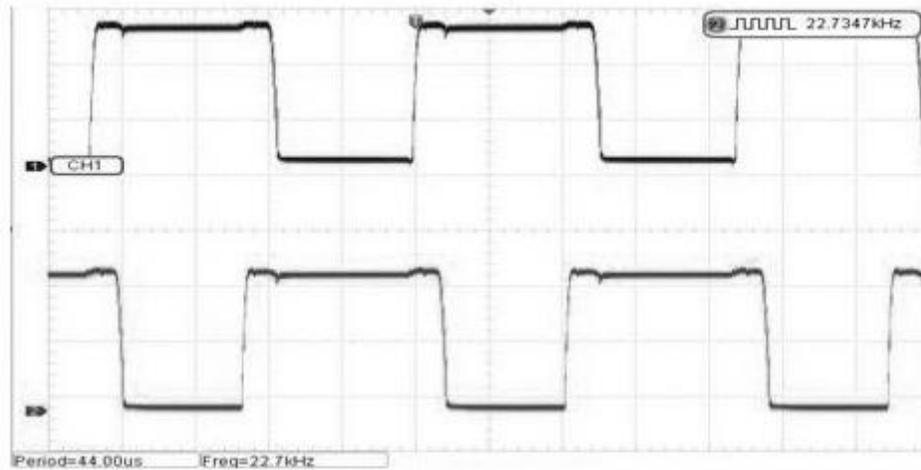


Ilustración 26 Señales de control a la salida del 6N139 opto acoplador(Fuente elaboración propia)

En esta etapa las tierras de control y potencia ya se encuentran desacopladas, se observa que las señales cambiaron de polaridad, y además se observa algo de ruido en el sistema que resulta normal para estos tipos de montaje.

Inversor Schmitt-Trigger

Debido a que la señal obtenida a la salida del opto acoplador esta invertida, los tiempos de activación y desactivación aumentaron notablemente y además está contaminada con ruido en comparación con la señal inicial, para solucionar este problema se plantea poner un inversor Schmitt-Trigger, este inversor cambiara la polaridad de las señales nuevamente, al tener un tiempo de respuesta mucho más rápido, alrededor de 200ns los tiempos de activación y desactivación mejoraran.

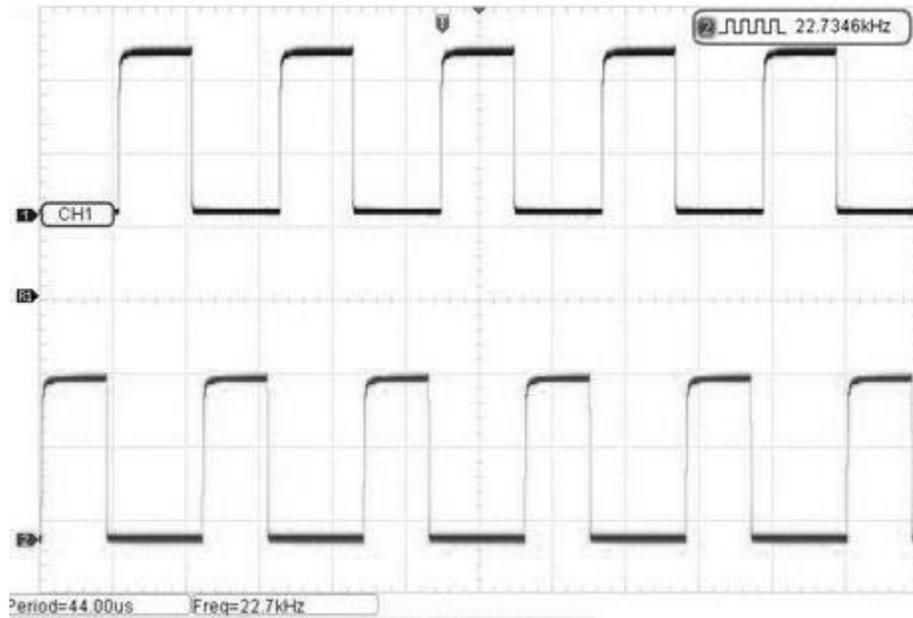


Ilustración 27 Señales de control a la salida del inversor Schmitt - Tigger CD40106(Fuente elaboración propia)

En la ilustración 27 se puede observar que el ruido en el sistema mejora notablemente, la polaridad de las señales ya es la correcta y claramente se ve que los tiempos de activación y desactivación son drásticamente reducidos, en este punto la señal ya está lista para ir al driver de los IGBT's.

Driver IGBT

Para el funcionamiento del inversor con topología de puente completo se necesita un driver para manejar el puerto, esto logra el correcto funcionamiento de los dispositivos de potencia en este caso IGBT's. Para este proyecto se escogió el integrado IR2110 de empresa International Rectifier, esto debido a que es de fácil acceso comercialmente y además cumple con los requerimientos necesarios para el sistema a implementar.

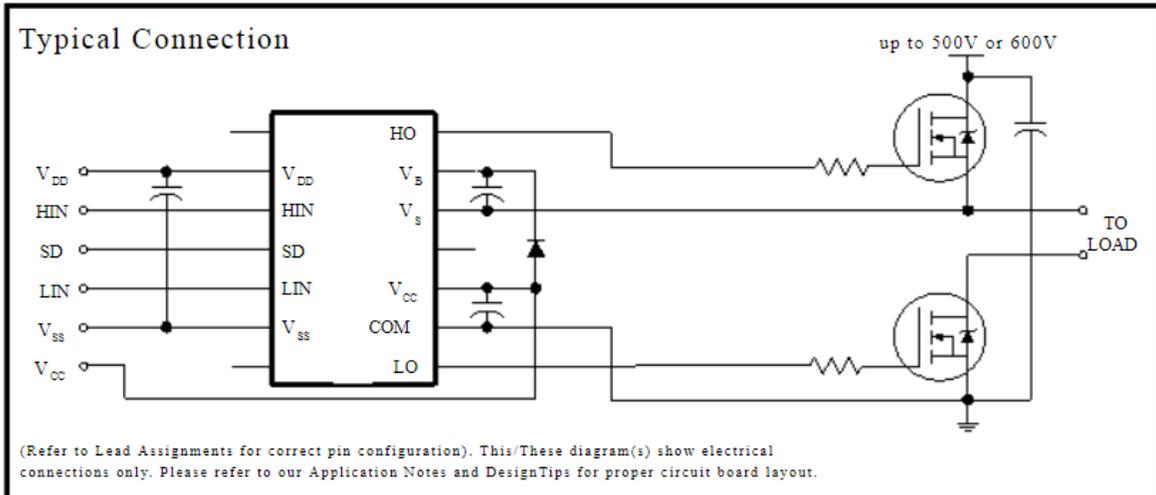


Ilustración 28 Conexión propuesta por el fabricante para el IR2110(Rectifier, 2010)

El driver IR2110 consta de tres señales de entrada y tres de salida, a la entrada se tiene: señal de alta (HIN), señal de baja (LIN), y la señal de habilitación (SD), en la salida se tiene: señal de salida alta (HO), señal de salida baja (LO), y la señal Vs que finalmente es la tierra flotante del circuito inversor puente completo.

Para la puesta en funcionamiento de este driver se debe hacer el cálculo del circuito externo Bootstrap, conformado por el capacitor entre Vs y Vb, y un diodo de recuperación rápida entre VCC y Vb.

Para la selección del capacitor se realizó el cálculo del circuito Bootstrap de la siguiente manera:

$$C > \frac{2Q_g + \frac{I_{qbs(max)}}{f} + Q_{LS} + \frac{I_{CBS}}{f}}{v_{cc} - v_f - v_{ls} - v_{min}}$$

$$C > \frac{2 * 175x10^{-9} + \frac{230x10^{-6}}{22000} + 5x10^{-9} + \frac{2x10^{-6}}{22000}}{15 - 1 - 6.8}$$

Ecuación 13 Cálculos del capacitor para el circuito Bootstrap

$Q_g = 275\text{nC}$ [carga de puerta necesaria para encender el IGBT FGL60N100BNTD]

$F = 22\text{kHz}$ [Frecuencia de operación del circuito resonante]

$I_{qbs} (\text{máx.}) = 230\mu\text{A}$ [corriente de polarización, circuitos de la parte alta del IR2110]

$I_{cbs} (\text{leak}) = 2\mu\text{A}$ [Corriente de fuga del capacitor de boots del IR 2110]

$V_{cc} = 15\text{V}$ [Voltaje de alimentación]

$V_{LS} = 6.8\text{V}$ [caída de tensión entre de la parte baja en estado encendido]

$V_f = 1\text{V}$ [Caída de tensión en el diodo de Bootstrap]

$Q_{LS} = 5\text{nC}$ [cambio de nivel de carga requerido por ciclo]

De la ecuación 13 se obtiene que $C > 5.07x10^{-8}$, ahora esto se multiplica por el factor de seguridad que da el fabricante (20) y se obtiene que el valor del condensador es de $1\mu\text{F}$, para el diodo de opta por el SF54 al ser este un diodo de alta conmutación y rápida recuperación, además de ser fácilmente encontrado comercialmente.

Finalmente, el circuito implementado para el driver IR2110 es el siguiente:

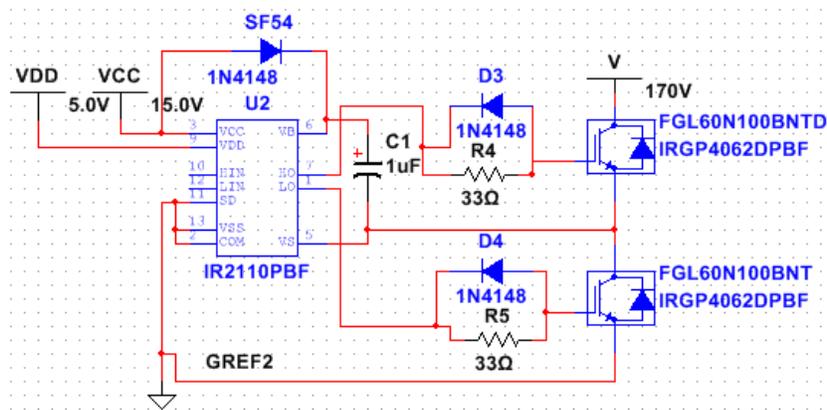


Ilustración 29 Circuito de implementación del IR2110 (Fuente elaboración propia)

Gracias a estas etapas descritas hasta ahora, se puede observar al realizar la medición de la salida del circuito driver a los IGBT's la siguiente señal:

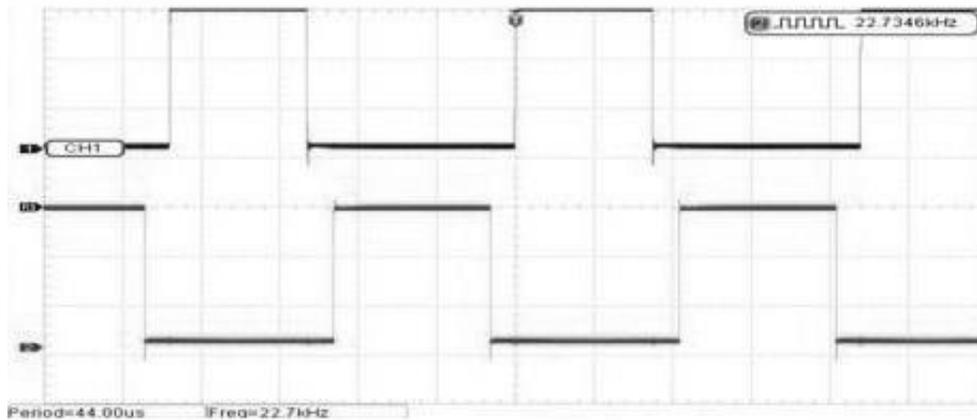


Ilustración 30 Señal de control leída a la salida del driver IR2110 (Fuente elaboración propia)

Gracias a la implementación de los circuitos correspondientes de acople y acondicionamiento se observa que se tiene una señal aislada entre control y potencia y lo más importante con excelentes tiempos de activación y desactivación y además limpia de cualquier ruido.

