

**CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA, DESARROLLO
DE UN PROTOTIPO**

**CAMILO ANDRES REYES TARAZONA
JHON JAIRO TRIANA NIÑO**

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2014**

**CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA, DESARROLLO
DE UN PROTOTIPO**

**CAMILO ANDRES REYES TARAZONA
JHON JAIRO TRIANA NIÑO**

**Trabajo de grado para optar por el título de
Ingeniero Electrónico**

Director

MSc. ALFREDO RAFAEL ACEVEDO PICÓN

Codirector

MSc. JAIME GUILLERMO BARRERO PEREZ

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÑICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA
2014**

A Dios gracias que en todo momento a estado presente

A mis padres Flor alba Tarazona y Enrique Reyes Mis hermanos Mauricio Reyes, Javier Reyes y Mi novia Milena Sachica que siempre han Estado constantes a mi lado apoyándome

Y a toda mi familia que me ha entregado valiosos esfuerzos Por esta razón les agradezco del alma por esos momentos En los que han estado y estarán acompañandome para darme Consejos y palabras de aliento para realizar

Todos mis sueños y anhelos. A la Universidad Industrial de Santander, UIS, la formación académica Y significativo apoyo del cuerpo docente, que permiten fortalecer El pensamiento científico para desarrollar las actividades.

Y a un gran compañero que nos brindo tiempo y colaboración sin condición Que son virtudes que pocos tienen, gracias Iván Darío Peñaloza

Camilo Andrés Reyes Tarazona

A Dios por permitirme tener una hermosa familia y vivir siempre bendecido,

A mis padres Jairo y Patricia, porque gracias a su educación y ejemplo soy un hombre de bien, porque gracias a sus esfuerzos incansables nunca me faltó nada, porque gracias a su amor siempre he tenido una razón para ser feliz,

A mi novia María Victoria, por su apoyo incondicional, por sus palabras de aliento, por ser mi soporte y porque gracias a su amor mis días son siempre alegres,

*Al Ingeniero Iván Darío Peñaloza, profesional integro, con gran calidad humana, el cual apoyo y colaboró en el desarrollo del presente proyecto de
Una forma invaluable.*

JHON JAIRO TRIANA NIÑO

CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	17
1. FUNDAMENTOS TEORICOS	19
1.1. PRINCIPIO DE INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA PARA CALENTAMIENTO	19
1.2. GENERALIDADES DEL SOLENOIDE.....	20
1.3. PUENTE INVERSOR RESONANTE	22
1.4. DIODO DE POTENCIA.....	24
1.5. MOSFET DE POTENCIA	26
2. ANÁLISIS, DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PUENTE INVERSOR MONOFÁSICO	28
2.1. PROTECCIÓN	29
2.2. FILTRO DE LÍNEA	29
2.3. RECTIFICACIÓN.....	31
2.4. ETAPA DE PROTECCION DE RECTIFICACIÓN.....	33
2.5. PUENTE INVERSOR DE POTENCIA	35
2.6. RED <i>SNUBBER</i>	36
2.7. TRANSFORMADOR DE POTENCIA.....	39
2.8. CARGA RLC	41

2.9. ADQUISICIÓN DE DATOS	43
2.9.1. Tarjeta de control	43
2.10. CONTROLADOR DE COMPUERTA DEL MOSFET	45
2.11. TRANSFORMADOR DE PULSOS	48
2.12. FUENTES DE TENSION DC.....	50
3. IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL.....	51
4. EVALUACIÓN DE FUNCIONAMIENTO Y ANÁLISIS DE RESULTADOS....	59
4.1. EVALUACIÓN DEL MICROPROCESADOR PARA EL DISPARO DE LOS MOSFET	59
4.2. EVALUACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL PUENTE INVERSOR	60
5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	72
5.1. CONCLUSIONES.....	72
5.2. OBSERVACIONES	74
5.3. TRABAJOS FUTUROS.....	75
BIBLIOGRAFÍA.....	77
ANEXO	81

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Modelo de inducción	19
Figura 2. Modelo serie	21
Figura 3. Topologías del inversor y configuraciones de la carga	23
Figura 4. Señal de corriente, señal de tensión y señal de conmutación	24
Figura 5. Composición interna del diodo.....	24
Figura 6. Curva característica del diodo	25
Figura 7. Estructura MOSFET incremental tipo N.....	26
Figura 8. Esquema general del sistema.....	28
Figura 9. Fusible	29
Figura 10. Esquema de filtro de línea	31
Figura 11. Rectificador de 600 V a 15 A	32
Figura 12. Capacitor 560 uF a 400 V	32
Figura 13. Protección sección rectificación	34
Figura 14. Termistor y varistor	34
Figura 15. Puente inversor de potencia	35
Figura 16. Esquema con la Red <i>snubber</i> RC	37
Figura 17. Red <i>snubber</i> RC	38
Figura 18. Esquema de transformador reductor	40
Figura 19. Transformador reductor	41
Figura 20. Esquema carga RLC serie.....	42
Figura 21. Transductor de tensión	45

Figura 22. Transductor de corriente.....	45
Figura 23. Esquema interno del controlador de compuerta	46
Figura 24. Controlador de compuerta	47
Figura 25. Controlador y transformador de pulsos.....	47
Figura 26. Transformador de pulsos	48
Figura 27. Esquema interno transformado de pulsos	49
Figura 28. Señal entregada por el transformador de pulsos.....	49
Figura 29. Tensiones reguladas.....	51
Figura 30. Posición de los polos.	53
Figura 31. Prueba lazo abierto A	54
Figura 32. Prueba lazo abierto B	54
Figura 33. Prueba lazo abierto C	55
Figura 34. Configuración del MCF51QE128	56
Figura 35. Adecuaciones de las señales	57
Figura 36. Señales en fase de tensión y de corriente	58
Figura 37. Señal PWM1 y PWM2 del microprocesador.....	59
Figura 38. Señal de conmutación en el transformador de pulsos	60
Figura 39. Esquema del circuito del sistema	61
Figura 40. Circuito en PCB del esquema del sistema.....	62
Figura 41. Circuito en PCB real, construido.....	62
Figura 42. Tubo de acero dentro del solenoide.....	63
Figura 43. Barra de acero 1045	63
Figura 44. Tubo de acero dentro del solenoide.....	64

Figura 45. Prueba al tubo de acero en frecuencia de 30 kHz	65
Figura 46. Prueba al tubo de acero en frecuencia de resonancia 49 kHz.....	65
Figura 47. Prueba al tubo de acero en frecuencia 70 kHz	66
Figura 48. Barra de acero dentro del solenoide	67
Figura 49. Prueba al acero 1045 en frecuencia 30 kHz	67
Figura 50. Prueba al acero 1045 en frecuencia 47 kHz	68
Figura 51. Prueba al acero 1045 en frecuencia 70 kHz	68
Figura 52. Consumo de potencia tubo de acero	69
Figura 53. Consumo de potencia barra de acero 1045.....	70
Figura 54. Señales en fase del tubo	71
Figura 55. Señales en fase del tubo	71

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Circuitos reguladores de tensión.....	50
--	----

RESUMEN

TÍTULO: CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN ELECTROMAGNETICA: DESARROLLO DE UN PROTOTIPO*

AUTORES: CAMILO ANDRES REYES TARAZONA, JHON JAIRO TRIANA NIÑO**

PALABRAS CLAVE: Inducción electromagnética, corrientes de Foucault, MOSFET, diodo, solenoide, AC, DC, PWM.

DESCRIPCIÓN: El propósito del presente proyecto es diseñar y construir un puente convertidor de potencia que pueda utilizarse como fuente de tensión, para una carga resonante, la cual hace parte de un sistema de calentamiento por inducción electromagnética. En el desarrollo del proyecto se muestra que para lograr el aumento de la temperatura en una pieza determinada, es necesario introducir ésta al interior de un solenoide, el cual hace parte de una carga RLC serie conectada entre los terminales secundarios de un transformador reductor.

Los terminales del primario están conectados a la salida de un puente convertidor de potencia de onda completa, diseñado para soportar tensiones y corrientes máximas alrededor de 500 V y 10 A, respectivamente. Debido a que la fuente de energía utilizada es la red eléctrica convencional, la cual entrega 110 V de AC a una frecuencia de 60 Hz, es necesario implementar un rectificador que entregue el nivel de DC adecuado al puente inversor.

Para entender diversos conceptos se realizó una documentación, la cual se evidencia en el primer capítulo. En el segundo capítulo se describen las diferentes etapas implementadas en el desarrollo del proyecto, además de elementos adicionales como lo son las protecciones eléctricas, sensores, transformador de pulsos, controlador de compuerta, entre otros. En el tercer capítulo se ahonda en el tema de la conmutación del puente inversor y se define una estrategia de control teniendo en cuenta la búsqueda de un desfase cercano a cero entre la señal de corriente y la señal de tensión para lograr que la carga RLC opere en la frecuencia de resonancia y así lograr la mayor transferencia de energía. El cuarto capítulo evidencia el correcto funcionamiento del sistema y el último capítulo muestra las conclusiones y recomendaciones emitidas por los autores.

* Proyecto de grado

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

Director: MSc. Alfredo Acevedo. Codirector: MSc. Jaime G. Barrero P

ABSTRACT

TITLE: ELECTROMAGNETIC INDUCTION HEATING: DEVELOPING A PROTOTYPE*

AUTHORS: CAMILO ANDRES REYES TARAZONA, JHON JAIRO TRIANA NIÑO**

KEYWORDS: Electromagnetic induction, eddy current, MOSFET, diode, solenoid, AC, DC, PWM.

DESCRIPTION: The purpose of this project is to design and build a bridge power converter that can be used as a voltage source to a resonant load, which is part of a system of electromagnetic induction heating. In developing the project shows that to achieve the increase in temperature in a given piece, it is necessary to enter into a solenoid, which is part of a series RLC load connected between the secondary terminals of a transformer reducer. Primary terminals are connected to the output of a power converter bridge full wave designed to withstand voltages of 500 V and currents around 10 A. Because the energy source used is the conventional electricity grid, which delivers 110 V AC at a frequency of 60 Hz, it is necessary to implement a rectifier to deliver the appropriate level of the DC inverter bridge.

To understand various concepts documentation was performed, which is evident in the first chapter. Implemented in different stages of project development, as well as additional items such as electrical protection, sensors, pulse transformer, gate driver, and others are described in the second chapter. By the third chapter delves into the issue of bridge inverter switching control strategy is defined considering finding a near zero gap between the current signal and the voltage signal to make the RLC load operating in the resonance frequency and thus achieve greater energy transfer. The fourth chapter demonstrates the proper functioning of the system and the last chapter shows the conclusions and recommendations made by the authors

* Degree work

** Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones.

Director: MSc. Alfredo Acevedo. Codirector: MSc. Jaime G. Barrero P

INTRODUCCIÓN

Los métodos utilizados en sistemas de calentamiento se basan en la exposición de un material al fuego por medio de fraguas o sopletes, llevando el material a la temperatura deseada.

En materia de investigación se ha logrado implementar el método de calentamiento por inducción electromagnética como método alternativo de calentamiento de materiales. Este método entre otras ventajas, reduce los tiempos de calentamiento, brinda mayor seguridad y se puede aplicar sobre zonas específicas sin afectar el entorno.

En el método por calentamiento por inducción es primordial el uso de convertidores de potencia monofásicos o trifásicos, dependiendo de la potencia por la red eléctrica que permite alimentar con energía continua una carga con amplitud constante, convirtiendo energía alterna en continua (rectificador de potencia) o viceversa (inversor de potencia), de forma que su transformación sea eficiente para los requerimientos de la carga.

El calentador por inducción se compone de la sección de filtrado de tensión, la sección de rectificación con filtro capacitivo, la sección del puente inversor y la carga RLC; su funcionamiento general se describe por la inversión de energía continua en alterna para alimentar una carga RLC en resonancia y realizar la inducción electromagnética con la frecuencia, amplitud de tensión y corrientes adecuados en el material a calentar.

La función del proyecto es lograr aumentar la temperatura en una pieza de metal debido a la alta disipación de potencia, para este proceso se rectifica la tensión de entrada y se entrega una tensión de 170 V de continua al puente inversor que a su vez suministra una señal de tensión cuadrada de 170 BP a un transformador de potencia, este último a su salida tiene conectada la carga RLC resonante serie y al inductor que hace parte de la carga se le introduce la pieza para realizar el calentamiento.

En el proyecto del puente inversor se resalta el diseño para un funcionamiento a alta frecuencia, el manejo de alta tensión, la utilización de transistores de potencia, la adición de controladores de compuerta para la conmutación de los MOSFET y como novedad, el transformador de pulsos y el transformador de potencia. Los MOSFET utilizados necesitan un sistema de protección para el encendido y apagado, por lo que en paralelo con cada uno de ellos se conecta un diodo de libre paso, así como una red *snubber*. El esquema de control realiza un control de fase entre la señal de tensión y la señal de corriente a la salida del transformador de potencia, esta se hace en lazo cerrado por medio del microcontrolador con el cambio de la frecuencia de conmutación.

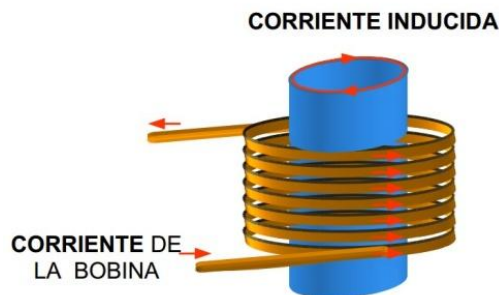
1. FUNDAMENTOS TEORICOS

1.1. PRINCIPIO DE INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA PARA CALENTAMIENTO

El calentamiento por inducción electromagnética es un método limpio, altamente utilizado por su gran número de beneficios, es ampliamente usado en la industria, específicamente, en la relacionada con el calentamiento o la fundición de materiales. Su estabilidad, controlabilidad y eficiencia al momento de aprovechar las pérdidas por histéresis y corrientes de Foucault (para generar potencia y lograr un aumento de temperatura) [1], lo ponen por encima de muchos métodos tradicionales.

A grandes rasgos lo que se quiere es introducir una pieza en el solenoide como se muestra en la figura 1, y debido al campo electromagnético producido por éste, lograr introducir corrientes en dicha pieza, denominadas corrientes de *Foucault*, que al circular por ésta y debido a su efecto generen una disipación de potencia, esta disipación se traduce en un aumento de temperatura, el cual dependerá de variables como: la potencia suministrada al solenoide, el material y el tamaño de la pieza, la frecuencia del sistema, entre otras.

Figura 1. Modelo de inducción



Fuente: tomado de trabajo de grado de L. F. Adaraja Ortiz¹

¹ L.F. Idarraga Ortiz, R.A. Muñoz (2006), Calentamiento por inducción, Diseño y construcción del sistema de control de un puente inversor resonante, Trabajo de grado, Colombia: Universidad Industrial de Santander.

Abordando la parte teórica del método se pueden plantear algunos conceptos necesarios para entender su funcionamiento. Se hace pasar una corriente i por un solenoide de N espiras y con una longitud l , se logra un campo magnético H , que se puede modelar mediante la ecuación 1.1

$$N_i = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \cong Hl \quad (1.1)$$

Si se tiene un campo magnético establecido, al adicionar una pieza de material conductor dentro del solenoide, se induce una fuerza electromotriz (FEM), que se puede describir mediante la ecuación 1.2 [2]. (ϕ Equivale al flujo magnético que atraviesa el elemento).

$$f_{em} = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (1.2)$$

Como se mencionó anteriormente, las corrientes de *Foucault* circulan por la pieza generando una disipación de potencia, que se refleja en el aumento de temperatura de dicha pieza. El cálculo de este valor se puede realizar mediante la ecuación 1.3 del efecto *Joule*, donde I_f representa las corrientes inducidas y R_{eq} la resistencia equivalente vista desde los terminales del solenoide. Cabe resaltar que $p(t)$ representa el cálculo numérico de la potencia instantánea disipada por la pieza [2].

$$p(t) = i_F^2 \cdot R_{eq} \quad (1.3)$$

1.2. GENERALIDADES DEL SOLENOIDE

El elemento por el cual va a circular la corriente encargada de inducir el campo electromagnético y finalmente realizar el calentamiento de la pieza, se llama solenoide. A continuación se hará una breve descripción sobre éste y su modelo eléctrico.

Si se observa el solenoide desde sus terminales, podemos tomar como circuito equivalente un inductor en serie con una resistencia, representado en la figura 2. El comportamiento eléctrico del sistema está determinado por los parámetros relacionados con el modelo de la inductancia y la relación que describe la resistencia interna equivalente.

El campo magnético se distribuye a través de la pieza introducida, con mayor presencia en la superficie y disminuyendo de forma exponencial a medida que se avanza en la profundidad de la misma, por lo cual se puede decir que a una profundidad mayor a la longitud de penetración δ descrita en la ecuación 1.4 es despreciable dicho campo. ω define la frecuencia de variación temporal del campo [2].

