UNIVERSIDAD DEL AZUAY

Facultad de Ciencia y Tecnología

Escuela de Ingeniería Electrónica

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL DE ARMÓNICOS PARA UN CALENTADOR SOLAR DE AGUA COMPLEMENTADO POR INDUCCIÓN

Trabajo de graduación previo a la obtención del título de

Ingeniero Electrónico

Autor:

Luis Alexander Criollo Cabrera

Director:

Francisco Eugenio Vásquez Calero

Cuenca, Ecuador

2014

RESUMEN

DISEÑO E IMPLEMENTACION DE UN SISTEMA DE CONTROL DE ARMONICOS PARA UN CALENTADOR SOLAR DE AGUA COMPLEMENTADO POR INDUCCION

El presente trabajo muestra un sistema de control de armónicos para un calentador auxiliar de agua por inducción magnética. El objetivo principal que motivó el desarrollo de este proyecto, fue, calentar agua para el consumo doméstico e industrial de manera eficiente y con bajo impacto ambiental. Además, al implementar un filtro antiarmonicos, se buscó garantizar que el uso de este sistema no perjudique a la red eléctrica publica, por la inyección de armónicos que estén fuerza del rango permitido. El sistema consta de tres etapas: Etapa de control de disparo del IGBT, etapa de potencia (inversor resonante) y control de temperatura. Para desarrollar este proyecto se utilizó un PIC 18F452 programado en ¨MPLAB IDE¨ proporcionado por ¨Microchip Technology Inc.¨. Para el control de armónicos, se calculó, diseñó y construyó, filtros pasivos. Se incluye pruebas de calentamiento a diferentes frecuencias y el cálculo de la eficiencia, que demuestran la vialidad del uso de este sistema.

PALABRAS CLAVES: Filtro Antiarmónico, Calentamiento por Inducción, Conmutación de Voltaje a Cero, Disparo de IGBT, Inducción Magnética, Cálculo de Bobinas, Paneles Solares.

DIRECTOR DE ESCUELA

INGENIERIA ELECTRÓNICA

Ing. Vásquez Calero Francisco Eugenio

DIRECTOR DEL TRABAJO DE GRADO

Ing. Vásquez Calero Francisco Eugenio

AUTOR

Luis Alexander Criollo Cabrera

ABSTRACT

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A HARMONICS CONTROL SYSTEM FOR INDUCTION SOLAR WATER HEATER

This paper shows a harmonics control system for a magnetic induction auxiliary water heater. The main objective that motivated the development of this project was to be able heat water efficiently for domestic and industrial consumption and with low environmental impact. Moreover, by implementing an anti- harmonics filter, it was sought to guarantee that the use of this system will not affect the public electricity network because of injecting harmonics that were out of range. The system consists of three stages: IGBT trigger control stage, power stage (resonant inverter) and temperature control stage. In order to develop this project we used a "PIC 18F452 programmed in MPLAB IDE "provided by "Microchip Technology Inc." Passive filters were calculated, designed and built for harmonics control. Heating runs at different frequencies and the calculation of its efficiency to show the validity of this system are included.

Keywords: Anti-harmonics Filter, Induction heating, Zero Voltage Switching, IGBT trigger up, Magnetic Induction, Coils calculator, Solar Panels

Ing. Francisco Eugenio Vásquez Calero
SCHOOL DIRECTOR

Ing. Francisco Eugenio Vásquez Calero
THESIS DIRECTOR

UNIVERSIDAD DEL AZUAY
ESCUELA Ingeniería Electrónica

Luis Alexander Criollo Cabrera
AUTHOR

UNIVERSIDAD DEL AZUAY
DPTO. IDIOMAS

Translated by,
Lic. Lourdes Crespo

ÍNDICE GENERAL

Resumen.....ii

Abstract.....iii

Índice de Contenidos.....iv

ÍNDICE GENERAL iv

INTRODUCCIÓN

CAPÍTULO1: FUNDAMENTO TEÓRICO

1.1 Energía solar 3

1.1.1 Constante de radiación solar 3

1.2 Aplicaciones de energía solar 4

1.2.1 Calentadores solares 4

1.2.2 Principios de funcionamiento de un calentador solar..... 4

1.2.3 Tipos de calentadores solares..... 5

1.3 Sistemas fotovoltaicos..... 7

1.4 Sistemas de calefacción de aire 8

1.5 Calentadores de inducción 9

1.5.1 Inducción magnética 9

1.5.2 Intensidad de campo magnético (B) 10

1.5.3 Intensidad de campo magnético en una bobina 10

1.5.4 Fuerza electromotriz en una bobina 11

1.5.5 Potencia disipada en una bobina 11

1.5.6 Permeabilidad magnética 11

1.5.7 Módulo del campo en una bobina 12

1.6 Inversores resonantes 12

1.6.1 Fuente primaria de continua 13

1.6.2 Inversor estático de alta frecuencia 14

1.6.3 Circuito resonante 14

1.6.4 Transformador de alta frecuencia 17

1.6.5 Circuito de control 17

1.6.6 Materiales a calentar 18

1.7 Topologías de inversores resonantes 18

1.7.1 Inversor Push-Pull 18

1.7.2 Inversor asimétrico 22

1.7.3 Inversor de puente completo 23

1.7.4 Inversor cuasi – resonante 25

1.8 Cálculo del condensador y la bobina del circuito tanque 25

1.9 Curvas de funcionamiento 27

1.9.1 Modos de funcionamiento 28

1.10 Control de la potencia de salida [1] 30

1.10.1 Control del voltaje continuo en la entrada del inversor 31

1.10.2 Regulación de la frecuencia de conmutación 32

1.10.3 Control por regulación de fase 32

1.10.4 Regulación de pulsos PWM 34

1.10.5 Control por modulación de pulsos o PDM 35

1.11 Métodos de conmutación de un inversor resonante (*Soft Switching*) 37

1.11.1 Conmutación de tensión a cero (ZVS) 37

1.11.2 Conmutación de corriente a cero (ZCS) 38

1.11.3 Conmutación mixta ZVS-ZCS 39

1.12 Armónicos en las redes eléctricas 40

1.12.1 Definición de armónicos 40

1.12.2 Efecto de los armónicos 41

1.12.3 Indicadores de la distorsión armónica 42

1.13 Parámetros de distorsión 45

1.14 Normas para armónicos 45

1.15 CONELEC 004/01 47

1.16 Filtros 49

1.17 Filtros armónicos 50

1.18 Clasificación de filtros 50

1.18.1 Filtro pasa bajo 51

1.18.2 Filtro pasa alto 51

1.18.3 Filtro Pasa banda 52

1.18.4 Filtro rechaza banda 52

1.19 Filtros sintonizados 53

1.19.1 Filtro de doble sintonía 56

1.19.2 Filtros amortiguados 58

CAPÍTULO2: DISEÑO DE HARDWARE Y FIRMWARE

2.1 INTRODUCCIÓN 63

2.2 Inversor resonante 63

2.3 Circuito de potencia 64

2.3.1 Fuente de corriente continua 64

2.3.2 Circuito resonante 66

2.3.3 Inversor de alta frecuencia 68

2.4 Diseño del circuito de control 69

2.4.1 Fuentes de alimentación 69

2.4.2 Control de disparo del IGBT 72

2.5 Protecciones de sobre voltaje y temperatura 77

2.6 Diseño del filtro 80

2.6.1 Cálculo del filtro para el tercer armónico 80

2.6.2 Cálculo del filtro para el quinto Armónico 97

2.7 Firmware 99

2.7.1 Diagramas de flujo del firmware utilizado 102

CAPÍTULO 3: IMPLEMENTACIÓN DE HARDWARE

3.1 Disparo del IGBT 108

al variar VAC, con el tanque auxiliar de 3L 113

3.2 Diseño de la bobina 114

3.3 Diseño del tanque auxiliar 115

3.4 Caracterización de los sensores de temperatura 118

3.5 Construcción del filtro 120

CAPÍTULO 4: PRUEBAS FUNCIONALES

4.1 Eficiencia 127

4.2 Tablas de temperatura obtenidas 128

4.3 Cálculos de la energía consumida 131

4.4 Cálculos de la cantidad de energía que se necesita para calentar 3 y 5 litros de agua. 132

4.5 Cálculos de la eficiencia del calentador auxiliar sin el filtro anti armónicos 134

4.6 Cálculo de la eficiencia del calentador auxiliar con el filtro anti armónicos 136

CONCLUSIONES **116**

RECOMENDACIONES **118**

BIBLIOGRAFÍA **119**

ANEXOS **123**

Criollo Cabrera Luis Alexander

Trabajo de Graduación

Ing. Francisco Vázquez

Enero de 2014

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE CONTROL DE ARMÓNICOS PARA UN CALENTADOR SOLAR DE AGUA COMPLEMENTADO POR INDUCCIÓN

INTRODUCCIÓN

En la actualidad, la demanda de energía, provoca que los recursos naturales usados para su generación, cada vez, sean más escasos, aumentando su costo. Además, el impacto nocivo que ha venido causando su consumo, se puede ver reflejado en las variaciones extremas del clima que se vive en muchos lugares del mundo. Es por eso, que existe la necesidad de utilizar energías que no generen un impacto nocivo para el medio ambiente y, que sus costos no sean elevados. Una de las aplicaciones de la energía es el calentamiento de agua para consumo doméstico, sanitario o industrial. Este es un proceso que se lo venía realizando mediante combustibles fósiles. Sin embargo, estos sistemas han resultado ser ineficientes desde el punto de vista del consumo energético y, con un impacto ambiental nocivo.

Los mecanismos que actualmente se utilizan para solucionar estos problemas son los calentadores solares. Dichos sistemas recién están siendo aceptados en nuestro medio, pero su rendimiento se ve afectado por el exceso de consumo o por la variación de la radiación solar, requiriendo la utilización de sistemas auxiliares. En el presente trabajo se plantea un tanque auxiliar calentado por inducción

electromagnética. El calentamiento por inducción electromagnética, es uno de los métodos más eficientes, sin embargo, el mayor inconveniente que presenta, es la inyección de armónicos hacia la red eléctrica. Por lo tanto, existe la necesidad de diseñar un sistema de control de armónicos, que garantice que su aplicación va estar dentro del rango permisible que es del 5% de Distorsión total armónica (TDH), objetivo principal de esta tesis.

CAPITULO 1

FUNDAMENTO TEÓRICO

1.1 Energía solar

La Energía solar, es el resultado de reacciones nucleares de fusión que se producen en el sol, las que convierten el hidrógeno en helio. Se transmite mediante cuantos de energía conocidos como fotones y, ondas electromagnéticas a través del espacio (Teoría Corpuscular).

Actualmente, a pesar de los diversos factores que influyen en la incidencia de los rayos solares sobre la tierra, se puede predecir la intensidad de la energía solar en un punto determinado. Se estima que el sol produce 4000 mil veces más energía de la que se consume en todo el planeta durante un año. Estudios realizados, han determinado que el sol irradia energía sobre la tierra desde hace cinco mil millones de años, y que este, aún no ha llegado ni a la mitad de su tiempo de vida estimado. Por lo tanto, se considera al sol, como una fuente de energía inagotable.

1.1.1 Constante de radiación solar

La constante de radiación solar tiene un valor aproximado de 1.367 mW/m^2 en la parte exterior de la atmosfera y, es filtrada por los gases que esta posee. Por lo tanto, a la tierra llegan las dos terceras partes de toda la energía irradiada. Las partes del mundo con mayor radiación solar están donde los rayos del sol caen de forma perpendicular.