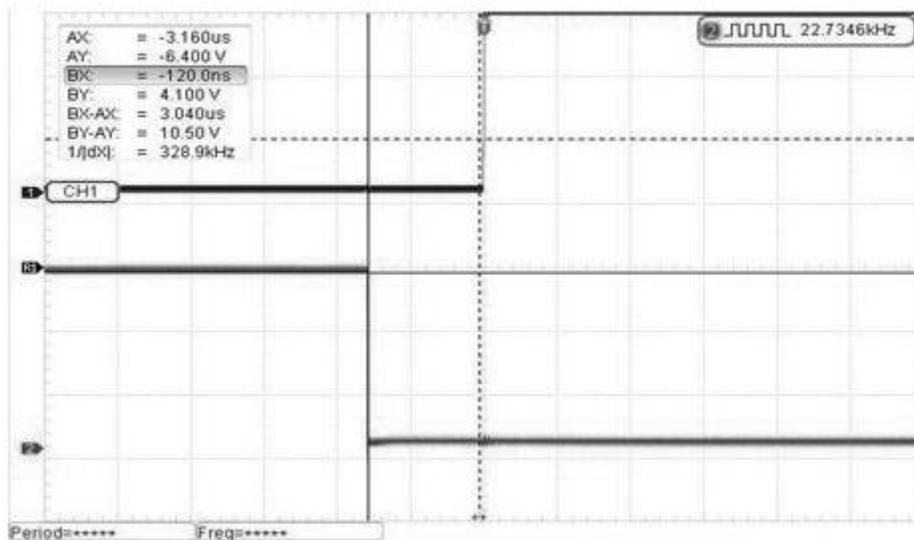


Ilustración 31 Tiempo muerto final entre señales de control. (Fuente elaboración propia)

Finalmente se puede observar que el tiempo muerto resultante después de acople y acondicionamiento es de $3 \mu\text{s}$ lo cual es bueno ya que supera notablemente el tiempo de activación y desactivación de los IGBT's (630 ns), lo cual garantiza que el sistema funcione correctamente y no se vaya a provocar un corto.

Circuito Resonante

Teniendo en cuenta que el sistema de calentamiento por inducción electromagnética funciona por medio de la señal de alta frecuencia, se procede a hacer la generación de esta por medio de un circuito resonante LC, y la integración de los diferentes circuitos explicados con anterioridad. Para este proyecto se utilizó una bobina comercial de espiral plana y se caracterizó con el fin de tener los datos necesarios para el diseño del circuito. Los datos obtenidos fueron:

Radio exterior: $r_{ext} = 70\text{mm}$
Radio interior: $r_{int} = 22\text{mm}$
Altura: $h = 1.9518\text{mm}$
Radio del conductor: $r_w = 0.182\text{mm}$
Altura: $h = 1.9518\text{mm}$
Numero de veltas: = 31
Numero de hilos: = 22
Frecuencia de trabajo: = 20kHz
Resistencia: $R = 2.449\text{ Ohmios}$
Inductancia: $H = 107.7\text{Henrios}$

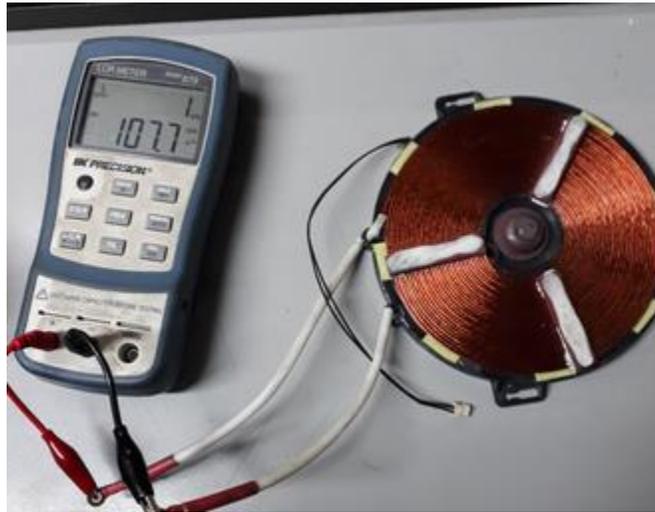


Ilustración 32 Medición de bobina de inducción Henrios (Fuente elaboración propia)

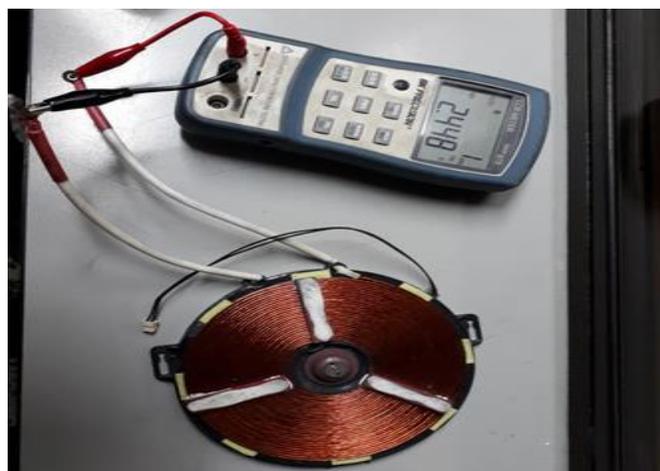


Ilustración 33 Medición de bobina de inducción Ohmios. (Fuente elaboración propia)

Con este dato tenemos en cuenta que:

$$X_L = X_C \quad (1)$$

$$X_L = \omega L \quad y \quad X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (2)$$

Ecuación 14 Relación inicial para frecuencia de resonancia

Siendo L y C la inductancia y capacitancia respectiva del circuito resonante.

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (3)$$

Ecuación 15 Frecuencia angular

Ahora reemplazando (2), (3) y (4) en (1) tenemos:

$$2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} \quad (4)$$

Ecuación 16 Reemplazo de las ecuaciones (2), (3) y (4) en (1)

Despejando f se tiene:

$$f^2 = \frac{1}{(2 \cdot \pi)^2 \cdot L \cdot C}$$
$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (5)$$

Ecuación 17 Despeje de frecuencia

Con base al valor de la bobina seleccionada que fue de $L=107.6 \mu\text{H}$ se realiza el cálculo de la frecuencia de resonancia con los parámetros de los condensadores que se encuentran en el mercado más fácil. Con un condensador de 330 nF , encontrado comercialmente a 630 V se tiene:

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{103.6\mu\text{H} \cdot 479\text{nF}}} \quad f = 26365 \text{ Hz}$$

Ecuación 18 Frecuencia de resonancia

Por lo cual se tiene que la frecuencia de resonancia aproximada será de 22380 Hz .

Al realizar el montaje con los valores establecidos de condensador y bobina de resonancia, y además con el circuito de conmutación de los IGBT's se tiene lo siguiente:

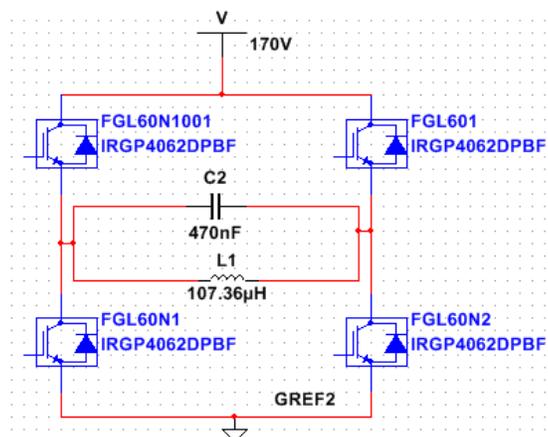


Ilustración 34 Circuito de resonancia (Fuente elaboración propia)

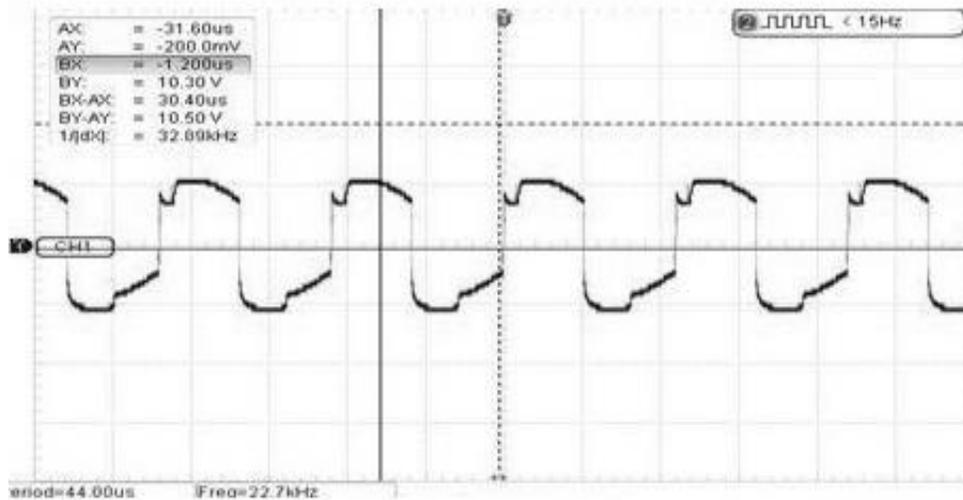


Ilustración 35 Respuesta de circuito resonante diseñado (Fuente elaboración propia)

Finalmente se puede observar la respuesta del circuito resonante implementado, el cual hace resonancia a una frecuencia aproximada de 22.7Khz

Filtro capacitivo

Este filtro se utiliza para para eliminar interferencias electromagnéticas y resultan ser un estándar en estos tipos de circuitos. Típicamente se utilizan condensadores de 5uF – 275 VAC por lo que en este proyecto se acogió este estándar usado por la mayoría de proyectos de este tipo.