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\sigma\mu}} \quad (1.4)$$

Una propuesta para hallar la resistencia equivalente del solenoide es la descrita en la ecuación 1.5, que a su vez es obtenida en la ecuación 1.5.

$$\frac{dP}{dS} = \frac{\sigma|Z_s|^2|\vec{H}_o|^2}{2} \cdot \int_0^\infty e^{-\frac{2r}{\delta}} dr = \frac{R_s}{2} \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}}\right) |\vec{H}_o|^2 \quad (1.5)$$

$$R_{eq} = \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}}\right) N^2 \rho \frac{2\pi r}{\delta l} \quad (1.6)$$

Donde ρ representa la conductividad, μ la permeabilidad del material y junto con la frecuencia del campo son determinantes para el valor de la resistencia equivalente [2].

$$L_{(H)} = \mu_0 \frac{\pi r^2 N^2}{0.9r+h} \quad (1.7)$$

A su vez el modelo de la inductancia se puede calcular de la ecuación 1.7 propuesta por *Wheeler* [3]. r representa el radio del solenoide, N el número de espiras y h la longitud.

Figura 2. Modelo serie



Fuente: Autores

Para el circuito equivalente serie RLC es necesario tener en cuenta el factor de calidad Q , éste parámetro se describe mediante la ecuación 1.8.

$$Q = \frac{P_{reactiva}}{P_{activa}} \quad (1.8)$$

También es posible calcular este parámetro mediante la ecuación 1.10, la cual se infiere de la ecuación 1.9, que describe a su vez la potencia total en la carga RLC serie.

$$S = \frac{1}{2} |I|^2 (R_{eq} + j\omega L) = P_{activa} + jP_{reactiva} \quad (1.9)$$

$$Q = \frac{L\omega}{R_{eq}} \quad (1.10)$$

1.3. PUENTE INVERSOR RESONANTE

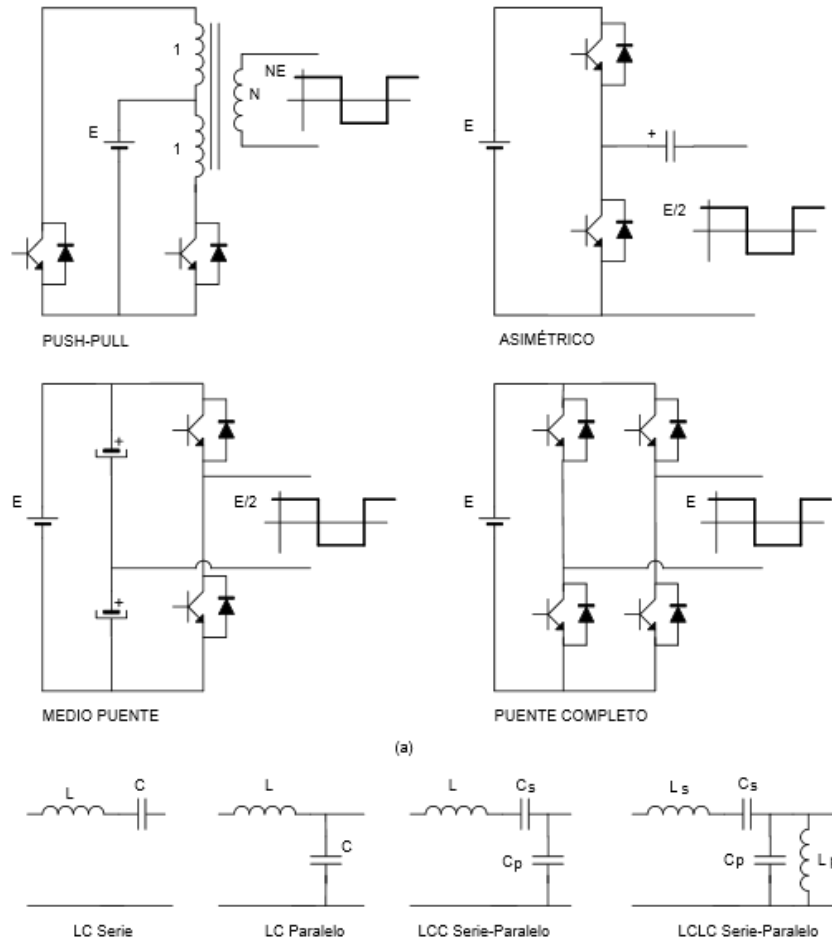
Un circuito inversor entrega una señal de alterna con una amplitud y frecuencia, la cual depende del valor entregado por la fuente de continua y la frecuencia de conmutación de los semiconductores (transistores). El funcionamiento del puente inversor está basado en el uso de transistores a modo de interruptores, tomando la señal de continua para realizar una inversión en alta frecuencia, esto con el objetivo de alimentar el transformador de potencia con una señal de voltaje simétrico de salida, con la magnitud y la frecuencia deseadas. Esto permitirá trabajar sin saturar el núcleo y obtener en alta frecuencia de conmutación una mayor densidad de potencia.

Los inversores autónomos monofásicos pueden funcionar en régimen oscilatorio si la carga se constituye por un circuito resonante RLC en sus diferentes configuraciones: RLC serie, RLC paralelo, RLC serie-paralelo y RLC-RLC serie-paralelo. Para que el inversor trabaje manteniendo la oscilación de la carga, debe producir conmutaciones en sincronismo con dicha oscilación, es decir que su frecuencia de conmutación pueda ser la misma o próxima a la frecuencia natural de la carga [4].

Una de las ventajas de los inversores resonantes es que las pérdidas por conmutación son reducidas, debido a que la inversión de señal se realiza cuando

la corriente o la tensión cruzan por cero. Las diferentes topologías para la implementación de inversores son: medio puente, puente completo, *push pull* y asimétrico, como se muestra en la figura 3.

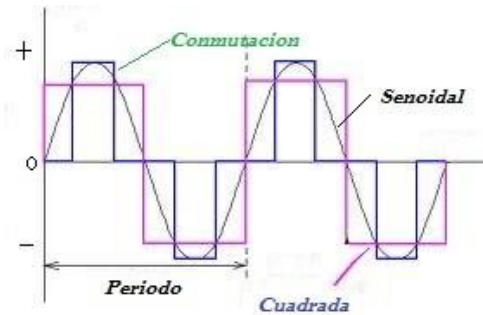
Figura 3. Topologías del inversor y configuraciones de la carga



Fuente: Tomado del documento "Inversores de alta Frecuencia" de Jose Marcos Alonso Alvares

Se seleccionó la configuración de puente inversor completo de topología puente H con una carga resonante RLC, la señal de salida en frecuencia de resonancia se muestra en la figura 4.

Figura 4. Señal de corriente, señal de tensión y señal de conmutación

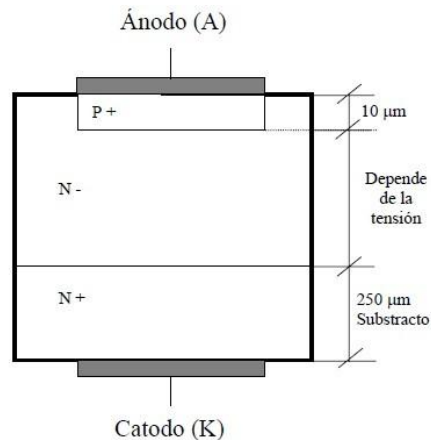


Fuente: Autores

1.4. DIODO DE POTENCIA

Los diodos de potencia son estructuras P-N de material semiconductor y básicamente permiten la circulación de corriente en un solo sentido. Se caracterizan por tener mayor área (para el flujo de corrientes más grandes) y mayor longitud (para resistir tensiones inversas elevadas). La figura 5, representa la composición interna de un diodo de potencia.

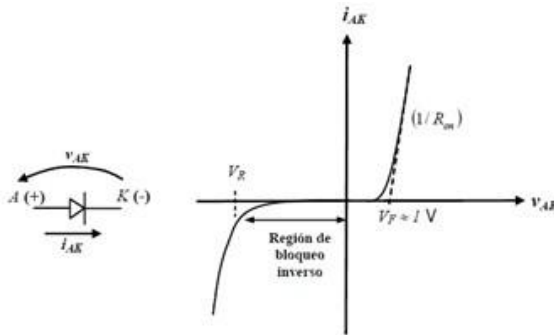
Figura 5. Composición interna del diodo



Fuente: tomado de www.electronica.net63.net

La principal característica de los diodos de potencia, es que en estado de conducción son capaces de manejar altas intensidades de corriente con una baja caída de tensión; y en la región de bloqueo soportan altas tensiones negativas con pequeñas corrientes de fuga, como se muestra en la figura 6.

Figura 6. Curva característica del diodo



Fuente: tomado de www.electronica.net63.net

Donde, V_f hace referencia a la caída de tensión en el diodo cuando éste conduce. El valor podría variar entre 1 y 2 V. La variable R_{on} es la resistencia del diodo en conducción y V_r describe la máxima tensión inversa que es capaz de resistir el diodo cuando está en la región de bloque.

Se pueden encontrar varios tipos de diodos, entre los que se destacan:

- Diodos de frecuencia de línea: Este tipo de diodo está diseñado para bloquear tensiones muy altas y conducir corrientes del orden de los [kA]. Su desventaja radica en que presenta un tiempo de recuperación t_{rr} muy alto.
- Diodos *Schottky*: Este tipo de diodo es usado principalmente en circuitos con bajas tensiones de salida, ya que generalmente no soportan tensiones inversas superiores a 100 V. su principal ventaja radica en que presentan una caída de tensión muy pequeña (0.3 V aprox.).

- Diodos de recuperación rápida: Están diseñados para operar en circuitos que presentan frecuencias elevadas, debido a que tienen tiempos de recuperación t_{rr} muy bajos. Soportan tensiones y corrientes elevadas.

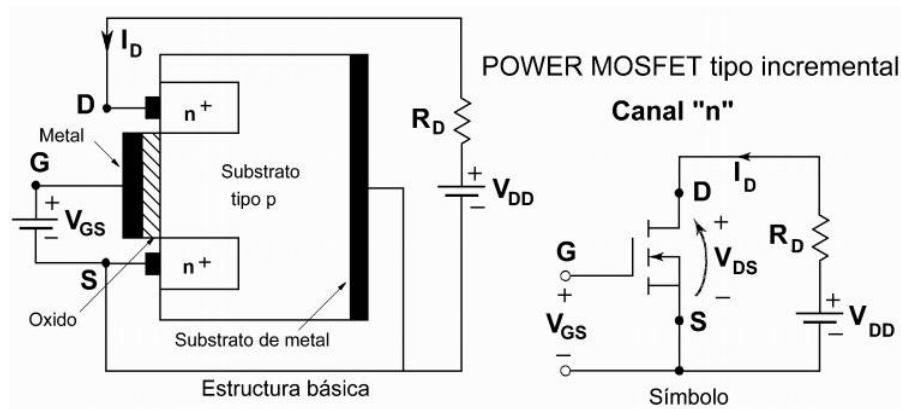
1.5. MOSFET DE POTENCIA

Los MOSFET de potencia son dispositivos controlados por tensión, que necesitan solo una pequeña corriente de entrada para su activación. Presentan una velocidad de conmutación bastante alta, cercana a los nanosegundos.

Los MOSFET pueden ser de tipo decremental o incremental. Los de tipo decremental permanecen encendidos con una tensión cero de compuerta, mientras que los de tipo incremental se mantienen apagados con una tensión cero en su compuerta. De acuerdo a su aplicación en este proyecto, se hizo uso del MOSFET incremental tipo N. A continuación se hará una descripción general de estos.

El MOSFET de canal N de tipo incremental no tiene canal físico (figura 7). Si V_{GS} es mayor que cero, una tensión inducida atrae los electrones del substrato p y los lleva a la superficie bajo la capa de óxido, si este valor de V_{GS} es mayor que el voltaje umbral V_t , se acumulan suficientes electrones para formar un canal N virtual y la corriente circula de drenador a surtidor.

Figura 7. Estructura MOSFET incremental tipo N



Fuente: tomado de <http://64.76.3.82/oscar/Bkup/20pc/20oscar/electronica>

Es importante tener en cuenta las pérdidas en el transistor estudiando sus principales causas, entre estas figuras:

- Pérdidas de conducción: se presentan cuando el MOSFET está operando en la región óhmica. Su valor puede ser calculado por medio de la ecuación 1.11.

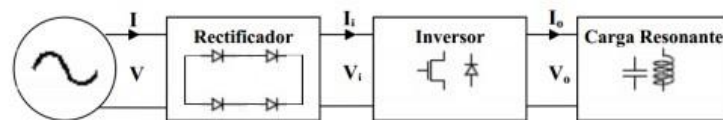
$$P_C = I_D^2 \cdot R_{DS(ON)} \quad (1.11)$$

- Pérdidas de conmutación: Están asociadas al momento en que es encendido o apagado el transistor. Debido a que conducen una gran corriente y soportan grandes tensiones, se produce una alta disipación de potencia durante la conmutación. Estas pérdidas a baja frecuencia son despreciables, sin embargo a alta frecuencia deben tenerse en cuenta a la hora del diseño, para lograr mitigar el consumo asociado a la conmutación. Las pérdidas de apagado pueden ser reducidas usando una red *snubber* sobre el transistor.
- Pérdidas en el diodo: Estas pérdidas ocurren en el diodo conectado en antiparalelo entre el drenador y el surtidor del transistor. Una aproximación de este valor se puede dar si se calcula el producto de la tensión del diodo, por la corriente promedio circulante.

2. ANÁLISIS, DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PUENTE INVERSOR MONOFÁSICO

En este capítulo se presenta el diseño y la construcción del calentador por inducción electromagnética. Se generalizarán las etapas del sistema, la cuales permitirán que el calentador por inducción pueda funcionar de acuerdo a los requerimientos del diseño. Estas etapas son: etapa de filtro de línea, etapa de rectificación de onda completa y etapa de conversión de potencia mediante un puente inversor que funciona con alimentación de tensión DC (figura 8). Los requerimientos de funcionamiento del sistema de calentamiento por inducción electromagnética principales son: una tensión de alimentación de 180 V DC y una potencia de salida de 500 W.

Figura 8. Esquema general del sistema



Fuente: Autores

Teniendo en cuenta las consideraciones de diseño, se implementó un filtro de línea para eliminar las perturbaciones de la tensión de alimentación, un rectificador que convierte la tensión de 120 V a 60 Hz en una tensión de 170 V DC acompañado de un filtro capacitivo que ayuda a la etapa de rectificación a entregar una tensión constante. Recibiendo esta tensión de continua, el puente inversor de topología puente H cumplirá la función por medio de los transistores (interruptores), de conmutar esta tensión de 170 V DC para convertirla en una señal de onda cuadrada de tensión pico de 170 V a la frecuencia de conmutación de los MOSFETs. Esta señal al circular por la carga RLC resonante, genera el campo electromagnético por medio del inductor o solenoide a una pieza, con el fin de incrementar su temperatura y así generar calor.

Se realizó el estudio de los componentes necesarios para implementar el sistema, adquiriendo así una serie de capacitores y un toroide para el filtro de línea, un puente de diodos, MOSFETs de potencia, reguladores, medidores o sensores de corriente y tensión, un microcontrolador, diodos de potencia, además de capacitores y resistencias para las redes *snubber*. Posteriormente se construyó la tarjeta de circuito impreso (PCB) y se conectaron los elementos mencionados. Finalmente, se llevaron a cabo una serie de pruebas al sistema para así corroborar su correcto funcionamiento.

2.1. PROTECCIÓN

En la entrada del sistema y en serie con una de las líneas de alimentación se instaló un fusible para bloquear o detener el paso excesivo de corriente, de forma que el circuito no sufriera averías en alguno de sus elementos. Se seleccionó un fusible de 3 A (figura 9), teniendo en cuenta la tensión y corriente de entrada con valores de 170 V y 2.9 A respectivamente.

Figura 9. Fusible



Fuente: Tomado de www.conrad.com

2.2. FILTRO DE LÍNEA

Las fuentes conmutadas generan dos tipos de ruido: de modo común y de modo diferencial. El ruido de modo diferencial sigue el mismo camino que la potencia de entrada. El ruido de modo común está representado por los picos que son iguales en amplitud y fase, y que tienen una trayectoria de circuito a través de tierra.

Para suprimir la EMI, un filtro de línea típico incluirá inductores de modo común, inductores de modo diferencial y capacitores de modo X y Y. Los condensadores Y y los inductores de modo común contribuyen a la atenuación del ruido de modo común. Los inductores se vuelven altas impedancias al ruido de alta frecuencia y reflejan o absorben este ruido, mientras que los condensadores se convierten en caminos de baja impedancia a tierra y reorientan el ruido a la línea principal para ser eficaz, el inductor de modo común debe proporcionar la impedancia adecuada en el rango de frecuencia de conmutación.

Los inductores de modo común se enrollan con dos bobinados de igual número de vueltas. Los bobinados se colocan en el núcleo de manera que las corrientes de línea en cada devanado crean flujos que son iguales en magnitud pero de fase opuesta. Estos dos flujos se anulan entre sí, dejando el núcleo en un estado imparcial. La inductancia de modo diferencial sólo se debe a un bobinado, lo que requiere que el núcleo soporte toda la corriente de línea sin saturarse.