Es importante conocer los índices de radiación que existen en las zonas en las que se quiera usar la energía solar, porque, a partir de esto se pueden realizar los cálculos y las proyecciones para las aplicaciones que se requiera. Se la puede dividir en cuatro partes:

Radiación Directa.- Es toda la radiación que proviene del disco solar; Radiación Difusa.- Está formada por las componentes de los rayos solares que han sido dispersadas por las capas de la atmósfera y las nubes; Radiación del Albedo.- Está formada por la reflexión de la radiación incidente sobre el suelo; Radiación Global.- Es la suma de las tres radiaciones antes mencionadas**.**

1.2 Aplicaciones de energía solar

La energía solar se puede utilizar en: Captadores solares térmicos, para calentamiento de agua, Sistemas de calefacción, o en paneles fotovoltaicos, para producir electricidad. A continuación, se describe detalladamente las aplicaciones antes mencionadas.

1.2.1 Calentadores solares

Son dispositivos que captan la energía de los rayos solares con el propósito de producir calor, su principal aplicación es el calentamiento de agua para uso doméstico o industrial. Si se obtiene temperaturas menores a 90ºC, se puede aplicar para calentar agua y preparar alimentos. Si se obtiene temperaturas menores a 300ºC, se puede para procesos industriales. Si se obtiene temperaturas iguales a 4000ºC o mayores, se puede aplicar para generar electricidad.

1.2.2 Principios de funcionamiento de un calentador solar

Es posible calentar agua mediante paneles solares, debido a las propiedades físicas favorables para la absorción de temperatura que esta posee. Para lograr el incremento de temperatura del agua, en el interior de los paneles solares se producen los siguientes efectos:

Principio de Convección.- Es de vital importancia que ocurra el principio de convección, porque, para garantizar que exista transferencia de calor, el líquido a calentar, tiene que estar en constante movimiento en el interior de los paneles solares utilizados.

Efecto Invernadero.- Este efecto se produce debido a que no circula aire en el interior de los paneles solares. Su objetivo es ayudar a conservar el calor la mayor cantidad de tiempo posible. Por lo tanto, es primordial que estén herméticamente sellados.

Vasos Comunicantes.- Este efecto garantiza que se mantendrá, el mismo nivel de agua en todos los tubos de cobre que se encuentran interconectados en el panel, independientemente del diámetro que estos tengan. Es por eso, que el sistema debe estar sellado para evitar pérdidas de presión.

Variación de la densidad del agua.- Con el aumento de temperatura el volumen del agua se incrementa, pero, su densidad disminuye. Esto provoca que el agua caliente se mantenga en la parte superior del colector y el agua fría en la parte inferior, produciendo lo que se conoce como termosifón, efecto que ayuda a la circulación del agua sin la necesidad de válvulas.

1.2.3 Tipos de calentadores solares

1.2.3.1 Paneles solares de colector plano

Estos paneles en su mayoría están fabricados con tubería de cobre con un diámetro de 1,2 a 1,5cm aproximadamente, pintada de color negro mate. La separación entre tubos es de 12 a 15cm normalmente, y se conectan a tubos de 2,5 cm de diámetro. Las medidas antes mencionadas son sugerencias para fabricar colectores de 1,2 x 1,2 m^2 que sirven para abastecer un hogar.

Los colectores están forrados por laminas termo aislantes, generalmente de poliuretano. La recepción de los rayos solares se lo realiza mediante materiales traslúcidos. Se sugiere que la cámara de aire formada entre el cristal y la matriz de tubos, este en el orden de los 2,5cm. Como se muestra en la figura 1.1.

Componentes:

1 Marco de aluminio

2 Placa de vidrio templado

3 Matriz de tubos de cobre

4 Cabezales de alimentación y descarga de agua

5 Aislante (poliuretano)

6 Caja de panel

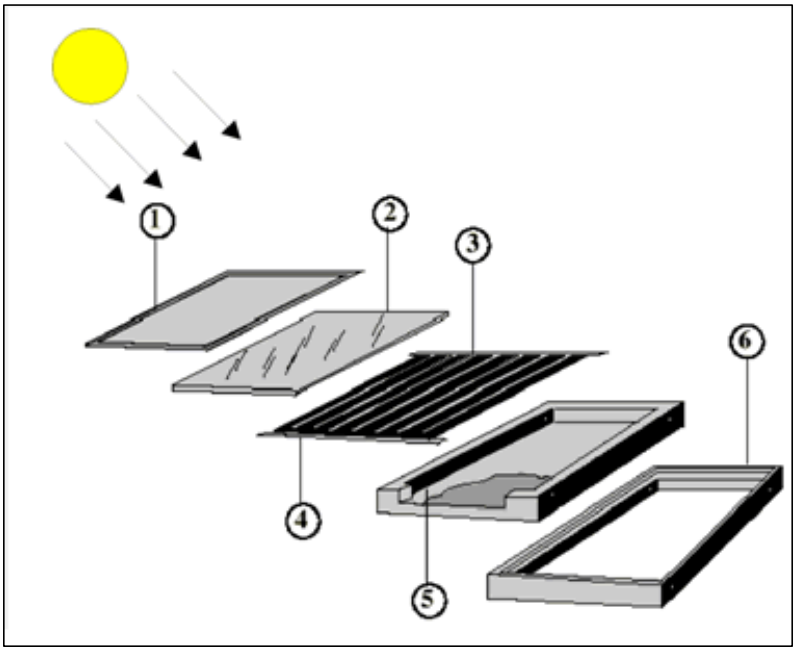


Figura 1.1 Partes de un panel Solar

(**Fuente:** http://atenloco.foro-venezuela.net/t2096-calentadores-solares)

1.2.3.2 Paneles solares de tubos al vacío

Están formados por dos tubos concéntricos, el externo de material traslucido y el interno está cubierto de material de alta absortividad, entre estos tubos se produce una cámara de vacío, lo que provoca el efecto invernadero que impide las pérdidas de calor. Utilizan también el termosifón, para la circulación de agua. Estos paneles son más eficientes que los antes mencionados, pero su costo es muchísimo mayor. Sus partes se pueden observar en la figura 1.2.

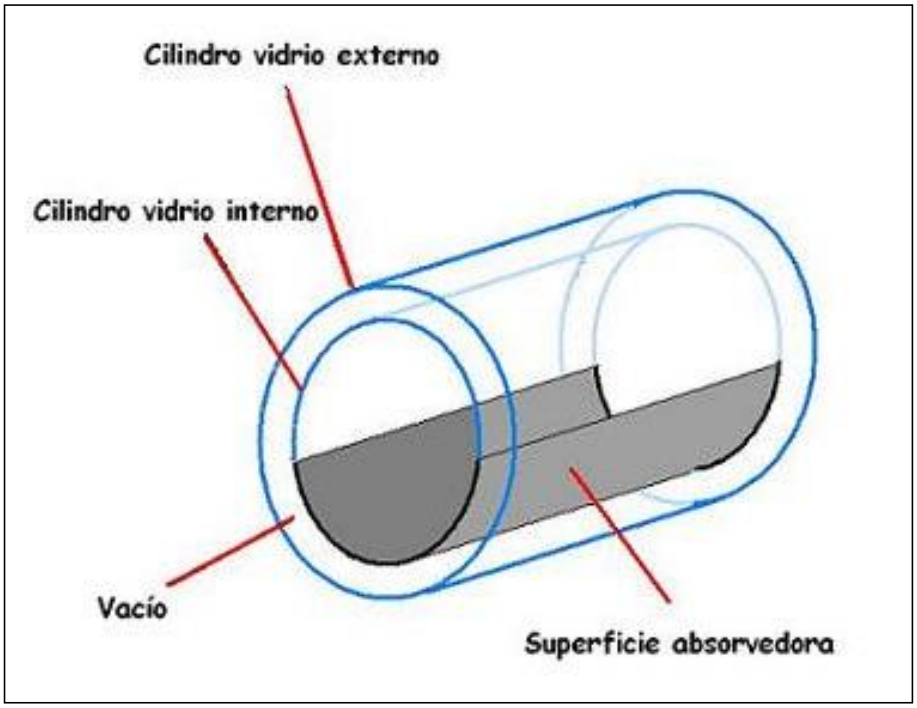


Figura 1.2 Panel Solar de Tubos al vacío

(**Fuente:** http://www.sitiosolar.com/Guia%20comprador%20calentador%20solar.htm)

1.3 Sistemas fotovoltaicos

Su función es transformar la energía solar en energía eléctrica, de una manera directa y eficiente. Tienen sistemas de almacenamiento para la energía generada y sistemas que controlan la distribución y consumo de la misma. La figura 1.3 muestra un esquema básico de un sistema fotovoltaico.

- Panel fotovoltaico
- Batería
- Regulador de carga
- Inversor
- Carga

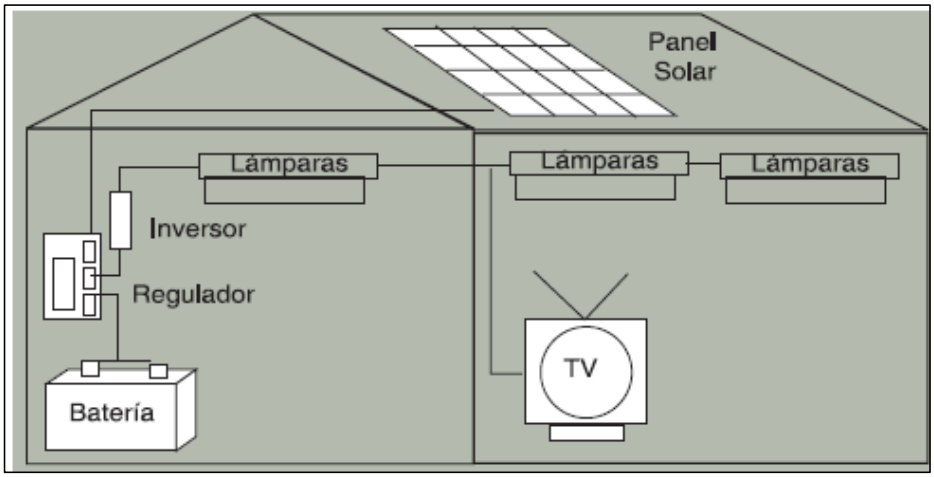


Figura 1.3 Sistemas Fotovoltaicos

(**Fuente:** http://www.monografias.com/trabajos94/sitema-fotovoltaico-y-aerogenerador/sitema-fotovoltaico-y-aerogenerador.shtml)

1.4 Sistemas de calefacción de aire

Existen diversos sistemas de calefacción de aire mediante colectores solares, su complejidad varía de acuerdo al área en la que se aplique. A continuación, se puede observar en la figura 1.4, un sistema básico de un calefactor solar. Este cuenta con un sistema de almacenamiento en lecho de guijarros, y un sistema de energía auxiliar, el modo de funcionamiento está dado por la disposición de las válvulas de distribución.

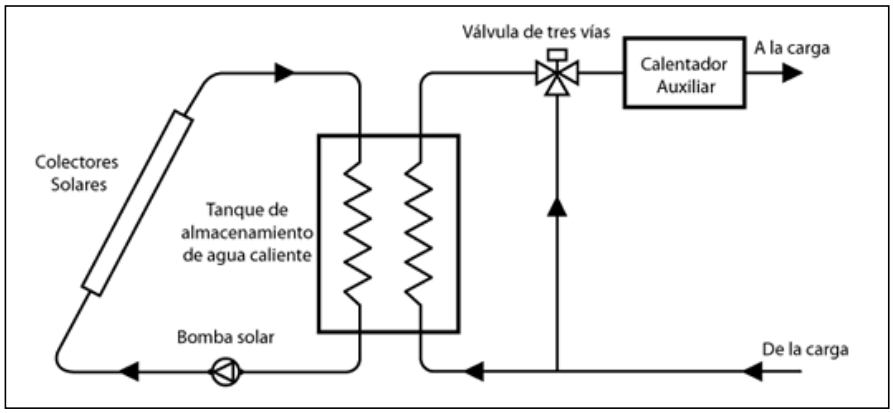


Figura 1.4 Sistemas de Calefacción de aire

(**Fuente:** http://www.textoscientificos.com/energia/solar/calefaccion-industrial)

1.5 Calentadores de inducción

1.5.1 Inducción magnética

La inducción magnética está basada en los principios de las leyes de Ampere, Faraday y el Efecto Joule. Consiste en someter a un material conductor dentro de un campo magnético variable y de amplitud considerable. El calentamiento se produce al colocar un material con propiedades ferromagnéticas como núcleo del conductor, debido a la disipación de potencia ocasionada por las corrientes de Foucault. La bobina se comporta como el devanado primario de un transformador y la pieza a calentar como el secundario, la energía para producir calor pasa por los procesos observados en la figura 1.5.