Ilustración 36 Filtro capacitivo de 5uF (Fuente elaboración propia)

Filtro LC

Este filtro tiene como objetivo absorber los armónicos generados por el inversor los cuales se encuentran en el rango de 20KHz y 40 KHz que son las frecuencias a las que se han programado los microcontroladores y las que mejor se acomodan en velocidad para el reloj del micro controlador seleccionado, este filtro mejora el factor de potencia. Considerando entonces una frecuencia de corte de 18 KHz y asumiendo un capacitor de 8 uF tenemos:

$$F_c = \frac{1}{\pi\sqrt{LC}} \quad (6)$$

$$L_1 = \frac{1}{F_c^2\pi^2C} = \frac{1}{(18\text{KHz})^2\pi(10\mu\text{F})} = 39\mu\text{H}$$

Ecuación 19 Calculo de bobina para filtro de armónicos



Ilustración 37 Condensador de 8uF para Filtro (Fuente elaboración propia)



Ilustración 38 Bobina de para el filtrado de armónicos (Fuente elaboración propia)

8.2 Interfaz

Para la interfaz de la estufa se utilizaron dos microcontroladores el PIC18F4550 y el ATMEGA 328P-PU, los cuales se comunican entre sí y cumplen la función de interactuar con la maquina en tres aspectos esenciales: Potencia, temperatura y tiempo. El esquema básico de toda la interfaz es la siguiente:

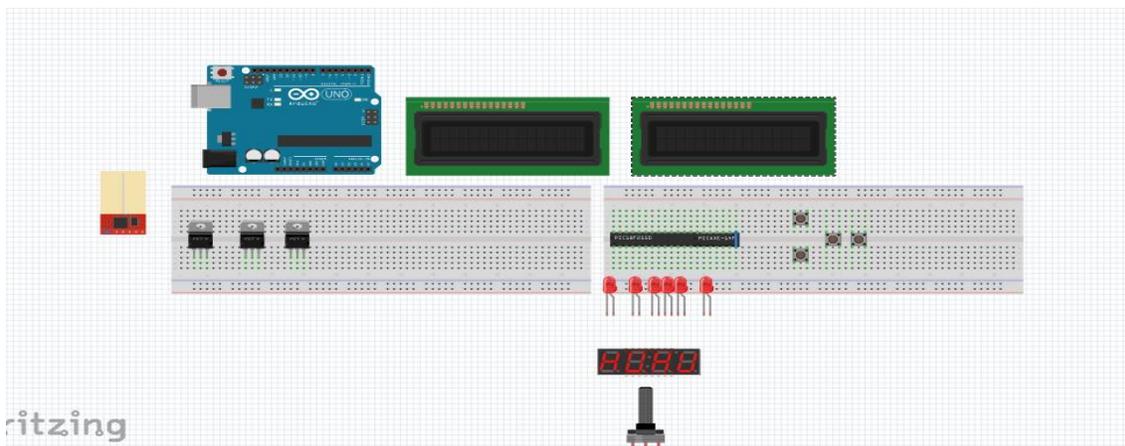


Ilustración 39 Esquema de la interfaz diseñado en Fritzing (Fuente elaboración propia)

Estos montajes se diseñaron en los softwares Fritzing y Proteus, los cuales junto con los montajes en protoboards ayudaron a diseñar y corregir errores de la interfaz hasta llegar al producto final.



Ilustración 40 Diseño de Interfaz montaje en protoboard (Fuente elaboración propia)

Circuito de interfaz con PIC18F4550

Para generar una interfaz agradable para el usuario se utilizaron solamente cuatro botones que proporcionen un menú de dos niveles donde encontramos tres temperaturas (baja, media y alta), tiempo y temperatura.

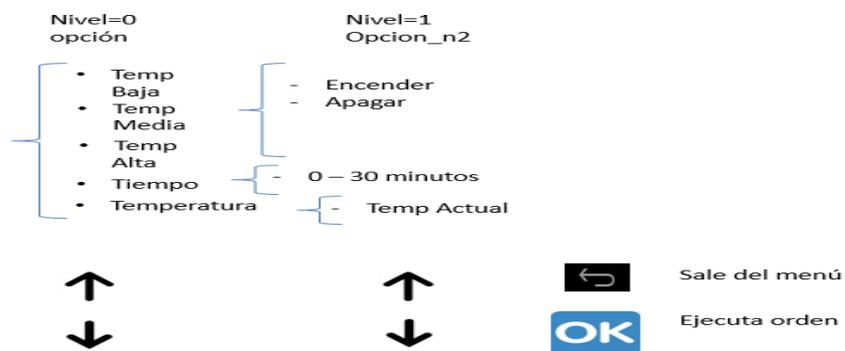


Ilustración 41 Interfaz del PIC18F4550 (Fuente elaboración propia)

Cada una de estos niveles fueron programados dentro del timer1 con el fin de poder brindar múltiples funciones “al mismo tiempo”. El esquema general de todo el circuito es el siguiente:

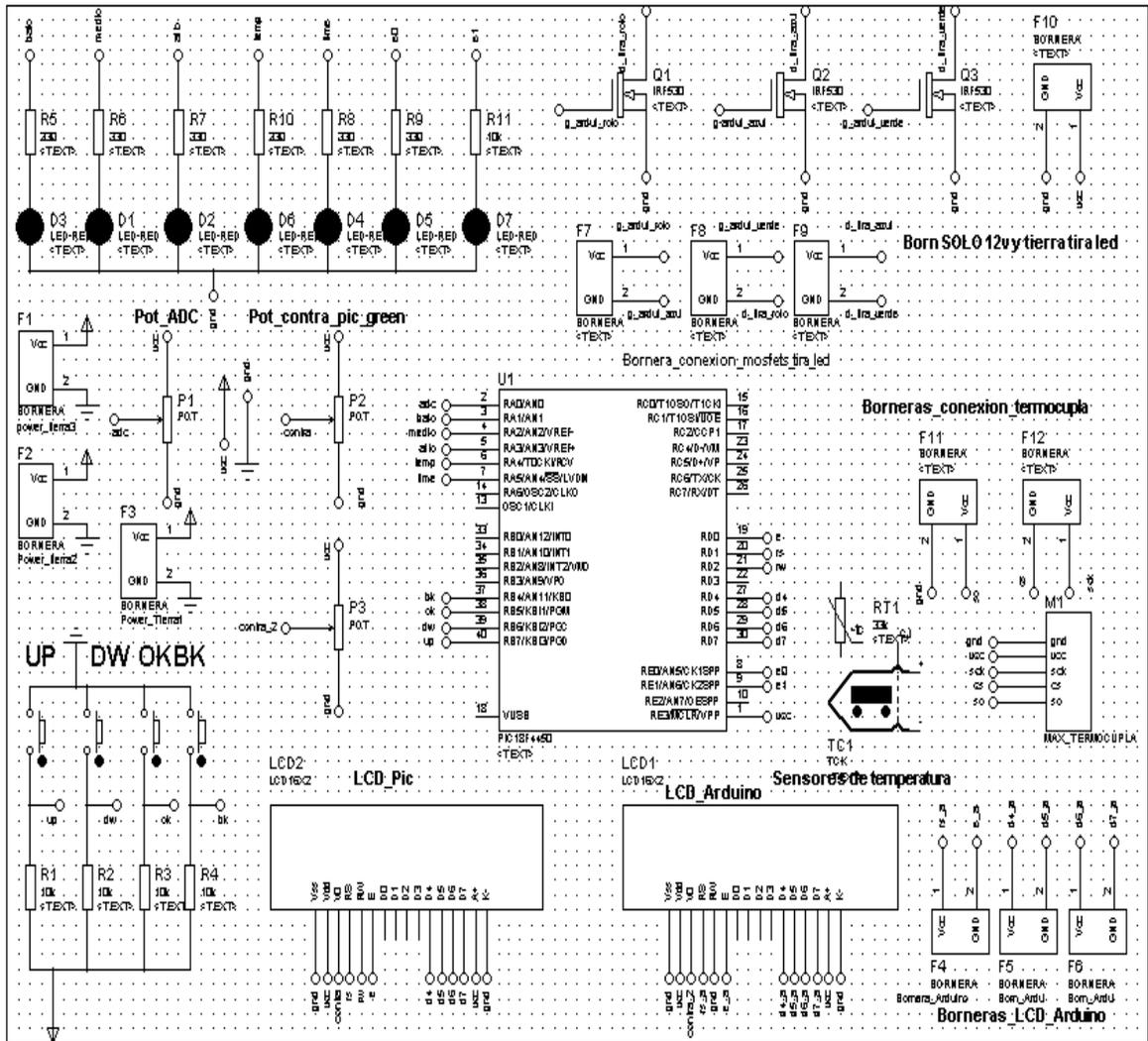


Ilustración 42 Circuito esquemático completo de PIC18F450 (Fuente elaboración propia)

Es importante destacar que en la ilustración 42 se muestran borneras, lcd de ATMEGA y demás dispositivos que no pertenecen estrictamente al diseño del PIC, pero fue conveniente

incluirlos con el fin de facilitar el diseño en PCB y lograr una economía en los materiales que se usaron.

Software PIC18F4550

Para la programación del PIC se usó el programador Pickit 3 junto con los programas PICkit 3 v3.10 y PIC c compiler, los cuales proporcionaron la estructura del hardware y la comunicación de software para programarlo y diseñar la solución.

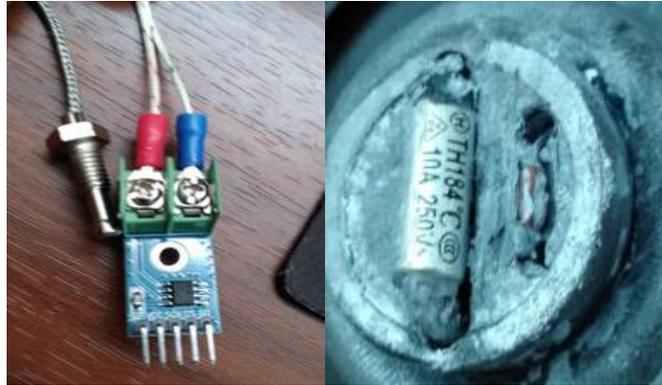
PIC C Compiler es un compilador C que contienen operadores estándar del lenguaje C y funciones incorporados en bibliotecas que son específicas a los registros de PIC, proporcionando una herramienta poderosa para el acceso al hardware las funciones del dispositivo desde el nivel de lenguaje C. Por otro lado, El PICKit 3 es la herramienta de depuración y programación de menor coste de la empresa Microchip. Está totalmente soportado por el MPLAB IDE, y tiene una sencilla conexión USB Full Speed con el PC que no solo permite programar y depurar sino también hacer update del firmware interno del PICKIT3.

El código de la interfaz se divide en el void main, while () principal, y el timer y gracias esto realiza una secuencia de dos niveles, garantizando la selección de tiempo temperatura y niveles de temperatura.



Ilustración 43 Pickit 3 Programador (Fuente elaboración propia)

Este programa permite por medio del `time1`, actualizar sus estados cada 65.5 ms con el fin de poder realizar multitareas y no saturar el PIC, estos datos de menú se verifican en una LCD 16X2 y cuatro displays siete segmentos los cuales garantizan que el usuario pueda interactuar con la estufa y al mismo tiempo tenga una respuesta visual por medio de los colores que ofrece la tira de leds. Por otro lado transmite 7 pines al ATMEGA 328P-PU de los cuales los primeros 5 pines transmiten el estado en el que se encuentra la máquina y los dos últimos reciben la lectura de dos sensores de temperatura por medio de comunicación serial RS232 de una termocupla tipo K y un termistor NTC el cual lleva como puente un fusible térmico para garantizar que en el momento que la temperatura sea muy alta, se corte la alimentación de todos los circuitos.



(a)

(b)

Ilustración 44 (a) termocupla tipo K 500mm -40°C - 1000 °C (b) fusible termico TH184 y termistor NTC (Fuente elaboración propia)

Gracias a estos sensores se realiza el control que finalmente permite cambiar potencia, ajustar temperatura min 60°C Max 240 °C y ajustar un tiempo de cocción.

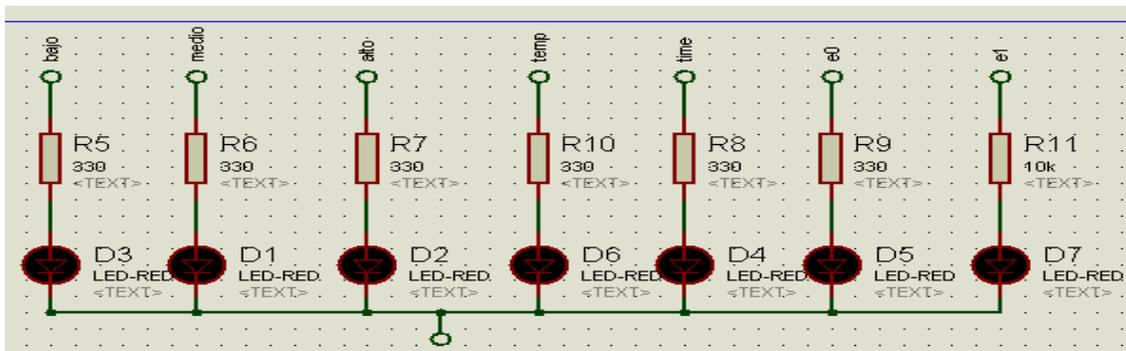


Ilustración 45 Bits transmitidos por PIC18F4550(Fuente elaboración propia)

Circuito de interfaz con ATMEGA 328P-PU

Al recibir los datos enviado por el PIC18F4550 se inician dos funciones principales en este micro: La lectura por parte de la termocupla por medio del integrado MAX6675 y el termistor NTC que se realiza directamente a un pin análogo y se visualiza en la segunda LCD de color

azul. Y por otro lado se transmiten tres PWM a la los Gate de tres MOSFET IRF530 que tienen una alimentación de 12V externa de una batería. Este bloque del circuito cumple con la función de dar una interfaz visual para el usuario ya que se modifica con la modificación del menú que tiene el PIC.