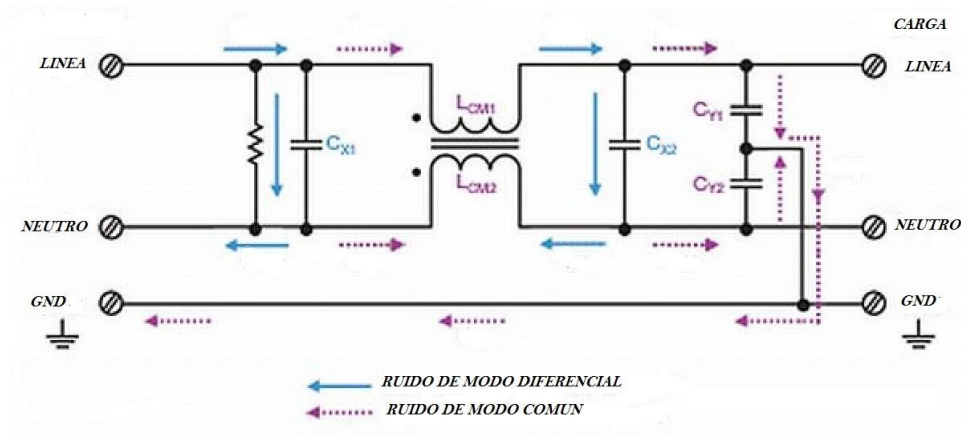
Aquí radica la gran diferencia entre el modo común y bobinas de modo diferencial. Para evitar la saturación, el inductor de modo diferencial debe hacerse con un núcleo que tenga una permeabilidad efectiva baja (ferritas con huecos o núcleos de polvo); mientras el inductor de modo común, sin embargo, puede utilizar un material de alta permeabilidad y obtener una muy alta inductancia en un núcleo relativamente pequeño [4].

El filtro diseñado para eliminar o suprimir las perturbaciones o ruidos que suministra la red eléctrica al sistema de calentamiento por inducción electromagnética, es importante para el circuito por su reducción de pérdidas activas en el cable, este filtro está conformado por una resistencia a la entrada de alimentación (izquierda, figura 10), que generalmente es de un alto valor (330 k Ω o más) y de medio watt de disipación de potencia, lo cual permite descargar toda la energía que pueda quedar acumulada en el circuito y que al desconectar el equipo de la red no se sufra una descarga eléctrica [5].

Luego encontramos los dos capacitores (Cx3 y Cx4) de valores de 0.1 μ F a 250 V y un inductor L de 2 mH (centro, figura 10); se observan también dos capacitores

(Cy5 y Cy6) con valores de $4.7 \mu F$ a 250 V que se conectan entre cada línea y tierra (derecha, figura 10). El funcionamiento es muy simple y se puede resumir en que C trabaja en modo diferencial en ambos casos, derivando a la otra rama de alimentación los ruidos. Se debe recordar que se está trabajando en AC y los semiciclos se alternan en el tiempo. El funcionamiento de L es muy particular ya que realiza un trabajo doble: es capaz de trabajar en modo diferencial y en modo común a la vez. En la figura 10, se observar la disposición de sus elementos. Estos filtros están diseñados para satisfacer diversas normas reglamentarias y de seguridad, incluyendo las diversas normas de EMI que existen en Europa y América.

Figura 10. Esquema de filtro de línea



Fuente: tomado de <http://marioguillote.blogspot.com/2013401archive.htm>

2.3. RECTIFICACIÓN

El puente inversor de potencia esencialmente necesita alimentación DC para su funcionamiento, por esta razón previamente se realiza la conversión de corriente alterna a corriente continua. La tensión alterna se toma de la red eléctrica a una frecuencia de 60 Hz a 120 V de amplitud, se le aplica un filtrado de línea y se le implementan algunas protecciones, para luego conectar el puente rectificador seguido a este. Este puente está conformado por cuatro diodos, que debido a su configuración de puente completo, actúan en pares, es decir: dos de ellos trabajan

en el semiciclo positivo de tensión de entrada V_s y los otros actúan en el semiciclo negativo de V_s .

De esta forma se garantiza que los semiciclos negativos sean invertidos y se obtenga a la salida una tensión positiva, este proceso se realiza por medio de un rectificador de onda completa no controlado de potencia, con características de pico de tensión inversa máxima de 600 V (figura 11), máximo voltaje de entrada de puente de 420 V RMS y una salida de corriente directa media de rectificado máxima a $T_c=55\text{ }^\circ\text{C}$ de 15 A, que entregará en sus terminales de salida una tensión aproximada de 170 V continuos, que a su vez alimentan un par de capacitores de 560 μF (figura 12) a una tensión máxima de 400 V con el fin de filtrar la tensión de 170 V y así disminuir algún rizado a la salida del rectificador y finalmente alimentar el puente inversor.

Figura 11. Rectificador de 600 V a 15 A



Fuente: tomado de www.oklahomaselltoday.com

Figura 12. Capacitor 560 μF a 400 V



Fuente: tomado de www.tme.eu

2.4. ETAPA DE PROTECCION DE RECTIFICACIÓN

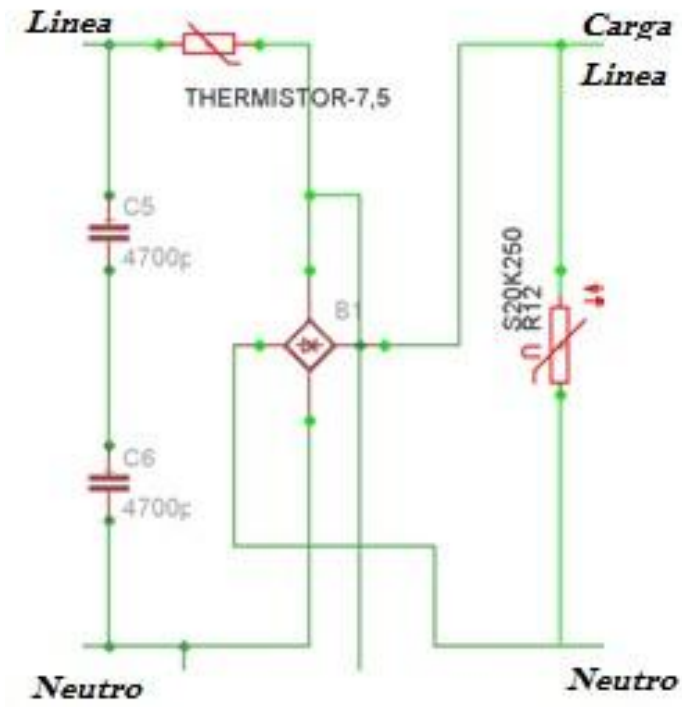
En esta sección (figura 13) se instaló un termistor en la línea de conducción y un varistor entre fase y neutro. Los termistores se utilizan para proteger los circuitos electrónicos de subidas de tensión repentinas, las cuales pueden crear una sobrecarga en los componentes electrónicos, estas se dan principalmente cuando se enciende el dispositivo.

Los termistores controlan este ascenso y lo restringen al aumentar gradualmente la entrada eléctrica, en lugar de permitir que suceda de una vez. El termistor que se seleccionó fue el MD 71 de tipo NTC, este básicamente es un resistor no lineal que decae fuertemente con la temperatura.

El varistor es una resistencia variable que se usa principalmente para proteger el circuito contra variaciones inesperadas de tensión, este componente electrónico básicamente disminuye su resistencia cuando la tensión eléctrica aplicada crece, su tiempo de respuesta es rápido y también es utilizado como limitador de voltajes pico.

En repetidas ocasiones si se presenta una sobretensión, el varistor direcciona la corriente para que pase por este, de forma que no avance y dañe los elementos del puente convertidor de potencia. En cuanto a este elemento se seleccionó una de referencia 20D391K ya que sus características se adecuan a las necesidades del diseño. Se puede observar en la figura 14 el termistor (R1) y varistor (R12) conectados en la línea de conducción y entre fase y neutro, respectivamente, B1 representa el rectificador de potencia.

Figura 13. Protección sección rectificación



Fuente: Autores

Figura 14. Termistor y varistor



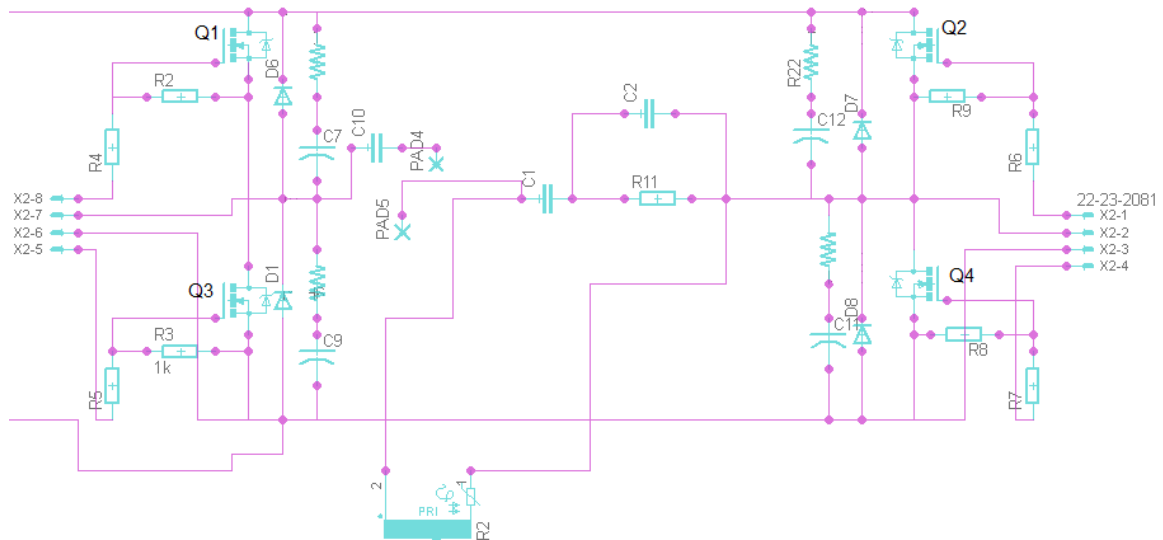
Fuente: tomado de www.conrad.com

2.5. PUENTE INVERSOR DE POTENCIA

Mediante la etapa de rectificación se obtiene la tensión DC necesaria para operar el puente inversor de potencia. Este puente está conformado por cuatro transistores MOSFET como se muestra en la figura 15, que operan de la siguiente forma: se activa Q1 y Q4 durante poco menos de medio periodo permitiendo el flujo de corriente en la carga en una dirección, seguido a esto se activan los otros dos transistores Q2 y Q3, habilitando el flujo en la dirección contraria. Debido a esto se puede observar que este puente convierte energía continua en energía alterna, ya que la corriente fluye en un sentido o en otro dando un semiciclo positivo y un semiciclo negativo.

La frecuencia de la señal de alterna resultante, depende de la velocidad de disparo de los transistores, disparo que se les suministra a través de un transformador de pulsos, conectado entre compuerta y surtidor de cada uno de ellos. Se debe tener especial cuidado en que solo un par está operando al tiempo, de lo contrario se podría producir un corto circuito generando daños principalmente en los transistores.

Figura 15. Puente inversor de potencia



Fuente: Autores

Los diodos D1, D6, D7 y D8 son diodos de libre marcha o libre paso, estos tienen a cargo el flujo de corriente en sentido opuesto al que trabaja el sistema. Estos trabajan en parejas y opuestos a los transistores, es decir D1 y D7 conducen cuando Q1 y Q4 están activos, y D6 y D8 conducen cuando Q2 y Q3 están activos. Los diodos se seleccionaron por su corriente inversa pico de 30 A, su tensión máxima repetitiva inversa de 1000 V, la corriente promedio directa rectificadora de 1 A y el tiempo de recuperación inversa de 75 ns.

Como se mencionó en la sección de fundamentos teóricos, se seleccionaron diodos y MOSFETs de potencia. Específicamente para los transistores MOSFET se seleccionó la referencia IRFP460 debido a sus características propias. Las especificaciones más relevantes para el diseño del presente proyecto son las siguientes:

- $I_D = 20$ [A]
- $V_{ds} = 500$ [V]
- $R_{ds\ ON} = 0.27$ [Ω]
- Velocidad de disparo del orden de los nanosegundos

2.6. RED SNUBBER

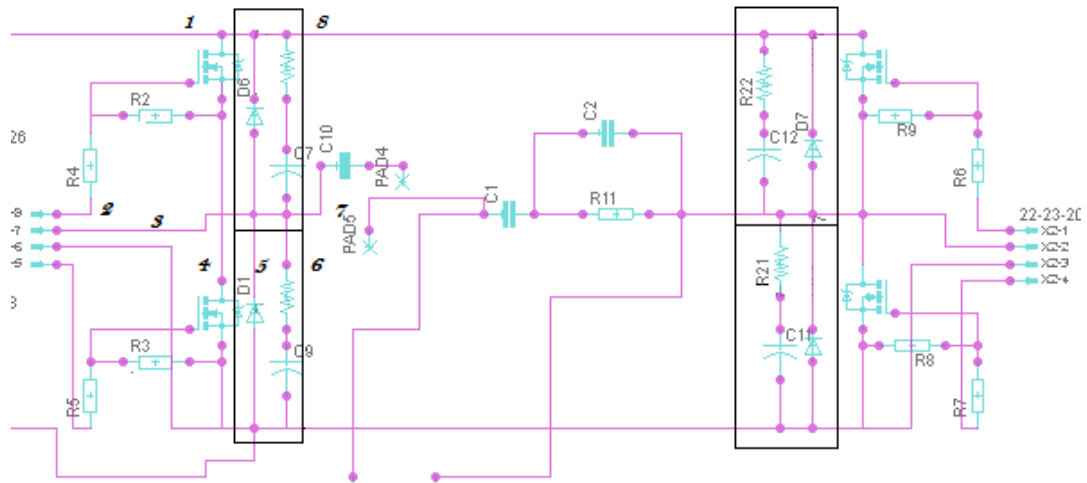
Las redes *snubber* son pequeñas configuraciones que ayudan a controlar la reactancia en los circuitos conmutados, obteniendo así beneficios tales como amortiguación del circuito, control en la tasa de cambio de voltaje dv/dt o de corriente di/dt (red *snubber* que realice control sobre la corriente), protección en sobretensiones; esta red al limitar el estrés de la conmutación en el transistor reduce las pérdidas de conmutación y mantiene al transistor en el rango de funcionamiento con mayor rendimiento, reducción de transferencia EMI y frecuencias elevadas de conmutación del sistema [8].

Algunos de los tipos de red snubber pasiva que se encuentran en los textos son: RC, RCD y RLD. Teniendo en cuenta el tipo de conmutación del puente inversor

(ZVC) del presente proyecto, se uso una red snubber RC paralelo al transistor como se muestra en la figura 16. Esta se utiliza para controlar las sobretensiones en el puente inversor y disminuir la oscilación de la tensión en la carga, evitando altas pérdidas de disipación de potencia en los transistores.

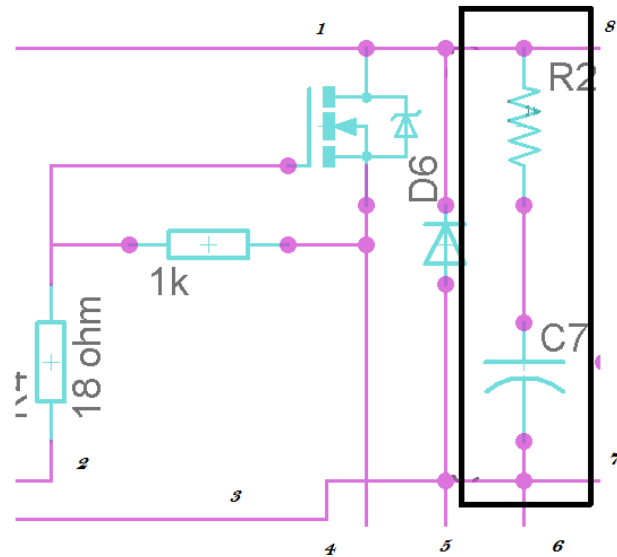
Revisando tesis de grado realizadas anteriormente se observó que en la mayoría de éstas implementan redes *snubber* partiendo de valores experimentales, logrando así eliminar sobre picos en la señal de salida del puente inversor. En el presente proyecto se partió de parámetros encontrados en la hoja de datos del MOSFET IRFP460 tales como la frecuencia de oscilación de 1Mhz y la capacitancia parasita de 400pF los cuales hicieron exitosos los cálculos de los valores de R_s y la C_s que conforman la red *snubber*. A continuación se presentan los valores de los cálculos.

Figura 16. Esquema con la Red *snubber* RC



Fuente: Autores

Figura 17. Red *snubber* RC



Fuente: autores

La frecuencia de oscilación determinada por la ecuación 2.1 es:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}} \quad (2.1)$$

Donde L_p es la inductancia parásita y C_p es la capacitancia parásita.