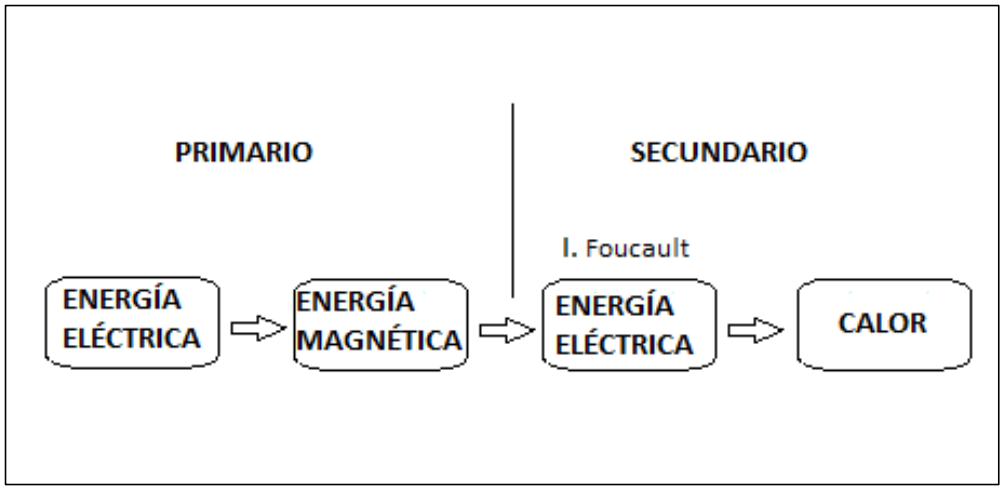


Figura 1.5 Procesos de calentamiento por inducción

1.5.2 Intensidad de campo magnético (B)

También conocida como inducción magnética, es un vector que coincide en cada punto en dirección y sentido con los de la línea de fuerza magnética. Su unidad de medida es el Tesla **(T)**.

(ec. 1.1)

$$1T = \frac{1N}{1C * 1m/s}$$

$N = Newton$

$C = Culombio$

1.5.3 Intensidad de campo magnético en una bobina

Si tenemos una Bobina de **N** espiras y una longitud **L**, por la que circula una corriente **I**, en su interior, se obtiene una intensidad de campo magnético que está dada por la ecuación.

(ec. 1.2)

$$Ni = \oint \vec{H} * \vec{dl} \cong Hl$$

Donde:

- $i = corriente\ [A]$
- $N = número\ de\ espiras$
- $L = Longitud\ del\ conductor\ [m]$
- $H = Intensidad\ del\ Campo\ Magnético$

1.5.4 Fuerza electromotriz en una bobina

Considerando que la pieza a calentar es cilíndrica de radio, longitud, resistividad y permeabilidad constante, la **f.e.m.** inducida está dada por:

$$fem = -N\frac{d\emptyset}{dt} \qquad \text{(ec. 1.3)}$$

Donde:

- $\emptyset = flujo\ magnético$ [Wb]

1.5.5 Potencia disipada en una bobina

La fuerza electromotriz inducida, genera las llamadas corrientes de Foucault en el interior de la bobina, y la potencia disipada ocasionada por éstas corrientes está dada por la siguiente ecuación.

$$P = i_F^2 \cdot R_{eq} \qquad \text{(ec. 1.4)}$$

$i_F = Corriente\ de\ Foucault$ [A]

$R_{eq} = Resistencia\ equivalente\ vista\ desde\ los\ terminales\ de\ la\ solenoide$ [Ω]

1.5.6 Permeabilidad magnética

Es el incremento en la imanación al someter un material ferromagnético, a un campo magnético, viene dada por la siguiente expresión.

$$\mu = \frac{B}{H} \qquad \text{(ec. 1.5)}$$

Donde

- $B = Inducción\ magnética\ [T]$
- $H = Campo\ aplicado\ [A/m]$

La constante de permeabilidad magnética es $\mu_o = 4\pi x 10^{-7} T\ m/A$

1.5.7 Módulo del campo en una bobina

$$B = \mu I \frac{N}{L} \qquad \textit{(ec.1.6)}$$

En donde

- $\mu = Permeabilidad\ magnética$
- $I = Corriente\ que\ circula\ por\ la\ bobina\ [A]$
- $N = Número\ de\ espiras$
- $L = Longitud\ del\ conductor\ [m]$

El valor del módulo del campo dependerá del número de espiras que tenga la bobina

1.6 Inversores resonantes

Los sistemas de calentamiento por inducción, usan convertidores AC/AC para poder tener ondas de frecuencia y amplitud variable, estas son utilizadas para alimentar el circuito de salida llamado “circuito tanque”, compuesto por una bobina y un condensador, los mismos que almacenan energía reactiva. Su característica principal es la de generar un señal de salida, ya sea, de corriente o de voltaje, con la menor cantidad de armónicos para que sea lo más sinodal posible. Están formados por las siguientes partes.

- Fuente primaria de continua
- Inversor estático de alta frecuencia
- Circuito resonante
- Transformador de alta frecuencia
- Circuito de control
- Materiales a calentar

1.6.1 Fuente primaria de continua

Genera la tensión de entrada del inversor resonante, puede ser de diferentes clases, desde una batería, o un circuito rectificado si se usa la tensión de la red. Para determinar los parámetros de un rectificador de onda completa se tienen las siguientes ecuaciones [19].

$$V_{med} = 2 \cdot Vmax/\pi \qquad \textit{(ec. 1.7)}$$

V_{med} =La media de los valores de voltaje instantáneos en un intervalo de tiempo [V]

$$V_{max} = 2 \cdot Vac \cdot \sqrt{2} \qquad \textit{(ec. 1.8)}$$

V_{max} =Voltaje Pico – Pico

$$I_{med} = V_{med}/R \qquad \textit{(ec. 1.9)}$$

I_{med} =Valor medio de la intensidad obtenido mediante la ley de Ohm [A]

1.6.2 Inversor estático de alta frecuencia

Comprende los dispositivos utilizados para la conmutación y generación de altas frecuencias, estos pueden ser transistores bipolares BJT, Darlington y MOSFET, o semiconductores de potencia IGBT. Manejan la tensión o corriente que ingresa al circuito tanque, por lo tanto, existen diferentes técnicas de control de disparo, para disminuir las pérdidas por conmutación.

1.6.3 Circuito resonante

Consta de una bobina y un condensador que almacenan energía magnética y energía eléctrica respectivamente, provee de corriente y tensión permanente a la carga. Existen tres configuraciones de este circuito que son: LC Serie, LC Paralelo y LCC Serie-Paralelo. En esta tesis se utiliza la configuración LC paralelo, la misma que se describe a continuación.

1.6.3.1 Circuito LC paralelo

El circuito LC paralelo permite que el filtrado del tercer armónico, sea mejor que el filtrado de la configuración LC serie y la corriente que maneja es mayor. En la figura 1.6 se puede observar las ondas de tensión de salida y, en la figura 1.7 el factor de distorsión del tercer armónico en función n de $\boldsymbol{\varrho_p}$. A continuación, se presentan las ecuaciones que describen esta configuración.

Tensión de salida

$$|M_s| = \frac{1}{\sqrt{\frac{\Omega^2}{\varrho_p^2} + (\Omega^2 - 1)^2}} \qquad \textit{(ec. 1.10)}$$

Factor de distorsión del armónico de orden n:

(ec. 1.11)

$$FDn(\%) = \left[\frac{\left(\frac{\Omega}{\varrho_p}\right)^2 + (\Omega^2 - 1)^2}{\left(\frac{n\Omega}{\varrho_p}\right)^2 + (n^2\Omega^2 - 1)^2}\right]^{1/2} x \frac{100}{n}$$

Corriente de Entrada

(ec. 1.12)

$$|J_e| = \sqrt{\frac{1 + \varrho_p^2\Omega^2}{\Omega^2 + \varrho_p^2(\Omega^2 - 1)^2}}$$

Ángulo de Fase de la corriente de entrada:

(ec. 1.13)

$$\varphi_e = arctg\frac{-1}{\Omega\varrho_p} - arctg\left[\varrho_p\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)\right]$$

En donde $V_E = V_{base}$

(ec. 1.14)

$$Z_{base} = \sqrt{L/C_p}$$

(ec. 1.15)

$$\omega_{base} = 1/\sqrt{LC_p}$$

$M_s = \dfrac{V_s}{V_{base}}$ $Tensión\ de\ salida\ Normalizada\ [V]$

$J_E = I_E/I_{base}$ $Corriente\ de\ entrada\ Normalizada\ (I_{base} = V_{base}/Z_{base})\ [A]$

$\Omega = \omega/\omega_{base}$ $Frecuencia\ ángular\ normalizada$

$\varrho_p = R/Z_{base}$ $Carga\ Normalizada$

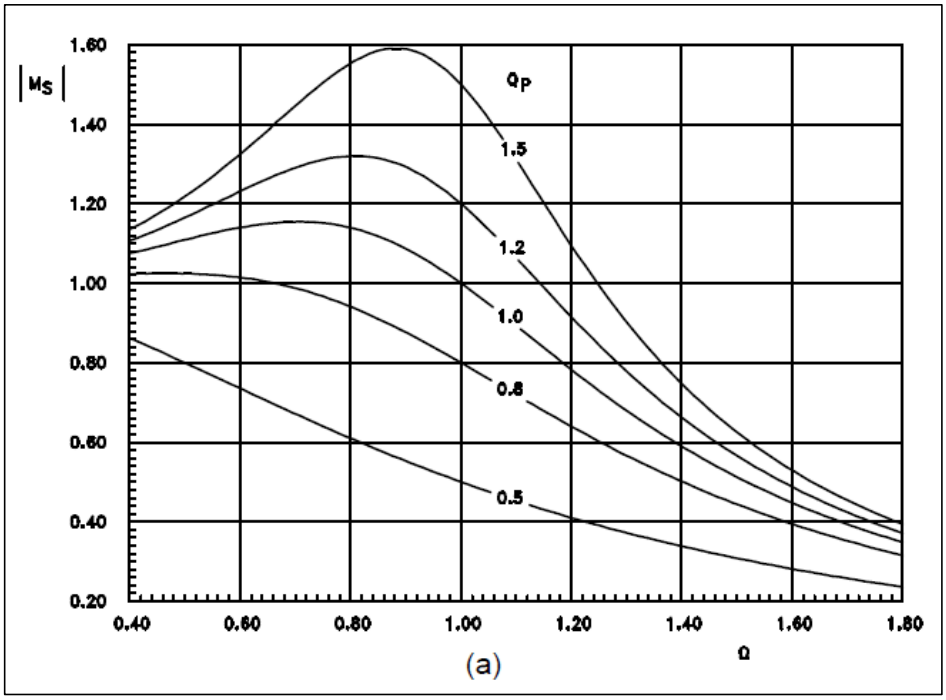


Figura 1.6 Tensión de salida

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

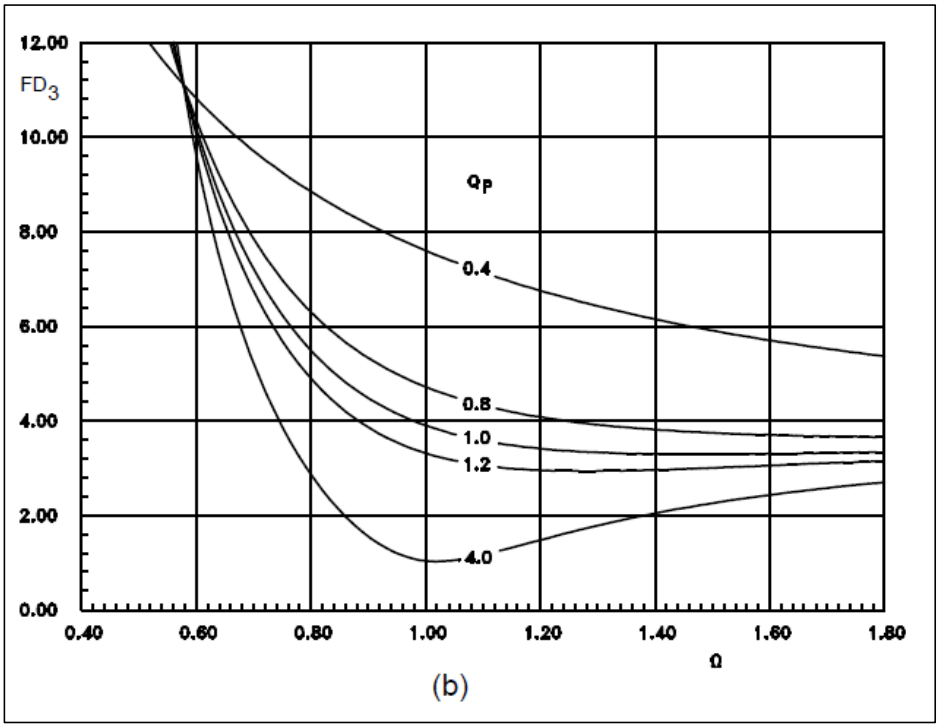


Figura 1.7 Factor de distorsión del tercer armónico

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.6.4 Transformador de alta frecuencia