8.3 Control

Para el control de temperatura se realizó un control on-off, tomando como variable de entrada la lectura del termistor. Por medio de esta variable se realiza una activación y desactivación de un relé, el cual permite que se active el circuito resonante en caso de tener la temperatura por debajo de la deseada y apagarlo en caso contrario. Es importante aclarar que debido a la velocidad de activación que tiene el relé LEG12F fue necesario la programación de una histéresis de 2°C, esta consiste en un retardo mínimo para poder generar la señal de activación en el momento justo sin dañar la integridad del relé por un mal funcionamiento. En el esquema de la ilustración 47 se presenta el diagrama de bloques del control implementado. En este se pueden ver las etapas básicas y lo elementos mínimos que se usaron durante el diseño, donde se destaca el Setpoint, variable de control, señal de activación o entrega de energía, señal de realimentación y señal de error a corregir. Para la implementación en el micro controlador PIC18F4550 se utilizó la estructura IF la cual permite tomar la decisión binaria necearía para realizar la activación o desactivación del elemento que entrega energía.

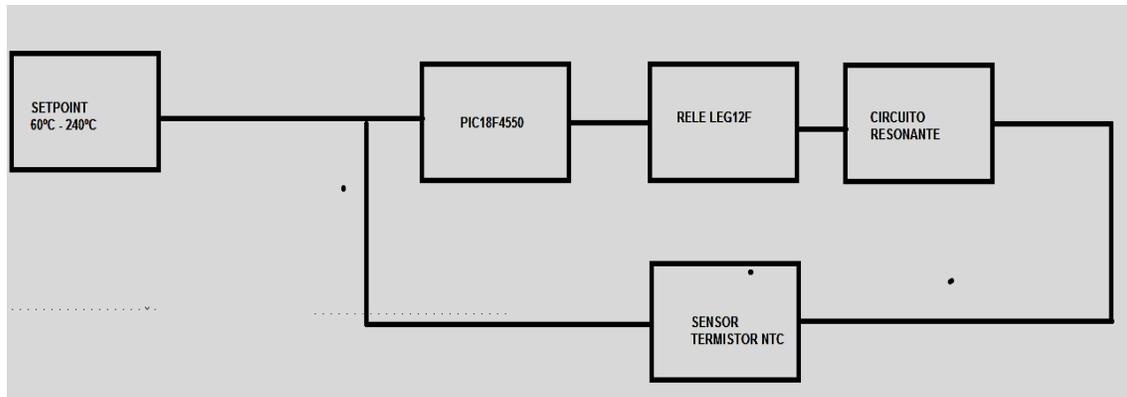


Ilustración 46 Sistema de control on-off diseñado para la cocina (Fuente elaboración propia)

Para la obtención del modelo matemático en función de transferencia de la planta se hizo uso de la herramienta ident de matlab.

El primer paso para la obtención de este modelo fue realizar la respectiva toma de datos experimentales de la respuesta de la planta, es este caso se inyectó una señal cuadrada a la planta para visualizar la respuesta de esta entre los 60°C y los 90°C, valores que se establecen como punto de trabajo del sistema, la respuesta de este experimento se puede observar en la ilustración 47:

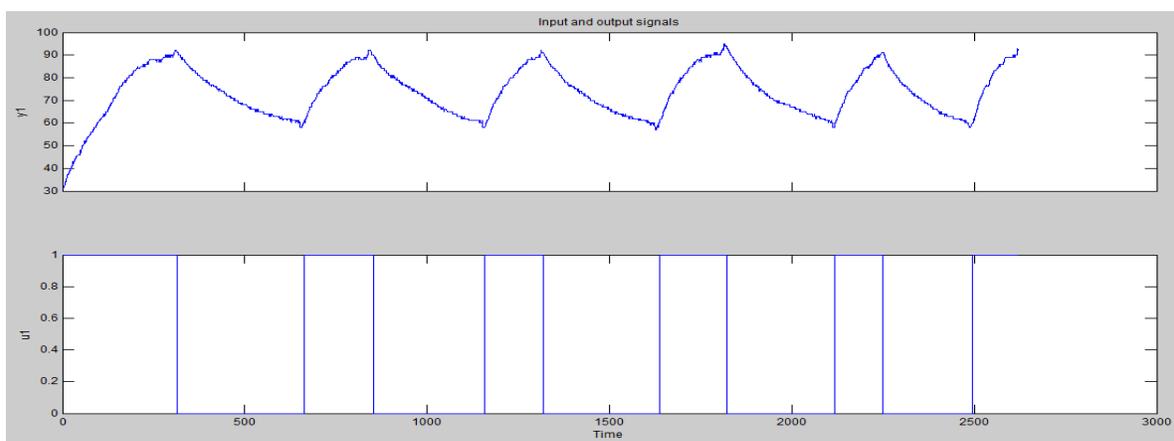


Ilustración 47 Respuesta experimental de la planta para identificación.

Posterior a la toma de datos experimentales, estos se ingresan en la herramienta Ident de Matlab, y se procede a escoger los mejores periodos de respuesta para la posterior identificación, como resultado de esto se tomaron los datos visualizados en la ilustración 48.

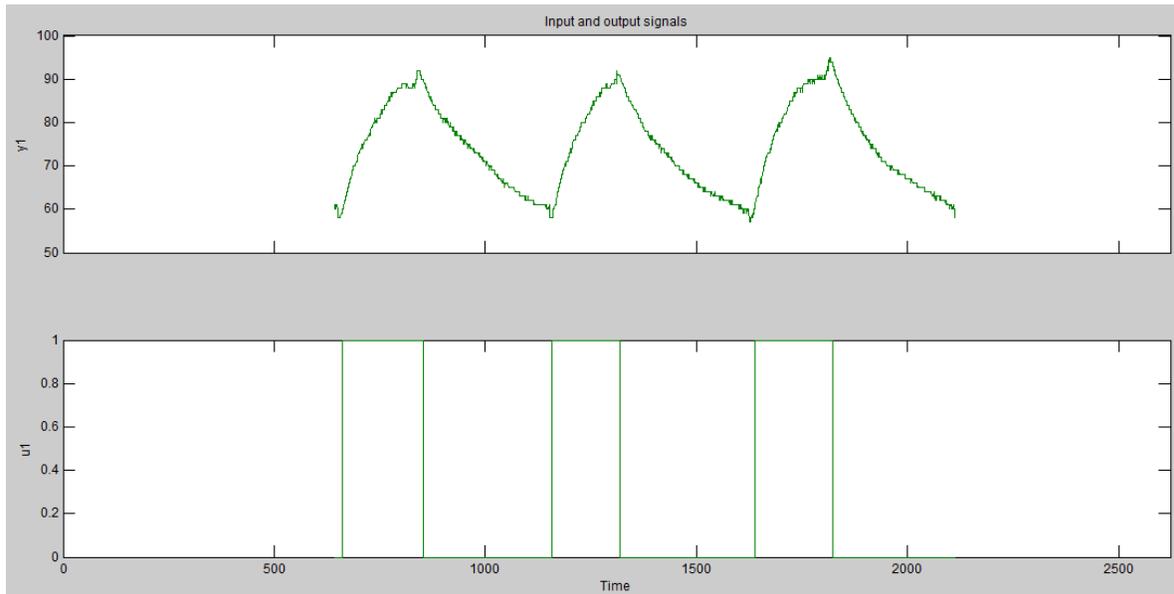


Ilustración 48 Periodos escogidos para realizar identificación en Matlab.

Finalmente, posterior a tener los datos en la herramienta Ident, se procede a realizar la respectiva estimación de la función de transferencia de la planta, como se puede observar en la ilustración 49, teniendo como resultado una aproximación al modelo de un 86.72%.

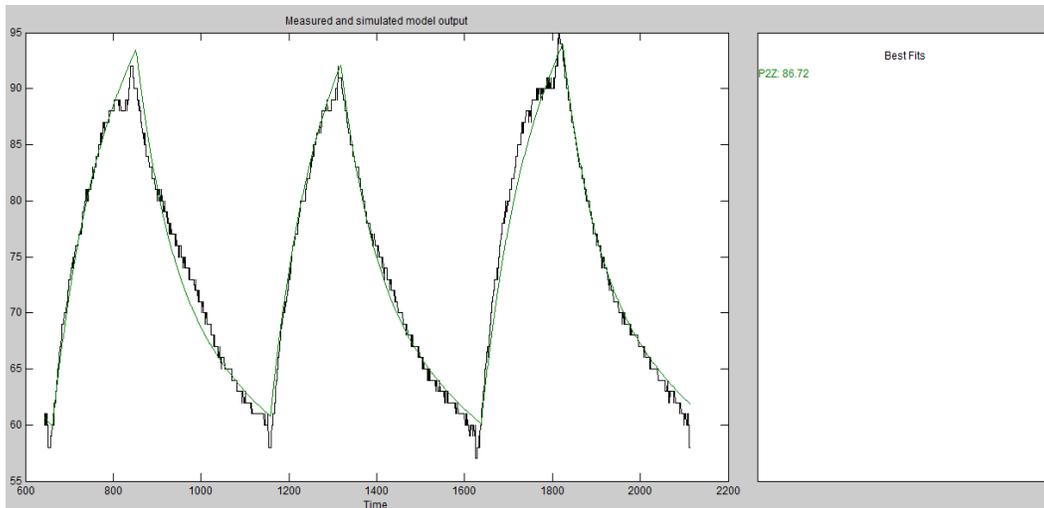


Ilustración 49 Estimación de modelo matemático en función de transferencia

Finalmente con una aproximación del 86.72% se obtuvo la función de transferencia mostrada en la ecuación (1), la cual cuenta con dos polos y un cero.

$$G(s) = 212.38 \frac{1 + 332.63s}{(1 + 2122.8s)(1 + 80.357s)} \quad (1)$$

Finalmente se puede observar en la ilustración 50, la respuesta ante una señal paso de la función de transferencia descrita en la ecuación (1).

