

Ingeniería Eléctrica
Facultad de Metalurgia Electromecánica
Instituto Superior
Minero Metalúrgico de Moa

Trabajo de Diploma


En opción al título de Ingeniero Eléctrico

Título:
Implementación de circuitos de control
para hornos de inducción de alta
frecuencia con fines docentes

Autor: Evelio Jiménez Díaz

Tutor: MSc. Osmany Pérez Aballe

Moa, 2015



Declaración de autoridad

En decisión conjunta, el autor Evelio Jiménez Díaz y el tutor MSc. Osmany Pérez Aballe, certificamos nuestra propiedad intelectual sobre este Trabajo de Diploma con título: “Implementación de circuitos de control para hornos de inducción de alta frecuencia con fines docentes”. Somos los únicos autores de este Trabajo de Diploma, y autorizamos al Instituto Superior Minero Metalúrgico de Moa, a hacer uso del mismo para fines docentes y educativos.

Evelio Jiménez Díaz

MSc.Osmany Pérez Aballe



Agradecimientos

Primeramente deseo agradecerles a mis padres mi hermano y novia por su apoyo, a Raimundo Betancourt Laurencio que sin ser mi tutor también supo asesorarme y ayudarme con este trabajo, a mi tutor Osmany Pérez Aballe del cual me siento orgulloso como diplomante, a mis compañeros de grupo y al colectivo de profesores que me guiaron durante estos cinco años de carrera y por último pero no menos importante a Ricardo Rodríguez González debido a que sin el este trabajo no se hubiera realizado con la calidad necesaria requerida.



Dedicatoria

Le dedico este trabajo a mis padres y mi hermano en especial a mi papa el cual me ha sabido apoyar en momentos de dificultad en todo transcurso de mi vida.



Pensamiento

Nunca consideres el estudio como una obligación, sino como una oportunidad para penetrar en el bello y maravilloso mundo del saber.

Albert Einstein



Resumen

En el presente trabajo se diseña, simula y fabrica un inversor con carga resonante de alta frecuencia controlado por microprocesadores en uno de los puestos de prueba del laboratorio de electrónica, se implementa un circuito de control para hornos de inducción de alta frecuencia con fines docentes, con modulación PWM (UPWM). Además de incluir los demás agregados en circuitería electrónica que se necesita en el control de inversores resonantes de alta frecuencia. Para la realización de la investigación se realiza una búsqueda bibliográfica del tema, simulación los principales circuitos en los softwares profesionales, Multilin 12 y Proteus 8.1, mostrando las formas de onda correspondientes por bloques funcionales, y por último, cálculos sobre la base de los elementos reales de montaje para su posterior selección. En el análisis técnico económico realizado se muestra la validez de la aplicación mostrada, por su importancia para la docencia.



Abstract

In this paper we design, simulate and manufacture with load resonant inverter high frequency controlled by microprocessors in one of the stalls test electronics laboratory, a control circuit for induction furnaces of high frequency for teaching purposes is implemented, with PWM (UPWM). In addition to including other aggregates in electronic circuitry it is needed to control high frequency resonant inverters. To carry out research a literature search of the topic, the main circuit simulation in professional softwares, Multilin 12 and Proteus 8.1 is carried out, showing the waveforms corresponding to functional blocks and finally, calculations based on the actual items mounting for further selection. On the economic technical analysis shows the application shown validity, because of its importance for teaching.





Índice

Introducción	1
CAPITULO I. MARCO TEÓRICO	3
1.1 Introducción.....	3
1.2 Estado del arte	3
1.3 Principio de funcionamiento del calentamiento por inducción	4
1.4 Propiedades del calentamiento por inducción	6
1.5 Ventajas y desventajas de los hornos de inducción	7
Alto coste de producción debido a los componentes de potencia.	9
1.6 Parámetros más importantes que intervienen en el proceso del calentamiento por inducción.....	9
1.7 Efecto pelicular.....	9
1.8 Componentes de un sistema de calentamiento por inducción	12
1.9 Actuadores empleados para el calentamiento por inducción	13
1.9.1 Circuito tanque.....	13
1.9.2 Inversores resonantes	13
1.9.3 Propiedades de los inversores resonantes	13
1.9.4 Distorsión armónica	14
1.9.5 Inversores resonantes paralelo.....	14
1.9.6 Topologías de los inversores resonantes	15
1.10 Circuito de potencia.....	19
1.11 Tanque resonante	19
1.12 Cálculo de la capacitancia y la inductancia en un circuito resonante	20
1.12.1 Cálculo del capacitor y el inductor del circuito tanque	20
1.13 Circuito de control	20
1.14 Conclusiones del capítulo 1	23
CAPÍTULO II. Diseño y simulación del circuito de mando y fuerza.....	24
2.1 Introducción.....	24
2.2 Diagrama en bloque del circuito realizado.....	24
2.3 Bloque A.....	24
2.4 Bloque B.....	24
2.5 Bloque C.....	25





2.6 Bloque D.....	26
2.7 Bloque E.....	28
2.8 Bloque F y H.....	30
2.8.1 Circuito de generación de pulsos de onda cuadrada, modulación por PWM y visualización de frecuencia en LCD con microcontrolador	30
2.8.2 Circuito de regulación de tiempo de conducción y negación	31
2.8.3 Aislantes galvánicos	32
2.9 Bloque G	33
2.10 Conclusiones del capítulo II.....	35
CAPÍTULO III. RESULTADOS Y VALORACIÓN TÉCNICA-ECONÓMICA	36
3.1 Introducción.....	36
3.2 Análisis de los resultados obtenidos	36
3.3 Análisis técnico de funcionamiento del sistema	39
3.4 Valoración económica	40
3.4.1 Cálculo económico	41
3.5 Valoración ecológica y social.	43
3.6 Instrucciones de operación y de mantenimiento	43
3.6.1 Instrucciones operación	43
3.6.2 Instrucciones de mantenimiento	44
CONCLUSIONES	45
RECOMENDACIONES.....	46
Bibliografía.....	47
Anexos:	49



Introducción

Desde el comienzo de la historia de la electrónica de potencia en 1900, con la invención del rectificador de arco de mercurio, los dispositivos electrónicos se han desarrollado con una velocidad vertiginosa, pasando por la invención del transistor de silicio, que provocó la primera revolución electrónica iniciada en 1948 y la del tiristor comercial en 1958 que dio inicio a la segunda revolución electrónica. Desde entonces, se han introducido diversos tipos de dispositivos semiconductores de potencia y técnicas de conmutación. El grado de desarrollo alcanzado por estos propicia su utilización en una gran diversidad de productos de alta potencia, que incluyen controles de calor, de iluminación, de motor, fuentes de alimentación, sistemas de propulsión de vehículos y de corriente directa de alta tensión.

Es por ello que resulta difícil trazar los límites de las aplicaciones de la electrónica de potencia, en especial con las tendencias actuales en el desarrollo de los mismos.

En relación con esto, desde hace mucho tiempo se emplean diferentes técnicas para lograr circuitos de mando cada vez más eficientes.

Situación Problémica

El deterioro paulatino de los laboratorios de la carrera de Ingeniería Eléctrica, ha provocado que los estudiantes, no cuenten con los medios necesarios para una enseñanza óptima de los conocimientos de las asignaturas de la disciplina de Electrónica, imposibilitando la realización de laboratorios prácticos sobre las técnicas de modulación y control a microcontroladores para inversores de carga resonante de alta frecuencia en hornos de inducción.

Problema

Inexistencia de una aplicación práctica interactiva en el departamento docente de Electrónica de Potencia, que permita que los estudiantes realicen prácticas de laboratorio reales en el tema de modulación para inversores de carga resonante de alta frecuencia.

Hipótesis

Si se diseña, simula y construye un puesto de prueba en el laboratorio de Electrónica de Potencia controlado por microprocesadores, entonces los estudiantes podrán interactuar con el funcionamiento interno de cada uno de los bloques del inversor de carga resonante de alta frecuencia para hornos de inducción.

Objetivo general

Diseñar, simular y fabricar un inversor de carga resonante de alta frecuencia controlado por microprocesadores en uno de los puestos de prueba del laboratorio de electrónica.

Objetivos específicos

- Diseñar y fabricar una aplicación interactiva para inversores de carga resonante de alta frecuencia controlado por microprocesadores.
- Simular el funcionamiento de los circuitos correspondientes utilizando los softwares profesionales Multisim V12.0. y Proteus 8.1.
- Facilitar de modo interactivo la comprensión del funcionamiento del inversor de carga resonante.

Objeto de estudio

Circuito de control para inversores de carga resonante de alta frecuencia utilizando microcontroladores.

Campo de Acción

Disciplina de Electrónica

Resultado esperado

Implementación de circuitos de control para hornos de inducción de alta frecuencia con fines docentes utilizando microcontroladores.

CAPITULO I. MARCO TEÓRICO

1.1 Introducción

En el presente capítulo se realiza una búsqueda bibliográfica sobre las temáticas relacionadas con el objeto de estudio, para poder crear las pautas necesarias para la realización del puesto de laboratorio planteado en la metodología precedente.

1.2 Estado del arte

El calentamiento por inducción electromagnética fue descubierto por Michael Faraday en 1831 mientras se encontraba experimentando en su laboratorio. Estos tipos de hornos son eficientes desde el punto de vista energético, y en un proceso de fundición o de tratamientos de metales son más controlables que la mayoría de los demás sistemas de calentamiento, además de generar una gran cantidad de calor en un corto periodo de tiempo. Las grandes y modernas compañías que se desempeñan en los tratamientos de metales principalmente en la fundición, están utilizando más estos hornos debido a que los anteriores generan mucho polvo entre otros contaminantes, y su rango de capacidad abarca entre un kilogramo hasta cien toneladas y son utilizados para la fundición de hierro, acero, cobre, aluminio, entre otros metales preciosos. El rango de frecuencia de operación puede variar desde la frecuencia de la red (50-60Hz) hasta más 100kHz en función del metal que se desee fundir, pero la frecuencia idónea para comenzar la fundición es a partir de los 3kHz. En la actualidad los hornos de frecuencia directa a la red se encuentran obsoletos, ya que los mismos poseían una gran cantidad de componentes electromecánicos lo cual hacía sus reparaciones más costosas y no eran muy eficientes. Hoy en día gracias al desarrollo de los nuevos dispositivos semiconductores de estado sólido como los tiristores, los diodos (SCR) y los transistores de potencia tipo IGBT el rendimiento y la eficiencia de estos equipos ha aumentado considerablemente.

En el trabajo de (Elias 2000) se desarrolló un circuito de mando que contenía la utilización de microcontroladores, un excelente sistema a lazo cerrado, automatizando los valores de temperatura a través de sensores y variando la

potencia de entrada, pero con un rango de frecuencia a variar muy baja de 1kHz a 2kHz, limitando las posibles variedades de materiales a calentar. Luego en el trabajo de (Ramírez 2013), obtuvo altos rangos de frecuencia hasta 94kHz con la utilización de astables en el circuito de mando pero sin censar o visualizar la frecuencia que se deseaba utilizar, esto solo podía ser logrado con equipos de medición (Power Electronics, 2001)

A partir del estudio de algunas deficiencias de ambos trabajos se diseñó la propuesta utilizada en el siguiente, un circuito de control a lazo abierto utilizando microcontroladores para el control PWM y visualización de la frecuencia que se encuentra en un rango de 50kHz a 125kHz para el control de un bloque de inversión constituido por transistores IGBT.

1.3 Principio de funcionamiento del calentamiento por inducción

El calentamiento por inducción es una aplicación muy directa de la conjunción de las leyes de la inducción ley de Faraday y Ampere y del efecto joule. Sí en un dispositivo apropiado llamado inductor, que normalmente es el arrollamiento bobinado de un conductor, se hace pasar una determinada corriente eléctrica, se genera un campo magnético cuya amplitud y distribución viene dada por la ley de Ampere.

$$Ni = \oint \vec{H}d\vec{l} = HI \quad (0.1)$$

Donde N es el número de espiras del inductor, i la corriente que lo atraviesa, H el campo magnético y l la longitud del circuito.

Si la corriente inducida en el inductor es alterna se conseguirá crear un campo magnético variable en el tiempo que en la sección especificada generará un flujo magnético también alterno. Según la ley de Faraday en toda sustancia conductora que se encuentra en el interior de un campo magnético variable se genera una fuerza electromotriz cuyo valor es:

$$\varepsilon = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (0.2)$$

Donde ε la fem inducida, N el número de espiras del inductor y Φ el flujo del campo magnético.

A las corrientes provocadas por esta fem en el interior de la sustancia conductora les llamaremos corrientes inducidas o corrientes de Foucault i_F y son las responsables últimas del calentamiento por efecto Joule.

$$P = i_F^2 R_{eq} \quad (0.3)$$

Donde P es la potencia disipada en la resistencia equivalente de la pieza a calentar R_{eq} por la que circula la corriente inducida i_F . La figura 1.1 muestra una imagen gráfica del fenómeno.

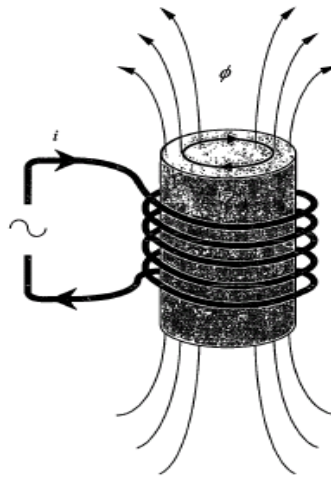


Figura.1.1. Principio del calentamiento por inducción.

En la figura 1.2 se puede observar el proceso de transferencia de energía entre el inductor y el material a calentar que es similar por su principio de funcionamiento al de un transformador en el que el primario está constituido por el arrollamiento del inductor y la superficie de la pieza representa un secundario de una sola espira.

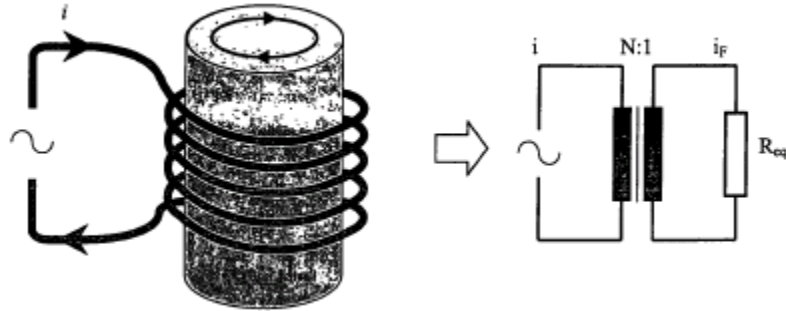


Figura 1.2 Circuito equivalente del inductor-carga.

La resistencia equivalente de la pieza es de valor muy pequeño por lo que para generar pérdidas apreciables por efecto Joule (i^2R) son necesarias grandes corrientes inducidas.

La disipación de calor por efecto Joule se realiza en el interior mismo de la sustancia donde han sido creadas las corrientes inducidas con lo que el calentamiento por inducción se convierte en un método de calentamiento de materiales conductores en el que no hay transferencia de calor desde una fuente externa de modo que no hay pérdidas de energía “electromagnética” que se convierte en energía “calorífica” directamente al material a calentar.

Por lo tanto, en el calentamiento del material no hay piezas de la fuente de energía en contacto con la pieza a tratar térmicamente, ni gases de combustión, ni cualquier otro elemento que limite la posición o forma del material a calentar que puede estar en un entorno aislado de la fuente, sumergido en un líquido, cubierto por sustancias aislantes, en atmósferas gaseosas o incluso en el vacío.