El transformador de alta frecuencia se lo utiliza generalmente, en el caso de necesitar aislamiento galvánico entre la entrada y salida del inversor resonante. También, se lo utiliza cuando se requiere generar un cambio en el voltaje de ingreso con el propósito de reducirlo o ampliarlo.

1.6.5 Circuito de control

EL circuito de control cumple la función de generar las señales para el disparo de los conmutadores. Además, regula la tensión y corriente del circuito de potencia y recibe las señales de alarmas de sobre voltaje, temperatura, corriente, que pueden existir durante el funcionamiento.

1.6.6 Materiales a calentar

Los materiales a calentar deben tener propiedades ferromagnéticas, esto quiere decir, que tengan magnetismos fuertes, como por ejemplo: el hierro, cobalto, níquel etc. El magnetismo en estos materiales se da, debido al campo magnético generado por el movimiento de rotación de los electrones, este campo no tiene una dirección establecida, sin embargo, al ser sometido a un campo magnético externo, este adopta su dirección intensificando su fuerza significativamente. Estos materiales pueden volverse paramagnéticos, si su temperatura es mayor a la temperatura de Curie $\boldsymbol{T_C(k)}$. En la figura 1.8 se puede observar la temperatura de Curie para algunas substancias.

MATERIAL	Tc(k)	MATERIAL	Tc(K)
Fe	*1043*	Cu_2MnIn	*500*
Co	*1388*	*EuO*	*77*
Ni	*627*	*EuS*	*16,5*
Gd	*293*	*MnAs*	*318*
Dy	*85*	*MnBi*	*670*
$CrBr_3$	*37*	$GdCl_3$	*2,2*
Au_2MnAl	*200*	Fe_2B	*1015*
Cu_2MnAl	*630*	*MnB*	*578*

Figura 1.8 Materiales ferromagnéticos

1.7 Topologías de inversores resonantes

1.7.1 Inversor Push-Pull

Se utiliza en el caso de tener tensiones bajas en la entrada, requiere el uso de un transformador elevador. Tiene la desventaja, de que, a la tensión de entrada, se suma el valor reflejado en el primario del transformador, provocando que los transistores tengan que soportar el doble de la tensión. Sin embargo, permite la posibilidad de regular la amplitud de la onda de salida, en función de la relación de espiras del transformador. En la figura 1.9 se muestra el diagrama de un inversor Push – Pull y en la figura 1.10 las ondas de salida.

El flujo máximo del transformador está dado por:

$$E = N_1 \frac{d\emptyset}{dt} \qquad \textit{(ec.1.16)}$$

Integrando tenemos que

$$\emptyset_{max} = \frac{1}{4} \frac{E}{N_1 f} \qquad \textit{(ec.1.17)}$$

Donde

- $N_1 = Número\ de\ espiras\ de\ los\ devanados\ primarios$
- $f = Frecuencia\ de\ conmutación[Hz]$

Ecuación para el diseño del transformador

$$N_1 = \frac{1}{4} \frac{E}{B_m A_e f} \qquad \textit{(ec.1.18)}$$

Donde

- $B_m = Inducción\ máxima$
- $A_e = Sección\ efectiva$

A

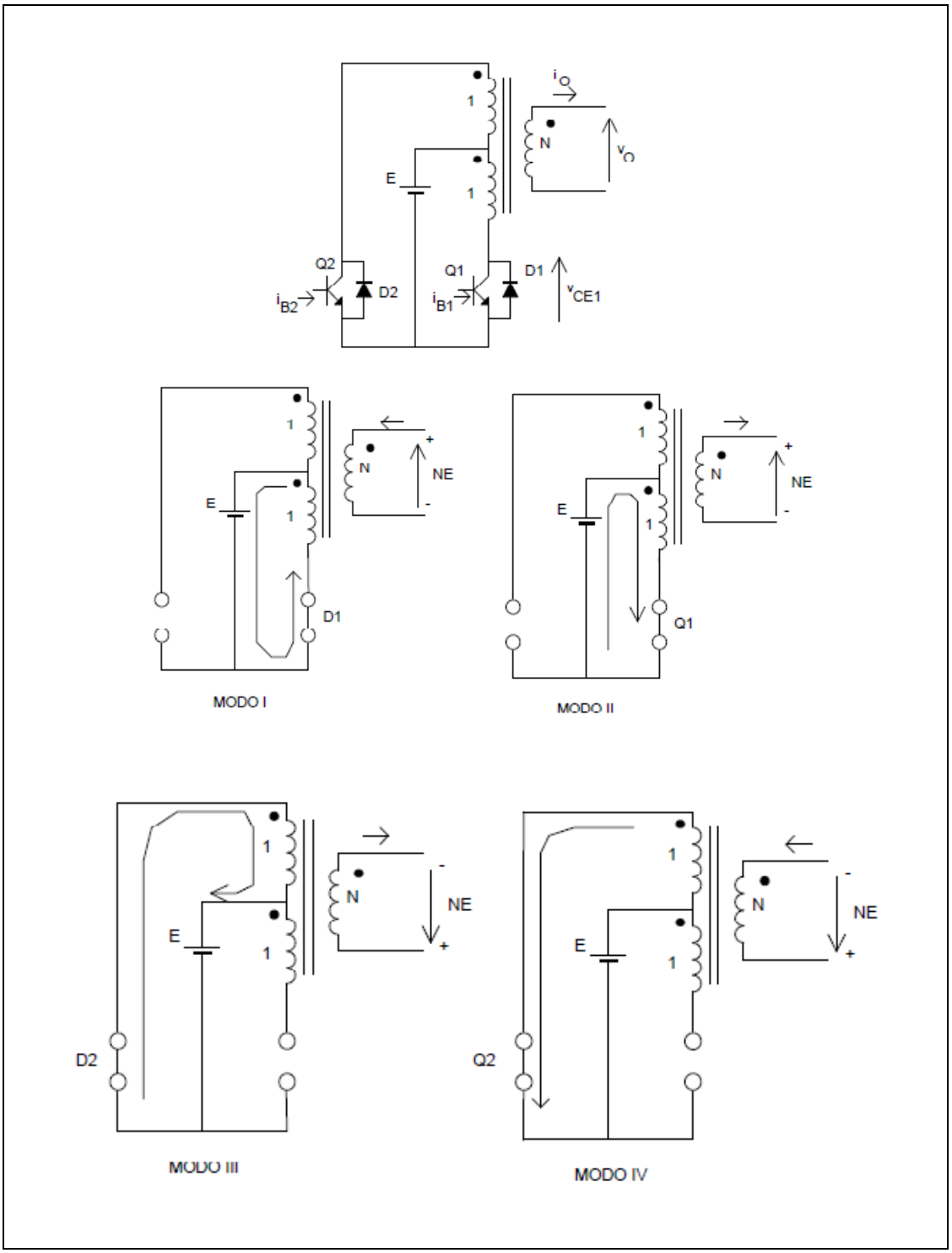


Figura 1.9 Diagrama de un inversor Push-Pull.

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

B

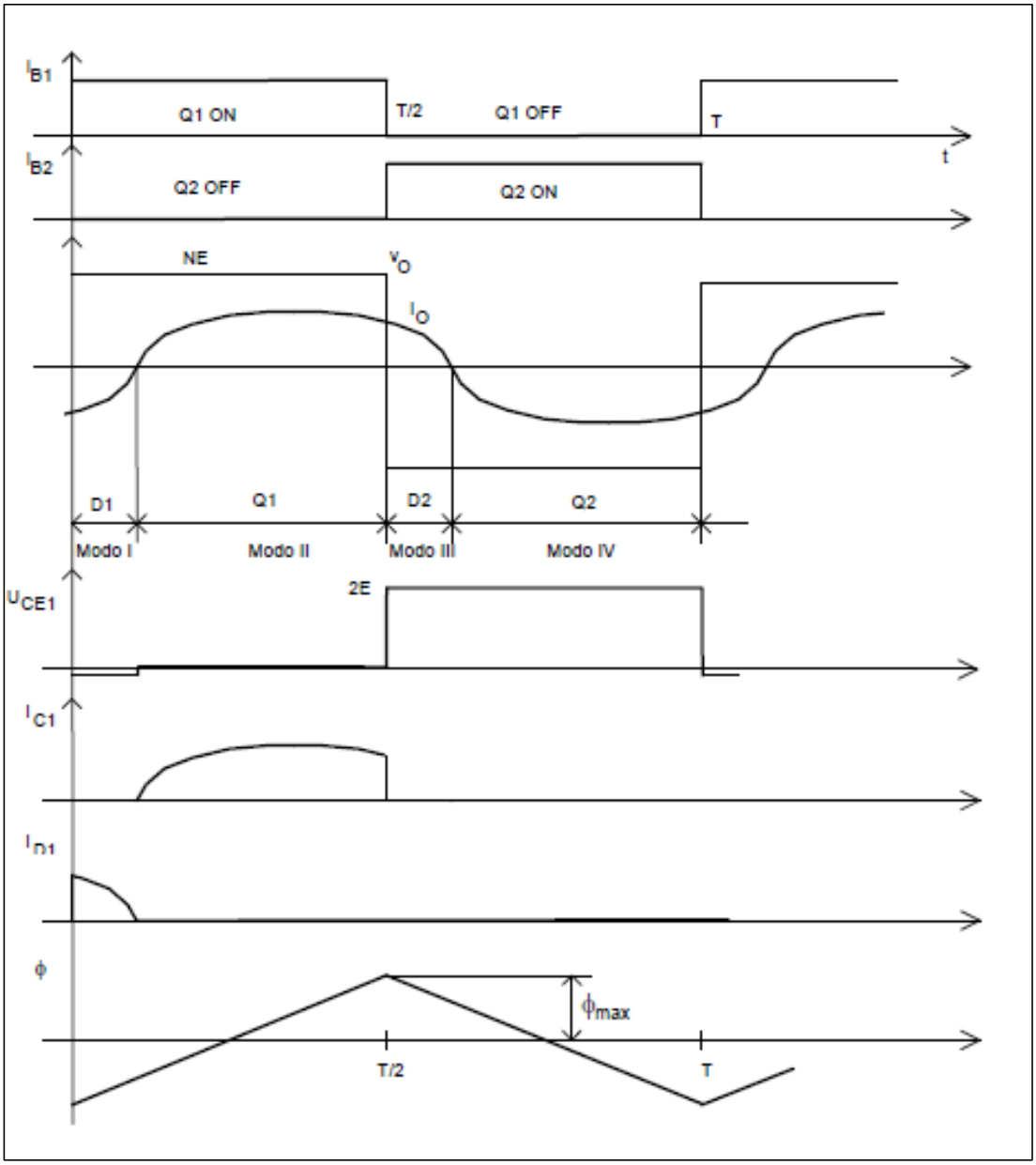


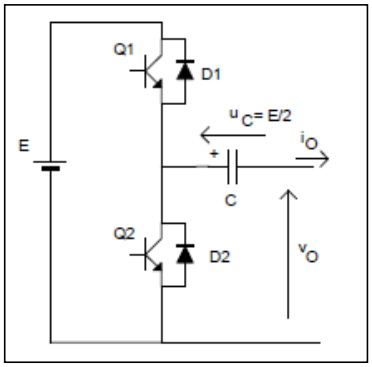
Figura 1.10 Forma de ondas de salida

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.7.2 Inversor asimétrico

Es utilizado en la implementación de inversores auto oscilantes, consta de dos interruptores y genera una onda de salida que tiene la misma polaridad. La tensión de alimentación del tanque resonante es igual a la mitad de la tensión de ingreso. Tiene un condensador en serie al tanque resonante, el mismo que, debe ser de valor elevado para disminuir el rizado y, su resistencia debe ser pequeña. Su diagrama y forma de onda de salida se puede observar en la figura 1.11.