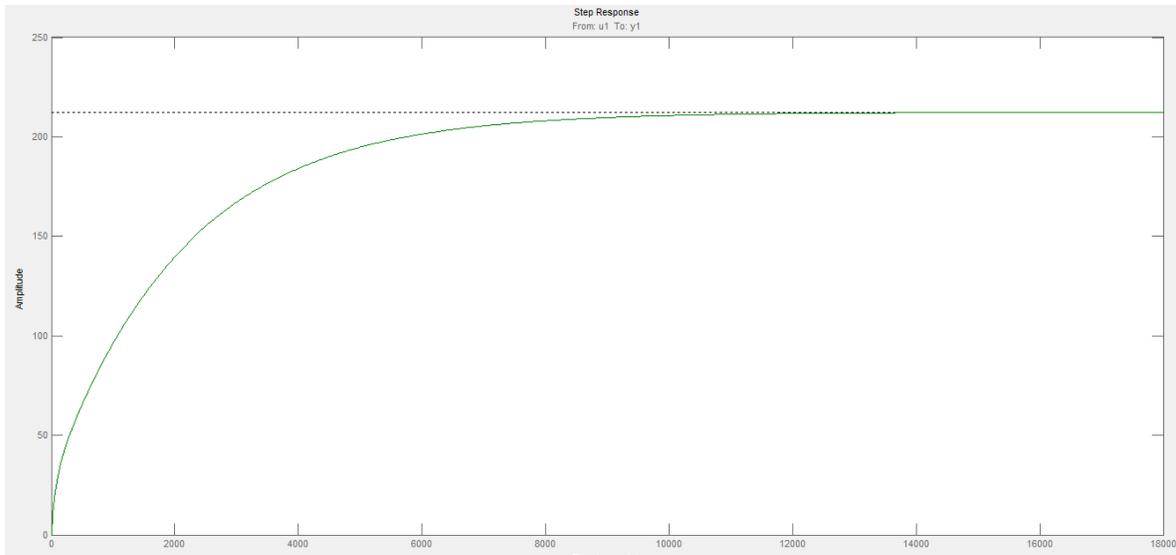


Ilustración 50 Respuesta ante señal paso.

8.4 Toma de datos

Para la captura de datos se tomaron en cuenta las variables frecuencia, tiempo, temperatura tomada en la termocupla K del multímetro y del sistema, corriente y voltaje de la bobina en los momentos de medición. Para todas las medias se tomó como estándar 1 litro de agua y el rango de calentamiento fue de 15°C – 90°C.

Como primera medida se tomó los rangos de niveles programados (10 niveles), y se realizó la medida de frecuencia de calentamiento de cada uno el rango anteriormente establecido.

Los datos arrojados fueron:

Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits) – Códigos para visualización (100 - 1300)	Frecuencia KHz
62 -100	24
60 -200	24,1
59 -400	24,1
58 -600	24,3
56 -800	24
55 -900	24
54 -1000	23
53 -1100	22
52 -1200	21,5
50 -1300	20,98

Tabla 4 Niveles Vs Frecuencia (Fuente elaboración propia)

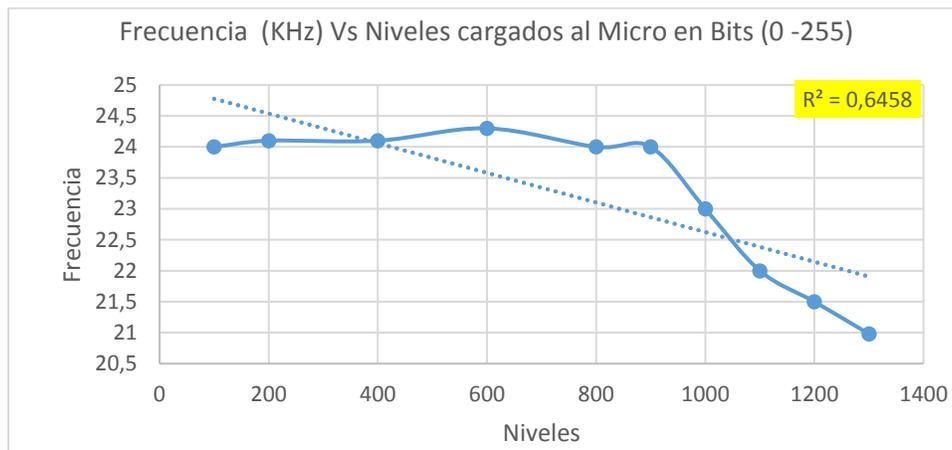


Ilustración 51 Niveles Vs Frecuencia (Fuente elaboración propia)

Con los mismos niveles se realizan la captura de datos correspondientes a las variaciones de corriente dando como resultado:

Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits) – Códigos para visualización (100 - 1300)	Corriente
62 -100	5,9
60 -200	6
59 -400	6,4
58 -600	6,5
56 -800	7,56
55 -900	7,6
54 -1000	8,78
53 -1100	10,28
52 -1200	10,9
50 -1300	11,9

Tabla 5 Niveles Vs Corriente (fuente elaboración propia)

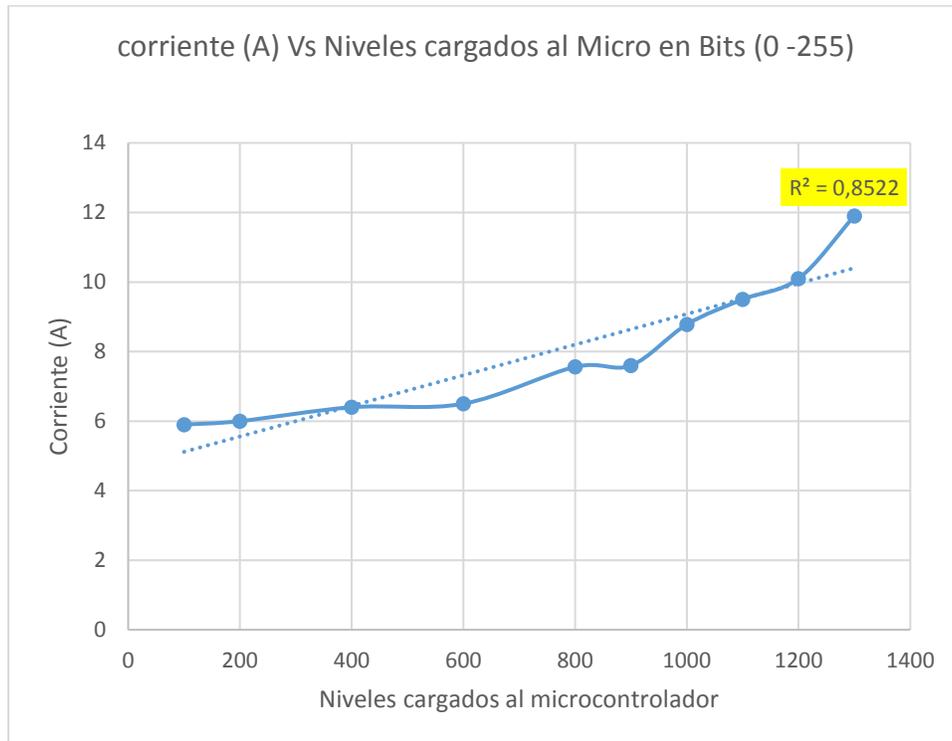


Tabla 6 Niveles Vs Corriente (fuente elaboración propia)

Luego de estos dos procedimientos se continuó con un calentamiento por cada nivel teniendo como setpoint 90 °C y como temperatura inicial 15 °C, con estos datos se capturó el tiempo que demora para llegar al setpoint según cada nivel. Los datos obtenidos fueron:

Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits) – Códigos para visualización (100 - 1300)	Tiempo minutos
62 -100	55
60 -200	52
59 -400	28
58 -600	21
56 -800	18
55 -900	9
54 -1000	6,7
53 -1100	5,9
52 -1200	5,4
50 -1300	4,5

Tabla 7 Niveles Vs tiempo gastado para llegar a un setpoint de 90°C dese una temperatura de 15°C (fuente elaboración propia)

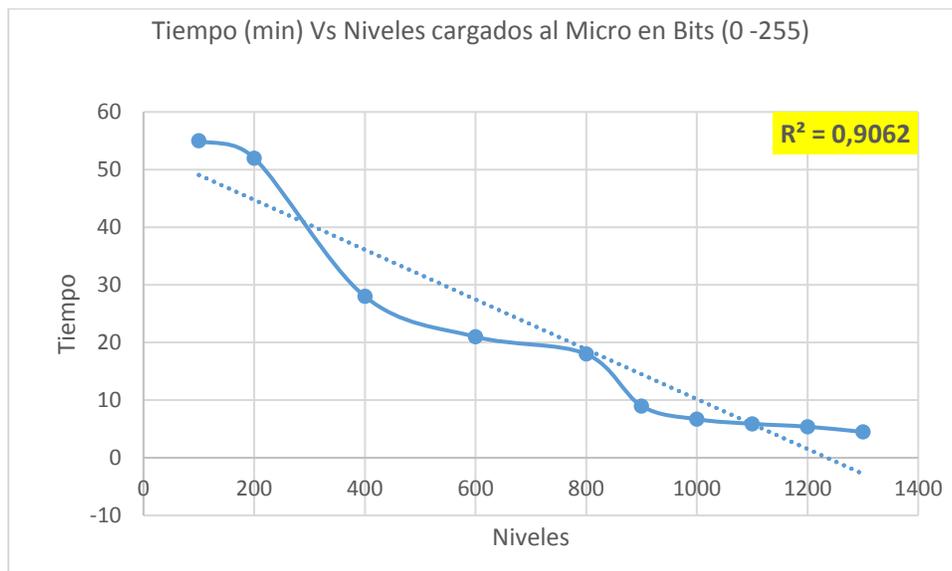


Tabla 8 Niveles Vs tiempo en alcanzar 90 °C desde una temperatura de 15°C (fuente elaboración propia)

Para el cálculo de la histéresis se estableció un setpoint de 80 °C, con el cual se pretende comprobar el funcionamiento del control on-off, comparación del termistor con las termocuplas del sistema y el patrón multímetro. Para este proceso se obtuvieron los siguientes datos:

Prueba	Temperatura de activación	Temperatura de desactivación	Histéresis
1	79	81	2
2	80	81	1
3	79	81	2
4	79	81	2
5	78	80	2
6	80	81	1
7	79	81	2
8	80	81	1
9	80	81	1
10	79	81	2

Tabla 9 Histéresis con un setpoint de 80 °C (Fuente elaboración propia)

Promediando las histéresis tomadas nos da un valor de 1,6 °C lo cual se acerca a lo programado que fue de 1°C.

Para determinar el error de medición del sensor de temperatura el sistema, se realizó un barrido de 33 medidas en un delta de temperatura de 17°C – 83°C. En estos datos se pudo determinar que el promedio de error de la medición es de 4,62%.