1.4 Propiedades del calentamiento por inducción

El calentamiento por inducción es controlado por un “generador electrónico” de corriente alterna, con lo que es fácil conseguir un óptimo control de la cantidad de calor que se entrega a la pieza y por lo tanto, se puede fijar con precisión la temperatura final o incluso la curva de evolución de la temperatura del material a calentar en función del tiempo.

En el caso del calentamiento por inducción el cuerpo a calentar se puede llevar a una temperatura mucho más elevada que el de la “fuente” cosa que no se puede conseguir por métodos de calentamiento clásicos. De este modo se puede conseguir, prácticamente sin limitaciones, grandes densidades de potencia en el material a calentar.

La bobina inductora no tiene por qué tener forma de solenoide ya que cualquier conductor atravesado por corrientes alternas crea un campo magnético también alterno (ver en anexo 1) que genera corrientes inducidas en un cuerpo conductor situado en su proximidad. Por lo tanto, se puede decir que no hay ninguna limitación en las dimensiones y forma de material a calentar. Esto supone una nueva ventaja ya que no es solo posible calentar materiales conductores de cualquier dimensión o forma, sino que además, se puede calentar solo la porción del material que se desea. Es incluso posible calentar diferentes zonas de la pieza con las mismas o diferentes temperaturas mediante un correcto diseño de la geometría del inductor o la asociación de varios de ellos.

Además, y gracias al efecto pelicular que más tarde analizaremos, se puede utilizar la energía transmitida en calentar sólo la superficie del material, lo que supone, frente a otros procesos de calentamiento, un gran ahorro de energía.

Por lo tanto, el calentamiento por inducción representa para la industria y demás campos de aplicación un método de calentamiento de materiales conductores de alta fiabilidad, versatilidad, eficacia y seguridad. Fiabilidad porque supone un proceso técnicamente controlable. Versatilidad es posible realizar el calentamiento especificado sin grandes esperas de subida y bajada de temperatura. Eficacia porque el rendimiento del proceso es muy elevado. Seguridad porque el calentamiento se realiza sin emisión de gases u otros residuos, radiaciones electromagnéticas peligrosas ni cualquier otro elemento que ponga en peligro la seguridad de las personas.

1.5 Ventajas y desventajas de los hornos de inducción

Las ventajas principales del calentamiento por inducción se resumen en:



- Mayor eficiencia energética. La ausencia de focos caloríficos de temperatura elevada provoca un incremento de la eficiencia al reducir las pérdidas de calor al ambiente.
- Mayor interactividad y posibilidad de controlar el objeto a calentar debido a que se encuentra expuesto.
- No presenta ruido solo un pequeño zumbido que puede ser de ayuda a los operarios con experiencia para el correcto funcionamiento del mismo.
- Ausencia de pérdidas en transferencias calóricas.
- Generación del calentamiento en el lugar requerido.
- Fácil automatización y control del ciclo de trabajo.
- Ausencia de contacto físico.
- Rapidez y precisión.
- No presenta humo.
- No genera polvo.

Haciendo referencia a lo antes expuesto se puede observar en la figura 1.3 el comportamiento de la eficiencia del calentamiento de inducción con respecto a otras técnicas de calentamiento empleadas comúnmente, se observa que para la aplicación de gas y de placa eléctrica la eficiencia es solo de un 43 y 44% respectivamente obteniendo como resultado un derroche de energía diariamente en nuestros hogares e industrias, otra técnica que ha cobrado auge en nuestros días es la técnica de calentamiento por microondas siendo la más próxima a la eficiencia del calentamiento por inducción pero solo es de un 67% mostrando una eficiencia menor a 75% correspondiente al calentamiento por inducción.

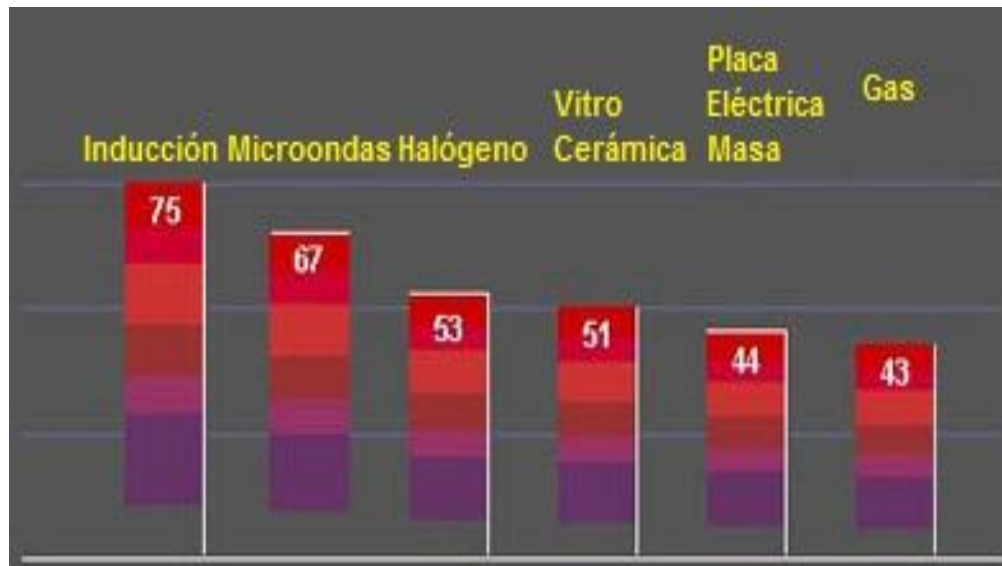


Figura 1.3. Eficiencia en porcentaje real utilizado al calentar.

Desventajas del calentamiento por inducción

- Grandes consumidores de energía.
- Aporte de armónicos al sistema electroenergético.

Alto coste de producción debido a los componentes de potencia.

- Genera ondas electromagnéticas.

1.6 Parámetros más importantes que intervienen en el proceso del calentamiento por inducción

- La frecuencia de la corriente
- La naturaleza del material a calentar y su estado.
- La intensidad del campo magnético inductor.

1.7 Efecto pelicular

Una característica de la corriente alterna mostradas en las figura 1.4 y 1.5 es que ésta se concentra en la parte externa del conductor, esto es debido a que la corriente principal en el interior del conductor genera un campo magnético variable, que produce unas corrientes de inducción que tienen el mismo sentido en la parte exterior y contrario en la interior, como consecuencia de esto, la corriente en el centro del conductor se anula y se refuerza en los bordes, el flujo neto de corriente solo se produce en la superficie del conductor. Esto es llamado el efecto pelicular (efecto skin).

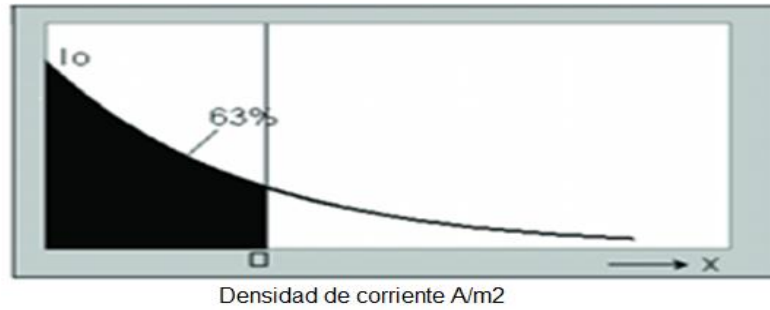


Figura 1.4. Profundidad de penetración en función de la corriente.

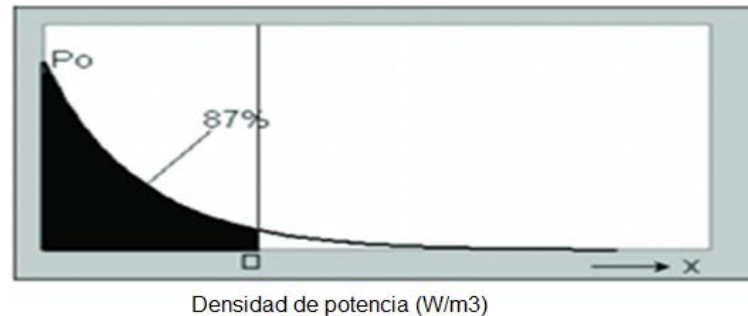


Figura 1.5. Profundidad de penetración en función de la potencia.

La profundidad de penetración determina el anteriormente citado efecto pelicular cuyo enunciado se puede resumir de la siguiente manera:

“Cuanto más grande sea la frecuencia de las corrientes en un conductor, más se concentrarán estas en su superficie”. Esto es consecuencia del efecto de difusión del campo magnético y se puede decir que es la noción fundamental que rige el calentamiento por inducción.

La profundidad de penetración puede ser deducida de las ecuaciones de Maxwell.

Para una carga cilíndrica con un diámetro mucho mayor a la profundidad de penetración, la fórmula es la siguiente:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}} \quad (0.4)$$

Dónde:

ρ =resistividad del material ($\Omega \cdot m$).

μ_0 = Permeabilidad magnética del vacío ($4\pi \cdot 10^{-7}$ H/m).

μ_r = Permeabilidad relativa del material.

f = Frecuencia de trabajo (Hz).

Se puede determinar que la profundidad de penetración por un lado depende de las características del material y por otro lado también es afectada por la frecuencia. La dependencia de la frecuencia da una posibilidad para poder controlar la profundidad de penetración, en la tabla 1.1 Tabla 1.1 se puede observar la profundidad de penetración en función de la frecuencia para diferentes materiales. La profundidad de penetración disminuye cuando la frecuencia aumenta o cuando la permeabilidad magnética del material es mayor, mientras que aumenta cuando lo hace la resistividad del cuerpo conductor a calentar.

Tabla 1.1 Profundidad de penetración.

	Acero 20°C	Acero 20°C	Cobre 20°C	Cobre 900°C	Grafito 20°C
ρ [$\mu\Omega \cdot m$]	0.16	0.16	0.017	0.086	10
μ_r [-]	40	100	1	1	1
Frecuencia	δ [mm]	δ [mm]	δ [mm]	δ [mm]	δ [mm]
50	4.50	2.85	9.31	20.87	225.08
100	3.18	2.01	6.58	14.76	159.15
1KHZ	1.01	0.64	2.08	4.67	50.33
10KHZ	0.32	0.20	0.66	1.48	15.92
100KHZ	0.10	0.06	0.21	0.47	5.03
1MHZ	0.03	0.02	0.07	0.15	0.19

Para materiales no magnéticos como el cobre o el grafito la permeabilidad magnética relativa μ_r es aproximadamente igual a 1.

Para materiales ferromagnéticos como el acero y varios tipos de hierro tienen un valor de permeabilidad magnética relativa más alta que el de los no magnéticos, por lo que tienen una profundidad de penetración más pequeña.

En la Figura 1.6 se puede observar la profundidad de penetración en función de la frecuencia para diversos materiales y la evolución de la profundidad de penetración en función de la misma.

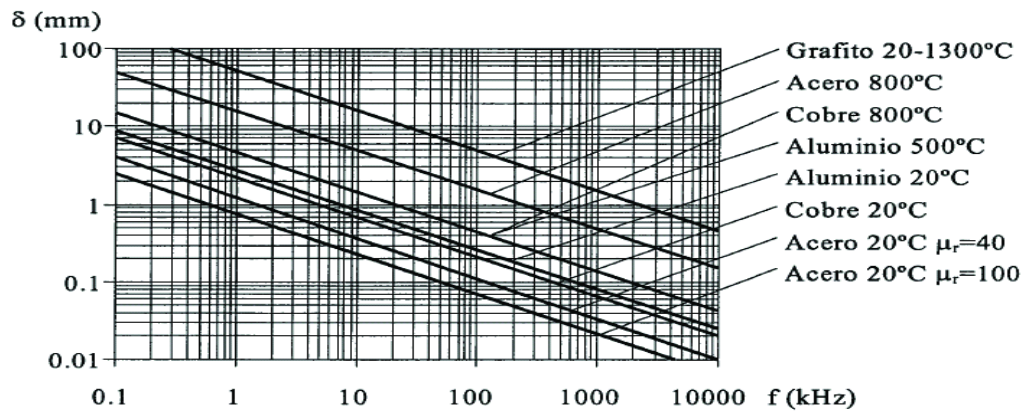


Figura 1.6. Curva de la profundidad de penetración en función de la frecuencia para diversos materiales.

Por lo tanto la elección de la frecuencia de funcionamiento es uno de los parámetros más importantes que se han de tener en cuenta en el diseño de una aplicación de calentamiento por inducción.

1.8 Componentes de un sistema de calentamiento por inducción

Los componentes básicos de un sistema de calentamiento por inducción son:

- Sistema de alimentación eléctrica
- Transformador
- Etapa de rectificación
- Filtrado
- Circuito de mando o control
- Inversor de alta frecuencia
- Bobina(s) de trabajo
- Carga o elemento a calentar

1.9 Actuadores empleados para el calentamiento por inducción

1.9.1 Circuito tanque

La mayoría de sistemas de calentamiento por inducción usan un circuito eléctrico de salida denominado “circuito tanque. Este circuito incluye al menos un condensador y una bobina que constituyen el circuito resonante. Generalmente esta bobina es el inductor de calentamiento, aunque en ocasiones se incluyen transformadores de adaptación o de aislamiento. El término tanque proviene del hecho de sus componentes, condensadores y bobinas que trabajan como almacén de energía reactiva, eléctrica y magnética en el caso del condensador y la bobina respectivamente.

1.9.2 Inversores resonantes

Se puede definir a los inversores resonantes como aquellos convertidores cuya salida es una magnitud alterna obtenida de otra continua. La topología más frecuente, que no es la única, es la del puente completo, puede ser alimentado con una fuente DC de tensión o de corriente. Si la carga es resistiva pura, tanto la tensión como la corriente son cuadradas y el factor de potencia a la salida es la unidad. En el caso que la carga tenga componente inductiva como es el caso de una carga serie RL, el factor de potencia será distinto de la unidad y para poder compensarlo, será necesario conectar a la carga un componente reactivo adecuado. Este componente es el condensador que se puede conectar en serie formando un circuito RLC denominado circuito resonante serie. También se lo puede conectar en paralelo para formar un circuito resonante paralelo, que es el que se va a analizar con mayor detenimiento.

1.9.3 Propiedades de los inversores resonantes

El inversor se caracteriza básicamente por la calidad de su onda de salida, que generalmente puede ser una tensión o una corriente. Cuanto menor sea, el contenido armónico de la onda de salida, más próxima será ésta a una onda sinusoidal pura.

En este sentido se definen los siguientes parámetros:



1.9.4 Distorsión armónica

$$D_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (1.6)$$

Donde V_n y V_1 representan el valor eficaz de la armónica n y fundamental respectivamente.

Distorsión armónica total:

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \cdot 100 \quad (1.7)$$

$$TDF(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{2,3} \left(\frac{V_n}{n}\right)^2}}{V_1} \cdot 100 \quad (1.8)$$

Factor de distorsión total:

El hecho de que algunas magnitudes eléctricas envueltas en el funcionamiento de este tipo de convertidores sean sinusoidales y las que no lo son pueden tener sus transiciones suavizadas, hace que los niveles de emisión de interferencia electromagnética baje notablemente en los inversores resonantes en comparación con otro tipo de convertidores, con lo que se mejora la compatibilidad electromagnética de estos equipos, siendo este un factor muy importante tomando en cuenta la rigurosa normativa impuesta actualmente en este campo.