El valor de frecuencia de oscilación expuesta en la hoja de datos del IRFP460 es $F_s=1\text{Mhz}$ con un valor de $C_p= 410\mu\text{F}$, con estos valores se despeja L_p de la ecuación anterior, obteniéndose un valor de $L_p=61,78 \mu\text{H}$. Teniendo en cuenta esto, una amortiguación razonable se produce cuando $\zeta = 0,5$, por lo que R_s para la red *snubber* tendrá el siguiente valor:

$$R_s = \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \quad (2.2)$$

Obteniendo como resultado $R_s=388.18 \Omega$

Por último se obtuvo el valor de C_s , teniendo en cuenta que éste se calcula como un filtro RC, es decir 10 veces menor a la frecuencia de oscilación, esto con el fin de tener una atenuación fuerte en el sistema. El cálculo de la frecuencia de oscilación se realizó de la siguiente manera:

$$f_s = \frac{1}{2\pi R_s C_s} \quad (2.3)$$

Al despejar de la ecuación la expresión $f_p=f_s$, se obtiene como resultado:

$$C_s = \frac{10}{2\pi R_s f_p} = \frac{10\sqrt{L_p C_p}}{R_s} \quad (2.4)$$

$$C_s=4.1\mu F$$

2.7. TRANSFORMADOR DE POTENCIA

El transformador es un elemento nuevo en el puente inversor, este fue implementado para obtener HV (*High Voltage*) en su devanado primario y HC (*High Current*) en el devanado secundario, innovando así su utilización en este tipo de circuitos, adicional a esto soporta 500w de potencia y debido a su núcleo de ferrita puede manejar frecuencias superiores a los 60khz. Su relación de transformación es de 50 a 2, es decir en el primario posee una bobina con 50 espiras y en el secundario una bobina con 2 espiras, alcanzando de esta forma una tensión de 8.4 V y una corriente de 60 A en el devanado de baja tensión, posee unas dimensiones de 5cm de alto, 5.5cm de ancho y una profundidad de 5cm.

El transformador también brinda protección por medio de un aislamiento galvánico, el cual consiste en la separación de partes funcionales del circuito eléctrico. Para el presente proyecto este aislamiento estaría entre el puente inversor y la carga resonante; previniendo de esta forma el envío de sobre- tensiones o picos de corriente al puente inversor, debidos a la carga. Este tipo de aislamiento se usa por motivos de seguridad, cuando se desea que se transmitan señales entre las distintas partes funcionales, sin un contacto físico entre ellas.

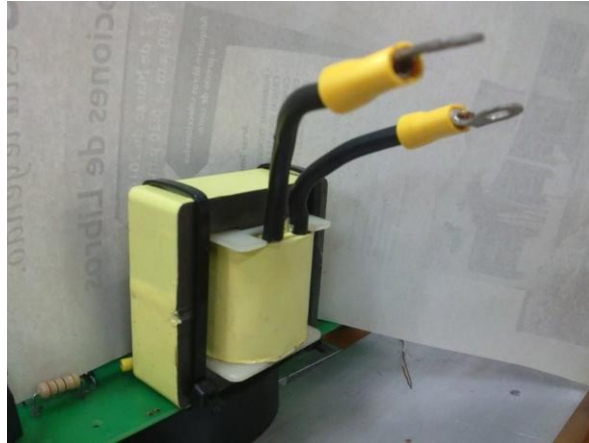
La figura 18 muestra el esquema de un transformador eléctrico reductor, como se puede apreciar, posee mayor número de vueltas o espiras en el enrollado primario o de entrada E” menos en el enrollado secundario o de salida S”, lo cual lo caracteriza como un transformador reductor de tensión”, pues cuando se aplica determinada tensión en la entrada E”, se obtiene un valor reducido en la salida S. En la figura 19 se observa el transformador reductor descrito anteriormente.

Figura 18. Esquema de transformador reductor



Fuente: tomado de www.asifunciona.com

Figura 19. Transformador reductor



Fuente: Autores

2.8. CARGA RLC

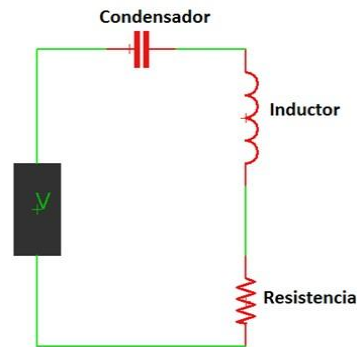
Como se describió anteriormente en la sección 1.2, si miramos el solenoide desde sus terminales, podemos tomar como circuito equivalente un inductor en serie con una resistencia. Basándose en esto, se puede observar la similitud con el principio de funcionamiento de un transformador, ya que el solenoide representaría el devanado primario y el elemento a calentar al ser solido y compacto, se puede asemejar a un devanado secundario de una sola espira.

La bobina o solenoide usado básicamente consiste de una tubería de cobre arrollada en forma de espiras y recubierta con poliuretano termoestable, el cual proporciona un aislamiento eléctrico y es resistente a altas temperaturas. La ecuación 1.6 y 1.7, descritas anteriormente permiten la obtención de la resistencia y la inductancia equivalente respectivamente. A partir de estos valores se puede calcular el valor de la capacitancia mediante la siguiente ecuación 2.5.

$$C_c = \frac{(2\pi f_o)^2}{L} \quad (2.5)$$

Se resalta que para el cálculo de la capacitancia es necesario seleccionar una frecuencia muy cercana a la frecuencia de resonancia (f_0), y de esta forma la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva, se eliminan sus efectos y permiten una máxima transferencia de potencia. Esto se debe al crecimiento considerable de la corriente que circula por la carga. Además en estas condiciones la corriente y la tensión están en fase y la impedancia Z es mínima e igual a R .

Figura 20. Esquema carga RLC serie



Fuente: Autores

La figura 20, muestra el circuito equivalente conformado por la carga RLC serie conectada a la salida del transformador. Dependiendo de la carga RLC, la corriente puede presentar tres tipos de comportamiento: Subamortiguado, críticamente amortiguado y sobreamortiguado. Para esta aplicación es de suma importancia que la conmutación de los transistores sea conmutación suave, por tanto la corriente debe presentar un comportamiento subamortiguado. También es importante recordar que el carácter subamortiguado lo da la presencia de la resistencia R en la carga, ya que en ausencia de ésta la corriente circularía en un sentido y en otro de forma indefinida.

Teniendo en cuenta esto, la carga RLC se debe seleccionar de modo que cumpla con la siguiente desigualdad (ecuación 2.6):

$$\alpha < \omega_0 \quad (2.6)$$

Sabiendo que:

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad ; \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad ; \quad \omega_d = \sqrt{\omega_o^2 - \alpha^2} \quad (2.7)$$

Entonces la forma de la corriente viene dada por la ecuación 2.8:

$$i(t) = e^{\alpha t} \cdot (A \cdot \cos(\omega_d \cdot t) + B \cdot \text{sen}(\omega_d \cdot t)) \quad (2.8)$$

Las constantes A y B se determinan de acuerdo a las condiciones iniciales del sistema.

2.9. ADQUISICIÓN DE DATOS

2.9.1. Tarjeta de control

Se desarrolla la adquisición de datos o señales mediante una tarjeta diseñada por Christian Sánchez en su labor como auxiliar de la materia diseño de circuitos analógicos y construida por nosotros durante ese semestre. Esta tarjeta cuenta con un microcontrolador de referencia MCF51QE128 de la empresa Freescale para monitorear las señales de conmutación y de realimentación, que serán las señales PWM, enviadas a través de un controlador de compuerta y un transformador de pulsos hasta los MOSFET para conmutarlos, y las señales de los sensores de tensión y de corriente para monitorearlas, tomando dichas señales por medio de las entradas A/D. Las especificaciones del microcontrolador son las siguientes:

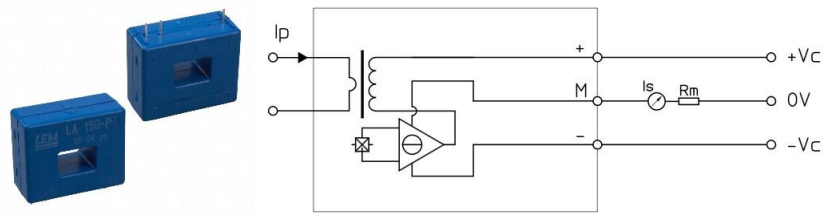
- Arquitectura 47 ColdFire V1/ISAC de FREESCALE. 56 pines I/O
- Operación para bajo consumo (YWAIT, 3 modos de STOP)
- Velocidad de hasta 50 MHz, operando desde 3.6 hasta 2.7 Vcd y 20 MHz operando desde 2.7 hasta 1.8 Vcd.

- Soporta hasta 30 interrupciones por módulos internos y 7 interrupciones por software.
- Histéresis y dispositivo configurable pull-up en todos los pines de entrada
- 70 GPIO y 1 de sólo entrada y 1 pin de sólo salida
- Memoria FLASH de 128K y memoria RAM de 8K.
- Cuatro opciones de trabajo con el reloj (Interna, externa y referencias).
- Protección del sistema; Detección de baja tensión con rearme o interrumpir, puntos de disparo seleccionables.
- Fuente de reloj interno (ICS) - FLL controlado por referencia interna o externa; precisión de recorte de referencia interna permite la resolución de 0,2 y 2 de desviación; soporta CPU Frec. 2 a 50,33 MHz
- Protección del sistema por COP, direccionamiento incorrecto, instrucción incorrecta, bajo voltaje y protección de la FLASH.
- Depuración por BDM.
- 24 canales de A/D a 8 bits y velocidad de hasta 2.5 us.
- Dos comparadores analógicos
- Dos puertos de comunicaciones seriales asíncronas (SCI).
- Dos módulos para comunicación sincrónica (SPI).
- Dos módulos para comunicación sincrónica (I2C)
- Dos temporizadores de 3 canales y uno de 6 canales con opción de PWM, OUTPUT COMPARE e INPUT CAPTURE.

Para el acondicionamiento de las señales de lazo cerrado se disponen de dos sensores de efecto hall que se adaptan para proveer la tensión de trabajo de la tarjeta de control anteriormente descrita, estos son transductores creados por la compañía LEM. En el caso de la tensión se selecciono la referencia LV 25P, ajustado para lograr una relación de transformación de 350V / 10V. Para medir la corriente se seleccionaron dos transductores con referencias LA 150P y LA 55P, que se ajustan para lograr una relación de transformación de 50 A / 3 V y 5 A / 2.5 V, respectivamente.

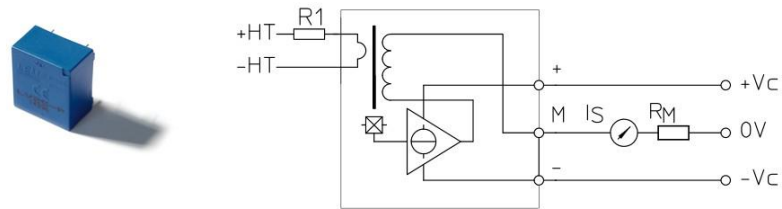
En las figuras 21 y 22 se muestran los transductores de tensión y corriente con su circuito interno y su adaptación o conexión para lograr medir la señal de tensión y así analizar los datos a adquirir por la tarjeta de control.

Figura 21. Transductor de tensión



Fuente: Tomado de www.lem.com

Figura 22. Transductor de corriente

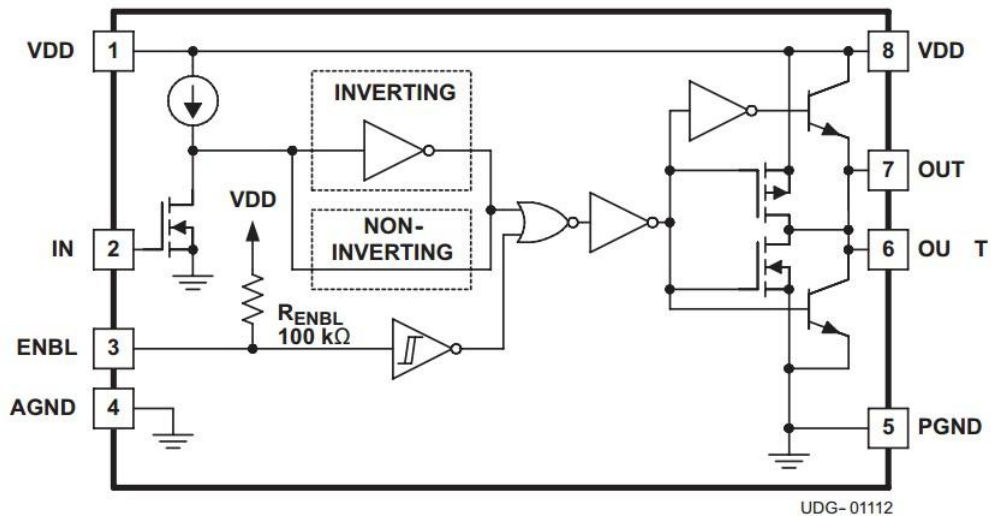


Fuente: Tomado de www.lem.com

2.10. CONTROLADOR DE COMPUERTA DEL MOSFET

Los controladores de compuerta, ampliamente conocidos por su utilidad de manejar la conmutación de compuerta de los IGBT O MOSFET, estos se pueden describir como amplificadores de potencia que reciben por lo general una entrada de baja potencia de un microcontrolador o circuito integrado y a la salida pueden proporcionar tensión de excitación de compuerta, en la región de la meseta Miller durante la transición del MOSFET de conmutación, que permite el suministro de tensión eficiente a bajas corrientes. Con esta arquitectura de accionamiento, los UCC37321/2/3 se pueden utilizar en la industria estándar de 6 -A, 9 - A y 12 -A con muchos usos del conductor. El esquema interno del controlador de compuerta se muestra en la figura 23.

Figura 23. Esquema interno del controlador de compuerta



Fuente: tomado de www.ti.com

En la selección del controlador de compuerta para el sistema se escogió uno fabricado por Texas Instruments de una familia de controladores de alta velocidad y baja impedancia a la salida.

Con su arquitectura de accionamiento el UCC37322 se puede utilizar en equipos industriales debido a su capacidad de niveles de tensión, su velocidad y su estándar de 9-A de conducción, además puede ser implementado en el puente inversor completo monofásico por sus características:

- Industria Standard Pin-Out
- Función lógica pin activo alto
- Capacidad actual de pico alta de control hasta ± 9 A en la región utilizando TrueDrive™
- Entradas compatibles con TTL / CMOS Independiente del voltaje de alimentación
- 20 ns de subida típica y bajada con 10 n F de carga

- Demora de propagación típica, t de 25 ns con la caída de entrada y 35 ns con el levantamiento de entrada.
- 4 V a 16 V Voltaje de alimentación
- Térmicamente disponible mejorado MSOP PowerPAD™ Paquete.
- Rango de -40°C a 105°C

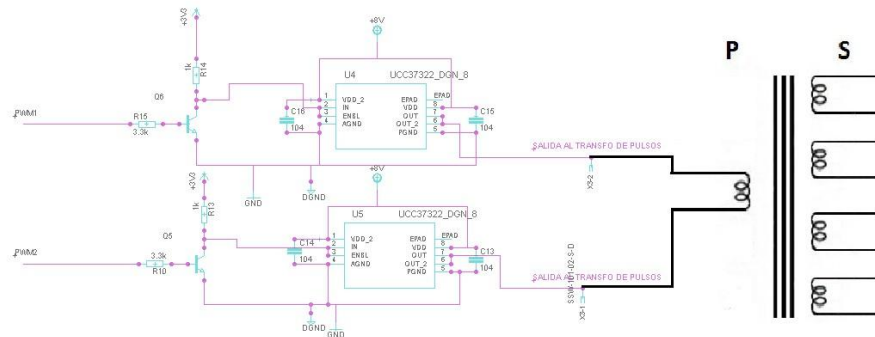
Figura 24. Controlador de compuerta



Fuente: tomado de www.ti.com

Este controlador de compuerta es un intermediario entre el microcontrolador y el transformador de pulsos realizando una amplificación de la señal de tensión del PWM del microcontrolador al nivel de tensión de polarización del C.I UCC37322 y entregando esta señal al transformador de pulsos que alimentará la tensión V_{gs} de los MOSFET. El controlador es utilizado para entregar una señal de PWM enviada desde el microcontrolador para activar o desactivar el funcionamiento. En la figura 25 se muestra la conexión del controlador con el transformador de pulsos.