A.



B.

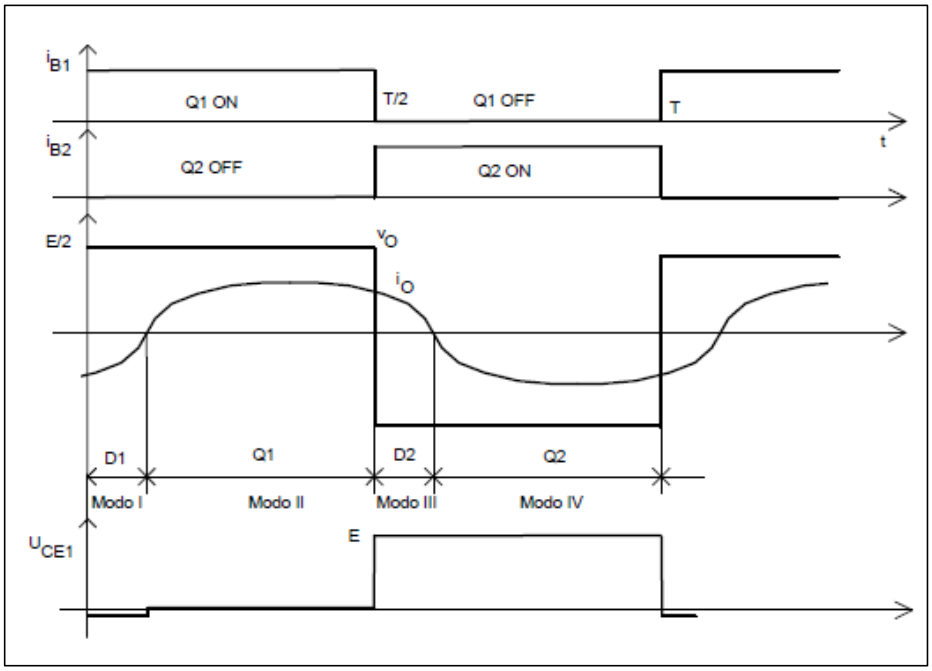


Figura 1.11 Esquema de un Inversor Asimétrico (A) y Formas de Onda de salida (B)

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.3.3.3 Inversor en medio puente

Su funcionamiento es similar al inversor asimétrico, tiene dos condensadores, los que crean un punto de tensión flotante igual a la mitad de la tensión de entrada. Estos condensadores deben ser capaces de suministrar la energía necesaria en cada ciclo de conmutación. Las ondas de salida son las mismas que las del inversor asimétrico, el esquema se puede observar en la figura 1.12.

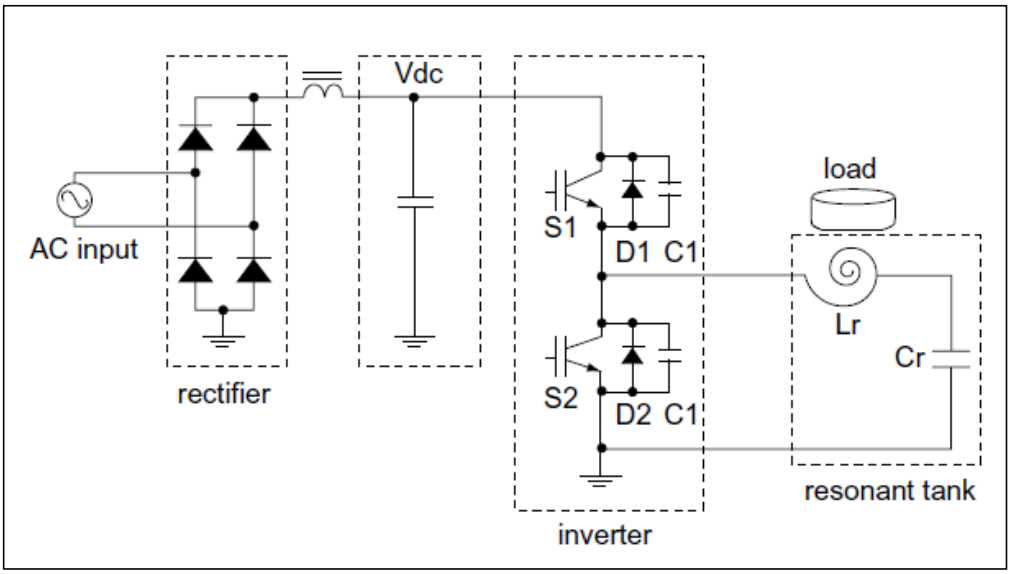


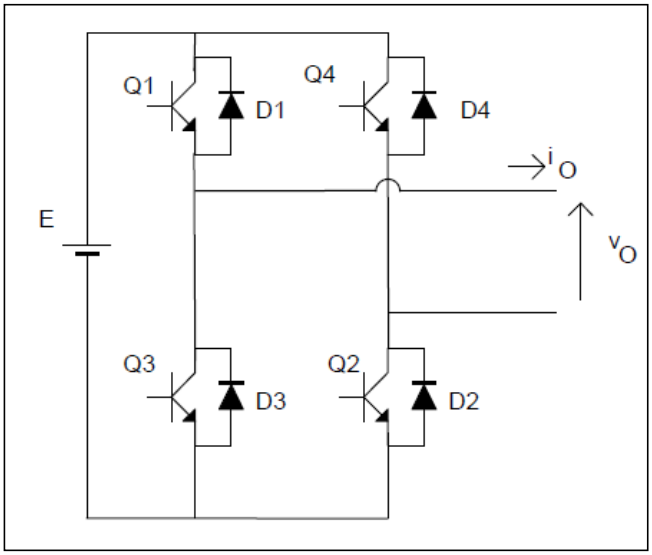
Figura 1.12 Esquema de un Inversor en medio Puente

(**Fuente:** http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf)

1.7.3 Inversor de puente completo

Se aplica en el caso de requerir potencias elevadas, consta de cuatro interruptores, estos generan una onda cuadrada del doble de amplitud que los inversores antes mencionados, la potencia de salida también se multiplica por 4. El valor eficaz del voltaje en el circuito resonante, es regulado con la modulación de la señal de salida. Su esquema y forma de onda se puede observar en la figura 1.13.

A.



B.

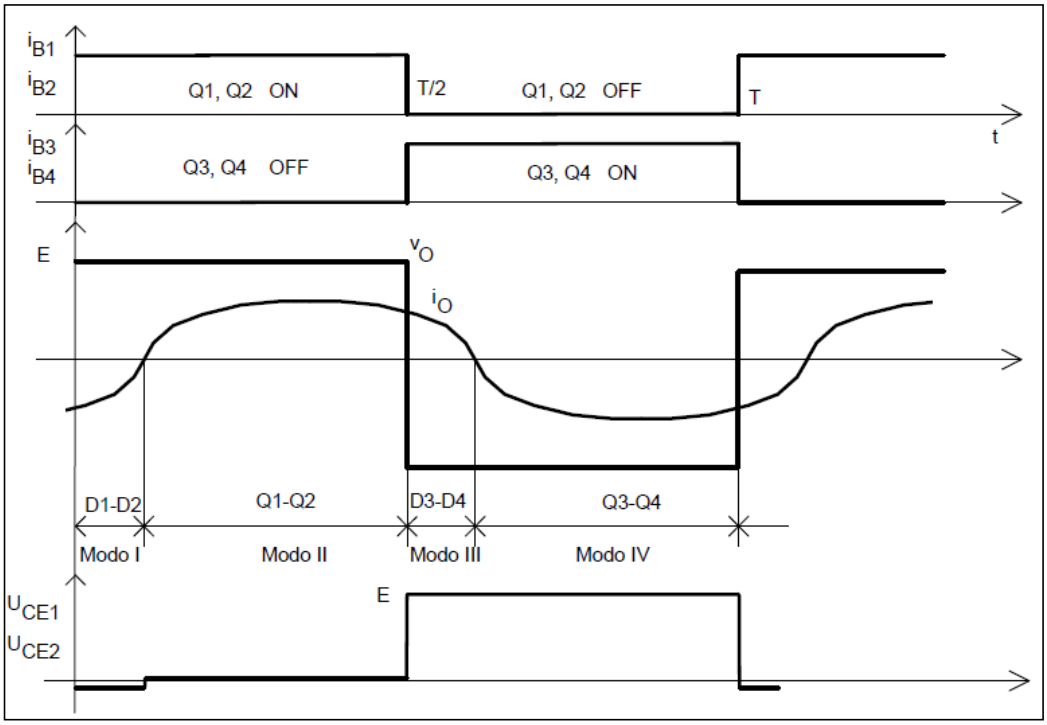


Figura 1.13 Esquema de un Inversor en Puente Completo (A) y formas de onda de salida (B)

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.7.4 Inversor cuasi – resonante

Son considerados como circuitos híbridos de convertidores **PWM** y convertidores resonantes. Los conmutadores de potencia son accionados mediante las técnicas de conmutación **ZCS** (*conmutación de corriente a cero)* y, **ZVS** (*conmutación de voltaje a cero*). Pueden ser de media onda **(HW)** o, de onda completa **(FW).** El esquema se puede observar en la figura 1.14.