A continuación se caracterizará los circuitos resonantes paralelos y los equipos electrónicos que los alimentan haciendo una descripción de sus componentes y estructuras topológicas.

1.9.5 Inversores resonantes paralelo

Este tipo de inversores tienen como fuente de alimentación una fuente de corriente por lo que es necesario que la fuente de la carga sea de tensión. El circuito correspondiente debe ser un circuito resonante paralelo, puesto que se



comporta de modo transitorio como una fuente de tensión ya que su impedancia instantánea es cero.

El módulo de la impedancia de un circuito resonante paralelo se hace máximo a la frecuencia de resonancia al tiempo que la fase se hace cero. Con frecuencias mayores que la resonancia la impedancia tiende a bajar al igual que la fase que lo hace de modo asintótico hasta los -90° . Para frecuencias menores que la resonancia, la impedancia también baja pero la fase sube de forma asintótica a 90° . Esto significa que para la frecuencia de resonancia el circuito resonante se comporta de modo resistivo puro, mientras que cuando se encuentra fuera de resonancia se comporta de modo inductivo si la frecuencia de conmutación es menor que la resonancia o de modo capacitivo si es mayor. Este fenómeno se ejemplifica en la Figura 1.8.

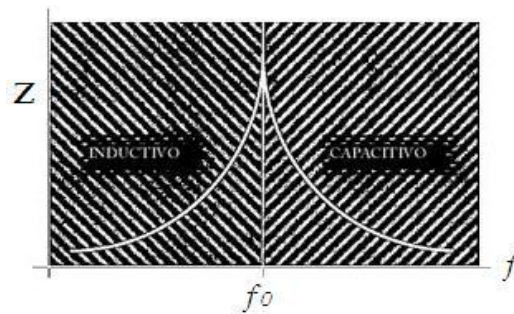


Figura 1.8 Comportamiento del circuito resonante paralelo.

1.9.6 Topologías de los inversores resonantes

La principal función de un inversor es producir una señal sinusoidal alterna en la salida con magnitud y frecuencia que pueden ser controladas.

Inversor de medio puente

Su estructura consta de dos capacitores de igual valor conectados en serie a través de la señal de entrada DC, de tal forma que cada capacitor se carga a la mitad del voltaje de entrada ($V_0/2$). Es necesario tener valores altos de capacitores para poder asumir que el potencial en el punto cero permanece esencialmente constante con respecto a la terminal negativa Figura1.9.



Asimismo los transistores del inversor de medio puente tienen que soportar un voltaje de valor igual al voltaje de entrada y el valor máximo del voltaje de la onda cuadrada de salida es igual a la mitad del voltaje de entrada (Power Electronics, 2001).

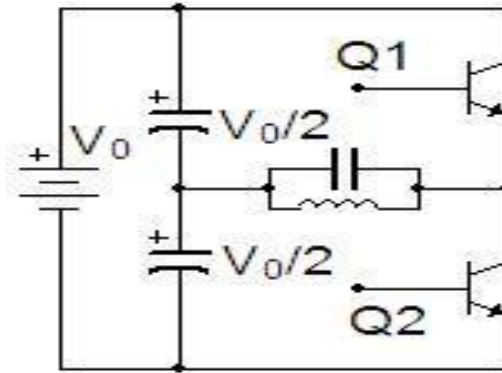


Figura 1.9. Inversor de medio puente.

Inversor de puente completo

El inversor de puente completo está formado por cuatro transistores. Cuando los transistores Q1 y Q2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q3 y Q4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte, y tiene el valor de $-V_s$, el máximo valor de voltaje a la salida del inversor de puente completo es el doble que el de medio puente. Esto implica que para la misma potencia, la corriente de salida y la corriente de conmutación son la mitad de aquellas para el inversor de medio puente. Para altas potencia, esto es una clara ventaja, por lo que es utilizada comúnmente. Figura 1.10 (Muhammad H., 1989).

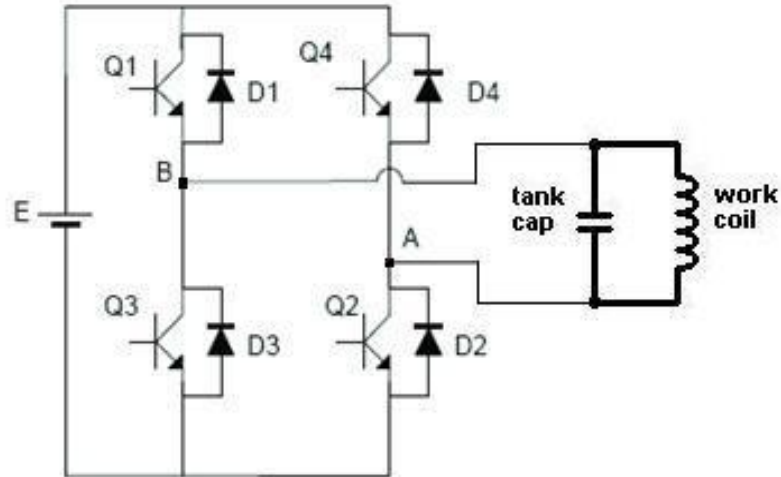


Figura 1.10. Inversor puente completo.

Inversor cuasi-resonante

Para la fabricación de hornos de inducción de pequeña potencia se viene eligiendo topologías de inversores de tipo cuasi resonante (Figura1.11.) por el hecho de emplear un solo conmutador, en este caso un IGBT, debido a su robustez y a que la frecuencia de conmutación es baja y la potencia no es muy alta con respecto a otras aplicaciones industriales en donde se requiere mayor potencia.

Hay diferentes métodos de diseño del sistema de potencia empleados en un inversor cuasi-resonante.

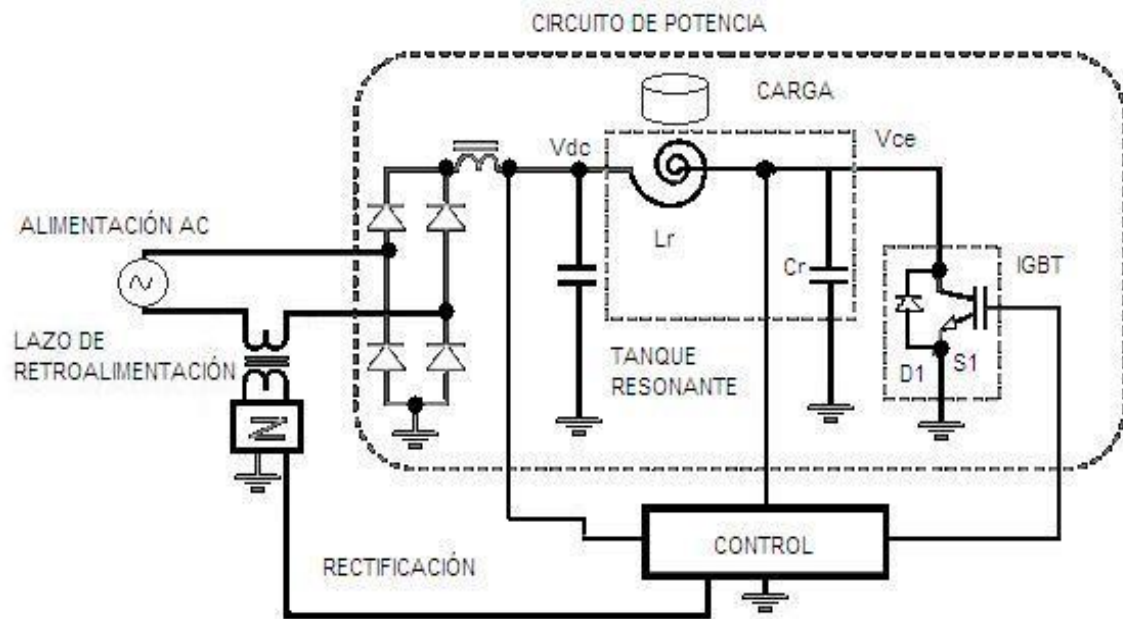


Figura 1.11. inversor cuasi-resonante.

Existen cuatro estructuras de inversores cuasi resonantes alimentadas por tensión que se utilizan en los hornos de inducción (Muhammad H., 1989):

VSR.- alimentada por tensión serie regenerativa.

VSNR.- alimentada por tensión serie no regenerativa

VPR.- por tensión, paralelo, regenerativa

VPNR.- alimentada por tensión paralelo, no regenerativa.

En las estructuras regenerativas las conmutaciones del transistor se realizan a cero de tensión y de corriente, mientras que en las no regenerativas se realizan con corriente y aunque a cero tensiones producen un pequeño aumento de las pérdidas de conmutación, estas representan pérdidas de potencia en todo el sistema de calentamiento.

Circuito de resonancia equivalente.

En la Figura 1.12. se muestra el circuito de resonancia equivalente. La resistencia en el circuito B es equivalente en el circuito A. Estos dos circuitos pueden ser resumidos en el circuito C. L' es el equivalente, tanto del inductor primario L_r como del inductor secundario.

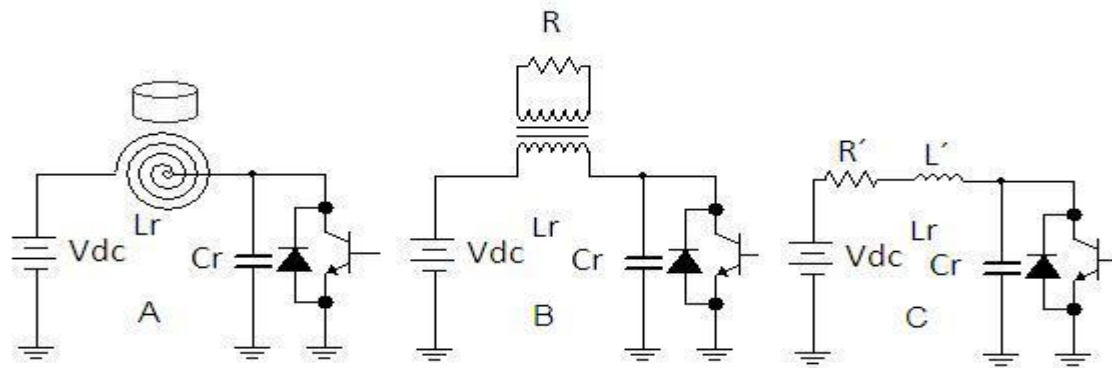


Figura 1.12. Circuito equivalente de resonancia.

1.10 Circuito de potencia

Está formado de un sistema de rectificación para transformar la señal alterna de la red a una señal continua, que es la fuente de alimentación para el inversor de alta frecuencia. El elemento principal del inversor y de características especiales para esta aplicación es el conmutador, en este caso transistores bipolares de compuerta aislada o IGBT.

Este circuito trabaja a altas frecuencias, por lo que hay que tomar en cuenta esta característica para la selección del elemento de potencia.

1.11 Tanque resonante

Se denomina así al circuito de resonancia compuesto por el capacitor C_r y la inductancia L_r mostrado en la Figura 1.13. que para este sistema se conoce también como bobina de caldeo, encargada de generar el campo electromagnético a alta frecuencia, por lo que se debe tomar en cuenta la forma y geometría de la misma para alcanzar un máximo rendimiento.

El objetivo del circuito tanque resonante es filtrar la onda de salida del inversor de forma que las ondas de tensión y corriente en la carga sean prácticamente sinusoidales. El circuito tanque debe suministrar la corriente y tensión necesaria para la carga en régimen permanente, manejando la mínima corriente de entrada posible para así disminuir las pérdidas de los interruptores.

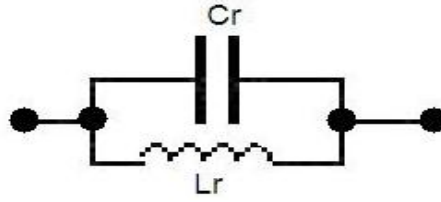


Figura 1.13. Circuito tanque.

1.12 Cálculo de la capacitancia y la inductancia en un circuito resonante

Como la energía de calentamiento es generada debido al proceso de intercambio de energía entre el inductor y el capacitor del circuito resonante, los valores del capacitor y de la bobina son un factor muy importante.

Tomando en cuenta primero la potencia de trabajo del horno, así como la fuente de alimentación para este caso 110 v AC a 60Hz y la frecuencia de resonancia, para esta aplicación la frecuencia de resonancia está entre los 50KHz y 110 KHz.

1.12.1 Cálculo del capacitor y el inductor del circuito tanque

Para seleccionar el inductor y el capacitor del circuito tanque se deben desarrollar las siguientes ecuaciones:

Inductancia:

$$L = 0.394 \left[\frac{(d)^2 (n)^2}{18d + 40i} \right] \quad (1.9)$$

El valor del capacitor se determina utilizando la ecuación:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.10)$$

1.13 Circuito de control

Circuito de mando, es el encargado de generar las señales de control para la excitación de los semiconductores del circuito de potencia, esta señal debe de cumplir con los parámetros requerido por los semiconductores para asegurar la saturación de los mismos para la disminución de la potencia disipada en ellos, otro parámetro que debe de cumplir es de no suministrarle una tensión mayor a la nominal de compuerta, además impone la frecuencia de operación

del circuito, todo esto lo debe realizar poseer de una forma confiable y fácil de manipular en un rango determinado por la aplicación a implementar. Para garantizar esto se usan las técnicas de modulación.

Técnicas de modulación más usadas.

Modulación por ancho de pulso (PWM), técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga. Se logra mediante la comparación de dos señales una de referencia y otra de amplitud variable en el tiempo, el resultado es una onda cuadrada de ancho variable (Power Electronics, 2001). Figura 1.14.

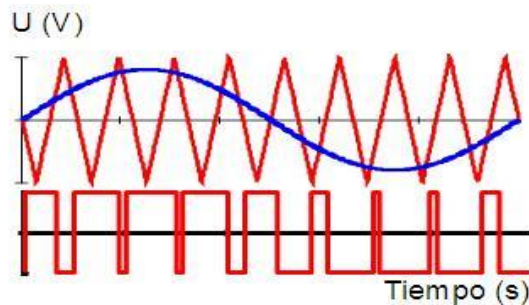


Figura 1.14. Modulación por ancho de pulso.

Modulación por amplitud del pulso (PAM), Consiste en cambiar la amplitud de una señal, de frecuencia fija, en función de la tensión a aplicar en la carga manteniendo constante el ancho del pulso, esto simula una onda, se obtiene mediante la aplicación de semiconductores que permiten el paso de la señal en cierto momento deseado, estos pertenecen a la familia de los rectificadores controlados a semiconductores (SCR). Figura 1.15.

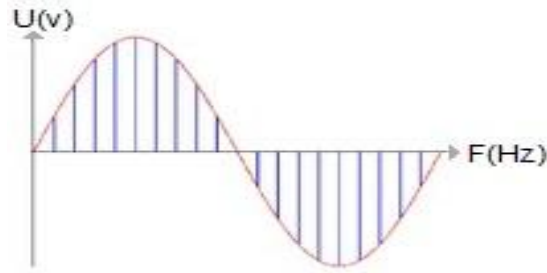


Figura 1.15. Modulación por la amplitud del pulso.

Modulación en anchura de varios pulsos por semiperíodo

Cuando la tensión entregada a la carga se necesita que sea lo más senoidal posible, con o sin filtro de salida, conviene reducir al máximo el contenido de armónicos de la onda de salida.