Figura 25. Controlador y transformador de pulsos

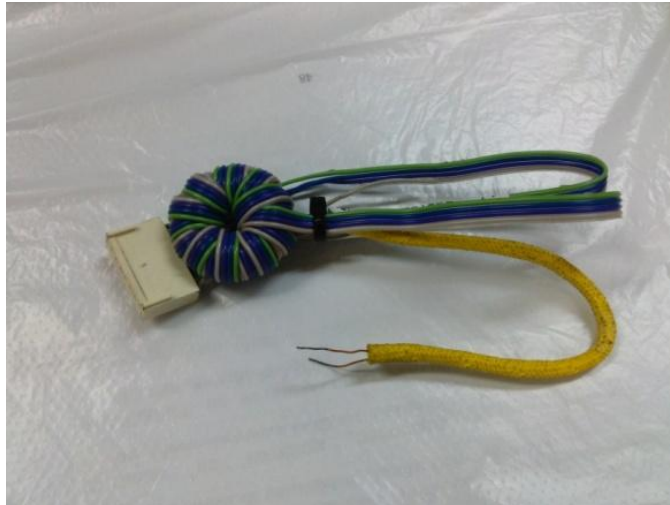


Fuente: Autores

2.11. TRANSFORMADOR DE PULSOS

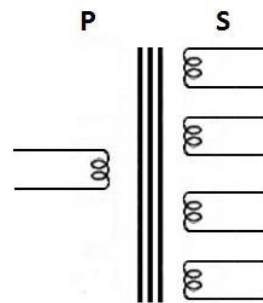
El transformador de pulso se diferencia de los demás transformadores por tener baja inducción siendo especial por su respuesta rápida a las señales de entrada, destinado a funcionar en régimen de pulsos fue aplicado al proyecto por su funcionalidad al momento de enviar una señal de entrada por un canal de entrada a través de los 4 canales de salida al mismo tiempo para la conmutación de los MOSFET, con frecuencias de velocidad desde los 30khz hasta los 120 kHz del sistema, brindando un aislamiento entre la compuerta de los MOSFET y el microcontrolador, en la figura 26 se muestra el transformador de pulsos que tiene como especificaciones de fabrica: un núcleo toroidal de ferrita, fabricado por Ferroxcube de referencia TX22/14/6.4-3E6, tiene en el primario 30 espiras de alambre esmaltado AWG 30 y los 4 secundarios de 20 espiras cada uno.

Figura 26. Transformador de pulsos



Fuente: Autores.

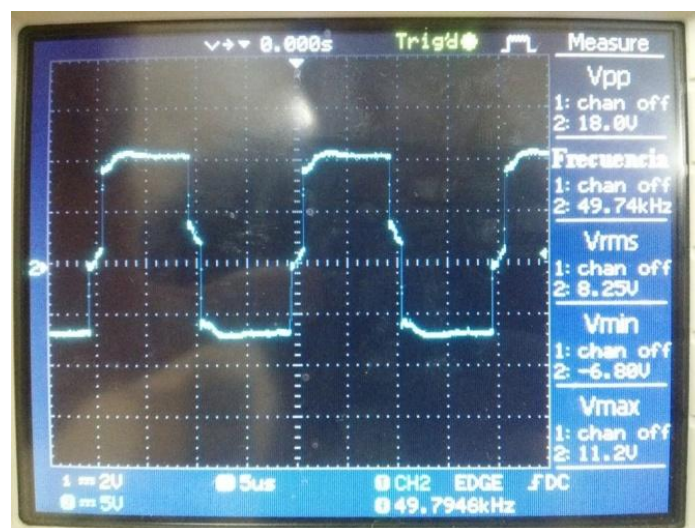
Figura 27. Esquema interno transformado de pulsos



Fuente: Autores

La señal de salida del transformador de pulsos presentada en la figura 27 que son dos señales de PWM desfasadas 180° y una invertida a la otra que tiene una modulación de ancho de pulso de 47 % con la opción de variación de frecuencia.

Figura 28. Señal entregada por el transformador de pulsos



Fuente: Autores

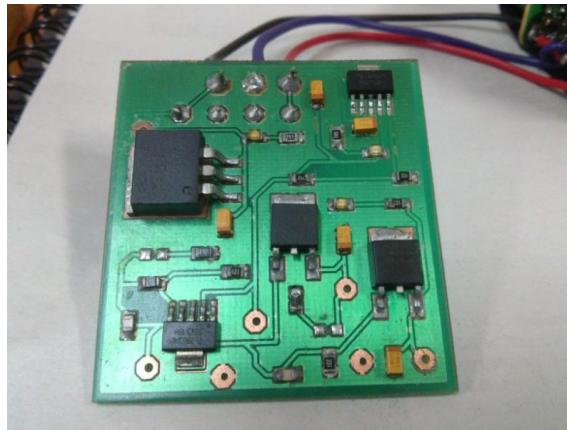
2.12. FUENTES DE TENSION DC

La sección de regulación es diseñada para suplir seis valores de tensión: 3,3V, 5V, 8V,-8V, 15V y -15V, necesarias para alimentar el microprocesador, el comparador diferencial, el nivel de tensión de señal del PWM y la tensión de polarización del sensor de corriente. Para cumplir con las tensiones y corrientes requeridas por el circuito (figura 29) se seleccionaron cuatro referencias de reguladores de la empresa Texas Instruments, dichos reguladores están descritos a continuación en la tabla 1:

Tabla 1. Circuitos reguladores de tensión

Referencia	Familia	V. entrada [V]	V. salida [V]	I.Salida[A]
UA7815	Canal simple LDO	2.1 a 20 V Max	15 V Max	1.5 A
LM2990	Canal simple LDO	0.3 a -26 V Max	-15 V Max	1 A
LM3940DT-3.3	Canal simple LDO	5.5 V Max	3 V Max	1 A
LM2936DT-5.0	Canal simple LDO	18 V Max	5 V Max	1 A
UA7808	Canal simple LDO	5.5 a 22 V Max	8 V Max	1.5 A
UA7908	Canal simple LDO	0.7 a -18 V Max	-8 V Max	1.5 A

Figura 29. Tensiones reguladas.



Fuente: registro fotográfico autores

3. IMPLEMENTACION DEL ALGORITMO DE CONTROL

Las acciones básicas de control y respuesta de un sistema son: que el controlador automático compare el valor real de la señal de salida de una planta con la señal de entrada (el valor deseado), determina la desviación y produzca una señal de control que reduzca la desviación a un valor de error cercano a cero. La manera en la cual el controlador automático produce la señal de control se denomina acción de control. En este capítulo se analizaron primero las acciones de control básicas usadas en los sistemas de control industrial, identificando las estrategias necesarias a implementar. Después de esto se revisaron los efectos de las acciones de control integral y derivativo en la respuesta del sistema y se determino la necesidad de usar alguna de estas [6].

En el proceso de hallar la función de transferencia de un circuito RLC en lazo abierto se obtuvo una respuesta de un sistema de segundo orden teniendo como función característica la ecuación 3.1:

$$G(s) = \frac{k \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.1)$$

$$R = 1.62 \Omega$$

$$L = 16 \mu H$$

$$C = 1 mH$$

Y extrayendo de la ecuación 3.1 su denominador:

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (3.2)$$

Se obtienen las ecuaciones 3.3 de ω_n y ecuación 3.4 de ζ las cuales son:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.3)$$

$$\zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.4)$$

Se realizo el cálculo de ζ a partir de los valores obtenidos experimentalmente del inductor, el capacitor y la resistencia antes de introducir cualquier material en el solenoide, los datos obtenidos se muestran a continuación.

$$R = 1.62 \Omega$$

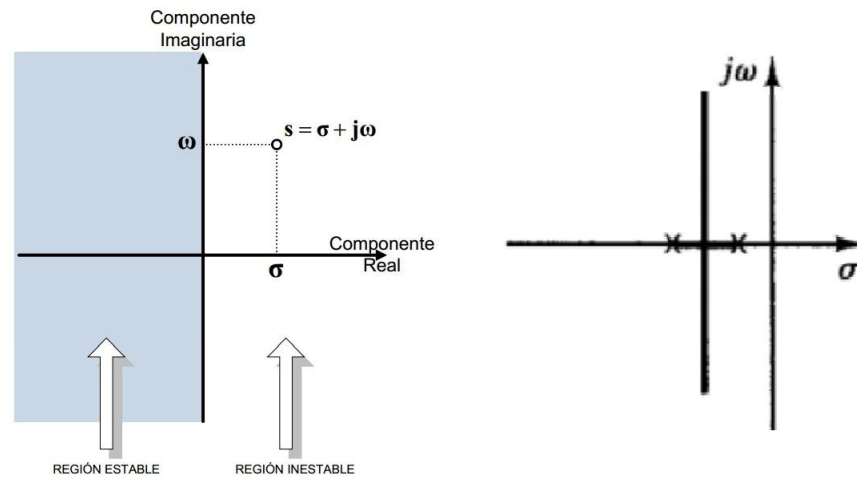
$$L = 16 \mu H$$

$$C = 1 mH$$

Dando como resultado el valor de $\zeta = 6,403$, que clasifica al sistema como sobreamortiguado y a través de la ecuación 3.2 se pueden obtener los dos polos reales negativos propios del sistema. Se puede observar en la figura 30 (izq.) el diagrama generalizado para la ubicación de polos y ceros y constatar con la grafica 30 (der.) que el sistema es estable. Si se introduce cualquier material semiconductor al interior del solenoide la inductancia equivalente de la bobina

disminuye, conociendo esto, mediante la ecuación 3.3 se puede concluir que el valor de ζ va a aumentar, por lo que se dice que el sistema será sobre-amortiguado.

Figura 30. Posición de los polos.



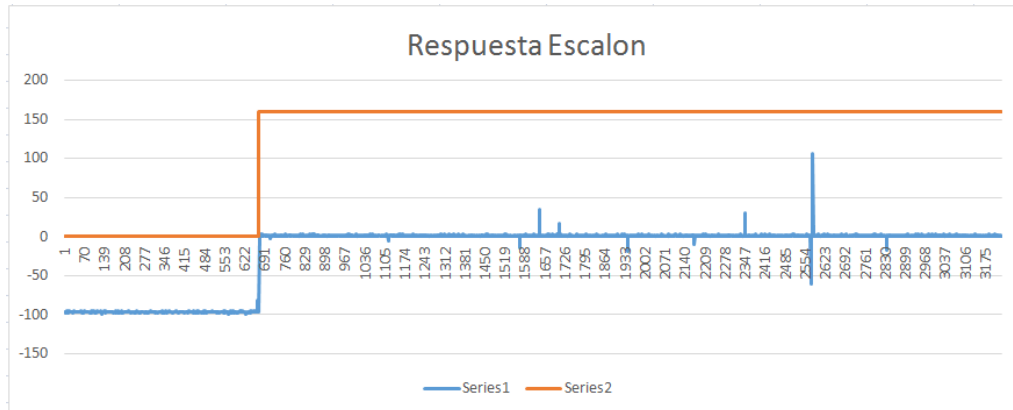
Fuente: tomado del libro OGATA KATSUHIKO de *Ingeniería de control moderno*

Se implementó una acción de control proporcional, debido a que el sistema es estable y presenta una respuesta bastante rápida. Es decir, como el proceso de aumento de temperatura es lento y no se busca alcanzar una temperatura determinada en corto tiempo, sino la resonancia de la carga, no se justifica implementar una acción de control derivativo para reducir el tiempo de respuesta. Tampoco es necesaria una acción de control integral, ya que con solo acercarse el sistema al punto de resonancia, la pieza empieza a calentarse.

A continuación en las figuras 31, 32 y 33 se observa la respuesta del sistema al escalón, que representa diferentes valores de frecuencia, para dos señales: la señal de entrada un escalón (serie 2) y la señal de respuesta del sistema que es similar al escalón de entrada (serie 1). Observando estas figuras se evidencia que la respuesta del sistema es cercana a la señal de entrada, por lo que se infiere

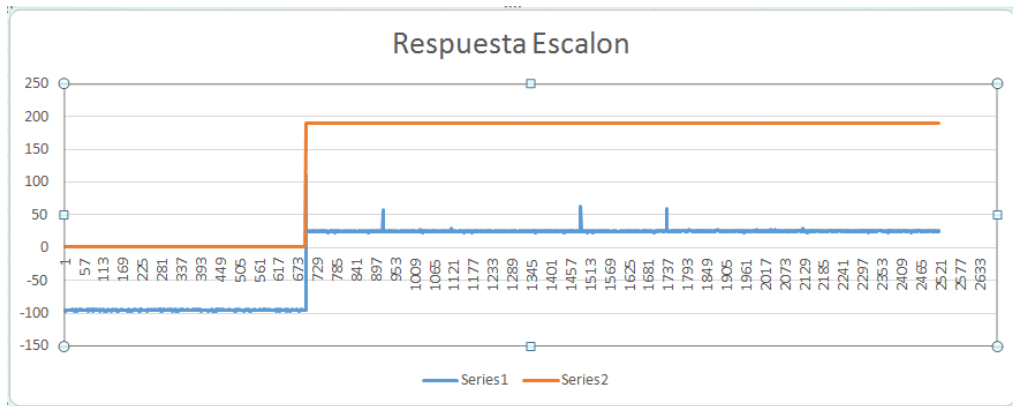
que es estable y que el sobrepico en la figura 34 es debido al K_p alto que se le implemento.

Figura 31. Prueba lazo abierto A



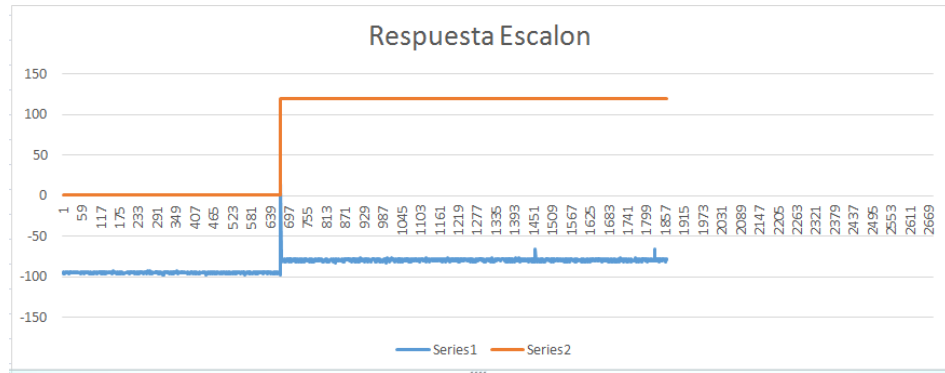
Fuente: Autores

Figura 32. Prueba lazo abierto B



Fuente: Autores

Figura 33. Prueba lazo abierto C



Fuente: Autores

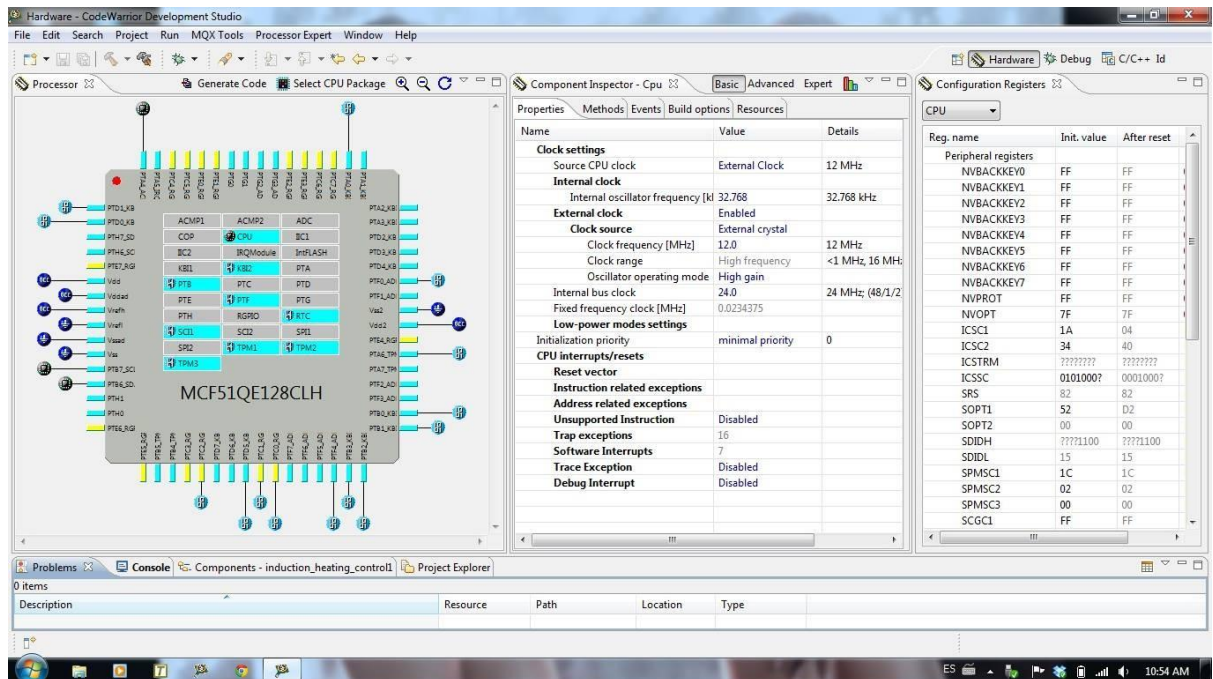
Concluyendo que el sistema o planta está respondiendo adecuadamente respecto a la señal de entrada con un control proporcional, control que tiene una relación entre la señal de entrada y la señal de salida o respuesta del sistema por una ganancia ajustable que lleva al sistema a tener un error pequeño o casi nulo como se mostró en las figuras.