Barrido Numero de prueba	Patrón multímetro °C	Termocupla Tipo K °C	Error %
1	17	14	17,64705882
2	22	19	13,63636364
3	30	26	13,33333333
4	34	30	11,76470588

Barrido Numero de prueba	Patrón multímetro °C	Termocupla Tipo K °C	Error %
5	36	32	11,11111111
6	37	33	10,81081081
7	39	35	10,25641026
8	41	38	7,317073171
9	44	41	6,818181818
10	45	43	4,444444444
11	46	45	2,173913043
12	47	46	2,127659574
13	50	49	2
14	52	51	1,923076923
15	55	53	3,636363636
16	56	54	3,571428571
17	59	57	3,389830508
18	61	59	3,278688525
19	62	61	1,612903226
20	65	64	1,538461538
21	66	65	1,515151515
22	69	68	1,449275362
23	71	70	1,408450704
24	73	71	2,739726027
25	75	74	1,333333333
26	76	76	0
27	79	79	0
28	80	80	0
29	80	81	1,25
30	82	83	1,219512195
31	82	84	2,43902439
32	83	85	2,409638554

Tabla 10 Comparación de Termocupla del sistema con patrón del multímetro

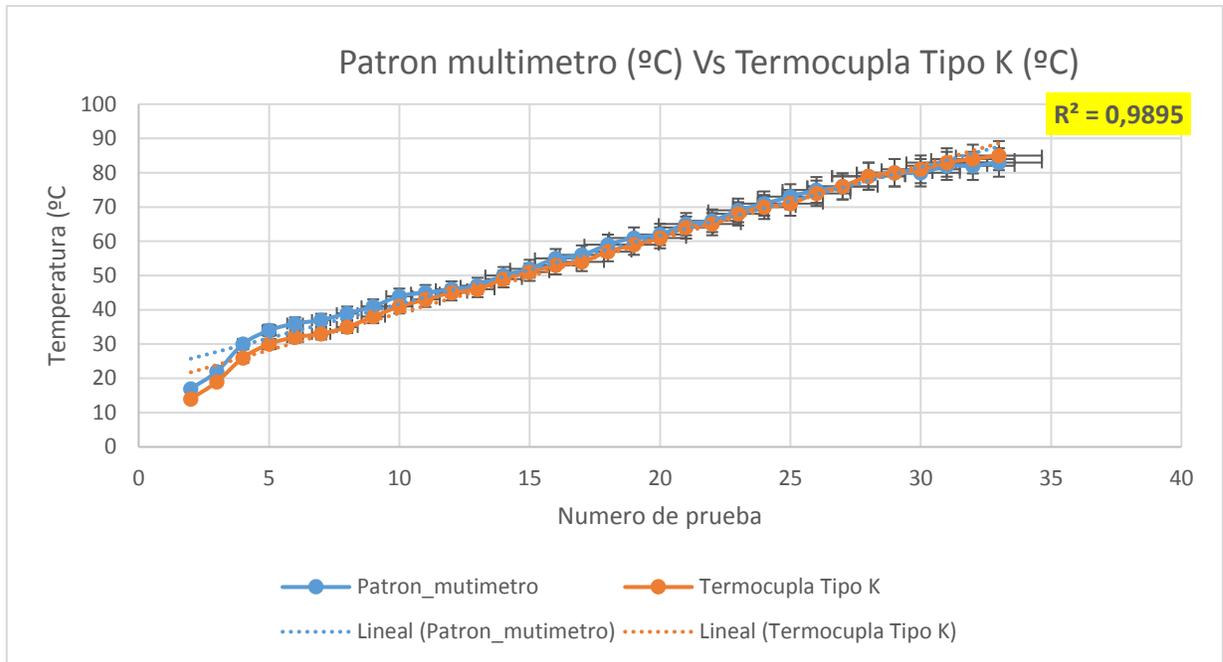


Tabla 11 Medidas de Patrón multímetro Vs Termocupla tipo K del sistema (fuente elaboración propia)

Con el fin de determinar la diferencia de respuesta del sistema en estado de reposo y trabajo continuo se realizó la toma de datos de las mismas pruebas anteriores en trabajo continuo, las cuales arrojaron los siguientes datos.

Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits) – Códigos para visualización (100 - 1300)	Tiempo minutos
62 -100	55
60 -200	52
59 -400	28
58 -600	21
56 -800	18
55 -900	9
54 -1000	7,27
53 -1100	7,1
52 -1200	7,8
50 -1300	8,1

Tabla 12 Niveles y Bits cargados al Microcontrolador Vs tiempo en alcanzar 90 °C desde una temperatura de 15°C con estufa en trabajo continuo (fuente elaboración propia)

Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits) – Códigos para visualización (100 - 1300)	Frecuencia (KHz)
62 -100	24
60 -200	24,1
59 -400	24,1
58 -600	24,3
56 -800	24,8
55 -900	24,9
54 -1000	25
53 -1100	25,3
52 -1200	25,4
50 -1300	25,2

Tabla 13 Niveles y Bits cargados al Microcontrolador Vs frecuencia en alcanzar 90 °C desde una temperatura de 15°C con estufa en trabajo continuo (fuente elaboración propia)

Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits) – Códigos para visualización (100 - 1300)	Corriente (Amperios)
62 -100	5,9
60 -200	6
59 -400	6,4
58 -600	6,5
56 -800	6,66
55 -900	6,6
54 -1000	7,6
53 -1100	7,9
52 -1200	8,1
50 -1300	8,3

Tabla 14 Niveles y Bits cargados al Microcontrolador Vs corriente en alcanzar 90 °C desde una temperatura de 15°C con estufa en trabajo continuo (fuente elaboración propia)

Por último, se comparó la respuesta de la estufa en los diferentes niveles de calentamiento, de dos ollas de diferente grosor de lámina con el fin de determinar que perturbaciones causan estas diferencias en el sistema.



(a)



(b)

Ilustración 52 (a) olla de acero inoxidable sin termodifusor - (b) olla de acero inoxidable con termodifusor de 1,25cm marca Swiss Home (Fuente elaboración propia)

Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 11:

olla de acero inoxidable sin termodifusor			
Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits) – Códigos para visualización (100 - 1300)	Frecuencia KHz	Corriente	Voltaje Bobina
62 -100	24	5,9	45
60 -200	24,1	6	45
59 -400	24,1	6,4	45
58 -600	24,3	6,5	45
56 -800	24	7,56	45
55 -900	24	7,6	45
54 -1000	23	8,78	49
53 -1100	22	9,5	52
52 -1200	21,5	10,1	53
50 -1300	20,98	11,9	56
olla de acero inoxidable con termodifusor de 1,25cm			
Valor Cargado al PWM (0 - 255) (Bits) – Códigos para visualización (100 - 1300)	Frecuencia KHz	Corriente A	Voltaje Bobina V
62 -100	24,6	7,1	48
60 -200	24,6	7,2	48
59 -400	24,6	7,2	48
58 -600	24,6	7,26	48
56 -800	24,7	7,1	49
55 -900	24,7	7,15	49
54 -1000	23,2	8,3	53
53 -1100	21,8	9,69	57
52 -1200	21,16	10,22	60
50 -1300	20,6	10,9	60

Tabla 15 Comparación de datos de respuesta a las dos ollas usadas. (Fuente elaboración propia)

Calculo de eficiencia del sistema Vs eficiencia de estufa eléctrica

Para calcular la eficiencia del prototipo y la estufa eléctrica se realizaron todas las medidas con un patrón de 1 Litro de agua, un vatímetro AEMC 8220 y se parte de la siguiente base teorica:



Ilustración 53 Estufa eléctrica usada para comparación de 520W

$$1\text{Litro de agua} = 1 * 10^{-3} \text{ m}^3 \quad (1)$$

$$\text{Calor especifica del agua} = C_{\text{Agua}} = 4186 \frac{\text{J}}{\text{Kg}^{\circ}\text{C}} \quad (2)$$

$$\text{Densidad del agua} = \delta_{\text{agua}} = 1 * 10^3 \frac{\text{Kg}}{\text{m}^3} \quad (3)$$

$$m = \delta_{\text{agua}} * V = 1 * 10^3 \frac{\text{Kg}}{\text{m}^3} * 1 * 10^{-3} \text{ m}^3 = 1\text{Kg} \quad (4)$$

Partiendo de estos datos la energía requerida para hervir 1 litro de agua sería:

$$\Delta Q = C * m * \Delta T \quad (5)$$

$$\Delta Q = C * m * (T_{Final} - T_{inicial})$$

En este caso el ΔT

$$\Delta T = (90^{\circ}C - 15^{\circ}C) = 75^{\circ}C$$

Por lo tanto ΔQ da como resultado

$$\Delta Q = 4186 \frac{J}{Kg^{\circ}C} * 1Kg * 75^{\circ}C = 313950 J$$

Lo que nos indica que para calentar 1 litro de agua en este ΔT se necesitan 313950 J de energía.

Teniendo en cuenta la potencia ingresada al sistema es de:

$$P (Watts) = V(voltios) * I(Corriente) \quad (6)$$

$$P (Watts) = 122 * 11,9$$

$$P (Watts) = 1451,8W = 1451,8 \frac{J}{s}$$

Logrando llegar aproximadamente a 1500W de potencia entregada por el sistema al proceso.

Por otro lado, la potencia entregada por la estufa eléctrica fue de:

$$P (\text{Watts}) = 122 * 4,4$$

$$P (\text{Watts}) = 536,8W = 536,8 \frac{J}{s}$$

Ahora tomando una eficiencia teórica del $\eta = 100\%$ Se procede a calcular el tiempo mínimo requerido para lograr este objetivo dando un resultado de:

$$\frac{\Delta Q}{\text{Potencia entregada}} = t \quad (7)$$

Por lo tanto el tiempo teorico gastado por el prototipo para calentar un litro de agua es de:

$$t = \frac{313950 J}{1451,8 \frac{J}{s}} = 216,24 \text{ segundos}$$

Llevando esto a minutos nos da:

$$216,24s * \frac{1min}{60s} = 3,6min$$

Y el que gasta la estufa eléctrica será de:

$$t = \frac{313950 J}{536,8 \frac{J}{s}} = 584,85 \text{ segundos}$$

$$584,85s * \frac{1min}{60s} = 9,7min$$

Este es el tiempo requerido teóricamente que se necesita para calentar un litro de agua en un delta de temperatura igual a 75°C (90°C-15°C) los dos sistemas que se están comparando.

Por los cálculos anteriores y contando el tiempo real que gasta cada sistema para llegar a esta temperatura, se deduce que la potencia de salida de cada sistema fue de:

$$P_{salida} = \frac{\Delta Q}{t} \quad (8)$$

$$P_{salida} = \frac{313950}{4,5 * 60} = 1162,78$$

$$P_{salida} = \frac{313950}{24,26 * 60} = 215,68$$

Finalmente, la eficiencia del sistema que se compararon fue de:

$$\eta = \frac{\text{Potencia salida}}{\text{Potencia entrada}} * 100\% \quad (9)$$

$$\eta = \frac{1162,78}{1451,8} * 100\% = 80,1\%$$

$$\eta = \frac{215,68}{536,8} * 100\% = 40,1\%$$

Con estos datos comprobamos que la eficiencia del prototipo duplica su valor en comparación con una estufa eléctrica. Sin embargo, con el fin de corroborar los datos obtenidos y de comprar el costo real de uso del prototipo con la estufa eléctrica de resistencia, se realizaron las mediciones de potencia activa, reactiva y aparente por medio de un vatímetro.



Ilustración 54 Medida de Potencias del prototipo con Vatímetro AEMC 8220



Ilustración 55 Medida de Voltaje, Frecuencia y corriente del prototipo con Vatímetro AEMC 8220



Ilustración 56 Medida de Potencias de la cocina eléctrica de resistencia con Vatímetro AEMC 8220



Ilustración 57 Medida de Voltaje, Frecuencia y corriente de la estufa eléctrica de resistencia con Vatímetro AEMC 8220

Con estas medidas se procede a realizar los cálculos y comprobación de las potencias obtenidas, los triángulos y cálculo de valor de kW/h, estos valores se contrastaron con los valores reales de costos por estratos del año 2019 del mes de agosto.

Datos cocina de inducción:

$$\begin{aligned}S[VA] &= 1,4 \text{ KVA Potencia aparente} \\Q[VAR] &= 0,064 \text{ KVAR Potencia reactiva} \\P[W] &= 1,398 \text{ KW Potencia activa}\end{aligned}$$

Donde se cumple:

$$\begin{aligned}S &= \sqrt{Q^2 + P^2} \\ \theta &= \text{tang}^{-1}\left(\frac{0,064}{1,398}\right) = 2,611^\circ \\ \text{Cos}(2,611^\circ) &= FP \text{ (Factor de potencia)} = 0,9989\end{aligned}$$

Datos cocina eléctrica de resistencia:

$$\begin{aligned}S[VA] &= 520,2 \text{ VA Potencia aparente} \\Q[VAR] &= 24,1 \text{ VAR Potencia reactiva} \\P[W] &= 519,7 \text{ W Potencia activa} \\ \theta &= \text{tang}^{-1}\left(\frac{0,064}{1,398}\right) = 2,655^\circ\end{aligned}$$

Ahora llevamos todos los datos a una misma unidad y comparamos con los datos obtenidos del barrido de calentamiento entre el delta de temperatura de la tabla 15 junto con los valores de precios entregados por la empresa ENEL de Bogotá, dándonos como resultado el valor neto de KW/hora.