Este método consiste en hacer que en cada semiperíodo haya un número entero de impulsos a la salida, los cuales están modulados en anchura. La señal de salida se obtiene por comparación de una señal de referencia con una portadora tal y como se ve en la figura 1.16.

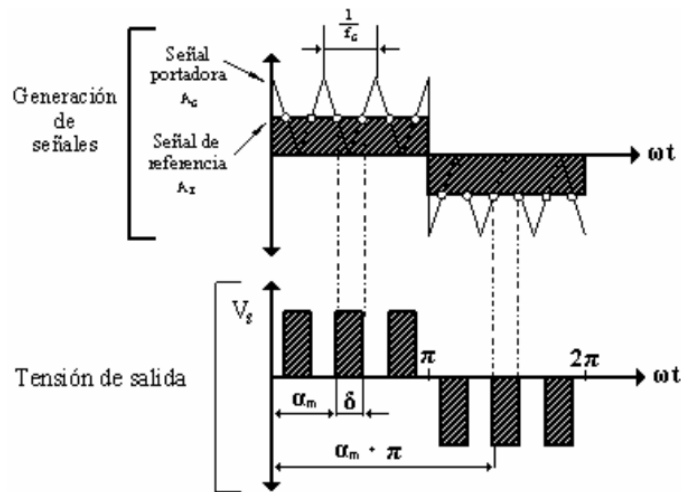


Figura 1.16. Modulación en anchura de varios pulsos por semiperíodo.

Conjuntamente con las señales de puerta que se utilizan para conmutar a los transistores. La frecuencia f_r de la señal de referencia nos proporciona la



frecuencia “f” que tendrá la señal de salida, y la frecuencia f_c de la onda portadora nos determina el número “p” de pulsos por semiciclo.

El índice de modulación M controla la tensión de salida, conociéndose este tipo de modulación también como “Modulación Uniforme de Anchura de Pulsos” (UPWM).

1.14 Conclusiones del capítulo 1

- Se realizó un análisis de la bibliografía consultada, se estableció una base teórica del principio de calentamiento por inducción, se pusieron de manifiesto las ventajas, propiedades, eficiencia y características de este proceso.
- Se mostraron las configuraciones más comunes para el calentamiento por inducción con la utilización de inversores resonantes.

CAPÍTULO II. Diseño y simulación del circuito de mando y fuerza

2.1 Introducción

En el presente capítulo se describe en bloques el sistema de calentamiento por inducción propuesto con fines docentes, los cálculos que se deben de efectuar en cada uno de los bloques considerando las características que deben de estar presente para entregar la energía de una forma más eficiente, se tiene en cuenta una serie de parámetros para disminuir el contenido de armónicos inyectados a la red de suministro nacional.

2.2 Diagrama en bloque del circuito realizado

En la figura 2.1 podemos apreciar un diagrama en bloques de las partes principales que componen el circuito realizado para el calentamiento por inducción donde seguidamente se da una explicación detallada de cada uno.

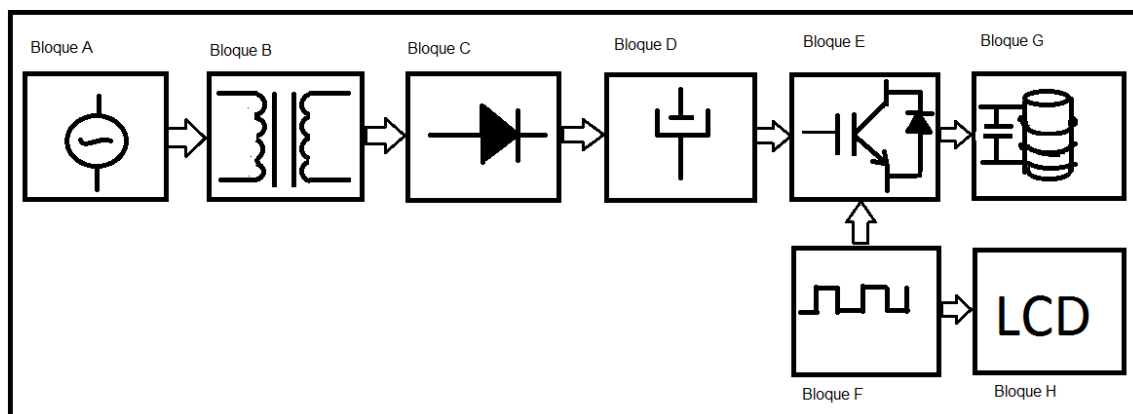


Figura 2.1 Diagrama en bloques del circuito de calentamiento por inducción.

2.3 Bloque A

Fuente de energía, encargada de suministrarle la potencia al circuito, a partir de una red monofásica con niveles de armónicos bajos a una tensión de 110v y frecuencia de 60 Hz (Muhammad H., 1989).

2.4 Bloque B

Transformador, tiene como función principal la reducción de la tensión alterna de entrada a un nivel deseado de alterna a la salida, el escogido para esta función es un transformador de una potencia aparente de 1000VA para

obtener una tensión a la salida de 35 volts a una corriente máxima de 28.5 amperes.

2.5 Bloque C

Rectificador, consta de 2 tiristores y 2 diodos formando un puente completo no controlado mostrado en la Figura 2.2, presenta las características de dominar más corriente al circular la mitad de la corriente total por cada semiconductor, tiene una tensión inversa igual al de la fuente y presenta una eficiencia de un 90 por ciento, todo esto permite que los semiconductores no sean de gran potencia (DÍAZ, J., 1989).

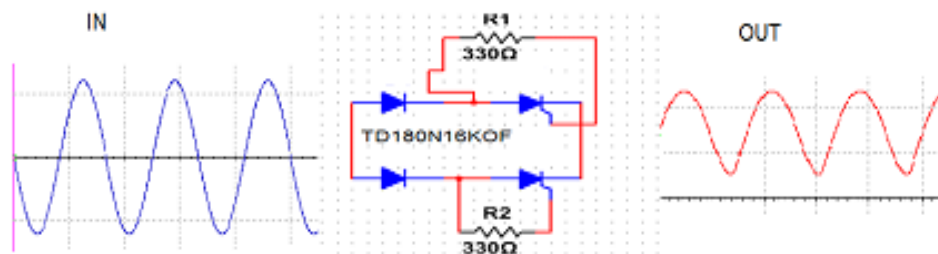


Figura 2.2. Rectificador a puente completo

Para la selección de los diodos se procede de la siguiente forma:

$$P = U \cdot I \quad (2.1)$$

$$I_n = \frac{1000}{35}$$

$$I_n = 28.5A$$

$$I = 1.5 \frac{28.5}{2}$$

$$I = 21.4A$$

Dónde:



P=Potencia activa

U=Tensión

I= Corriente de la carga.

Id= Corriente en cada diodo.

1.5= Factor de seguridad.

Tensión pico inversa en los diodos:

$$U_{pinv} = \sqrt{2} \cdot U_a \quad (2.2)$$

$$U_{pinv} = \sqrt{2} \cdot 35$$

$$U_{pinv} = 49.49V$$

Donde:

Upinv= Tensión pico inversa.

Ua= Tensión alterna.

Se seleccionó el módulo comercial de rectificador estándar japonés con la serie TD180N16KOF que tiene una corriente nominal de 150 amperes y una tensión inversa de 1200 volts cumpliendo con los valores obtenido en el cálculo.

2.6 Bloque D

Filtro de corriente directa, se diseñó pasabajos, de forma tal que atenúe el paso de los armónicos que provocan inestabilidad en el suministro de energía eléctrica provocando la disminución de la calidad de la energía, también se emplea para disminuir el factor de rizado y hacer más directa la tensión de salida, su diseño se basa en un simple capacitor en paralelo con la salida del rectificador como se muestra en la Figura 2.2 (Muhammad H., 1989).

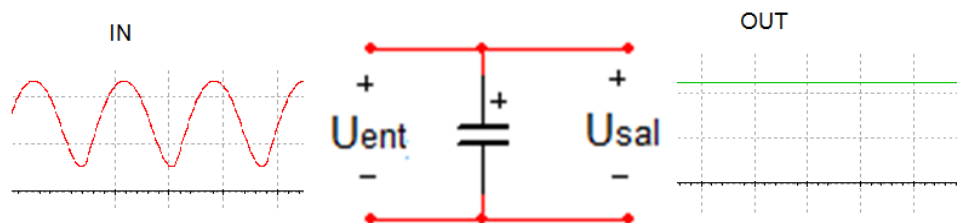


Figura 2.3. Filtro pasivo pasa bajo

Para el cálculo se procede de siguiente forma utilizando un factor de rizado menor que un 6 % según la investigaciones de donde:

$$Ud = 35V$$

$$F = 60Hz$$

$$m = 1$$

$$I = 28.5A$$

$$KF = 5 \%$$

$$KF = m^2 \cdot w \cdot L \cdot C - 1$$

Luego:

$$L \cdot C = \frac{KF + 1}{m^2 \cdot w^2} \quad (2.3)$$

Siendo:

$$\frac{1}{R} < \frac{m \cdot w \cdot C}{KF}$$

$$C = \frac{KF}{R \cdot m \cdot w}$$

Dónde:

R=Resistencia de la carga.

m= Número de fases a filtrar.

KF= Coeficiente de filtrado.

w= Frecuencia angular.

Luego:

$$w = 2\pi \cdot f \quad (2.4)$$

$$\omega = 2\pi \cdot 60$$

$$\omega = 377 \text{ rad/s}$$

$$R = \frac{U}{I} \tag{2.5}$$

$$R = \frac{35}{28.5}$$

$$R = 1.22\Omega$$

Sustituyendo en la ecuación 2.3 queda:

$$C > \frac{5}{1.22 \cdot 1.2 \cdot 10^{-6} \cdot 377} \qquad C > 10870,98\mu F$$

2.7 Bloque E

El inversor está formado por semiconductores que presentan buena características de conmutación con posibilidad de dominar altos niveles de tensión, corriente y frecuencia para posibilitar el control de una forma adecuada y obtener una onda a la salida lo más sinusoidal posible, la función del inversor es cambiar el voltaje de entrada de corriente continua a un voltaje simétrico de salida de corriente alterna, con la magnitud y frecuencia deseada por el usuario o el diseñador. La configuración empleada podemos verla en la Figura 2.4.

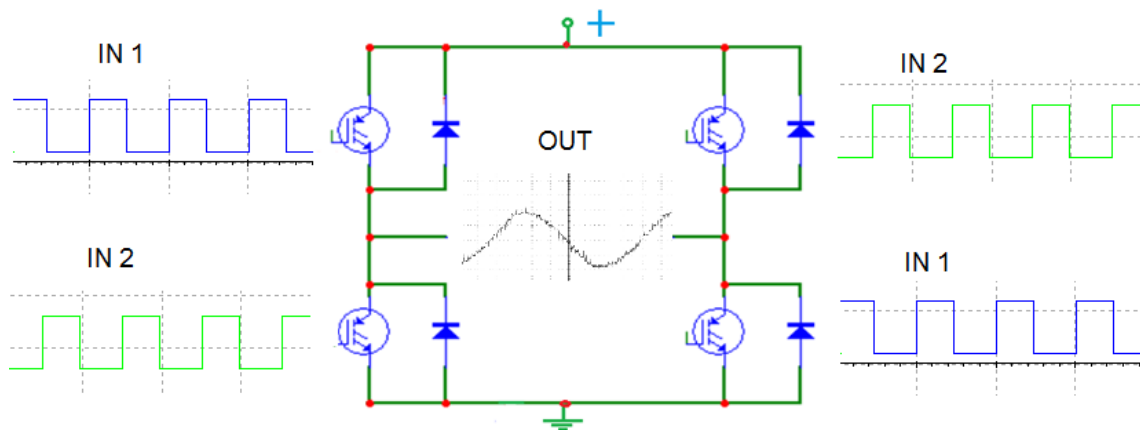


Figura 2.4 Circuito de potencia.

Para la selección de los transistores de circuito de potencia se tomó en cuenta la potencia a utilizar.

Teniendo una potencia de 1000VA se selecciona un bloque de inversión a IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) como conmutador electrónico del inversor resonante debido a que puede manejar altas potencias a altas frecuencias de conmutación. Para su dimensionamiento se considera la corriente máxima y el voltaje colector-emisor máximo ($V_{ce_{max}}$).

$$I_n = 28.5A$$

$$I_{max} = 28.5 \cdot \sqrt{2} \quad (2.7)$$

$$I_{max} = 40.3A$$

$$I_c = 40.3 \cdot 1.5$$

$$I_c = 60.45A$$

Cuando el IGBT está abierto, el voltaje colector-emisor es igual a la suma del voltaje a la salida del rectificador más el voltaje del capacitor del tanque resonante.

$$V_{ce_{max}} = V_{rectificador} \cdot \sqrt{2} + V_c \quad (2.8)$$

$$V_{ce_{max}} = 35 \cdot \sqrt{2} + 182.29$$

$$V_{ce_{max}} = 231,78V$$

Los semiconductores empleados para el inversor corresponden a IGBT alemanes con la serie FF400R12KE3 que presenta una corriente de colector nominal de 400 amperes y una tensión de colector emisor (U_{ce}) de 1200 volts para entregar una potencia nominal de 2000 W cumpliendo con los parámetros calculados para el inversor.

2.8 Bloque F y H

Es el encargado de generar los pulsos de disparo del IGBT, tomando en cuenta algunos factores, tales como la frecuencia a la cual debe trabajar el conmutador para conseguir que el circuito entre en resonancia, teniendo en consideración los parámetros de voltaje y corriente. El circuito de control consta con un microcontrolador (87C752) el cual se encargara de la generación de los pulsos de onda cuadrada la variación de la frecuencia de los mismos por control PWM, y la visualización de la frecuencia impuesta por el usuario externamente, la cual se realizara a través de un LCD. El parámetro a controlar es la frecuencia debido a que según el material que se desee calentar será la frecuencia a utilizar.

Además del microcontrolador se encuentran otros agregados encargados del ajuste con respecto a retardo, negación de la onda y aislantes galvánicos para controlar la etapa de potencia.

2.8.1 Circuito de generación de pulsos de onda cuadrada, modulación por PWM y visualización de frecuencia en LCD con microcontrolador

En este bloque es necesario la utilización de la programación en lenguaje ensamblador (ver en anexo 2) para introducirla posteriormente en el microcontrolador por medio del circuito programador DS-750 de fabricación CEIBO-PHILIPS (ver en anexo 3). La programación introducida es la encargada de controlar el PWM a partir de los valores de frecuencia que se fijan en el programa. Además del acoplamiento de un visualizador LCD modelo PC-16D21C1-2V de fabricación HITACHI y 16x2 caracteres, el cual se encarga de mostrar los valores de frecuencia que se desee seleccionar, como se muestra en la figura 2.5 (DÍAZ, J., 1989).