Se determinó que cualquier tipo de estrategia de sintonización PID es innecesaria en lazo abierto, debido a que la relación entre la señal de entrada y la señal de respuesta muestra un error cercano a cero. Considerando que ninguna estrategia de enfoque experimental de control de *Ziegler-Nichols* no es aplicable al sistema desarrollado, pues el sistema de control implementado cumple con su funcionamiento el cual es establecer un desfase mínimo entre la señal de corriente y la señal de tensión de salida en el transformador, siendo este desfase tan pequeño que el sistema entro en resonancia y permitió realizar el calentamiento por inducción electromagnética en la pieza al interior del solenoide. Demostrando que con un control proporcional de ganancia K_p , su funcionamiento fue el esperado para el sistema.

En el microprocesador se configuro el TPM1 de forma que el canal 0 y canal 1 para el modo PWM. Generando dos señales de PWM enviando las señal por el controlador de compuerta y el transformador de pulsos, y cada una de estas

señales está alineada al centro, el canal 0 con *Clear output on compare* y el canal 1 con *Set output on compare* para generar un desfase de 180° entre las señales y poder conmutar adecuadamente los MOSFETs. Estas configuraciones del microcontrolador se muestra en la figura 34.

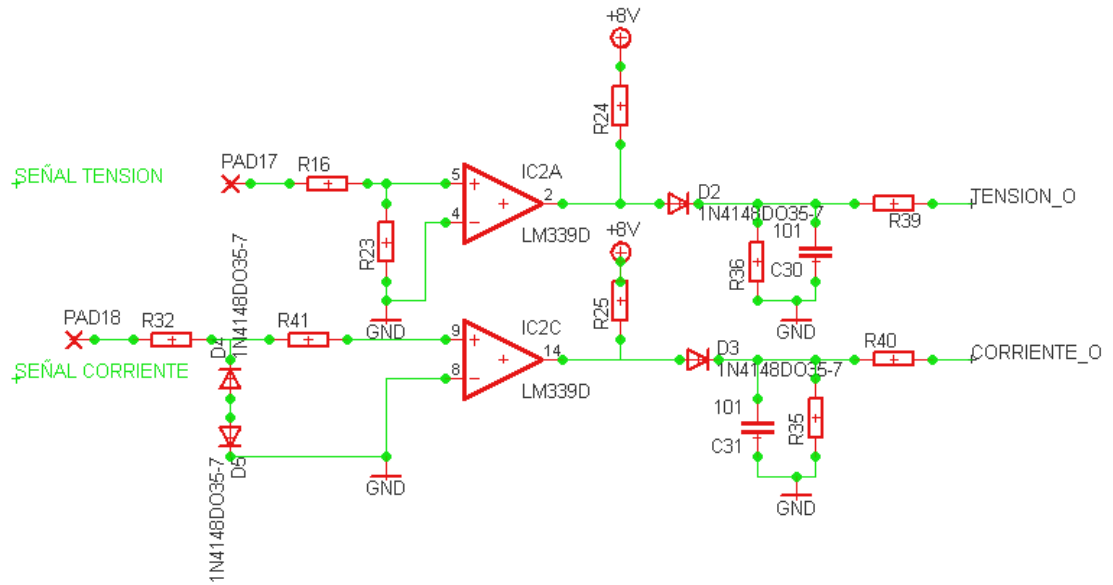
Figura 34. Configuración del MCF51QE128



Fuente: screenshot realizada por autores

Se inicializa el TPM3 el canal 0 y canal 1 configurándolos en modo *input capture* y *Capture on rising or falling edge* para la retroalimentación del sistema para comparar los tiempos entre el flanco de subida de la señal de tensión y el flanco de subida de la señal de corriente que varia con el cambio de la frecuencia y así determinar el desfase que existe entre las señales mencionadas presentes en la carga o a la salida del transformador de potencia, a estas señales se les realizaron adecuaciones pertinentes para la introducción al microcontrolador por tener limitaciones como la tensión máxima de entrada que es de 5V positivos, como se muestra en la figura 35.

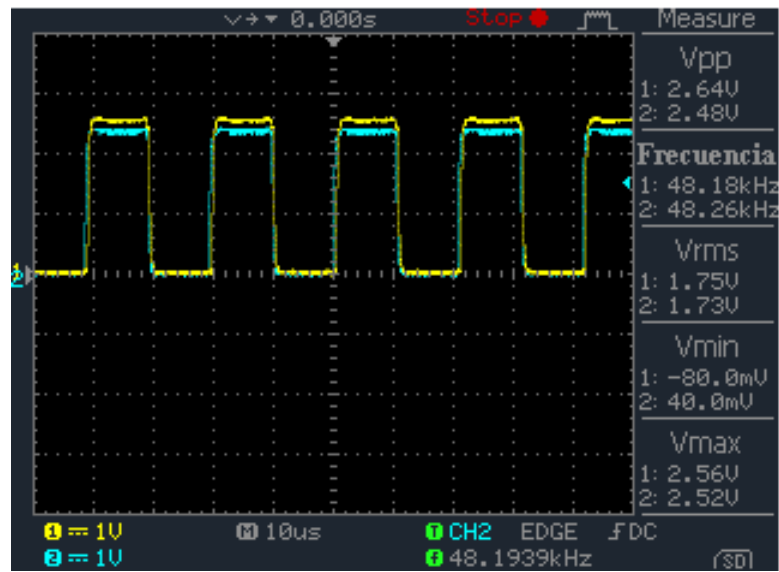
Figura 35. Adecuaciones de las señales



Fuente: Autores

Las adecuaciones fueron tomar la señal de corriente, recortar la señal a 6.2V para no saturar el comparador diferencial, añadirle una *pull up* para eliminar ruidos en la señal, un filtro pasa-bajo y por último un limitador de media onda, y a la señal de tensión un divisor de tensión, una *pull up*, el filtro pasabajos y la limitador de media onda, para enviar señales de niveles admisibles por el microcontrolador y así calcular el desfase de estas señales e implementar el control sobre el error del desfase llevando al sistema a lograr resonar la carga. Mostrando que la señal de tensión y de corriente pueden estar en fase como se muestra en la figura 36.

Figura 36. Señales en fase de tensión y de corriente



Fuente: autores

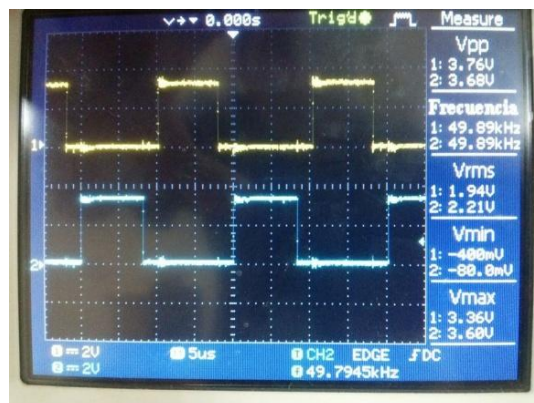
4. EVALUACIÓN DE FUNCIONAMIENTO Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

4.1. EVALUACIÓN DEL MICROPROCESADOR PARA EL DISPARO DE LOS MOSFET

La configuración del circuito disparador de los MOSFET está compuesta por una etapa de amplificación de la señal realizada mediante un controlador de compuerta que entrega una tensión de 9 V a un transformador de pulsos que a su vez maneja la tensión V_{gs} del MOSFET haciendo que se comporte como interruptor. Se configuró para manejar velocidades de disparo de 30 a 120 kHz sabiendo que lo planeado inicialmente era 30 a 60 kHz logrando de esta forma un aumento en la frecuencia de trabajo, para tener así mayor capacidad de funcionamiento y extender el funcionamiento sobre materiales que requieran de frecuencias elevadas [9].

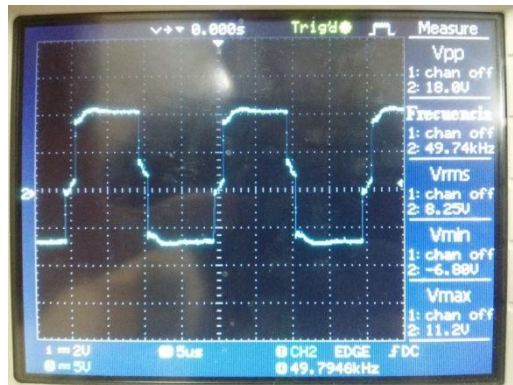
En la figura 37 se muestran las señales de salida del procesador. En la figura 38 se muestra la señal entregada a los MOSFET en los terminales de compuerta y surtidor, evidenciándose la sección de tensión positiva, la sección de tensión negativa y las secciones de zona muerta [10].

Figura 37. Señal PWM1 y PWM2 del microprocesador



Fuente: autores

Figura 38. Señal de conmutación en el transformador de pulsos



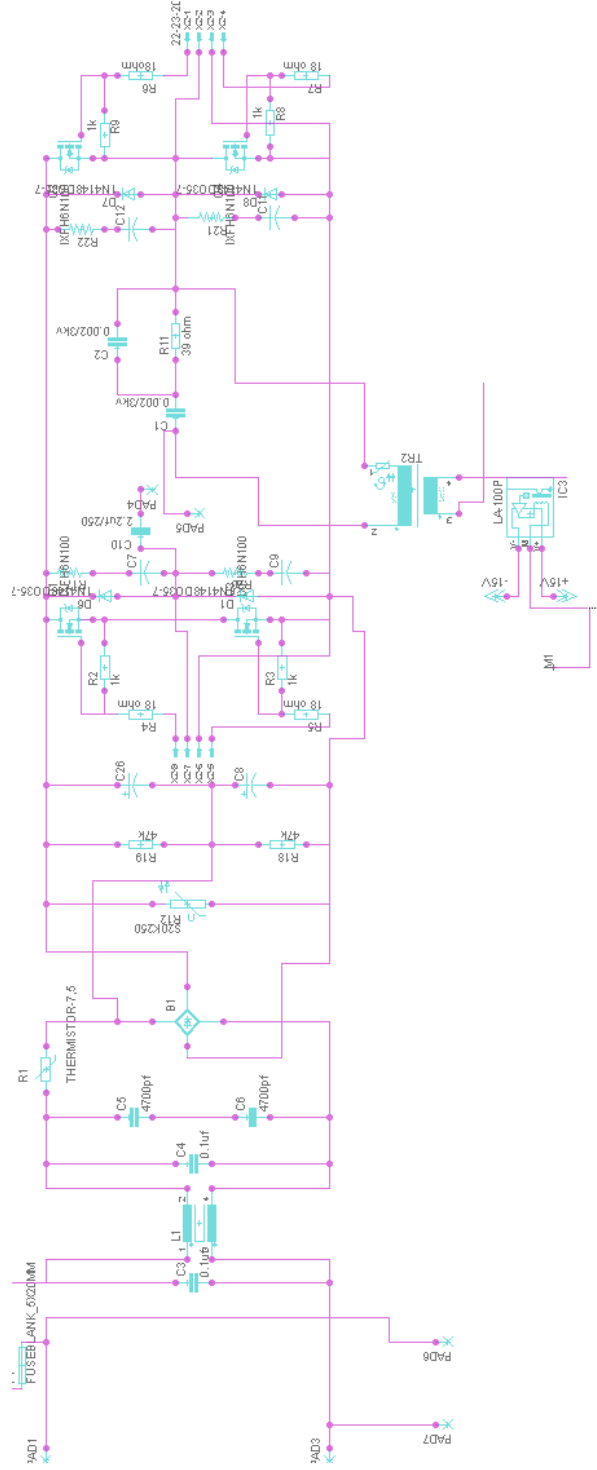
Fuente: Autores

4.2. EVALUACIÓN DEL FUNCIONAMIENTO DEL PUENTE INVERSOR

En esta sección se presenta el desarrollo de un prototipo de un puente inversor para realizar calentamiento por inducción electromagnética en piezas de metal. Con el prototipo se realizaron evaluaciones de funcionamiento, tanto en la frecuencia de resonancia y a una frecuencia superior e inferior. Para demostrar su funcionamiento se utilizaron diferentes materiales y así observar las frecuencias de resonancia que tienen cada uno de los materiales.

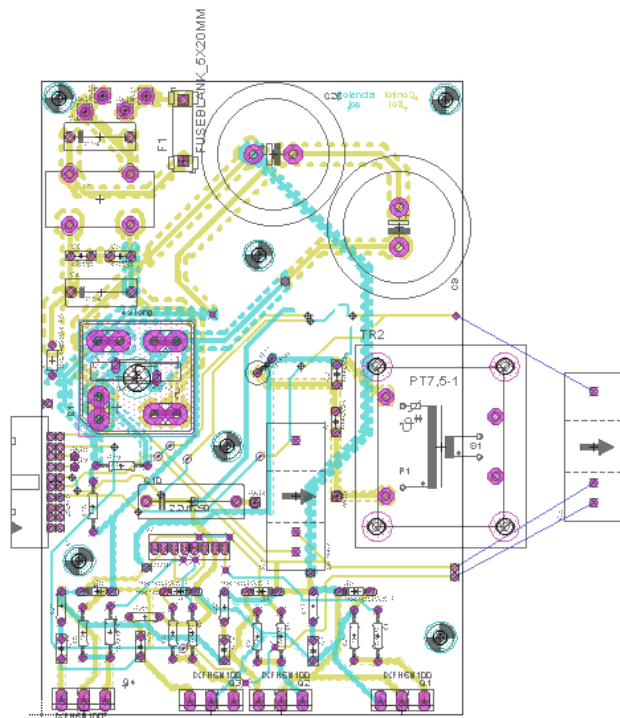
Para hacer las pruebas inicialmente se construyó el circuito sobre una PCB que fue generada de un esquema diseñado en el *software EAGLE* versión 6.2, que cuenta con las librerías necesarias para el diseño del circuito, el cual se muestra de la figura 39 y el enrutado del circuito de la PCB en la figura 40.

Figura 39. Esquema del circuito del sistema



Fuente: Autores

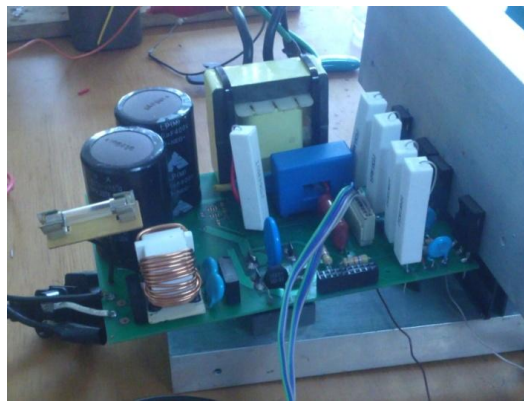
Figura 40. Circuito en PCB del esquema del sistema



Fuente: Autores

La construcción completa del sistema de calentamiento por inducción electromagnética con su carga RLC resonante en tamaño real y los elementos instalados y soldados en la PCB se muestra en la figura 41.

Figura 41. Circuito en PCB real, construido



Fuente: registro fotográfico autores

Las pruebas se iniciaron con la puesta a punto del sistema, verificando que el circuito antes mostrado funcionará correctamente para proceder a encender el circuito. Las piezas de metal inicialmente se sometieron a frecuencias bajas para saber si respondía a estímulos del campo electromagnético generado por la alta corriente que pasa por el solenoide, utilizando como piezas de metal, un cilindro de acero de 3" de diámetro y 12 cm de alto, una barra de acero 1045 de 2.5" de diámetro y 10 cm de alto. Se muestran las piezas de metal que se utilizaron para las pruebas en la figura 42 y en la figura 43.

Figura 42. Tubo de acero dentro del solenoide



Fuente: registro fotográfico autores

Figura 43. Barra de acero 1045



Fuente: registro fotográfico autores

Cuando el cilindro de acero esta dentro del solenoide como se muestra en la figura 44, se puede observar la variación del comportamiento de la señal de tensión y la señal de corriente a través del osciloscopio mostrado en las figuras 45, 46 y 47.

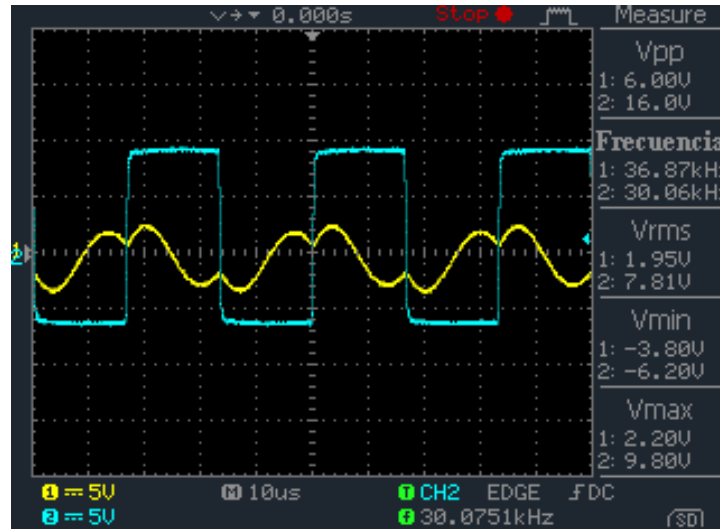
Figura 44. Tubo de acero dentro del solenoide



Fuente: registro fotografico autores

Partiendo de una frecuencia de 30 kHz y agregando el tubo de acero en el interior del solenoide y conmutando el sistema, se presenta que al momento del cruce por cero de la señal de tensión, la señal de corriente presenta una distorsión y una amplitud de la señal menor a la que se presenta en la frecuencia de resonancia. La señal de tensión (color amarillo) y la señal de corriente (color azul), se obtuvieron a partir de las mediciones en la salida del transformador de potencia y la salida del sensor de corriente.