SECTOR RESIDENCIAL NIVEL DE TENSIÓN 1				
ESTRATO (E)	RANGO DE CONSUMO (kWh-mes)	PROPIEDAD DE CODENSA (\$/kWh)	PROPIEDAD DEL CLIENTE (*) (\$/kWh)	PROPIEDAD COMPARTIDA (*) (\$/kWh)
E1	0-CS (+)	216,3876	201,3162	208,8518
	Más de CS	515,5053	477,4145	496,4599
E2	0-CS (+)	270,4845	251,6454	261,0648
	Más de CS	515,5053	477,4145	496,4599
E3	0-CS (+)	438,1795	405,8023	421,9909
	Más de CS	515,5053	477,4145	496,4599
E4	Todo consumo	515,5053	477,4145	496,4599
E5	Todo consumo	618,6064	572,8974	595,7519
E6	Todo consumo	618,6064	572,8974	595,7519

Tabla 16 Costo de consumos del 2019 del mes de agosto

Cocina de inducción:

$$5,3 \text{ min} * \left(\frac{1 \text{ hora}}{60 \text{ min}}\right) = 0,08833 \text{ h}$$

$$1,309 \text{ KW} * 0,08833 \text{ h} = 0,1234 \frac{\text{KW}}{\text{hora}}$$

Tomando como referencia el costo de KW/h del estrato 3 para efectos de comparación nos da como resultado:

$$0,1234 \frac{\text{KW}}{\text{h}} * 515,5052\$ = 63,61\$$$

Cocina eléctrica de resistencia:

$$24,26 \text{ min} * \left(\frac{1 \text{ hora}}{60 \text{ min}}\right) = 0,40433 \text{ h}$$

$$0,5197 \text{ KW} * 0,40433 \text{ h} = 0,2101 \frac{\text{KW}}{\text{hora}}$$

$$0,2101 \frac{\text{KW}}{\text{h}} * 515,5052 = 108,307\$$$

Comprobando que, aunque la cocina de inducción tiene más potencia al comparar su consumo para hervir 1 litro de agua en las mismas condiciones resulta una reducción de costo

del 50% aproximadamente, lo que es una reducción significativa en dinero sin contar con los beneficios ambientales laterales que genera esta nueva tecnología.

Medición de campo electromagnético

Con el fin de comparar la radiación que genera el prototipo y la estufa eléctrica de resistencia, se realizaron mediciones de campo por medio de un medidor de campo magnético EXTECH 480826 el cual nos dio medidas en mTeslas de cada uno de los sistemas y fueron comparados con la norma española NTP 698 para verificar su posible daño a la salud de los usuarios.

Cocina de inducción:



Ilustración 58 Medición de campo Cocina eléctrica de resistencia



Ilustración 59 Medición de radiación de campo magnético de cocina de inducción

Con el fin de verificar mejor las mediciones se realizó el siguiente esquema:

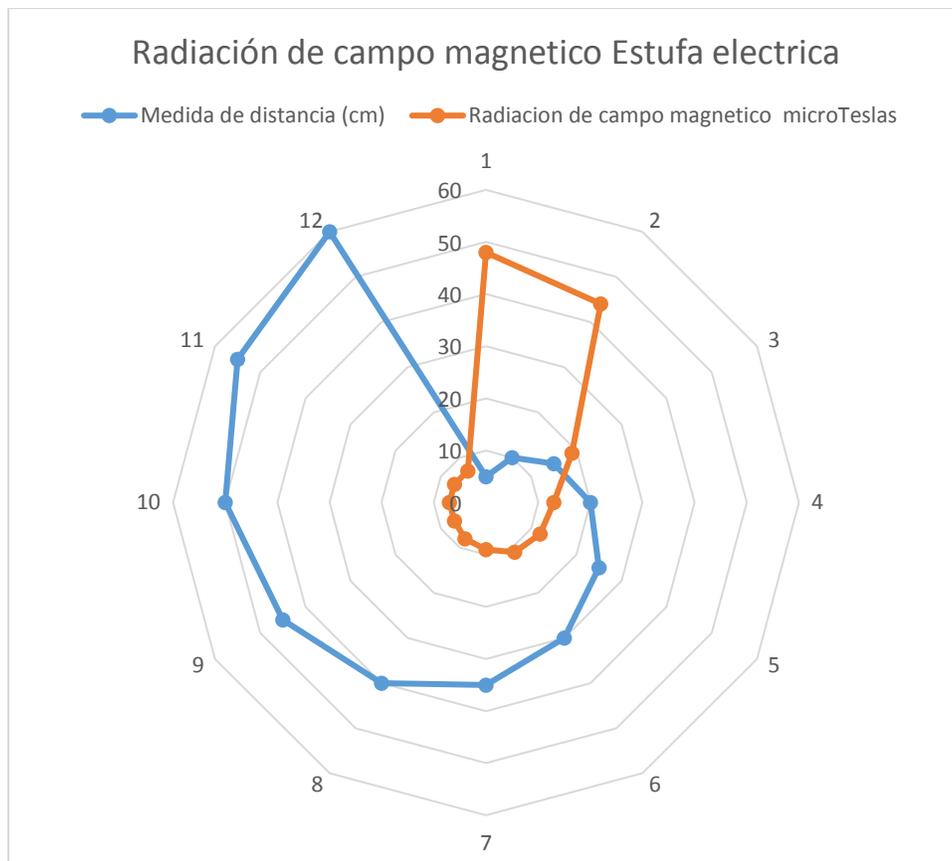


Ilustración 60 Radiación de campo magnético de estufa eléctrica por resistencia

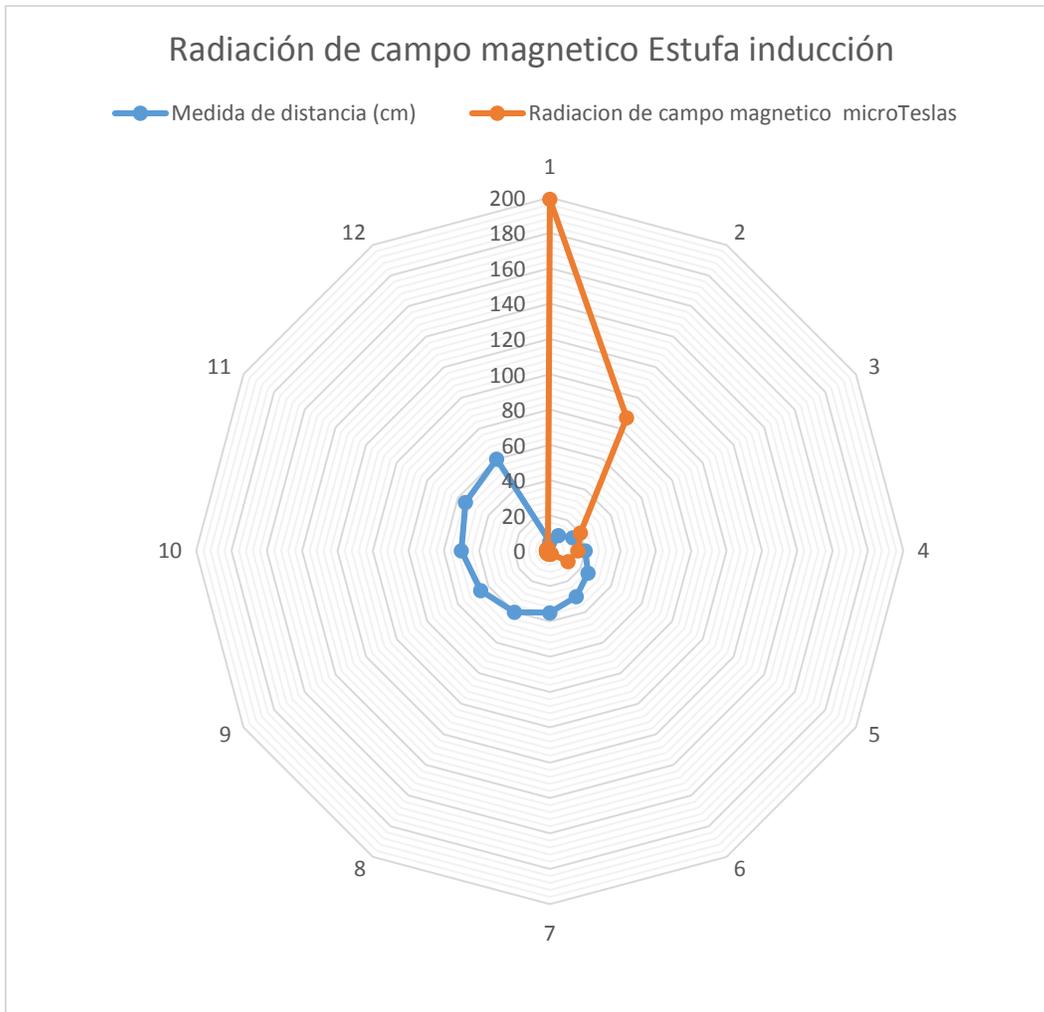


Ilustración 61 Radiación de campo magnético de estufa de inducción

Gracias a estas mediciones y a la norma NTP 698 la cual garantiza que los niveles de radiación aceptables para exponer a un ser humano son de 100 micro Teslas, teniendo este dato en cuenta podemos asegurar que la estufa de inducción presenta un pico relevante en sus inicios de operación, los cuales deben ser tenidos en cuenta a la hora de llevar el prototipo a un sistema que se comercialice ya que este pico puede llegar a tener 10 veces los valores mínimos recomendado. Sin embargo, la norma dice que esta exposición debe ser continua,

por lo que los datos obtenidos dan como resultado valores que se reducen exponencialmente con respecto a la distancia de la cocina.

9. Conclusiones y Recomendaciones

Como conclusión principal de este proyecto se tiene que la eficiencia alcanzada es dependiente de la refrigeración que se preste al sistema, ya que este presenta variaciones dinámicas respecto a un uso continuo de la estufa, como se puede observar en los datos obtenidos de todas las variables en uso continuo, donde se observa una caída de corriente notable, el cual es de alrededor de 3 amperios, variación en la frecuencia, y cambios en los voltajes de la bobina inductora. Gracias a esta observación se puede recomendar la implementación de un control a la refrigeración del sistema dinámico para considerar que mejoras puede obtener el sistema con una temperatura estable en sus componentes y un trabajo continuo.

Se realizó el diseño y construcción de un prototipo de cocina de inducción electromagnética a una frecuencia aproximada de resonancia en un rango entre 20 KHz y 24Khz con la cual se logró obtener una potencia máxima de 1451,8W y una eficiencia de 80,1 %, además se estableció el comparativo con respecto a una estufa eléctrica con lo cual se comprobó que el ahorro en consumo energético se aproxima a un 50% y además mediante mediciones de campo electromagnético generado se pudo observar que no se tienen incidencias en afectaciones a la salud humana, por lo cual el prototipo es completamente funcional.

Se realizó una interfaz de usuario compuesta por un micro controlador PIC18F4550, un ATMEGA 328P-PU, dos displays LCD, y cuatro displays 7 segmentos, gracias a estos componentes se logró manipular el tiempo pre establecido de trabajo de la estufa, setpoint de temperatura, un control de temperatura on-off con una histéresis promedio de 1,6°C y la manipulación de 10 niveles de trabajo diferentes. Gracias a los datos obtenidos se observa que una de las mejoras que se puede hacer en esta interfaz sería implementar un sistema RTOS ya que la programación de esta se realizó por medio de interrupciones simétricas para garantizar el trabajo multifuncional que se necesitaba. Sin embargo, se observa un retraso de lectura del sensor de temperatura termocupla tipo K, lo cual genera una visualización intermitente, dando la sensación de pérdida de datos al usuario.