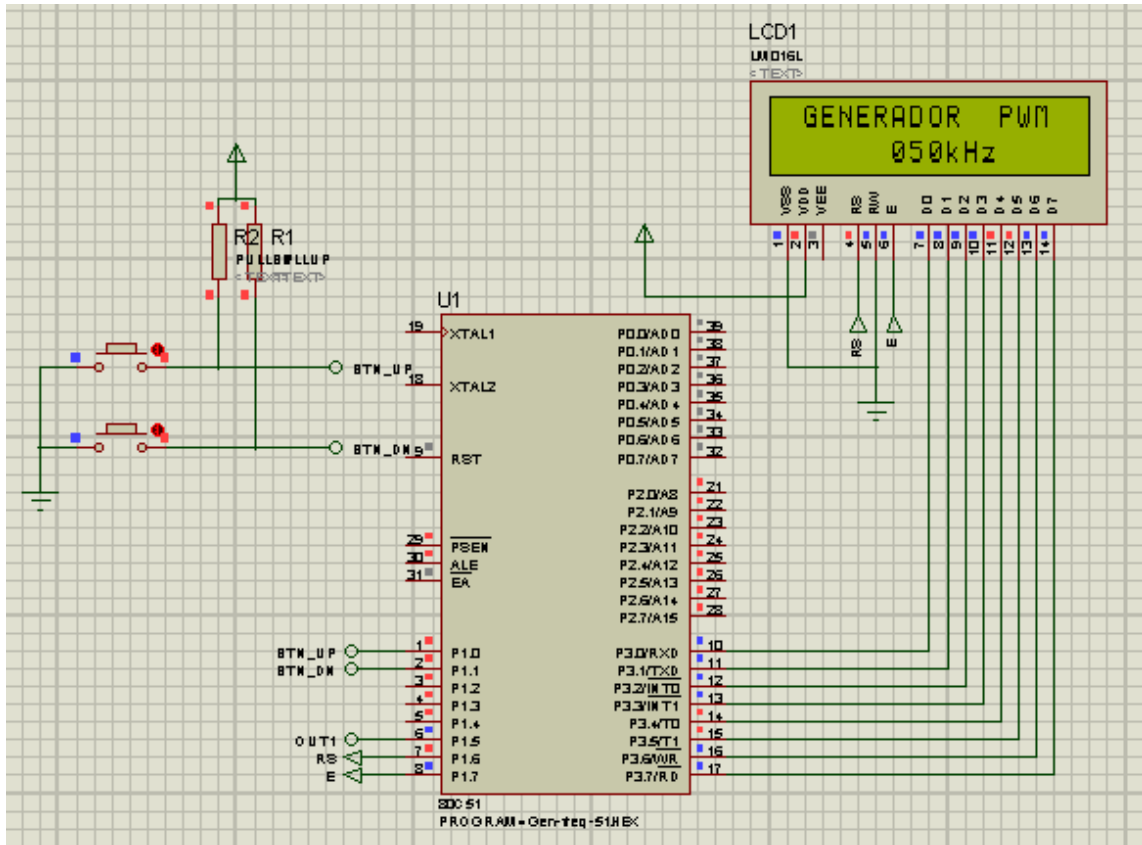


Figura 2.5. Circuito del microcontrolador y LCD utilizado en la simulación

2.8.2 Circuito de regulación de tiempo de conducción y negación

Este circuito está formado por compuertas *NOT*, *AND* y una rama RC, las compuertas se encargan de producir un pulso cuando el oscilador está en estado alto (1) y otro pulso cuando está en estado bajo (0), la rama RC se encarga de regular el tiempo de conducción de cada onda cuadrada. En la figura 2. 2 y 2.3 se muestran la configuración del circuito generador de un pulso por semiperiodo y su forma de onda respectivamente. En la última etapa de este circuito se obtienen dos formas de onda iguales pero totalmente inversas *OUT 1* y *OUT 2* como se muestra en la figura 2.6 (COUGHLIN R. F, 1987).



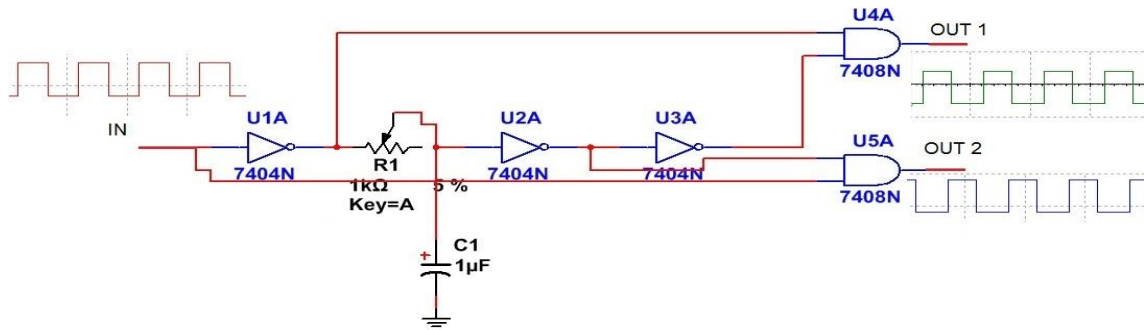


Figura 2.6. Circuito de regulacion de retardo y negacion

Y la regulacion del retardo entre los tiempos de encendido y apagado T_{on} y T_{off} e calcularon de la siguiente manera:

$$f = \frac{1}{T} \quad (2.9)$$

$$T = t_{on} + t_{off} \quad (2.10)$$

$$R_c = Rdt_{on} = t_{off} \quad (2.11)$$

Donde:

T = Periodo

f = Frecuencia

T_{on} = Tiempo de encendido de los transistores

T_{off} = Tiempo de apagado de los transistores

2.8.3 Aislantes galvánicos

Un optoacoplador, también llamado optoaislador o aislador acoplado ópticamente, es un dispositivo de emisión y recepción que funciona como un interruptor activado mediante la luz emitida por un diodo LED que satura un componente optoelectrónico, normalmente en forma de fototransistor o fototriac. De este modo se combinan en un solo dispositivo semiconductor, un fotoemisor y un fotorreceptor cuya conexión entre ambos es óptica. Estos

elementos se encuentran dentro de un encapsulado que por lo general es del tipo DIP, *dual in-line package*, es una forma de encapsulamiento común en la construcción de circuitos integrados. Se suelen utilizar para aislar eléctricamente a dispositivos muy sensibles, en este caso a los transistores de la etapa inversora así lograr una independencia total en el control de cada uno por separado evitando cortocircuitos con respecto a las referencias, como se muestra en la figura 2.7.

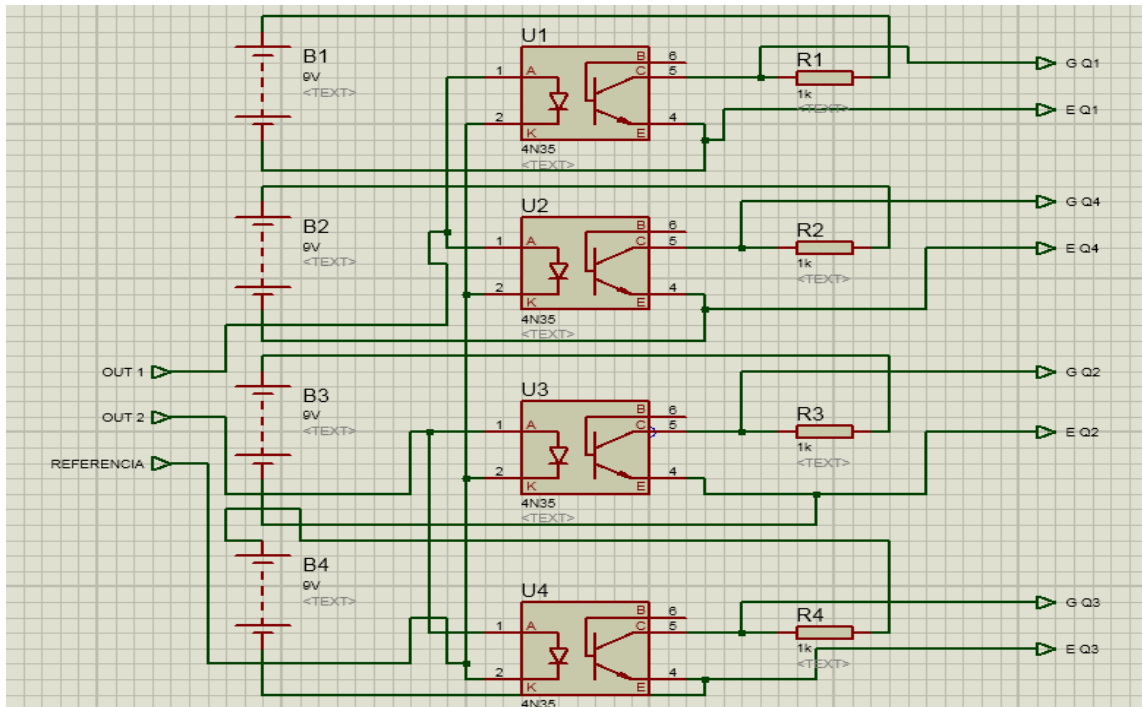


Figura 2.7. Circuito de aislantes galbánicos utilizando optoacopladores

2.9 Bloque G

Circuito de trabajo: Está formado por un inductor en paralelo formando un circuito tanque con un capacitor (C2) todo esto en serie con otro capacitor (C1). El inductor es el encargado de entregar la energía en forma de campo magnético a la carga a calentar. El capacitor (C2) cumple la función de compensar la parte inductiva y comportar la carga del inversor como puramente resistiva, para la reducción del contenido de armónicos y aumento del factor de potencia, como se muestra en la figura 2.8.

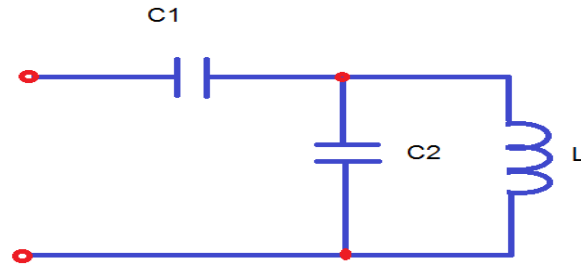


Figura 2.8.Circuito tanque

Para determinar la inductancia y la capacitancia en el circuito tanque primeramente se debe tener en cuenta que para que exista resonancia entre ellos la impedancia capacitiva e inductiva deben ser iguales por lo tanto:

$$X_c = X_l$$

Luego el calculo de la inductancia de la bobina se realiza de la siguiente manera:

$$L = 0.394 \left[\frac{(d)^2 (n)^2}{18d + 40i} \right] \quad (2.12)$$

Dónde5:

$$n = 10, i = 0.09m, d = 0.045m$$

Por tanto:

$$L = 0.18mHr$$

Y la reactancia inductiva es:

$$X_l = j\omega l \quad (2.13)$$

$$\omega = 2\pi f \quad (2.14)$$

$$\omega = 2 \cdot 3,14 \cdot 100000$$

$$X_l = 113,04\Omega$$

El cálculo de la capacitancia parte del despeje de la ecuación:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.15)$$

$$C = 45\mu F$$

2.10 Conclusiones del capítulo II

En este capítulo se realizaron las diferentes simulaciones mediante el uso de los software profesional Multisim V12.0. y Proteus V8.1 por separado de los bloques del circuito de mando del inversor resonante empleado en hornos de inducción, y se realizaron los cálculos correspondientes de los semiconductores, como los rectificadores y los transistores de potencia así como la selección de la capacitancia en la rectificación y en el circuito tanque del horno.

CAPÍTULO III. RESULTADOS Y VALORACIÓN TÉCNICA-ECONÓMICA

3.1 Introducción

En el presente capítulo se expondrán satisfactoriamente los resultados obtenidos del capítulo anterior con respecto a la parte práctica de este trabajo de diploma, además de una valoración económica, técnica y medioambiental a partir del costo de los componentes utilizados y el impacto que causa el mismo.

3.2 Análisis de los resultados obtenidos

El diseño del circuito de control cumple con los requisitos necesarios para lograr una adecuada forma de onda del funcionamiento del inversor, este circuito por su forma de construcción permite realizar prácticas reales de modulación PWM, negación y regulación de retardo entre una y otra onda de salida del microcontrolador en la aplicación del mando para hornos de inducción de alta frecuencia con fines docentes (LORENZO, M. E 1985).

Se construyeron los bloques propuestos en este trabajo representados en las imágenes que se muestran a continuación.

En la figura 3.1 se puede apreciar la fuente que aporta la energía necesaria para el trabajo de la moqueta montada.

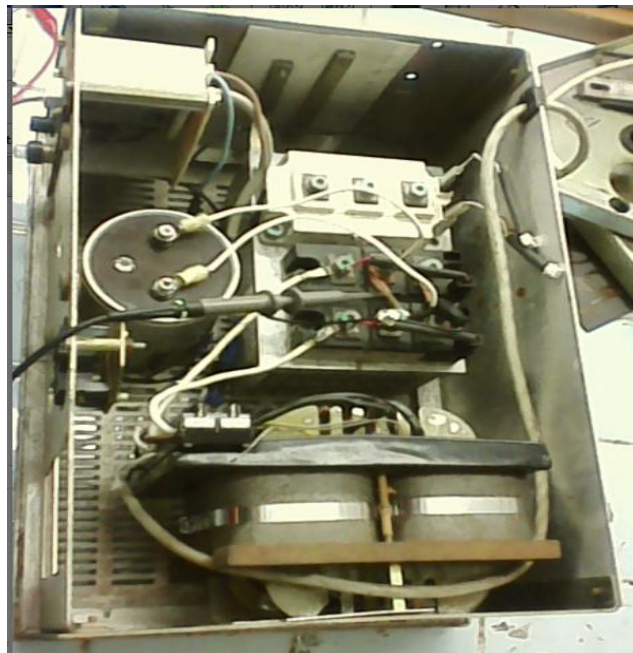


Figura 3.1. Rectificación y filtrado.

En la figura 3.2 se puede apreciar el circuito desfasador para lograr los pulsos invertidos que posteriormente excita a cada uno de los transistores del puente inversor.

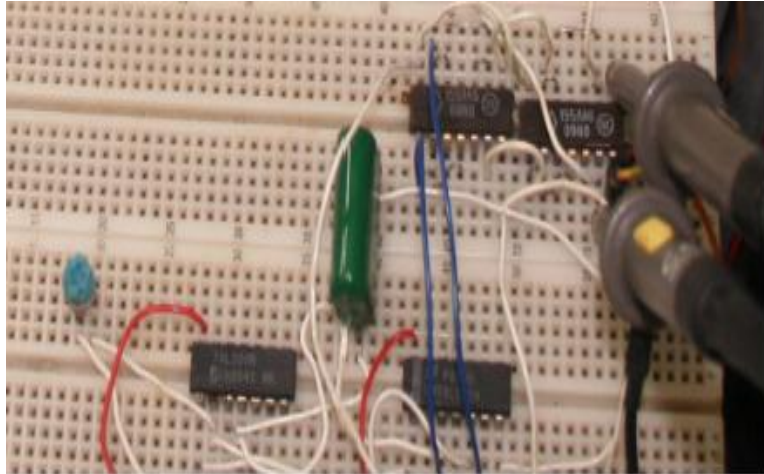


Figura 3.2. Circuito de regulación de tiempo de conducción y negación.

En la figura 3.3 se muestra el circuito de aislamiento galvánico, el cual cumple el objetivo de aislar eléctricamente a cada uno de los transistores para evitar cortocircuitos.