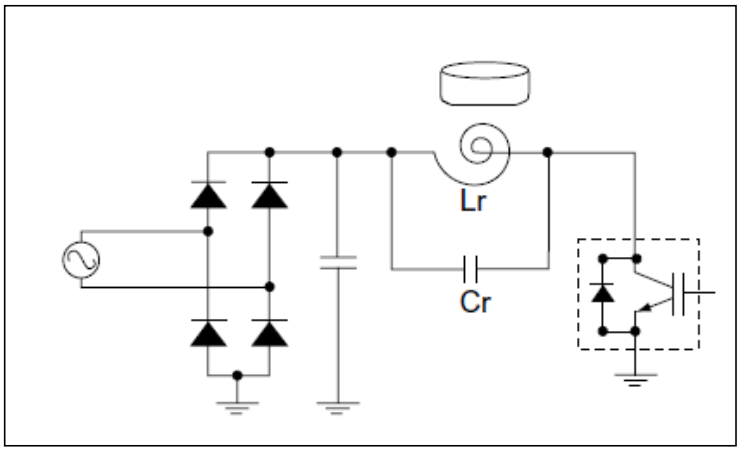


Figura 1.14 Esquema de un Inversor Cuasi-resonante

(**Fuente:** http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf)

1.8 Cálculo del condensador y la bobina del circuito tanque

Condensador

Primero es necesario determinar la corriente de resonancia, por lo tanto se tiene que:

$$I = \frac{2\pi P}{V_{ef}} \qquad \textit{(ec.1.19)}$$

- $P = Potencia\ de\ funcionamiento\ [W]$
- $V_{ef} = Voltaje\ de\ Alimetación [V]$

Usando la corriente (I) determinada por la formula tenemos:

$$C = \frac{I}{2\pi f_c V_{ef}} \qquad \textit{(ec.1.20)}$$

- $f_c = Frecuencia\ de\ resonancia\ [Hz]$

Bobina

Usando el valor de condensador obtenido con la ecuación se puede determinar el valor de la bobina:

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} \qquad \textit{(ec.1.21)}$$

La energía almacenada en la Bobina y en el Condensador durante cada ciclo, está dada por las siguientes formulas respectivamente:

$$E_L = \frac{1}{2} L i^2 = L I^2 sen^2 \omega t [J] \qquad \textit{(ec. 1.22)}$$

$$E_c = \frac{1}{2} C V_C^2 = L I^2 cos^2 \omega t\ [J] \qquad \textit{(ec.1.23)}$$

1.9 Curvas de funcionamiento

El circuito equivalente del inversor Cuasi-resonante utilizado en esta tesis es el que se muestra en la figura 1.15. El mismo que tiene cuatro modos de funcionamiento en un ciclo de trabajo, estos son descritos a continuación. La señal en el Gate del IGBT **(Vge)**, la onda de corriente en la bobina **(iL)** y, el voltaje en el Condensador **(Vc)**, se pueden observar en la figura 1.16.

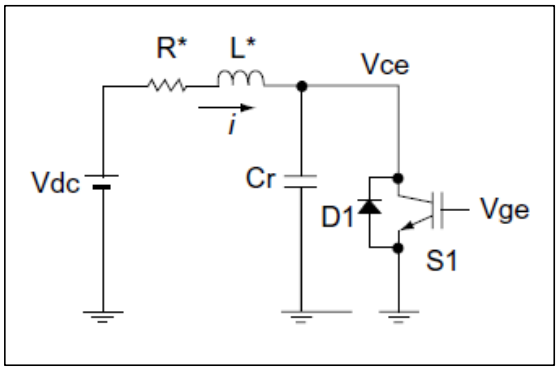


Figura 1.15 Circuito equivalente del Inversor Cuasi-resonante

(**Fuente:** http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf)

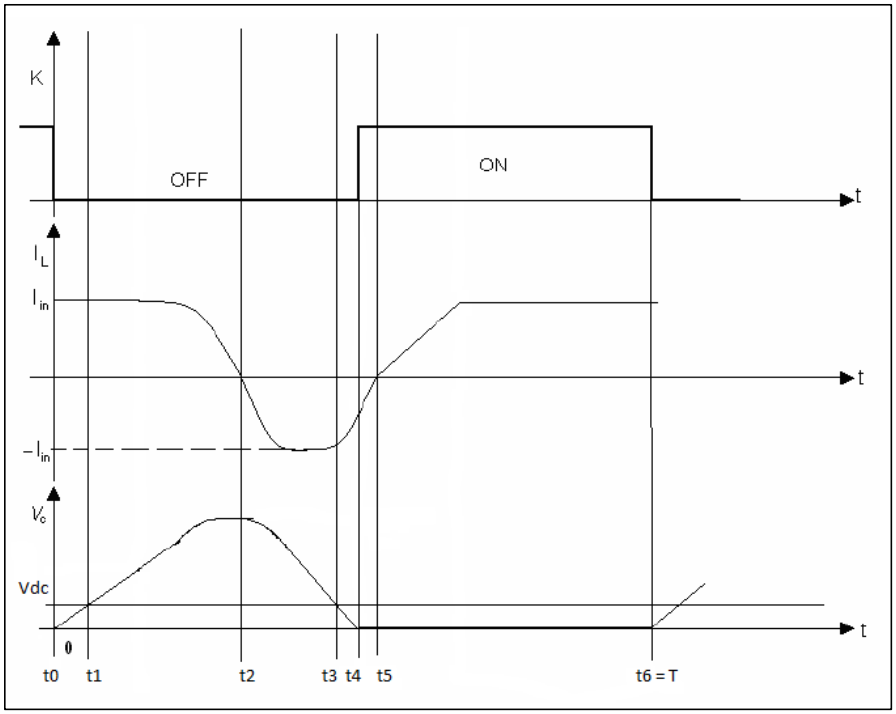


Figura 1.16 Formas de onda de salida de un inversor Cuasi-resonante

1.9.1 Modos de funcionamiento

Modo 1 $(t_0 - t_1)$

Cuando la corriente alcanza su punto más alto el IGBT se abre (off) y se producen pérdidas por apagado. El voltaje Vce crece a través de Cr hasta llegar al valor de Vdc en t_1. Como Vdc es mayor que el voltaje de resonancia, la energía almacenada en la bobina comienza a transferirse a Cr, como se muestra en la figura 1.17.

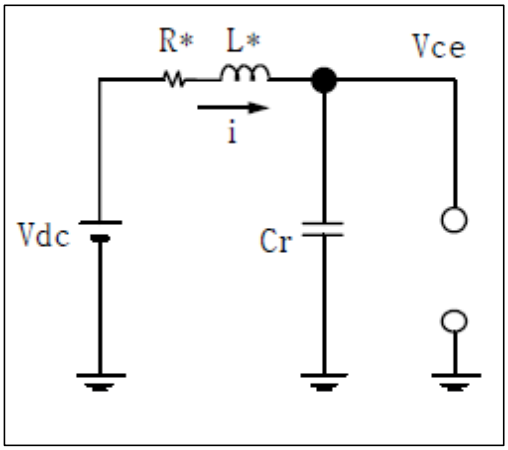


Figura 1.17 Inversor Cuasi-resonante Modo 1

(**Fuente:** http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf)

Modo 2 $(t_1 - t_4)$

Después de t_1, Vdc es menor que el Vce, por lo tanto, la corriente disminuye hasta cero en el tiempo t_2, y el voltaje de resonancia es máximo, completándose la transferencia de energía almacenada en la bobina. Después de t_2, la corriente se invierte y llega a su mínimo valor en t_3 , el condensador se comienza a descargar, enviando su energía a la bobina. En t_3 El Vce es igual a Vdc llegando a cero en t_4, completándose así la descarga. El circuito equivalente se muestra en la figura 1.18.

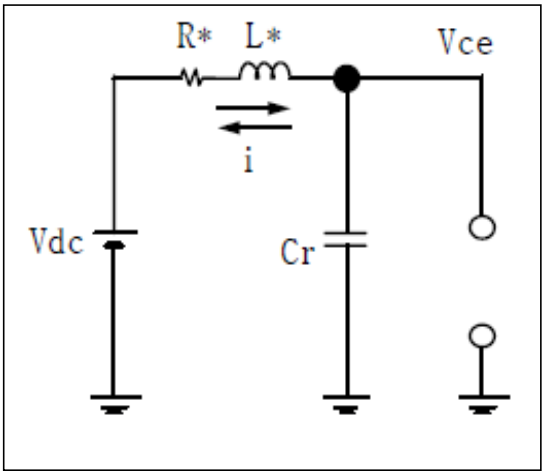


Figura 1.18 Inversor Cuasi-resonante Modo 2

(**Fuente:** http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf)

Modo 3 $(t_4 - t_5)$

EL modo 3 inicia después que ocurre el tiempo t_4, en el instante en que el diodo de retroalimentación o volante D1 conduce y el IGBT se cierra durante todo este tiempo, la corriente fluye a través de la bobina **L** en el sentido que indica la flecha, como se puede observar en la figura 1.19.

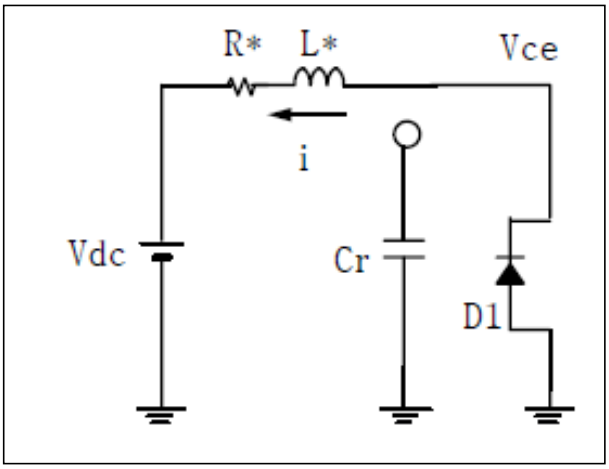


Figura 1.19 Inversor Cuasi-resonante Modo 3

(**Fuente:** http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf)

Modo 4 $(t_5 - t_6)$

En este instante de tiempo la bobina comienza a almacenar energía hasta llegar a si nivel más alto en t_6 y, el IGBT se abre regresando al modo inicial 1, como se indica en la figura 1.20. El nivel del voltaje de resonancia está directamente relacionado con el ciclo de trabajo (*duty cicle*) por lo tanto, este se puede variar manipulando este parámetro.

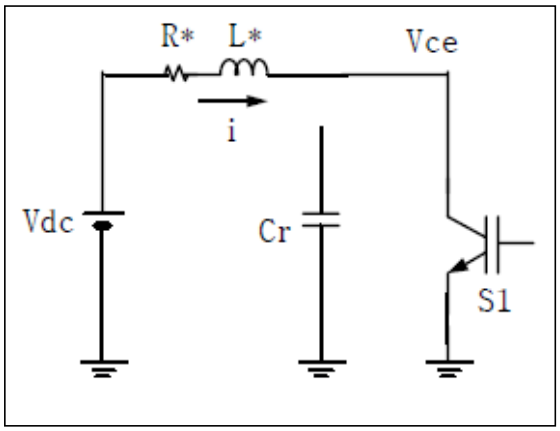


Figura 1.20 Inversor Cuasi-resonante Modo 4

(**Fuente:** http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf)

1.10 Control de la potencia de salida [1]

La potencia de salida de los inversores resonantes puede ser regulada mediante las siguientes técnicas:

- Control del voltaje continuo de la entrada del inversor
- Regulación de la frecuencia de conmutación
- Control por deslizamiento de fase
- Regulación de pulsos PWM
- Modulación de densidad de pulsos PDM

1.10.1 Control del voltaje continuo en la entrada del inversor

La tensión continua de entrada es directamente proporcional, a la tensión de salida del inversor. Por lo tanto, se usa sistemas que permitan regular la tensión de ingreso. Esta técnica de control implica la reducción del rendimiento total del circuito y un costo adicional. En las figuras 1.21, 1.22, y 1.23 respectivamente, se puede apreciar los siguientes ejemplos: a) Sistema con rectificador controlado. b) Convertidor CC-CC Conmutado a frecuencia independiente y c) Convertidor Elevador.