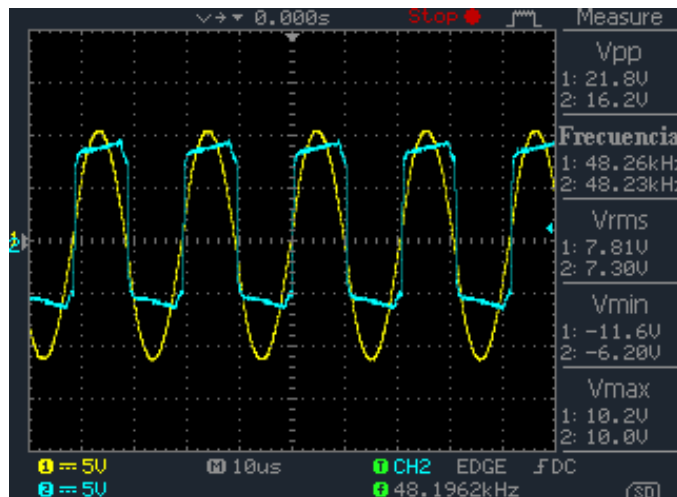
Figura 45. Prueba al tubo de acero en frecuencia de 30 kHz



Fuente: Autores

En la frecuencia de 49 kHz aproximadamente, se presenta un aumento de la amplitud llegando a su máximo valor de la onda de corriente por encontrarse en la frecuencia de resonancia de la carga y haciendo el proceso de calentamiento por inducción en la pieza de metal.

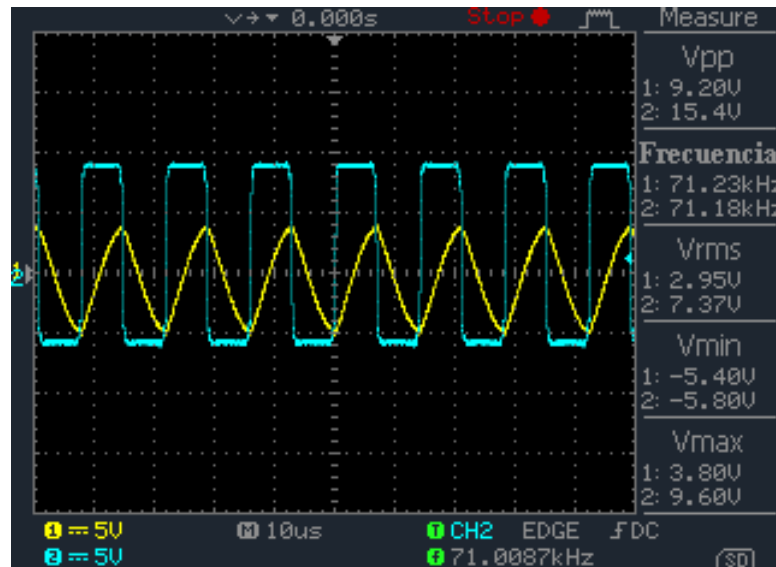
Figura 46. Prueba al tubo de acero en frecuencia de resonancia 49 kHz



Fuente: Autores

En frecuencia de 70 kHz se presenta una disminución en la amplitud de la onda debido al comportamiento de la carga a frecuencias altas y mostrando una distorsion de la señal de corriente convirtiendose en una onda triangular.

Figura 47. Prueba al tubo de acero en frecuencia 70 kHz



Fuente: Autores

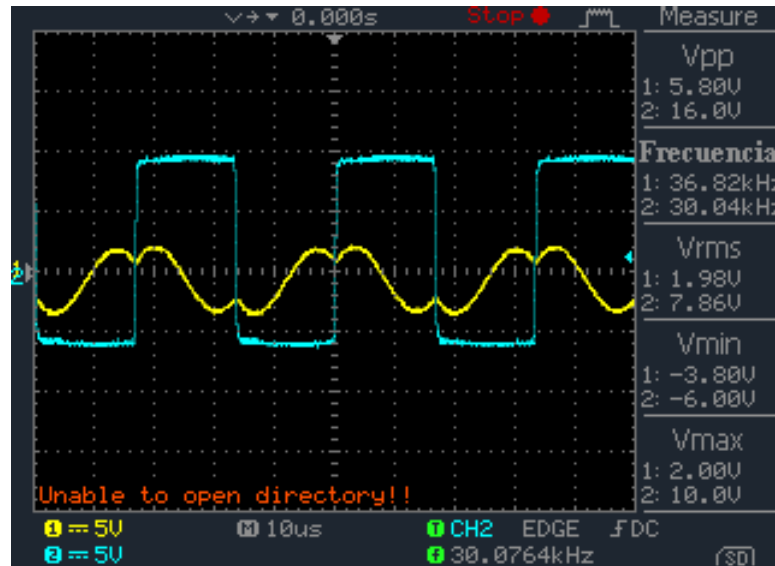
Se adicionó la evaluación de la barra de acero para mostrar los diferentes valores de frecuencia de resonancia que presentan los materiales cuando se someten a un campo electromagnético cuando estan dentro de un solenoide como se muestra en la figura 48, dando como resultado un aumento de la amplitud en la señal de corriente en la barra de acero 1045 a comparación del cilindro de acero, visualizando la variación de amplitud del consumo de potencia en las figuras 49, 50y 51. La señal de tensión (color amarillo) y la señal de corriente (color azul).

Figura 48. Barra de acero dentro del solenoide



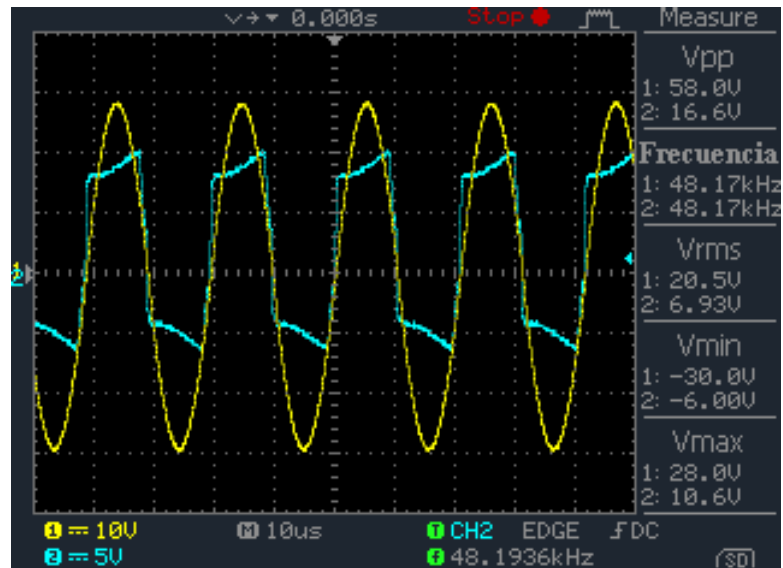
Fuente: registro fotográfico autores

Figura 49. Prueba al acero 1045 en frecuencia 30 kHz



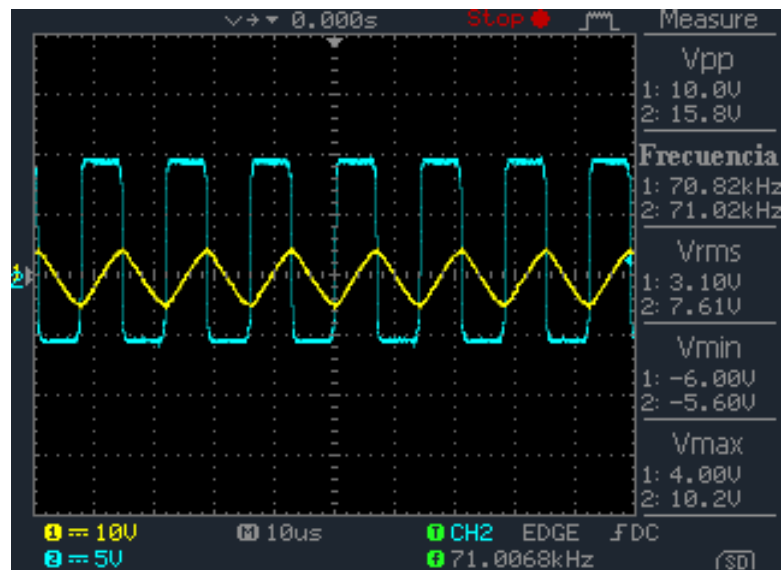
Fuente: Autores

Figura 50. Prueba al acero 1045 en frecuencia 47 kHz



Fuente: Autores

Figura 51. Prueba al acero 1045 en frecuencia 70 kHz

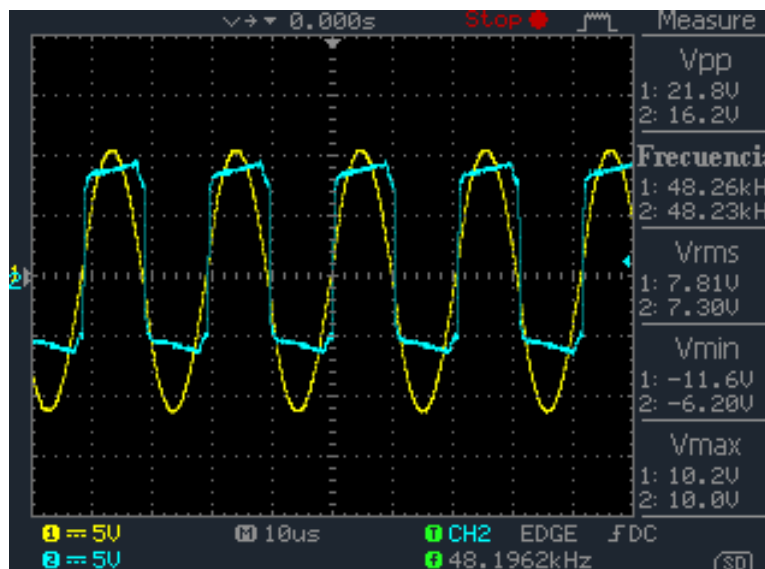


Fuente: Autores

En cada una de las frecuencias 30 KHZ, 47 KHZ y 70 KHZ, se presenta una variación en la amplitud de la onda de corriente, ya que esta depende de las características propias del material al ser sometido a un campo electromagnético. Se puede observar que la mayor amplitud en la señal de corriente se da a los 47 kHz que es la frecuencia de resonancia del material y realizando el calentamiento por inducción como se esperaba.

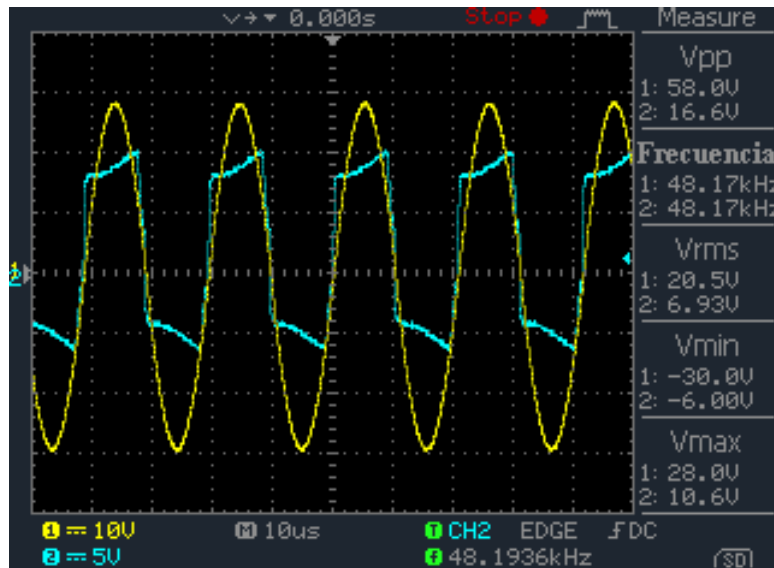
Las pruebas de los dos materiales en la frecuencia de resonancia mostraron un consumo de 7.81 Arms y 7.3 Vrms dando como resultado una potencia total de 57.013 *Watts* para el tubo de acero mostrada en la figura 52 y en la barra un consumo de 20.5 Arms y 6.93 Vrms, con una potencia total de 142.065 *Watts* mostrada en la figura 53.

Figura 52. Consumo de potencia tubo de acero



Fuente: Autores

Figura 53. Consumo de potencia barra de acero 1045

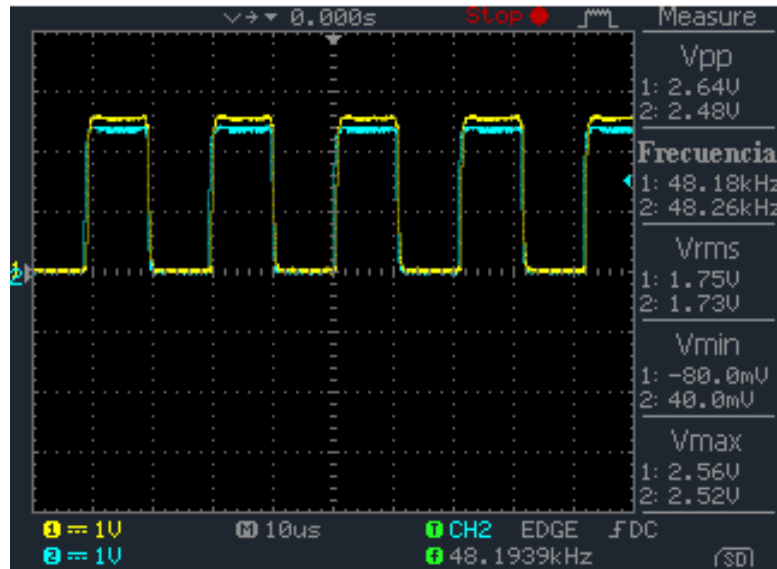


Fuente: Autores

El valor de tensión de alimentación es de 123 V con corrientes de 0.58 A en el tubo y 1.407 A en la barra, con esta información se calculará la eficiencia de consumo en el sistema. Con una potencia de entrada de 71.12 *Watts* y una potencia de salida de 57.013 *Watts* en el tubo de acero obtenemos como resultado una eficiencia de 80.16% y en la barra de acero una potencia de entrada de 173.16 *Watts* y una potencia de salida de 142.065 *Watts* obteniendo una eficiencia de 82.04%.

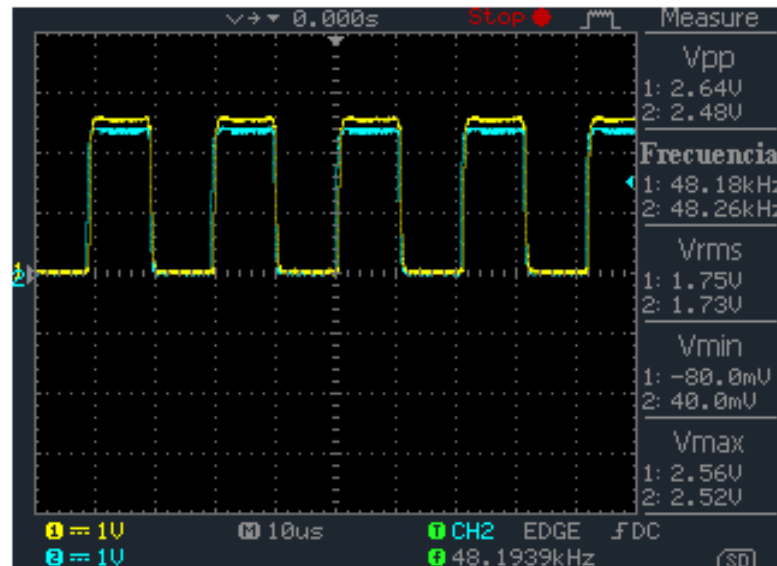
Las diversas pruebas se elaboraron para comparar los datos obtenidos en el sistema manejado de forma manual y de forma automática, comparando la información obtenida, esta arrojó que hay un error del 5% entre un ajuste manual y el ajuste automático, siendo el ajuste automático el óptimo para el funcionamiento del sistema. El control proporcional mostró un comportamiento rápido y estable cuando alcanzó el valor de frecuencia de resonancia, teniendo en cuenta un error de desfase entre la corriente y la tensión de 80 ns por interferencia de señales, perturbación electromagnéticas y retrasos de señal al microcontrolador. Visualizando las señales que están llegando a frecuencia de resonancia o a fase entre la señal de tensión y la señal de corriente del sistema en la pieza (el tubo y la barra) como se observa en las figuras 54 y 55.