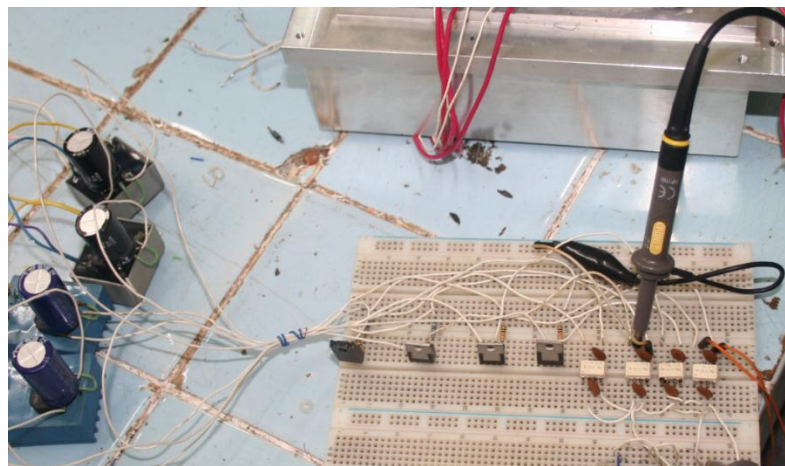


Figura 3.3. Circuito de los aislantes galbánicos formados por optoacopladores para el control de los IGBT

En la figura 3.4 se muestra la etapa de fuerza, compuesta por un bloque inversor a puente completo a IGBT, con una potencia de 300 W

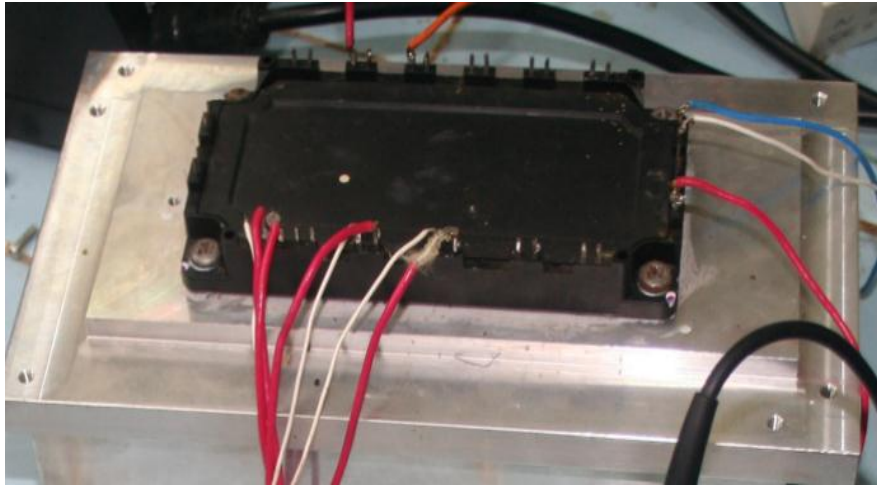


Figura 3.4. Módulo de bloque de inversión a IGBT utilizado

En la figura 3.5 se muestra la etapa de la carga constituida por una bobina a la cual se le colocó un núcleo con características ferromagnéticas.



Figura 3.5. Carga conectada a circuito tanque

3.3 Análisis técnico de funcionamiento del sistema

Al medio de enseñanza construido se le incorporo puntos de medición con el objetivo de que los alumnos de la carrera de ingeniería eléctrica puedan interactuar y realizar una serie de mediciones, las imágenes que se muestran a continuación pueden servir de patrón para revisar funcionamiento correcto. El control de los inversores resonantes en hornos de inducción utilizando microcontroladores variando el PWM a través de un potenciómetro y visualizando los valores de frecuencia en un LCD. Gracias a los softwares utilizados para las simulaciones y equipos de medición como el osciloscopio se lograron los ajustes óptimos esperados en el diseño.

Mediante las mediciones realizadas obtuvimos diferentes formas de ondas representadas en las Figuras que se muestran a continuación.

En la figura 3.6 se puede apreciar la salida del microcontrolador con una señal a PWM con variante de PAM.

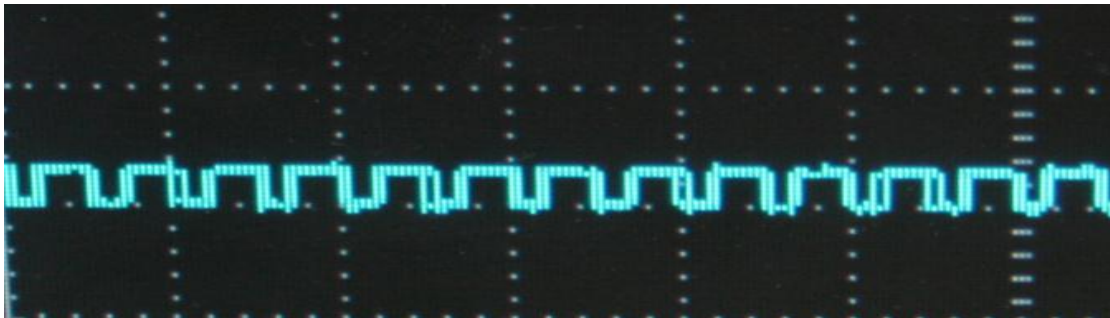


Figura 3.6. Forma de onda de la salida a PWM del microcontrolador.

En la figura 3.7 que se muestra a continuación se aprecia la salida del circuito de regulación de tiempo de conducción y negación, donde se puede apreciar como existe un tiempo en el cual las 4 semiconductores se encuentran en estado apagado, garantizando que no encienda una pareja de IGBT, mientras la otra no se a apagado aun, y provoque un cortocircuito.

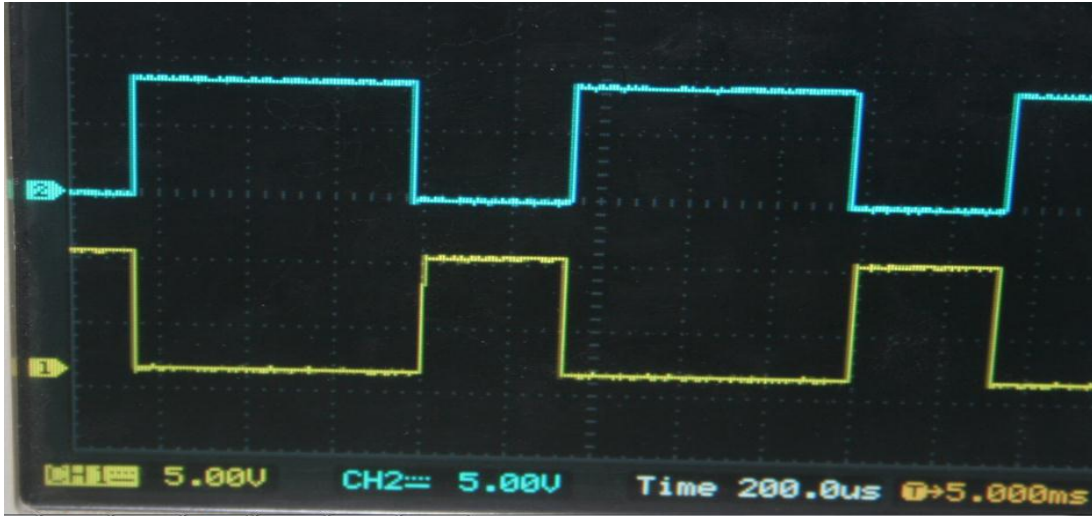


Figura 3.6. Salida del circuito de regulación de tiempo de conducción y negación sin ajustar.

En la figura 3.7 se aprecia las mediciones de forma de onda sobre la carga, en la que se puede apreciar una señal sinusoidal con un contenido armónico considerable.

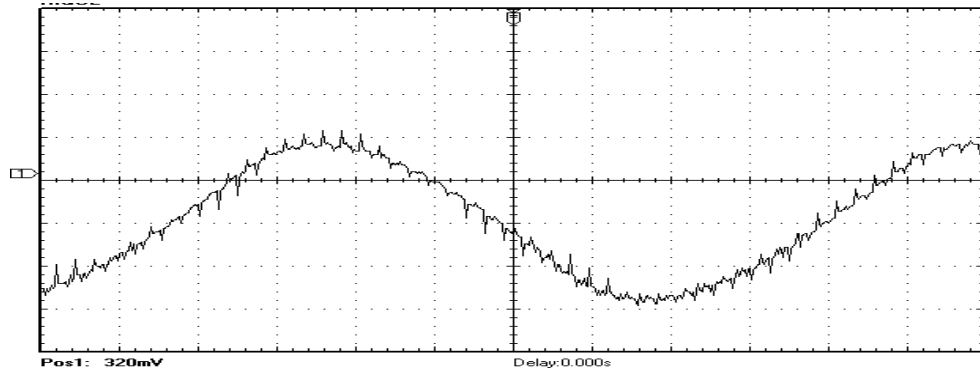


Figura 3.7. Forma de onda que circula por la carga

3.4 Valoración económica

En todo trabajo científico-técnico se requiere de una valoración económica que justifique la inversión o no de la ejecución del proyecto, en este trabajo se implementó un circuito de control para hornos de inducción de alta frecuencia con fines docentes.

3.4.1 Cálculo económico

La valoración técnica-económica de este trabajo se realiza por el método de pre estimación que es una de las formas de cálculo económico para estimar los costos. Este es un método bastante utilizado que permite realizar un análisis económico necesario y suficiente, mostrando la viabilidad o factibilidad económica del trabajo realizado, permitiendo tomar decisiones acerca de la ejecución del proyecto.

Primeramente se necesita hacer una lista de los componentes y elementos a utilizar para la construcción del circuito (que sería el presupuesto básico) incluyendo en esta cantidad, costo por unidad y costo total. A continuación se muestra la Tabla 3.1 la lista de los componentes utilizados en la construcción del circuito.

Como todos sabemos los precios en el mercado mundial varían constantemente aunque sean en valores relativamente pequeños.

Tabla 3.1 Litado de componentes y precio.

Elemento	Cantidad	Costo unitario (CUC)	Costo total (CUC)
Transformador 1kVA-36V	1	36,50	36,50
Bloque inversor a IGBT FF400R12KE3	2	109,20	218,40
Boque de rectificación TD180N16KOF	2	44,20	88,4
Compuerta lógica 74LS04	1	0,30	0,30
Compuerta lógica 74LS08	1	0,30	0,30
Transformador 1,5VA -24V	4	1,00	4,00
Capacitor polarizado electrolítico 22000uF-100V	1	36,00	36,00
Capacitor polarizado electrolítico 2200uF-35V	4	3,60	14,40



Regulador de tensión LM317	4	0,50	2,00
Potenciómetro 1kΩ	1	0,10	0,10
Optoacoplador AJ314	4	0,50	2,00
MCU87C752	1	10,30	10,30
Resistor 47Ω	4	0,10	0,40
Resistor 330Ω	4	0,10	0,40
Capacitor no polarizado 1uF	1	0,10	0,10
Capacitor no polarizado 10nF	8	0,50	4,00
Bloque de rectificación KBP04M	4	1,60	6,40
Capacitor no polarizado 47uF	1	0,90	0,90
Fan 12V	1	0,80	0,80
Display LCD PC-16D21C1-2V	1	4,20	4,20
Total	46	250,80	429,90

Teniendo en cuenta que el circuito está construido, es necesario hacer la valoración del costo de montaje del mismo para lo que se necesita de un técnico medio en electrónica, un ingeniero para su ajuste. Es oportuno aclarar que la fabricación de este circuito no sobrepase un tiempo mayor de dos jornadas de trabajo (16Horas), el técnico y el ingeniero tienen por salario \$2.75 horas; \$3.15 horas respectivamente se realizan los cálculos del costo salarial (Cs) como sigue.

$$Cs = (\$2.75/h) * 16h$$

$$Cs = \$5.90/h * 16h$$

$$Cs = \$94.40.$$

El costo total de la inversión sería la suma del pago salarial de los trabajadores más el costo total que reportan los componentes. Ya que los precios de estos últimos son en CUC se realiza la conversión estimando una tasa de cambio de \$25 por CUC.

Resultando que:



$$429.90 * 25 = \$ 10747,5$$

Teniendo entonces un costo total (**CT**).

$$CT = \$10747.5 + \$94.40$$

$$CT = \$10841,9$$

Para un valor de 10841,9 *CUP*.

3.5 Valoración ecológica y social.

Realizando una valoración ecológica y medioambiental de las consecuencias perjudiciales que pudiera traer el circuito construido, podemos decir que el circuito no introduce tóxicos al medioambiente ni produce ruidos de acuerdo a que su frecuencia de trabajo se encuentra en un rango estable, como tampoco introduce interferencias en sistemas de comunicación, no tiene un impacto visualmente negativo, además se encuentra ubicado dentro del laboratorio de electrónica de potencia del ISMM.

Por otra parte la formación profesional en la disciplina de electrónica cuenta con medio de enseñanza que permite realizar disímiles prácticas de laboratorio que no existían. Este trabajo permite al profesor o técnico de laboratorio explicar una materia compleja por medio de un recurso didáctico de fácil asimilación por el estudiante, al cual le permite realizar prácticas docente e investigaciones.

3.6 Instrucciones de operación y de mantenimiento

Para lograr una mejor explotación del diseño se hizo necesario crear un Manual de Operación y Mantenimiento, que permite guiar al usuario en caso de alguna falla o algún cambio que sea necesario realizar en el mismo y poder solucionar de forma rápida el problema.

3.6.1 Instrucciones operación

Si el puesto del laboratorio presenta defecto en su funcionamiento se podrá revisar lo siguiente:

- Compruebe que la alimentación de entrada tenga un valor de 220 VCA.
- Si no calienta el material ferromagnético verificar frecuencia de funcionamiento.



- Si en algunos de los puntos de medición no aparece la forma de onda podrá compararse con las formas de onda que se muestran en las imágenes de este capítulo.
- A través del pulsador se podrá variar la frecuencia de trabajo del inversor y como consecuencia variar la temperatura de la carga.

3.6.2 Instrucciones de mantenimiento

El mantenimiento juega un papel importante, ya que contamos con condiciones ambientales desfavorables, proporcionándole menor durabilidad a los elementos que lo conforman, para lo cual se creó un sistema de mantenimiento dividido por etapas:

- Primera etapa: se realizará cada tres meses y será un mantenimiento de limpieza con brocha o aspiradora, sobre los elementos de conexión de los circuitos.
- Segunda etapa: se realizará cada seis meses el cual consiste en realizar una limpieza más profunda sobre todos los elementos del circuito como los contactos, aplicando alcohol u otros productos utilizados para este tipo de mantenimiento, ajuste de los terminales y lubricación contra la corrosión .
- Tercera etapa: Este mantenimiento será realizado cada un año el cual consiste en la comprobación y medición de los parámetros de cada uno de los circuitos que componen el esquema y ajuste o sustitución en caso de avería.



CONCLUSIONES

- Se diseñó calculo y fabrico una aplicación interactiva para inversores de carga resonante de alta frecuencia controlado por microprocesadores en el laboratorio de Electrónica de Potencia
- Se simuló el funcionamiento de los circuitos correspondientes utilizando los softwares profesionales Multisim V12.0. y Proteus 8.1, mostrando buenos resultados.
- Se crearon varios puntos de mediciones y pulsadores los que posibilitan que los estudiantes interactúen con la aplicación construida y que de esta forma comprendan mejor el funcionamiento de cada uno de los bloques funcionales de un inversor resonante.



RECOMENDACIONES

- Realizar prácticas de laboratorio de las asignaturas de la disciplina de Electrónica y Microcontroladores ajustadas a las posibilidades que brinda el medio de enseñanza del laboratorio.
- Estudiar la posibilidad de integrar otras técnicas de modulación no empleadas en el medio de enseñanza y la automatización a través de sensores.