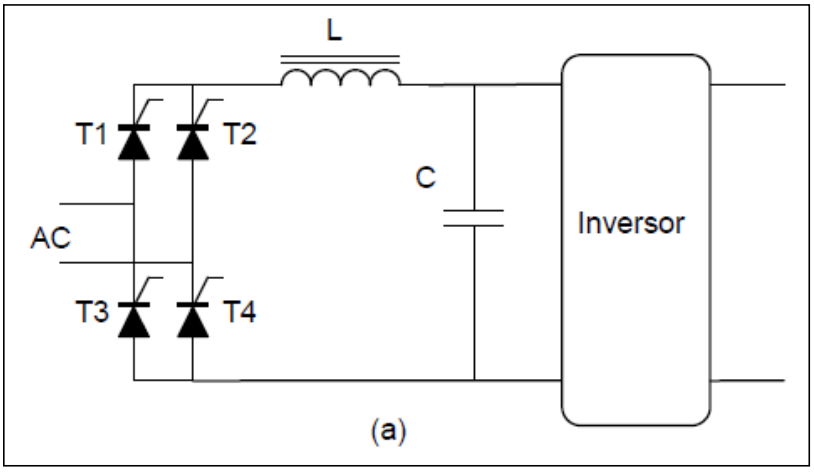


Figura 1.21 Sistema con Rectificador Controlado

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

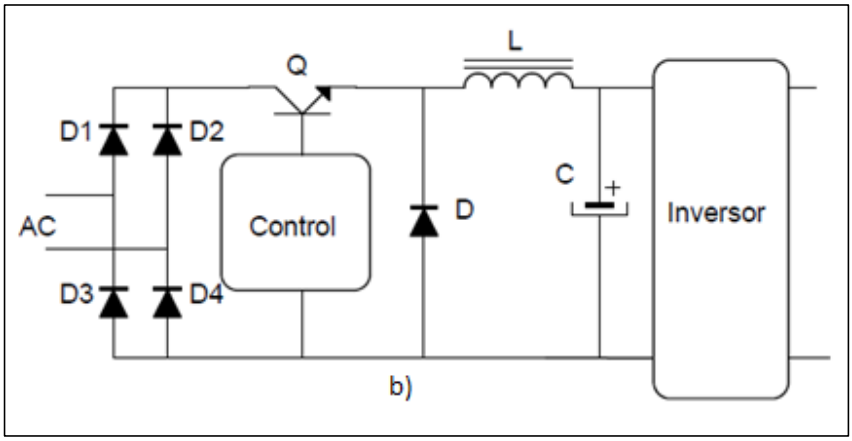


Figura 1.22 Convertidor CC - CC Conmutado a frecuencia independiente

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

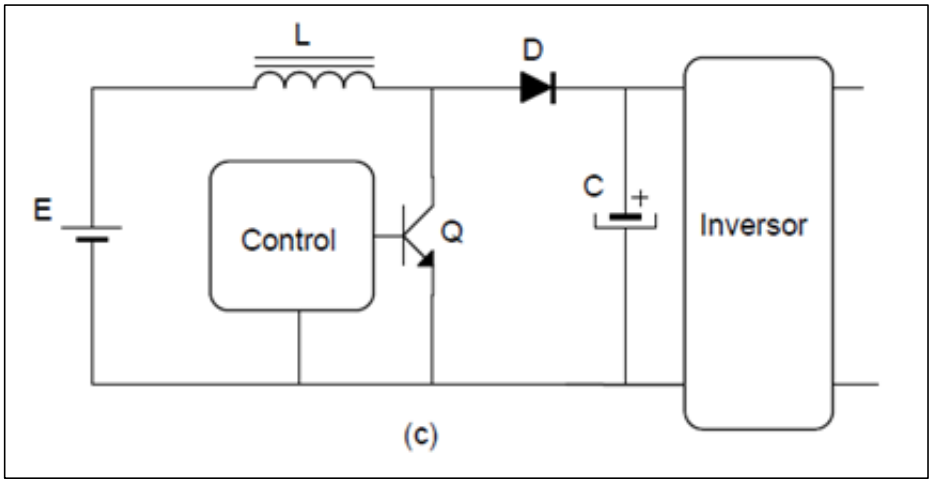


Figura 1.23 Convertidor Elevador

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.10.2 Regulación de la frecuencia de conmutación

Consiste en regular la potencia de salida, mediante la regulación de la frecuencia de conmutación, y es posible lograr este control porque el equivalente Thevenin del circuito, depende de la frecuencia. Para poder desarrollar este tipo de control, es necesario que el circuito tanque este diseñado para que funcione en toda la gama de frecuencias.

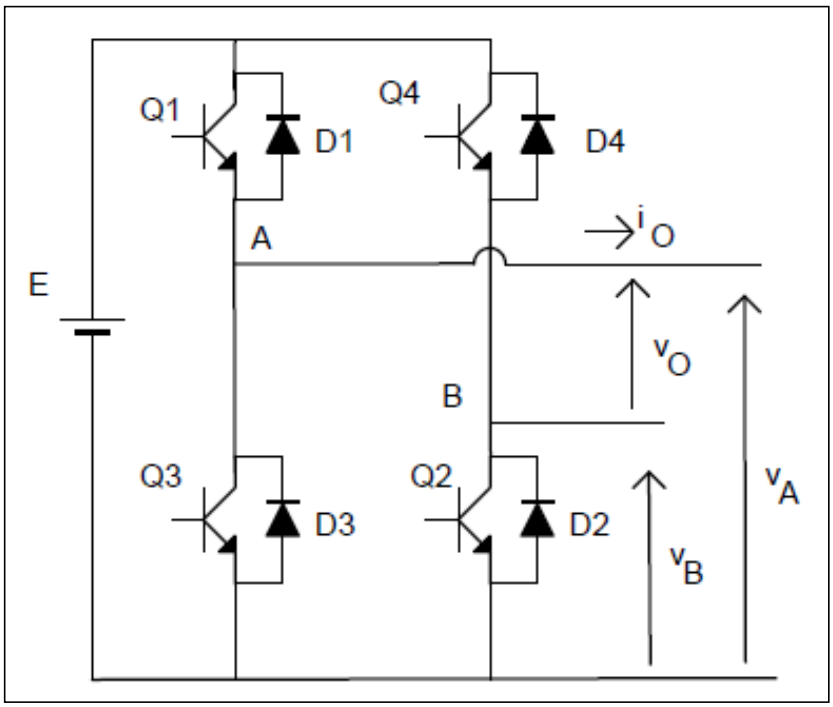
1.10.3 Control por regulación de fase

Consiste en variar el valor eficaz mediante la conmutación adecuada de los interruptores, de tal manera, que no se entregue todo el tiempo la tensión a la entrada del inversor, cortocircuitando la carga en ciertos intervalos. Este control es aplicado en inversores de puente completo. El valor eficaz está dado por la integral de la forma de onda de la salida. La figura 1.24 muestra su esquema y las formas de onda características de este control.

Valor Eficaz

$$V_o = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{DT/2} E^2 dt} = E\sqrt{D} \qquad \textit{(ec.1.24)}$$

A.



B.

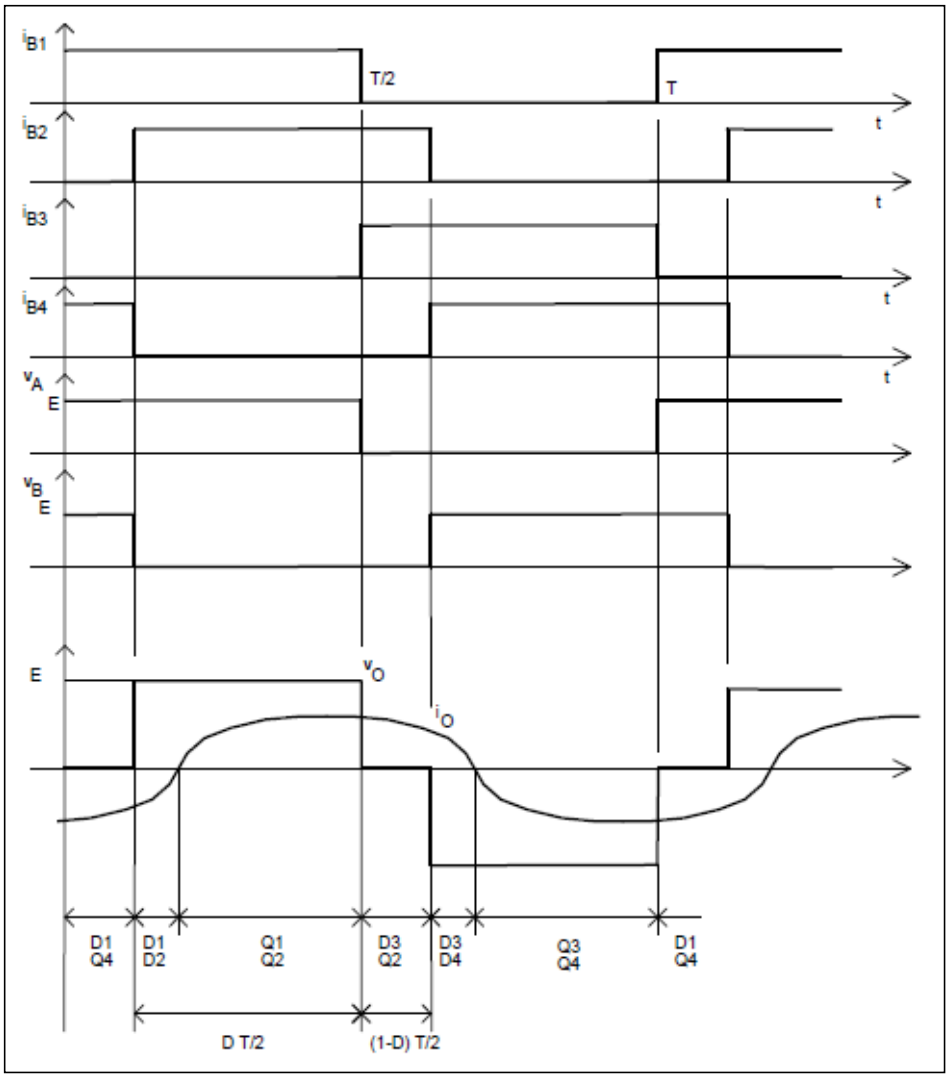


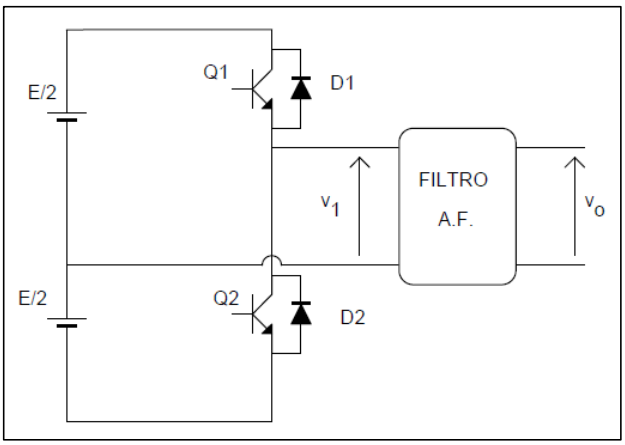
Figura 1.24 Inversor de control por regulación de fase (A) y formas de onda de salida (B)

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.10.4 Regulación de pulsos PWM

Se realiza una modulación de ciclo de trabajo de la onda de salida, y se obtiene que, la tensión media en cada periodo de conmutación es proporcional a la onda modelo que se desea obtener. La modulación se obtiene de la comparación de la onda modelo con una onda triangular de alta frecuencia, como se muestra en la figura 1.25. Este método presenta el inconveniente de que es necesario trabajar a elevadas frecuencias de conmutación y, como las pérdidas por conmutación son directamente proporcionales a la frecuencia, su rendimiento se ve afectado.

A.



B.