Se implementó un control de temperatura on-off, mediante el cual se logró un error aproximado de 2°C, fue de suma importancia el diseño de las pistas, la separación adecuada de los circuitos de control con los de potencia, el tipo de soldadura, y las especificaciones de carga del actuador, ya que todos estos factores son muy exigentes debido a la carga que tienen que soportar.

El uso del micro controlador PIC18F4550 para el control de conmutación de los dispositivos de potencia IGBT fue de gran ayuda, ya que esta cuenta con el módulo ECCP (*Enhanced Capture/Compare/Pwm module*), el cual ya viene configurado automáticamente para generar las dos señales para puente completo. Para la generación de estas dos señales con desfase de 180° y tiempo muerto, se programó por medio de el compilador PCWHD COMPILER, debido a la facilidad y manejo de programación, El modo escogido en este caso fue el “Half-Bridge Output” ya que en nuestro caso solo se necesita activar cuatro IGBT’s, además se

tiene la opción de programación del tiempo muerto desde 200ns, el cual finalmente se estableció en 3us para evitar los cortos en la conmutación de los IGBT.

Por medio de la prueba comparativa entre las dos ollas, se logra verificar el cambio en la respuesta del sistema con respecto al cambio de carga, esto se demuestra con el cambio de corriente aproximadamente de 1 amperio, lo cual influye en la potencia máxima entregada por la estufa, por lo cual se puede establecer que la variación de la carga es inversamente proporcional a la potencia entregada por el sistema.

Por último se considera que la eficiencia que presta este prototipo en las condiciones que se desarrolló da garantías suficientes, para ver esta tecnología como una de las posibles herramientas para enfrentar el déficit de petróleo que se avecina a nivel mundial, problemáticas ambientales por la tala de árboles (cocción con leña), la problemática de salud pública que se presenta en nuestro país con respecto a las enfermedades respiratorias dadas por la cocción de alimentos con leña, y la posibilidad de ingresar controles programables a las cocinas, logrando controlar de manera remota y automatizada la cocción de los alimentos.

10. Bibliografía

- Abdullah Al, M., Omori, H., Hirota, I., Terai, H., & Nakaoka, M. (2005). *Edge resonant soft switching PWM inverter using trench gate IGBTs for induction heating*. 776–781. <https://doi.org/10.1109/peds.2001.975417>
- Ahmad Susanto, Teori Belajar Dan Pembelajaran Di Sekolah Dasar,(Jakarta: Kencana Prenada Media Group, 2013). (2015). DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA COCINA DE INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA DE UNA ZONA DE CALENTAMIENTO BASADO EN UN INVERSOR MONOFÁSICO DE ALTA FRECUENCIA Y UN MICROCONTROLADOR. *Biomass Chem Eng*, 49(23–6), 22–23.
- Al-shaikhli, A. K., Humod, A.-R. T., & Abbas, F. (2015). Closed and quasi-closed yoke configurations for travelling wave induction heaters. *The Journal of Engineering*, 2015(12), 357–363. <https://doi.org/10.1049/joe.2015.0147>
- Al-Shaikhli, A. K., Humod, A.-R. T., & Hasan, F. A. (2016). Five-phase travelling wave induction heater for continuous heating of flat material. *The Journal of Engineering*, 2016(3), 15–19. <https://doi.org/10.1049/joe.2015.0145>
- Blaabjerg, F., & Ma, K. (2013). Future on power electronics for wind turbine systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1(3), 139–152. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2013.2275978>
- Bursavich, J., Abu-Laban, M., Muley, P. D., Boldor, D., & Hayes, D. J. (2019). Thermal performance and surface analysis of steel-supported platinum nanoparticles designed for bio-oil catalytic upconversion during radio frequency-based inductive heating. *Energy Conversion and Management*, 183(January), 689–697. <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2019.01.025>
- Cells, E., Marrow, B., Stem, M., & Applications, T. E. (1996). *Inversores Resonantes en Iluminación Topologías y Modos de Funcionamiento*. (Abril), 47–53.

- Chacón-Troya, D. P., Quezada, J., & Espinoza, C. (2018). Development and implementation of a smart induction stove. *14th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP 2017, 2018-Janua*, 1–5. <https://doi.org/10.1109/COBEP.2017.8257376>
- Chhetri, R., Chhoedron, D., Sunwar, T., & Robinson, D. (2017). *Analysis on Integrated LPG Cook Stove and Induction Cooktop for Cooking Purposes in Bhutan*. (April), 3–5.
- David, V., Torres, L., Alberto, D., & Gómez, L. (2014). Diseño y Construcción de un Inversor Monofásico de Alta Frecuencia basado en un Microcontrolador para el Sellado de Materiales Plásticos por Inducción Electromagnética Resumen. *Power Engineering*, (1).
- Drobenko, B., Vankevych, P., Ryzhov, Y., & Yakovlev, M. (2017). Rational approaches to high temperature induction heating. *International Journal of Engineering Science*, 117, 34–50. <https://doi.org/10.1016/j.ijengsci.2017.05.001>
- Fabián, C., Guerrero, B., & Ramos, G. (n.d.). *Diseño E Implementación De Un Calentador Por Inducción Electromagnética Para El Montaje De Rodamientos. 1*, 1–38.
- Gabriel Sanchez. (1995). *Electronica-De-Potencia-Rashid-Espanol* (1st ed.; M. Pompili, Ed.). Retrieved from <https://riverraid17.files.wordpress.com/2010/03/electronica-de-potencia-rashid-espanol.pdf>
- Hadad, Y., Kochavi, E., & Levy, A. (2016). Inductive heating with a stepped diameter crucible. *Applied Thermal Engineering*, 102, 149–157. <https://doi.org/10.1016/j.applthermaleng.2016.03.151>
- Hannan, M. A., Hoque, M. M., Hussain, A., Yusof, Y., & Ker, P. J. (2018). State-of-the-Art and Energy Management System of Lithium-Ion Batteries in Electric Vehicle Applications: Issues and Recommendations. *IEEE Access*, 6, 19362–19378. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2817655>
- Hart, D. w. (2001). *Electrónica de Potencia* (I. Capella, Ed.). Madrid España: Prentice Hall.

- Inc, M. T. (2006). PIC18F4550. Retrieved from <https://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/39632c.pdf>
- Jung, W., You, J., & Won, S. (2008). Temperature monitoring system for inductive heater oven. *2008 International Conference on Control, Automation and Systems, ICCAS 2008, 15*, 1734–1737. <https://doi.org/10.1109/ICCAS.2008.4694508>
- Li, H., Yu, J., Wu, S., Liu, Q., Li, B., Li, Y., & Wu, Y. (2019). Study on the gradient heating and healing behaviors of asphalt concrete induced by induction heating. *Construction and Building Materials*, *208*, 638–645. <https://doi.org/10.1016/j.conbuildmat.2019.03.052>
- López, R. Montoya Lirola, M. A. del Mar, P. M. (2017). *Electromagnetismo II* (Universida). Madrid España.
- Lu, L., Zhang, S., Xu, J., He, H., & Zhao, X. (2017). Numerical study of titanium melting by high frequency inductive heating. *International Journal of Heat and Mass Transfer*, *108*, 2021–2028. <https://doi.org/10.1016/j.ijheatmasstransfer.2017.01.062>
- Luz del Roble Rangel Avalos. (2015). *Universidad Autonoma De Nuevo Leon*. 93.
- Mauricio Perfetti del Corral, Diego Silva Ardila, E. E. F. D. (2014). Encuesta Nacional de Calidad de Vida. Retrieved from <https://www.paho.org/hq/dmdocuments/2016/HAP-Perfil-Colombia-spa.pdf>
- Moncada, M. E., Hincapié, J. N., Escobar, A., & Trejos, A. (2016). Electrónica de potencia para el calentamiento por inducción doméstico: revisión del estado del arte. *Ingeniería y Ciencia*, *9*(18), 237–262. <https://doi.org/10.17230/ingciencia.9.18.13>
- NUNYL HESNEYDER DIAZ MONTENEGRO, Y. N. D. R. (2015). DETERMINACIÓN DE UN INDICADOR DE SOSTENIBILIDAD PARA LA MEDICION DEL SISTEMA DE APROVECHAMIENTO Y USO ENERGÉTICO EFICIENTE DE LA MADERA, EN HUERTOS LEÑEROS Y ESTUFAS ECOLÓGICAS EN LA

JURISDICCIÓN DE CORPOGUAVIO. *Facultad de Ingeniería Universidad Libre*, 151, 10–17. <https://doi.org/10.1145/3132847.3132886>

P, C. A. T., Electricista, I., & Sc, M. (2008). DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN INVERSOR TRIFÁSICO Design and Construction of a Three-phase inverter. *Scientia et Technica*, (40), 37–42.

Paul A. Tipler, G. M. (2010). *Física para la ciencia y la tecnología* (E. R. S.A, Ed.). Barcelona España.

Phan, Q. D., Vo, A. T., Ngoc, T. P., & Maussion, P. (2018). Improving multiphase induction-heating systems: Several configurations and resonant control show promise. *IEEE Industry Applications Magazine*, 24(2), 45–56. <https://doi.org/10.1109/MIAS.2017.2740452>

Pullaguari, E. (2015). DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE COCINA DE INDUCCIÓN. *UNIVERSIDAD NACIONAL DE LOJA*, 62. [https://doi.org/10.1016/S0031-9384\(98\)00037-7](https://doi.org/10.1016/S0031-9384(98)00037-7)

Rasmussen, C. B. (2005). *Hybrid resonant converter for induction heating*. (399), 402–406. <https://doi.org/10.1049/cp:19940999>

Rectifier, I. (2010). IR2110. Retrieved from <http://www.electroscheme.ru/datasheet/InternationalRectifier/IR2110.pdf>

Sadhu, P. K., Pal, N., Bandyopadhyay, A., & Sinha, D. (2010). Review of induction cooking - A health hazards free tool to improve energy efficiency as compared to microwave oven. *2010 The 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering, ICCAE 2010*, 5, 650–654. <https://doi.org/10.1109/ICCAE.2010.5451317>

Sibiya, B. I., & Venugopal, C. (2017). Solar Powered Induction Cooking System. *Energy Procedia*, 117, 145–156. <https://doi.org/10.1016/j.egypro.2017.05.117>

- Wang, B. (2017). Review of Power Semiconductor Device Reliability for Power Converters. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2(2), 101–117. <https://doi.org/10.24295/cpsstpea.2017.00011>
- Wang, K. (2018). Review of State-of-the-Art Integration Technologies in Power Electronic Systems. *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, 2(4), 292–305. <https://doi.org/10.24295/cpsstpea.2017.00027>
- Wang, Z., Gao, D., & Fang, J. (2018). Numerical simulation of RF heating heavy oil reservoir based on the coupling between electromagnetic and temperature field. *Fuel*, 220(November 2017), 14–24. <https://doi.org/10.1016/j.fuel.2018.02.012>
- Witkiewicz, K., Nastaj, J., & Moskal, F. (2017). Mathematical modeling of electrothermal regeneration of modified carbonaceous adsorbent bed in inductively heated column. *Chemical Engineering and Processing: Process Intensification*, 121(July), 111–124. <https://doi.org/10.1016/j.cep.2017.08.007>
- Zhou, Y., Wang, T., Li, J., Hou, H., Wang, C., Xue, Y., ... Hu, Z. (2018). Thermal treatment on sewage sludge by electromagnetic induction heating: Methodology and drying characterization. *Waste Management*, 78, 917–928. <https://doi.org/10.1016/j.wasman.2018.07.009>