Figura 54. Señales en fase del tubo



Fuente: Autores

Figura 55. Señales en fase del tubo



Fuente: Autores

5. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

En el trabajo de tesis de grado se realizó el diseño y la construcción de un puente inversor para el calentamiento por inducción, cumpliendo con el calentamiento de piezas de metal por medio de inducción electromagnética con resultados satisfactorios. A continuación se presentan las conclusiones de los capítulos de la tesis, observaciones y futuros trabajos a partir de este prototipo.

5.1. CONCLUSIONES

- La idea principal por la cual se desarrolló el proyecto de calentar una pieza de metal por medio de inducción electromagnética se cumplió a cabalidad. Se realizó el diseño y la construcción del circuito necesario para el desarrollo del prototipo con las especificaciones pertinentes: capacidad de 500 W de potencia; manejar una frecuencia mínima de 30 kHz y una máxima de 60 kHz, sin embargo esta frecuencia se aumentó al valor máximo de 120 kHz; se realizó control en el sistema, en este caso un control proporcional automático que brinda estabilidad y agilidad al momento de sintonizar la frecuencia de resonancia, sensando las señales adecuadas que se suministran al comparador diferenciador para calcular el desfase entre la señal de tensión y la señal de corriente en el microcontrolador. Para que todo lo anterior funcionara en el circuito antes mencionado, se hicieron las selecciones requeridas de los elementos necesarios para llevar a cabo el calentamiento por inducción en la pieza: sensores de corriente, MOSFET de potencia, rectificadores de potencia, filtro de línea, capacitores para el banco de carga, transformador de pulsos a alta velocidad, controlador de compuerta de los MOSFET y transformador de potencia de alta frecuencia, con la selección de estos elementos se alcanzó el objetivo de construir el circuito y calentar una pieza de metal a una temperatura mayor a los 80 °C.
- Se avanzó en el desarrollo del puente inversor usando un transformador de potencia con alto voltaje en el primario y alta corriente en el secundario para no someter a los MOSFET a su mayor rango de trabajo en voltaje y en

corriente que pudiera exigir sobrecalentamientos en estos y así aumentar el periodo de vida.

- Es fundamental determinar el dispositivo o tarjeta de adquisición de datos para lograr obtener el mínimo error posible en la señal de desfase entre la señal de tensión y la señal de corriente, pues se presentan retardos y perturbaciones cuando se obtiene estas señales, debido a los elementos que intervienen al momento de calcular el tiempo que se presenta en desfase de la señal al observarse en el C.I LM339, que al suministrar las señales de tensión y de corriente en la salida se ve un retardo a cada una de las señales, para ese retardo se puede reducir con un C.I. de alta velocidad de transmisión de la señal entre los elementos que harán parte del sistema de control.
- En las perturbaciones se encontró que la interferencia electromagnética añade una señal de error en la medición que busca calcular el desfase entre las señales de tensión y la señal de corriente, lo cual lleva al sistema a encontrar frecuencias de resonancia diferentes a la frecuencia natural de la carga.
- Es importante definir el manejo de conmutación de los transistores para no tener pérdidas de conmutación, para esto se encuentran varias formas como: la conmutación por tensión cero, la conmutación de corriente cero y la conmutación mixta (tensión-cero y corriente-cero). La primera conmutación nombrada fue la implementada en el presente proyecto, para hacer una conmutación suave con la compañía de una red *snubber* en paralelo al interruptor, ayudando al sistema a no tener pérdidas de disipación al momento de conmutar la tensión de alimentación para invertirla en una señal cuadrada de alta frecuencia y así obtener mayor eficiencia de entrega a la carga RLC.
- Al cambiar la pieza en el interior del solenoide, varía la inductancia equivalente que se observa en sus terminales y en consecuencia la frecuencia de resonancia se debe calcular nuevamente cada vez que haya un cambio de este tipo.

- Inicialmente se pensó en realizar una acción de control PID, pero luego de revisar las necesidades del sistema se definió que con una acción de control P o proporcional automático se lograba el objetivo. Teniendo en cuenta esto, antes de plantear una estrategia de control se debe hacer una revisión de los requerimientos del sistema, de su estabilidad y que variable se va a controlar y así prevenir el uso de estrategias erróneas o innecesarias.
- Un elemento de material conductor puede ser calentado a través de este método a temperaturas bastante elevadas. Esta temperatura según lo observado en el presente proyecto aumenta velozmente si por la carga en resonancia circula mayor flujo de corriente. Si se deja el material conductor sometido por un tiempo prolongado a el campo electromagnético inducido por el solenoide este va a aumentando su temperatura de casi de manera exponencial y en cierto tiempo se estabiliza con variaciones de temperatura muy pequeñas.

5.2. OBSERVACIONES

- Se presentaron inconvenientes en el desarrollo de la construcción del puente inversor de potencia los cuales debemos tener en cuenta en próximos diseños.
- El UCC37322 que es el controlador de compuerta es sensibles a corrientes inversas generando destrucción completa por mínima que sea la corriente y no tiene aislamiento con la tarjeta de adquisición de datos lo cual puede llegar a quemarla si no se tiene precaución y buen manejo del circuito.
- En los MOSFET se deben tener en cuenta en ellos el modo de la conmutación, pues con una conmutación equivocada el MOSFET se destruye por picos de corriente o sobretensiones inesperadas retardando el proceso de construcción del puente inversor, generando sobrecostos en el presupuesto y pérdidas de tiempo en la búsqueda de errores de construcción por el daño ocasionado en el circuito.

- El diseño fue hecho con un margen de manejo de energía relativamente grande, lo cual permitirá que en proyectos futuros se puedan subir los niveles de tensión y de corriente y de esta forma lograr temperaturas superiores a las logradas hasta el momento. Este aumento de temperatura permitirá aplicaciones como revocado, fusion, soldadura, entre otras.

5.3. TRABAJOS FUTUROS

Por la versatilidad del diseño, de la construcción y del algoritmo de control del prototipo se pueden desarrollar nuevas alternativas y escalamientos de potencia del sistema realizado como:

- El diseño del puente inversor del proyecto por su versatilidad puede ser utilizado como amplificador tipo D, por el control de PWM en su programación es flexible a configuraciones por parte del diseñador, se puede implementar variaciones en el ciclo de trabajo con el manejo de alta tensión de alimentación y baja flujo de corriente por utilizarse un transformador de potencia.
- Interruptores: implementar potencias altas con IGBT que pueden manejar tensiones y corrientes mayores que los MOSFET alcanzando potencias de los [kWatts] para otros tipos de tratamientos de piezas de metal y no solo calentamiento.
- Conmutación de los interruptores: las diferentes formas de conmutación obtienen pérdidas de disipación de potencia, para no alcanzar pérdidas considerables en los interruptores se puede implementar no únicamente la conmutación de tensión-cero, sino también la conmutación de corriente-cero y la conmutación mixta que utiliza las dos anteriores conmutaciones, esta última siendo la conmutación con menores pérdidas y menor disipación en los interruptores, obteniendo eficiencias mayores del 95% en los circuitos inversores.

- Protecciones: implementar protecciones como varistores, optoacopladores, termistores u otro elemento de protección cerca a los interruptores para protegerlos de picos de corriente o sobretensiones y mantener el sistema aislado en lo posible y sin destrucción de los elementos que componen el puente inversor.
- Factor de potencia: incluir un circuito de corrección de factor de potencia para la tensión entregada por el rectificador de potencia y alcanzar mayor eficiencia, cumpliendo con las normas de regulación eléctrica.
- Precisión de temperatura: Obtener valores en tiempo real de la variable de temperatura en la pieza de metal para ser controlado por alguna estrategia de control moderno y mantener una temperatura determinada constante.

BIBLIOGRAFÍA

“Análisis introductorio de circuitos”, obtenido el 12 de enero de 2014
URL: <http://www.ing.unp.edu.ar/electronica>

A. R. Acevedo Picón (2007), Metodología para construcción de un horno de inducción electromagnética, trabajo de investigación, Colombia: Universidad Industrial de Santander. URL: <http://tangara.uis.edu.co/biblioweb/tesis/2007/125275.pdf>.

“Corriente de Foucault” URL: <http://e-ducativa.catedu.es/44-700165/aula/archivos/5corrientesdefoucault.html>

“Diodo de potencia”. Obtenido el 10 de Enero de 2014 de URL: <http://www.electronica.net63.net/diodospotencia.html>.

“EMI en fuentes conmutadas”. Obtenido el 14 de enero de 2014 de <http://marioguillote.blogspot.com/20130401archive.htm>

“Esquema de transformador reductor” Obtenido el 14 de enero de 2014 de <http://www.asifunciona.com/electrotecnia>

Freescale Semiconductor, MCF51QE128 Reference Manual, Rev. 3.1 06/2012. Inversores Resonantes,. Obtenido el 12 de enero de 2014, de <http://catarina.udlap.mx/udla/tales/documentos/capitulo3.pdf>

José Marcos Alonso Alvares (1999), Inversores de alta Frecuencia, Profesor titular de universidad, España: Universidad de Oviedo.

L.F. Idarraga Ortiz, R.A. Muñoz (2006), Calentamiento por inducción, Diseño y construcción del sistema de control de un puente inversor resonante, Trabajo de

grado, Colombia: Universidad Industrial de Santander. URL:
<http://tangara.uis.edu.co/biblioweb/tesis/2006/121849.pdf>

MUNERA HOYOS, DIEGO ALEJANDRO. "Microcontroladores de 32 bits"
Freescale 51JM128, Rev. 0.1 23/08/2010

OGATA KATSUHIKO (1998), *Ingeniería de control moderno.*, Traducción,
MEXICO: Cuauhtemoc

POWER MOSFET, "MOSFET de potencia". Obtenido el 10 de enero de 2014 de
<http://64.76.3.82/oscar/Bkup/20pc/20oscar/Electronica>.

ROBERT WEST (1995), "Common Mode Inductors for EMI Filters Require Careful
Attention to Core Material Selection"., PCIM magazine, EE.UU: butler, pensylvania.
Sistemas de control II. Obtenido el 14 de enero de 2014 de
<http://syscontrol2.blogspot.com/2007/10/sistemas-de-segundo-orden-lazo-abierto.html>.

Texas Instruments, "MOSFET ucc37322". Obtenido diciembre 10 de 2013 de
<http://www.ti.com/product/UCC37322>

"Topologías de redes Snubber y especificaciones". Obtenido el 13 de diciembre
de 2013 de <https://www.academia.edu/5051549>

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

[1] “Corriente de Foucault” URL: <http://e-educativa.catedu.es/44-700165/aula/archivos/5corrientesdefoucault.html>

[2] A. R. Acevedo Picoín (2007), Metodología para construcción de un horno de inducción electromagnética., trabajo de investigación, Colombia: Universidad Industrial de Santander. URL: <http://tangara.uis.edu.co/biblioweb/tesis/2007/125275.pdf>

[3] “Análisis introductorio de circuitos”, obtenido el 12 de enero de 2014 URL: <http://www.ing.unp.edu.ar/electronica>

[4] Inversores Resonantes., Obtenido el 12 de enero de 2014, de <http://catarina.udlap.mx/udla/tales/documentos/capitulo3.pdf>

[5] ROBERT WEST (1995), “Common Mode Inductors for EMI Filters Require Careful Attention to Core Material Selection”, PCIM magazine, EE.UU: butler, pensylvania.

[6] OGATA KATSUHIKO (1998), *Ingeniería de control moderno.*, Traducción, MEXICO: Cuauhtémoc

[7] Sistemas de control II. Obtenido el 14 de enero de 2014 de <http://syscontrol2.blogspot.com/2007/10/sistemas-de-segundo-orden-lazo-abierto.html>

[8] “Topologías de redes Snubber y especificaciones”. Obtenido el 13 de diciembre de 2013 de <https://www.academia.edu/5051549>

[9] Freescale Semiconductor, MCF51QE128 Reference Manual, *Rev. 3.1 06/2012*

[10] MUNERA HOYOS, DIEGO ALEJANDRO. "Microcontroladores de 32 bits"
Freescale 51JM128, *Rev. 0.1 23/08/2010*

ANEXO

PROGRAMACIÓN

```
#include <hidef.h> /* for EnableInterrupts macro */
#include "derivative.h" /* include peripheral declarations */
#include "nokial100_lcd_lib.h"
#include "math.h"
//#include "Kalman_Filter.h"
#include <extras/extras_stdlib.h>
#include <stdlib.h>
#include "Fun_SerialCom.h"

#ifdef __cplusplus
extern "C"
#endif

void MCU_init(void); /* Device initialization function declaration */

void delay (unsigned int t);
void set_PWM(int cnnt);
void write_interfase(void);
void Compute(void);
void SetTunings(double k_kp, double k_ki, double k_kd);
void kalman_init(double qi, double ri, double pi, double intial_valuei);
void kalman_update(double measurement);

unsigned int delta;
unsigned short mod_value, value1, value2, cnt;
byte FB_DOWN,FB_UP; // PULSADORES
byte automa;

int valor_canal_1,valor_canal_2;
unsigned int mod,freq_khz,freq_cdu;
int error, error_temp2, error_temp1, phase, phase_temp;
unsigned long freq;
```

```

char vector[]="1234";

float kpp;
//unsigned int kpp, set;
int set, set_temp;

void main(void) {
    MCU_init(); /* call Device Initialization */
    /* include your code here */

    write_interfase();

    TPM1C0SC = 0x28U;
    TPM1C1SC = 0x24U;

    kpp = 0.25;
    set = -1;
    phase = 1;
    error = 1;
    valor_canal_1 = 1;
    set_PWM(set);
    // kalman_init(0.125, 5.0, 0.5, 0.1);
    // kalman_init(0.25,22.0,0.5,1);

    for(;;) {

        // nlcd_GotoXY(2,6);

        ID_sentFreq(freq_khz, freq_cdu, freq, phase);

        //kalman_update(error_temp1);
        //error = (int)Kx;
    }
}

```

```

nlcd_GotoXY(24,7);
nlcd_Print("Auto");

// phase = (int)(360 * error)/(valor_canal_1);
if(valor_canal_1)phase_temp = (int)(360 * error_temp1)/(valor_canal_1);
if(abs(phase_temp)<120)phase = phase_temp;

itoa(phase,vector,10);
cadena_tx_terminal(vector,0);
cadena_tx_terminal(",",0);
itoa(abs(set),vector,10);
cadena_tx_terminal(vector,1);
//cadena_tx_terminal(",",");

/* _RESET_WATCHDOG(); By default COP is disabled with device init. When enabling, also reset the watchdog. */
} /* loop forever */
/* please make sure that you never leave main */
}

void delay (unsigned int t){
unsigned int n,l;
for(n=0;n<300;n++){
for(l=0;l<t;l++){
}
}

void set_PWM(int cnnt){

TPM1SC = 0x00U; /* Stop and reset counter */
// if(automa)TPM1MOD = (unsigned short)(400 + cnnt);

```

```

// else TPM1MOD = (unsigned short)(400 - cnnt);
TPM1MOD = (unsigned short)(400 + cnnt); //0x45U; /* Period value setting */
(void)(TPM1SC == 0U); /* Overflow int. flag clearing (first part) */
/* TPM1SC: TOF=0,TOIE=0,CPWMS=1,CLKSB=0,CLKSA=1,PS2=0,PS1=0,PS0=0 */
TPM1SC = 0x28U; /* Int. flag clearing (2nd part) and timer control register setting */

    mod_value = (TPM1MOD/2);
    delta = (unsigned int)(TPM1MOD/10);
    value1 = (unsigned short)((mod_value) - delta );
    value2 = (unsigned short)((mod_value) + delta );
    // freq = (unsigned long)(12000000/TPM1MOD); //frecuencia en Khz // (freq_OSC/(MOD*2))*PS -----

    (void)(TPM1C0SC == 0U); /* Channel 0 int. flag clearing (first part) */
    /* TPM1C0SC: CHF=0,CHOIE=0,MS0B=1,MS0A=0,ELS0B=1,ELS0A=0 */
// TPM1C0SC = 0x28U; /* Int. flag clearing (2nd part) and channel 0 contr. register setting */
TPM1COV = value1 ; //0x23U; /* Compare 0 value setting */
(void)(TPM1C2SC == 0U); /* Channel 1 int. flag clearing (first part) */
/* TPM1C2SC: CH2F=0,CH2IE=0,MS2B=1,MS2A=0,ELS2B=0,ELS2A=1 */
// TPM1C1SC = 0x24U; /* Int. flag clearing (2nd part) and channel 1 contr. register setting */
TPM1C2V = value2 ; //0x22U; /* Compare 1 value setting */
/* TPM1SC: TOF=0,TOIE=0,CPWMS=0,CLKSB=0,CLKSA=0,PS2=0,PS1=0,PS0=0 */

freq = (unsigned long)(12000000/TPM1MOD); //frecuencia en Khz // (freq_OSC/(MOD*2))*PS ----- (24Mhz/MOD*
freq_khz = freq/1000;
freq_cdu = freq%1000;
}

```