Bibliografía

1. COUGHLIN R. F. Circuitos Integrados Lineales y Amplificadores Operacionales. Prentice –Hall, Hispanoamericana, Segunda Edición. {S. A} - - 391p, 1987.
2. DÍAZ, J. Electrónica digital 1. - - La Habana. Editorial Pueblo y Educación. 1989. - - 351p.
3. J.A Gualda, S. Martínez, P.M. Martínez “Electrónica industrial: Técnicasde potencia” Marcombo 1982
4. Klein P.T. “Elements of Power Electronics” Oxford University Press. 1998
5. LORENZO, M. E. Práctica de circuitos electrónicos. - - La Habana. Ministerio de Educación Superior. 1985. - - 77p.
6. MOHAN N. UNDERLAND T.M. y ROBBINS W.P. “Power Electronics, converters, applications and design”. Tercera Edición. Wiley 2003.
7. Muhammad H. Rashid .Circuitos, dispositivos y aplicaciones. primera y segunda edición.
8. Trabajo de diploma en Opción al Título Ingeniero Eléctrico. –Instituto Superior Minero Metalúrgico. 2011.
9. Rodríguez, José, 2000, Electrónica Industrial. Valparaíso, Chile, 123.
10. RASHID, M. H., 2001, Power Electronics Handbook. Academic Press, San Diego, California, 892.
11. Ruiz Robredo, Gustavo A., 2001, Electrónica Básica para Ingenieros. Gustavo A. Ruiz Robredo, Santander, España, 290.
12. RASHID, M. Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones. {SE}, {SA}. Tomo 1. - - 702p.
13. RANGEL, M y CORREA, A. Electrónica de potencia. {SE}, {SA}. - - 230p.
14. RUIZ, G. A. Electrónica Básica para Ingenieros. - - España. Editorial Santander, 2001. - - 290p.

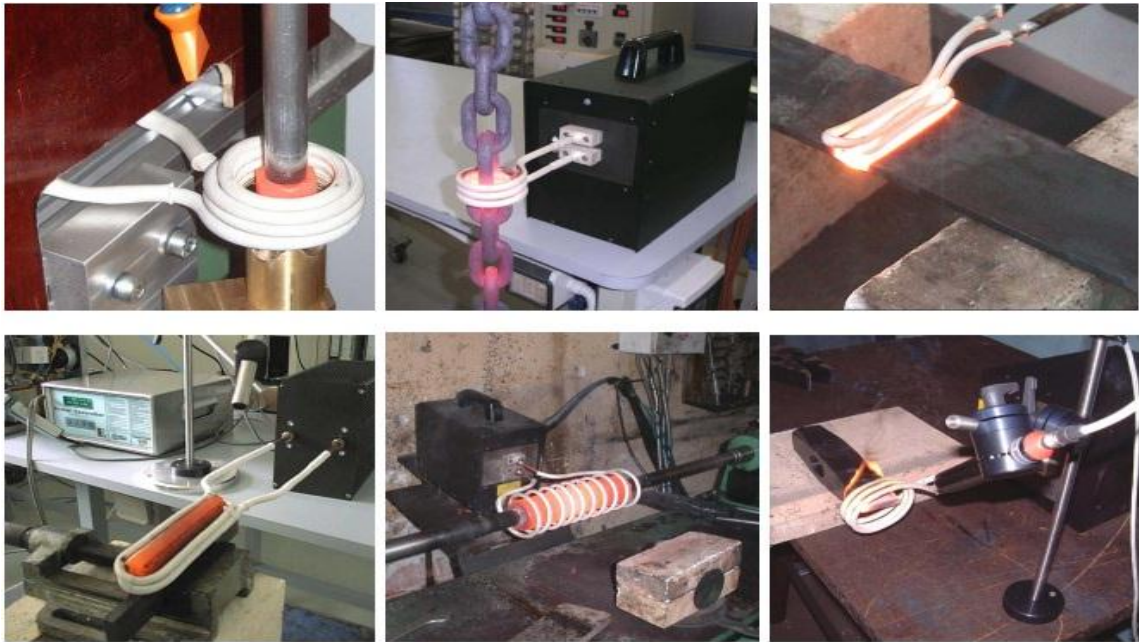
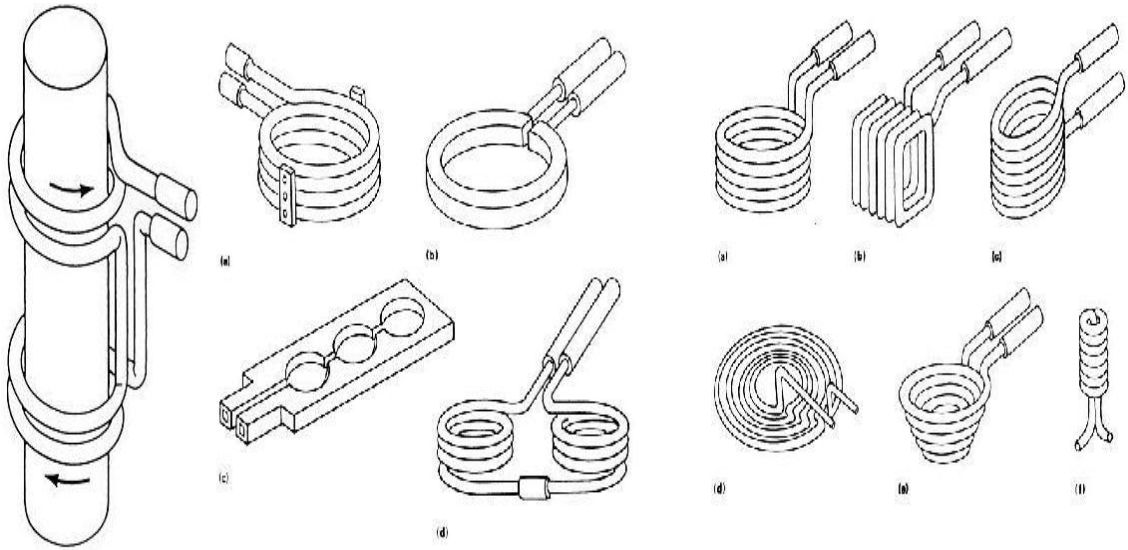


15. Sueker, Keith H., Power electronics design: a practitioner's guide. SciTech Publishing Inc. Alemania, 272.
16. Viñas, Luis P., 1999, Circuitos y dispositivos electrónicos. Edicions UPC. Barcelona, España, 452.
17. _____. Power Electronics Handbook. Academic Press, San Diego, California, 2001. - -892p.



Anexos:

Anexo 1 Distintos tipos de bobinas según la aplicación



Anexo 2 Programación en lenguaje ensamblador del microcontrolador MCU 87C750.

```

;*****
;
;          Generador de PWM con el MCU87C750

; Este programa genera la salida PWM a frecuencias variables preajustadas 1, 2, 4,
10, 20, 125 kHz

; los valores de la frecuencia se visualizan en hexadecimal en el LCD.

;          Moa 2015
;*****
;      8 kHz -->          FF05H  05  = 250          4 kHz
;
;      10 KHz  -->          FF37H55  = 200          5 kHz
;
;      16 kHz-->          FF82H  130 = 125          8 kHz
;
;      20 KHz  -->          FF9BH155  = 100          10 kHz
;
;      25 kHz-->          FFAFH  175 = 80           12.5 kHz
;
;      40 KHz  -->          FFCDH    205 = 50          20 kHz
;
;      125 KHz -->          FFD7H    215 = 40          25 kHz
;
;
; $Title(87C752 PWM)
; $MOD752
; $DEBUG
;*****

LCD_data equ P3 ;LCD Data port

```



```

LCD_rs      equ          P1.6 ;LCD Register Select
LCD_en      equ          P1.7 ;LCD Enable
OUT1        equ          P1.5 ;Output of frequency
Btn_Up      equ          P1.0 ;Boton Up
Btn_Dn      equ          P1.1 ;Boton Dn
LCDADDR1    EQU          80H
LCDADDR2    EQU          0C0H
C_DATA      data        30H
Dig1        data        31H
Dig2        data        32H
Dig3        data        33H
FREQ        DATA      34H
VALOR       data        35H
TAP         data        36H
CONTADOR2DATA 37H
CICLO_POS   bit         1
PULSE_ACT   BIT         2

```

```

;*****
;

```

```

; Interrupt Vectors

```

```

ORG 0

```



SJMP INICIO

ORG 0BH

SJMP SUB_TMR0

SUB_TMR0:

```
CLR    TR0
CLR    TF0
CPL    OUT1
MOV    TH0,#0FFH
MOV    TL0,FREQ
SETB   TR0
RETI
```

INICIO:

```
MOV    IE,#02H           ;EA = 0, ET0=1, EX0=1
MOV    IP,#2             ;Interrupción externa y TMR0 son de
mayor prioridad.
;CLR    CX0               ;P3.2
CLR    LCD_rs
```



```
CLR      LCD_en
CLR      OUT1
MOV      TAP,#2
MOV      VALOR,#2
MOV      FREQ,#5          ;,#0
MOV      LCD_DATA,#0
MOV      TMOD,#1
MOV      TCON,#0
MOV      TH0,#0FFH
MOV      TL0,FREQ
```

```
ACALL LCD_busy
```

```
ACALLLCD_init
```

```
MOV      A,#01H          ;Limpia al LCD
```

```
ACALLLCD_command
```

msg:

```
MOV      DPTR,#MSG1
```

```
ACALLLCD_sendstring
```

```
mov      A,#LCDADDR2
```

```
acall LCD_command
```



MOV A,#1

ACALLDELAY

MOV DPTR,#MSG2

ACALLLCD_sendstring

MOV A,#3

ACALLDELAY

MOV A,#01H ;Limpia al LCD

ACALLLCD_command

MOV DPTR,#MSG1

ACALLLCD_sendstring

mov A,#LCDADDR2 + 9

acall LCD_command

MOV DPTR,#MSG3

ACALLLCD_sendstring

mov A,#LCDADDR2 + 6

acall LCD_command

mov A,TAP



acall DEF_FREQ_VAL

MOV A,VALOR

acall converter

acall DATA_print

SETB EA

SETB TR0

TEST_BTN_UP:

JB Btn_Up,TEST_BTN_DN

SETB EA

INC TAP

MOV A,TAP

CJNE A,#9,LAZO_PPAL

MOV TAP,#8

SJMP LAZO_PPAL

LAZO_PPAL:

mov A,#LCDADDR2 + 6

acall LCD_command

acall LCD_busy

mov A,TAP

acall DEF_FREQ_VAL




```
MOV      A,VALOR  
  
acall   converter  
  
acall   DATA_print
```

TEST_BTN_DN:

```
JB      Btn_DN,TEST_BTN_UP  
  
DJNZ   TAP,LAZO_PPAL  
  
MOV     TAP,#1  
  
CLR     EA  
  
SJMP   LAZO_PPAL
```

DATA_print:

```
mov     dptr,#tabla2  
  
mov     a,dig3  
  
movc   a,@a+dptr  
  
ACALL  LCD_senddata  
  
acall  LCD_busy  
  
mov     a,dig2  
  
movc   a,@a+dptr  
  
ACALL  LCD_senddata  
  
acall  LCD_busy
```



```
mov     a,dig1

movc   a,@a+dptr

ACALLLCD_senddata

acall  LCD_busy

ret
```

LCD_init:

```
mov     LCD_data,#38H ;Function set: 2 Line, 8-bit, 5x8 dots

clr     LCD_rs       ;Selected command register

setb    LCD_en       ;Enable H->L

        ;mov LCD_data,#38H ;Function set: 2 Line, 8-bit, 5x7 dots

clr     LCD_en

acall   LCD_busy     ;Wait for LCD to process the command

        mov LCD_data,#0CH ;Display on, Curson blinking command

clr     LCD_rs       ;Selected instruction register

;clr   LCD_rw       ;We are writing in instruction register

setb    LCD_en       ;Enable H->L

        ;mov LCD_data,#0FH ;Display on, Curson blinking command

clr     LCD_en

acall   LCD_busy     ;Wait for LCD to process the command

mov     LCD_data,#01H ;Clear LCD

clr     LCD_rs       ;Selected command register
```



```

;clr LCD_rw      ;We are writing in instruction register

setb  LCD_en     ;Enable H->L

        ;mov LCD_data,#01H ;Clear LCD

clr    LCD_en

acall  LCD_busy  ;Wait for LCD to process the command

        mov LCD_data,#06H ;Entry mode, auto increment with no shift

clr    LCD_rs    ;Selected command register

;clr LCD_rw      ;We are writing in instruction register

setb  LCD_en     ;Enable H->L

        ;mov LCD_data,#06H ;Entry mode, auto increment with no shift

clr    LCD_en

acall  LCD_busy  ;Wait for LCD to process the command

ret    ;Return from routine

```

LCD_busy:

```

mov    r7,#05H

```

back:

```

mov    r6,#0FFH

djnz  r6,$

djnz  r7,back

ret    ;Return from busy routine

```

DELAY:



```
MOV R4,A  
DEMORA: MOV R5,#0FFH  
DEMORA1: acall LCD_busy  
DJNZ R5,DEMORA1  
DJNZ R4,DEMORA  
RET
```

DEF_FREQ_VAL:

```
MOV DPTR,#TABLA1  
MOVC A,@A+DPTR  
MOV FREQ,A  
MOV A,TAP  
MOV DPTR,#TABLA3  
MOVC A,@A+DPTR  
MOV VALOR,A  
RET
```

;Routine to send command to LCD

LCD_command:

```
clr LCD_rs ;Selected command register  
;clr LCD_rw ;We are writing in instruction register  
setb LCD_en ;Enable H->L
```



```
mov    LCD_data,A    ;Move the command to LCD port
        clr    LCD_en

acall  LCD_busy     ;Wait for LCD to process the command

ret          ;Return from busy routine
```

;Routine to send data (single character) to LCD

LCD_senddata:

```
mov    LCD_data,A

setb   LCD_rs       ;Selected data register

;clr   LCD_rw       ;We are writing

setb   LCD_en       ;Enable H->L

;mov   LCD_data,A   ;Move the command to LCD port

        clr    LCD_en

acall  LCD_busy     ;Wait for LCD to process the data

ret          ;Return from busy routine
```

;Sending string to LCD Example

LCD_sendstring:

```
clr    a            ;clear Accumulator for any previous data

movc   a,@a+dptr    ;load the first character in accumulator

jz     exit         ;go to exit if zero

acall  lcd_senddata ;send first char
```



```
inc    dptr    ;increment data pointer
```

```
sjmp   LCD_sendstring ;jump back to send the next character
```

exit:

```
ret    ;End of routine
```

Converter:

```
mov    C_DATA,a
```

```
cjne   A,#100,dif1
```

Ig_My1:

```
mov    A,C_DATA
```

```
mov    B,#100
```

```
div    AB
```

```
mov    Dig3,A
```

```
mov    A,B
```

```
acall  Div_10
```

```
ret
```

dif1:

```
jnc    Ig_My1
```

```
mov    Dig3,#0
```

```
cjne   A,#10,dif2
```

Ig_My2:

```
acall  Div_10
```

```
ret
```



dif2:

```
jnc  Ig_My2  
mov  Dig2,#0  
mov  Dig1,A  
ret
```

Div_10:

```
mov  B,#10  
div  AB  
mov  Dig2,A  
mov  Dig1,B  
ret
```

MSG1:DB ' GENERADOR PWM '

DB 0

MSG2:DB 'EVELIO JIMENEZ D'

DB 0

MSG3:DB 'kHz'

DB 0

Tabla1: DB 0 ;FREQ

DB 0

DB 5



DB 55

DB 130

DB 155

DB 175

DB 205

DB 215

Tabla2:

DB '0'

DB '1'

DB '2'

DB '3'

DB '4'

DB '5'

DB '6'

DB '7'

DB '8'

DB '9'

DB 0

Tabla3:

DB 0 ; VALUE

DB 0

DB 8H

DB 0AH

DB 10H



DB 14H

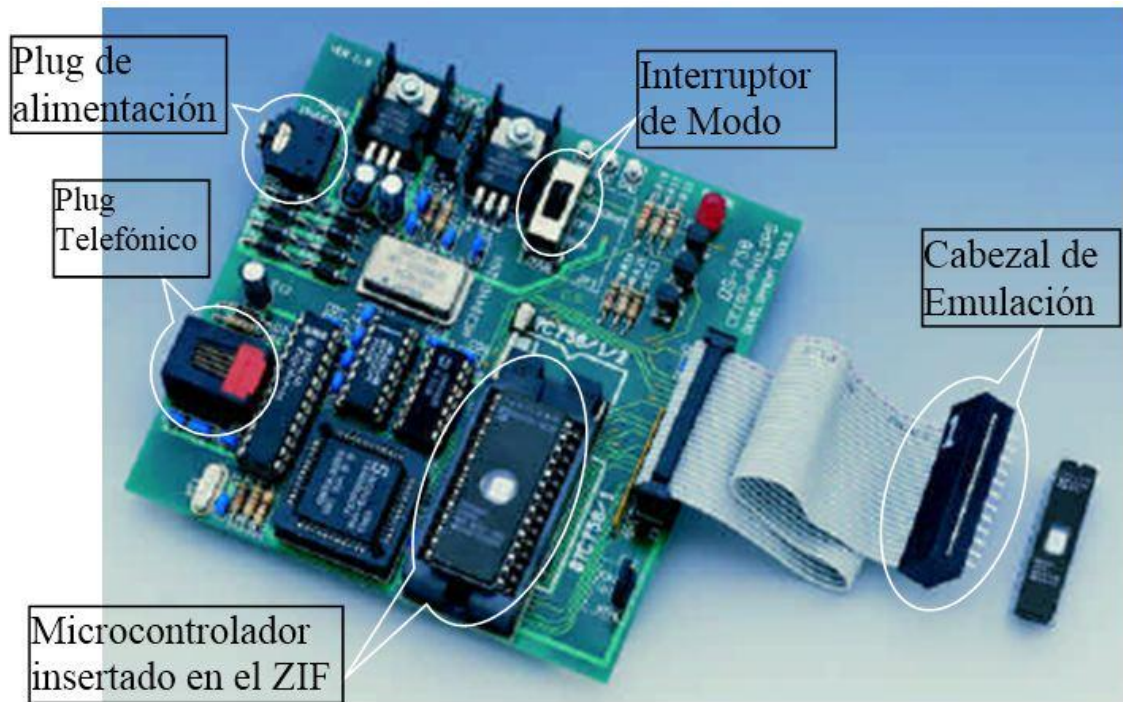
DB 19H

DB 21H

DB 32H

END

Anexo 3 Imagen de circuito programador DS-750 de fabricación CEIBO-PHILIPS



Anexo 4 Base de datos para el análisis de los armónicos tomado en tiempo real con el osciloscopio.

I(A)x100	Usist(V)x10	U(horno)x10	U(ctotan)x10
0,00E+00	4,00E+00	0,00E+00	0,00E+00

4,00E-01	-4,00E+00	-1,40E+01	-4,00E+00
4,00E-01	-1,00E+01	-2,60E+01	-8,00E+00
0,00E+00	-1,60E+01	-3,80E+01	-1,20E+01
0,00E+00	-2,20E+01	-5,00E+01	-1,60E+01
4,00E-01	-2,80E+01	-6,20E+01	-2,40E+01
0,00E+00	-3,60E+01	-7,40E+01	-2,60E+01
0,00E+00	-4,00E+01	-8,60E+01	-2,80E+01
-4,00E-01	-4,80E+01	-9,60E+01	-2,80E+01
0,00E+00	-5,20E+01	-1,04E+02	-2,80E+01
0,00E+00	-6,00E+01	-1,12E+02	-3,40E+01
4,00E-01	-6,80E+01	-1,16E+02	-4,00E+01
4,00E-01	-7,20E+01	-1,22E+02	-4,20E+01
4,00E-01	-7,60E+01	-1,30E+02	-4,40E+01
4,00E-01	-8,20E+01	-1,36E+02	-4,80E+01
4,00E-01	-8,80E+01	-1,38E+02	-5,00E+01
0,00E+00	-9,00E+01	-1,40E+02	-5,20E+01
0,00E+00	-9,60E+01	-1,42E+02	-5,40E+01
0,00E+00	-1,00E+02	-1,46E+02	-5,60E+01
-4,00E-01	-1,04E+02	-1,46E+02	-6,00E+01
-4,00E-01	-1,08E+02	-1,48E+02	-6,00E+01
-1,20E+00	-1,10E+02	-1,50E+02	-6,20E+01
4,00E-01	-1,14E+02	-1,50E+02	-6,40E+01
-2,80E+00	-1,20E+02	-1,52E+02	-6,40E+01
-3,60E+00	-1,24E+02	-1,52E+02	-6,80E+01
-4,40E+00	-1,24E+02	-1,50E+02	-6,60E+01
-5,60E+00	-1,28E+02	-1,52E+02	-6,60E+01
-6,80E+00	-1,32E+02	-1,50E+02	-6,60E+01
-7,99E+00	-1,38E+02	-1,46E+02	-6,80E+01
-7,99E+00	-1,40E+02	-1,38E+02	-6,40E+01
-8,79E+00	-1,40E+02	-1,34E+02	-6,80E+01
-9,60E+00	-1,40E+02	-1,30E+02	-6,60E+01



-1,00E+01	-1,40E+02	-1,22E+02	-6,60E+01
-1,00E+01	-1,42E+02	-1,10E+02	-6,40E+01
-9,60E+00	-1,44E+02	-9,80E+01	-6,60E+01
-8,79E+00	-1,46E+02	-8,60E+01	-6,40E+01
-7,59E+00	-1,48E+02	-7,40E+01	-6,20E+01
-5,60E+00	-1,48E+02	-6,20E+01	-6,00E+01
-3,60E+00	-1,48E+02	-5,00E+01	-5,80E+01
-4,00E-01	-1,48E+02	-3,60E+01	-5,60E+01
0,00E+00	-1,50E+02	-2,40E+01	-5,60E+01
4,00E-01	-1,54E+02	-1,00E+01	-5,20E+01
0,00E+00	-1,52E+02	4,00E+00	-5,20E+01
0,00E+00	-1,54E+02	1,60E+01	-4,80E+01
0,00E+00	-1,52E+02	3,00E+01	-4,60E+01
4,00E-01	-1,54E+02	4,20E+01	-4,40E+01
4,00E-01	-1,56E+02	5,20E+01	-3,80E+01
4,00E-01	-1,54E+02	6,40E+01	-3,40E+01
4,00E-01	-1,56E+02	7,60E+01	-3,00E+01
4,00E-01	-1,56E+02	8,60E+01	-2,80E+01
4,00E-01	-1,56E+02	9,80E+01	-2,40E+01
4,00E-01	-1,56E+02	1,04E+02	-2,00E+01
4,00E-01	-1,56E+02	1,12E+02	-1,60E+01
4,00E-01	-1,56E+02	1,18E+02	-1,20E+01
0,00E+00	-1,56E+02	1,24E+02	-8,00E+00
0,00E+00	-1,56E+02	1,32E+02	-4,00E+00
0,00E+00	-1,54E+02	1,38E+02	0,00E+00
4,00E-01	-1,52E+02	1,38E+02	4,00E+00
0,00E+00	-1,44E+02	1,42E+02	8,00E+00
4,00E-01	-1,42E+02	1,42E+02	1,20E+01
4,00E-01	-1,36E+02	1,44E+02	1,80E+01
4,00E-01	-1,36E+02	1,46E+02	2,00E+01
4,00E-01	-1,32E+02	1,48E+02	2,40E+01



1,60E+00	-1,30E+02	1,50E+02	3,00E+01
2,40E+00	-1,26E+02	1,50E+02	3,40E+01
3,20E+00	-1,18E+02	1,50E+02	3,60E+01
4,40E+00	-1,12E+02	1,50E+02	4,00E+01
5,20E+00	-1,06E+02	1,54E+02	4,60E+01
6,40E+00	-1,00E+02	1,52E+02	4,80E+01
7,20E+00	-9,60E+01	1,50E+02	5,20E+01
7,59E+00	-9,20E+01	1,46E+02	5,60E+01
8,40E+00	-8,40E+01	1,40E+02	6,00E+01
9,20E+00	-7,60E+01	1,34E+02	6,00E+01
1,00E+01	-7,40E+01	1,28E+02	6,20E+01
8,79E+00	-6,60E+01	1,20E+02	6,40E+01
1,00E+01	-6,20E+01	1,08E+02	6,60E+01
1,00E+01	-5,60E+01	9,60E+01	6,80E+01
8,40E+00	-5,00E+01	8,60E+01	6,80E+01
7,20E+00	-4,20E+01	7,40E+01	7,00E+01
5,20E+00	-3,60E+01	6,40E+01	7,20E+01
3,20E+00	-2,80E+01	4,80E+01	7,20E+01
-4,00E-01	-2,20E+01	3,80E+01	7,20E+01
0,00E+00	-1,60E+01	2,20E+01	7,20E+01
4,00E-01	-8,00E+00	1,00E+01	7,20E+01
4,00E-01	0,00E+00	-4,00E+00	7,20E+01
0,00E+00	6,00E+00	0,00E+00	7,20E+01
0,00E+00	1,20E+01	-1,40E+01	7,00E+01
4,00E-01	1,80E+01	-2,60E+01	6,80E+01
0,00E+00	2,60E+01	-3,80E+01	6,80E+01
0,00E+00	3,20E+01	-5,00E+01	6,60E+01
-4,00E-01	3,60E+01	-6,20E+01	6,40E+01
0,00E+00	4,20E+01	-7,40E+01	6,00E+01
0,00E+00	5,00E+01	-8,60E+01	6,00E+01
4,00E-01	5,60E+01	-9,60E+01	5,60E+01



4,00E-01	6,00E+01	-1,04E+02	5,40E+01
4,00E-01	6,60E+01	-1,12E+02	5,00E+01
4,00E-01	7,20E+01	-1,16E+02	4,80E+01
4,00E-01	7,80E+01	-1,22E+02	4,40E+01
0,00E+00	8,40E+01	-1,30E+02	4,00E+01
0,00E+00	9,00E+01	-1,36E+02	3,60E+01
0,00E+00	9,40E+01	-1,38E+02	3,20E+01
-4,00E-01	9,80E+01	-1,40E+02	3,20E+01
-4,00E-01	1,00E+02	-1,42E+02	2,80E+01
-1,20E+00	1,04E+02	-1,46E+02	2,40E+01
4,00E-01	1,10E+02	-1,46E+02	2,00E+01
-2,80E+00	1,14E+02	-1,48E+02	1,60E+01
-3,60E+00	1,16E+02	-1,50E+02	1,40E+01
-4,40E+00	1,20E+02	-1,50E+02	1,00E+01
-5,60E+00	1,24E+02	-1,52E+02	6,00E+00
-6,80E+00	1,26E+02	-1,52E+02	2,00E+00
-7,99E+00	1,30E+02	-1,50E+02	0,00E+00
-7,99E+00	1,34E+02	-1,52E+02	0,00E+00
-8,79E+00	1,38E+02	-1,50E+02	-4,00E+00
-9,60E+00	1,38E+02	-1,46E+02	-8,00E+00
-1,00E+01	1,38E+02	-1,38E+02	-1,20E+01
-1,00E+01	1,44E+02	-1,34E+02	-1,60E+01
-9,60E+00	1,44E+02	-1,30E+02	-2,40E+01
-8,79E+00	1,44E+02	-1,22E+02	-2,60E+01
-7,59E+00	1,44E+02	-1,10E+02	-2,80E+01
-5,60E+00	1,48E+02	-9,80E+01	-2,80E+01
-3,60E+00	1,46E+02	-8,60E+01	-2,80E+01
-4,00E-01	1,48E+02	-7,40E+01	-3,40E+01
0,00E+00	1,48E+02	-6,20E+01	-4,00E+01
4,00E-01	1,50E+02	-5,00E+01	-4,20E+01
0,00E+00	1,50E+02	-3,60E+01	-4,40E+01



0,00E+00	1,52E+02	-2,40E+01	-4,80E+01
0,00E+00	1,52E+02	-1,00E+01	-5,00E+01
4,00E-01	1,54E+02	4,00E+00	-5,20E+01
4,00E-01	1,56E+02	1,60E+01	-5,40E+01
4,00E-01	1,54E+02	3,00E+01	-5,60E+01
4,00E-01	1,56E+02	4,20E+01	-6,00E+01
4,00E-01	1,56E+02	5,20E+01	-6,00E+01
4,00E-01	1,56E+02	6,40E+01	-6,20E+01
4,00E-01	1,56E+02	7,60E+01	-6,40E+01
4,00E-01	1,56E+02	8,60E+01	-6,40E+01
4,00E-01	1,56E+02	9,80E+01	-6,80E+01
0,00E+00	1,58E+02	1,04E+02	-6,60E+01
0,00E+00	1,56E+02	1,12E+02	-6,60E+01
0,00E+00	1,56E+02	1,18E+02	-6,60E+01
4,00E-01	1,56E+02	1,24E+02	-6,80E+01
0,00E+00	1,52E+02	1,32E+02	-6,40E+01
4,00E-01	1,50E+02	1,38E+02	-6,80E+01
4,00E-01	1,44E+02	1,38E+02	-6,60E+01
4,00E-01	1,40E+02	1,42E+02	-6,60E+01
4,00E-01	1,40E+02	1,42E+02	-6,40E+01
1,60E+00	1,36E+02	1,44E+02	-6,60E+01
2,40E+00	1,32E+02	1,46E+02	-6,40E+01
3,20E+00	1,30E+02	1,48E+02	-6,20E+01
4,40E+00	1,22E+02	1,50E+02	-6,00E+01
5,20E+00	1,16E+02	1,50E+02	-5,80E+01
6,40E+00	1,12E+02	1,50E+02	-5,60E+01
7,20E+00	1,04E+02	1,50E+02	-5,60E+01
7,59E+00	1,00E+02	1,54E+02	-5,20E+01
8,40E+00	9,60E+01	1,52E+02	-5,20E+01
9,20E+00	9,20E+01	1,50E+02	-4,80E+01
1,00E+01	8,40E+01	1,46E+02	-4,60E+01



8,79E+00	7,80E+01	1,40E+02	-4,40E+01
1,00E+01	7,40E+01	1,34E+02	-3,80E+01
1,00E+01	6,80E+01	1,28E+02	-3,40E+01
8,40E+00	6,20E+01	1,20E+02	-3,00E+01
7,20E+00	5,60E+01	1,08E+02	-2,80E+01
5,20E+00	5,00E+01	9,60E+01	-2,40E+01
3,20E+00	4,20E+01	8,60E+01	-2,00E+01
-4,00E-01	3,40E+01	7,40E+01	-1,60E+01
0,00E+00	2,80E+01	6,40E+01	-1,20E+01
4,00E-01	2,40E+01	4,80E+01	-8,00E+00
4,00E-01	1,60E+01	3,80E+01	-4,00E+00
0,00E+00	8,00E+00	2,20E+01	0,00E+00
0,00E+00	4,00E+00	1,00E+01	4,00E+00
4,00E-01	-6,00E+00	-4,00E+00	8,00E+00