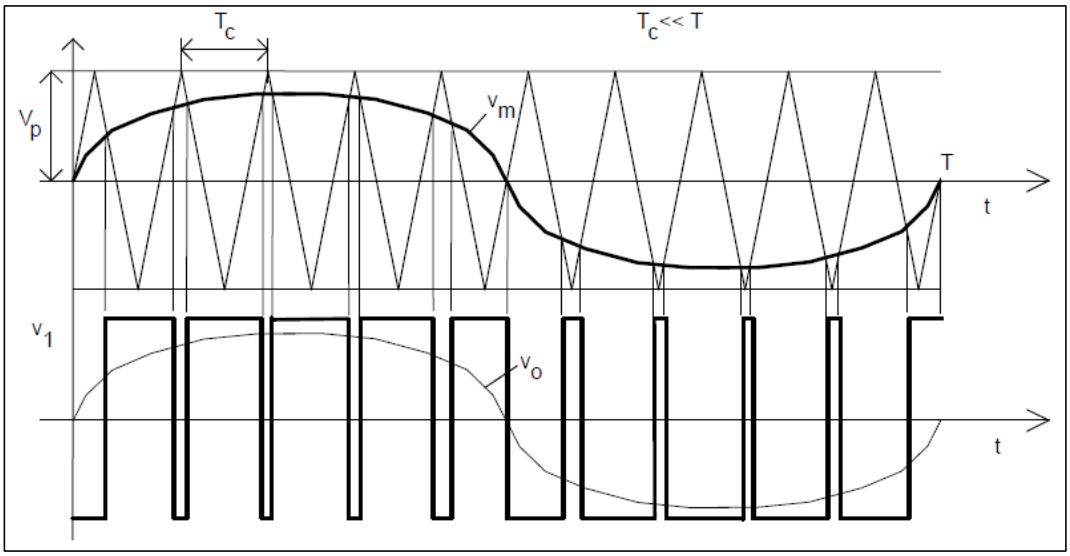


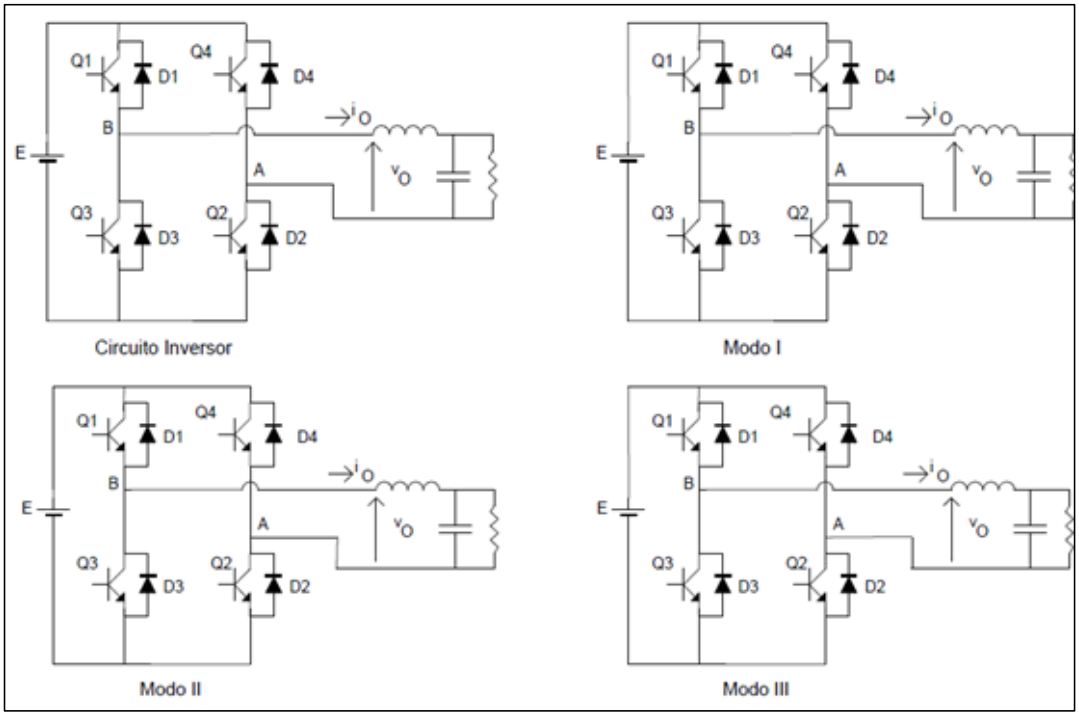
Figura 1.25 Inversor controlado por regulación de pulsos PWM (A) y ondas de salida (B)

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.10.5 Control por modulación de pulsos o PDM

Se caracteriza por tener alta precisión en el control de la potencia de salida, tiene tres modos de funcionamiento. Durante el modo tres se disparan los dos interruptores Q2 y Q3, la corriente resonante circula en los dos sentidos y, se aplica tensión cero al inversor. La figura 1.26, muestra un caso en el que la densidad de pulsos es de ¾, esto quiere decir, que el valor eficaz de la onda de salida es ¾ del valor máximo posible.

A.



B.

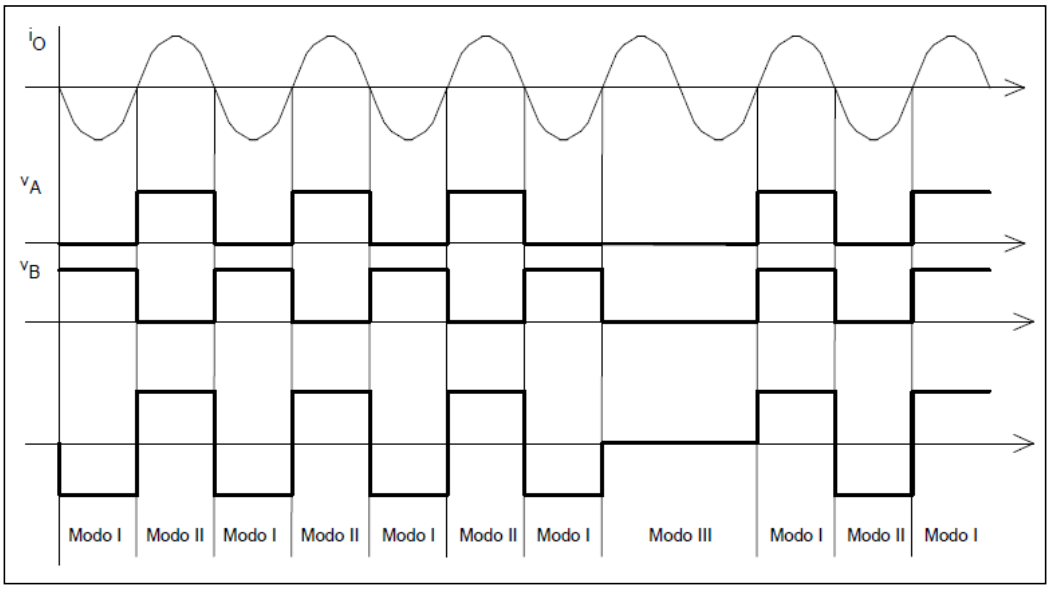


Figura 1.26 Inversor controlado por modulación de pulsos PDM (A) y ondas de salida (B)

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.11 Métodos de conmutación de un inversor resonante (*Soft Switching*)

Si se considera el desfase existente entre el voltaje de salida y la corriente del inversor, se tienen los siguientes modos de conmutación.

- Conmutación de Tensión a cero (ZVS)
- Conmutación de Corriente a cero (ZCS)
- Conmutación mixta (ZVS-ZCS)

1.11.1 Conmutación de tensión a cero (ZVS)

Esta conmutación se da, cuando los transistores son activados en el instante en el que diodo colocado en anti paralelo está conduciendo, de esta manera, se tiene bajos voltajes al momento de conmutación, por lo que se denomina conmutación con tensión a cero.

Dado que la conmutación de los transistores se produce cuando la corriente tiene valores picos, existen pérdidas a la salida de los mismos, es por eso que a esta conmutación se le conoce como conmutación forzada. Estas pérdidas se pueden calcular con la siguiente fórmula

(ec.1.25)

$$P_{off} = \frac{1}{2} V_s \cdot I_s \cdot t_f \cdot f_s$$

Donde

- $V_s = Voltaje\ de\ Conmutación\ [V]$
- $I_s = Corriente\ de\ Conmutación\ [A]$
- $t_f = Tiempo\ de\ salida\ de\ conducción\ del\ conductor\ [s]$
- $f_s = Frecuencia\ de\ Conmutación\ [Hz]$

Los transistores Darlington, MOSFET, IGBT, etc. Tienen un diodo interno, el cual, puede ser utilizado, porque, nunca se aplica tensión inversa instantáneamente para la salida de conducción. En la figura 1.27 se puede observar la onda de salida del inversor en conmutación de voltaje a cero.

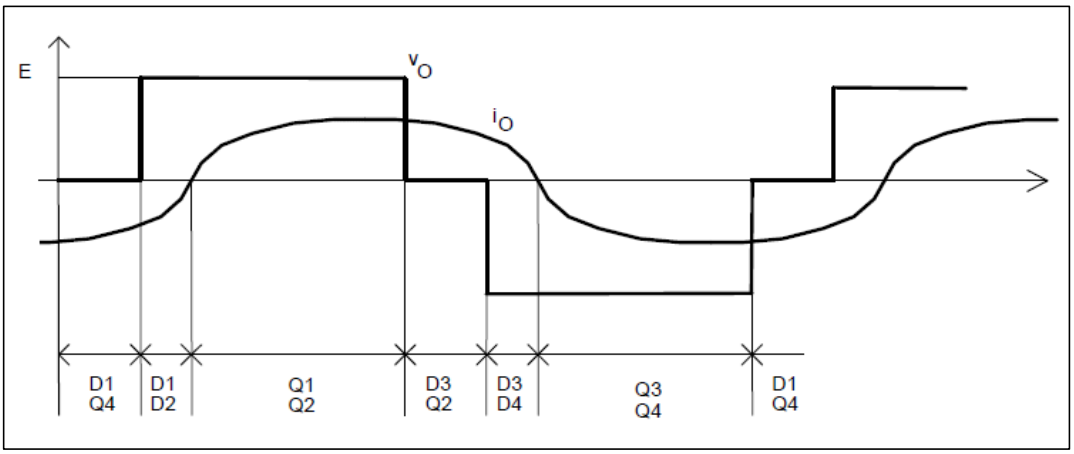


Figura 1.27 Onda de salida de un inversor en conmutación de voltaje a cero (ZVS)

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.11.2 Conmutación de corriente a cero (ZCS)

En este método, los transistores salen de conducción, al pasar su corriente por cero, ésta se invierte y comienza a circular por el diodo en anti paralelo. Las pérdidas a la salida de conducción son nulas. El mayor inconveniente de esta conmutación es que cuando se produce, el transistor tiene en sus terminales toda la tensión de entrada, provocando pérdidas por los picos de corriente que se producen. Los diodos colocados en anti paralelo tienen que tener una rápida recuperación inversa, por lo que, no se usan los diodos parásitos que vienen en los Darlington o Mosfet. Los instantes de conmutación se pueden observar en la figura 1.28.

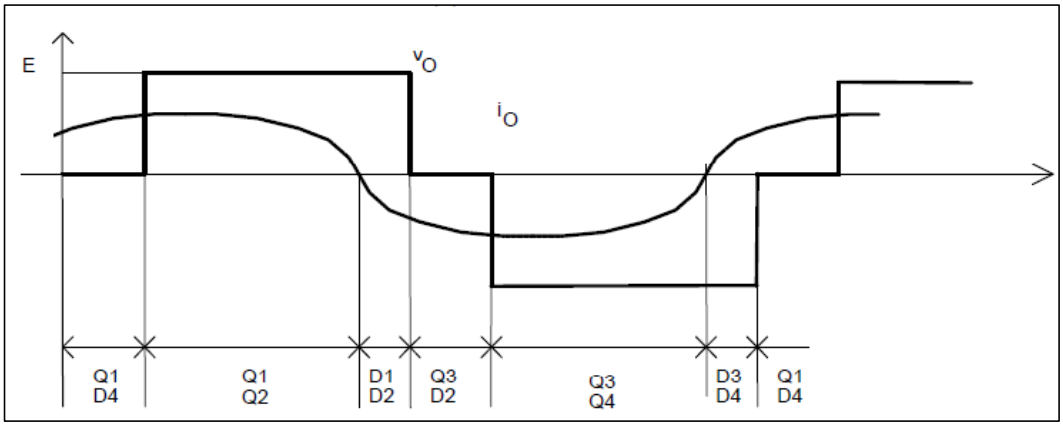


Figura 1.28 Onda de salida de un inversor en conmutación de corriente a cero (ZCS)

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.11.3 Conmutación mixta ZVS-ZCS

Se usa en ocasiones en las que se trabaje con ciclo de trabajo reducido, en el caso de los inversores de puente completo, dos de los transistores conmutan en modo ZVS y los otros dos en modo ZCS, como se puede apreciar en la figura 1.29. Por lo tanto, se puede decir que las pérdidas por conmutación, son menores que las que ocurren en los métodos anteriores.

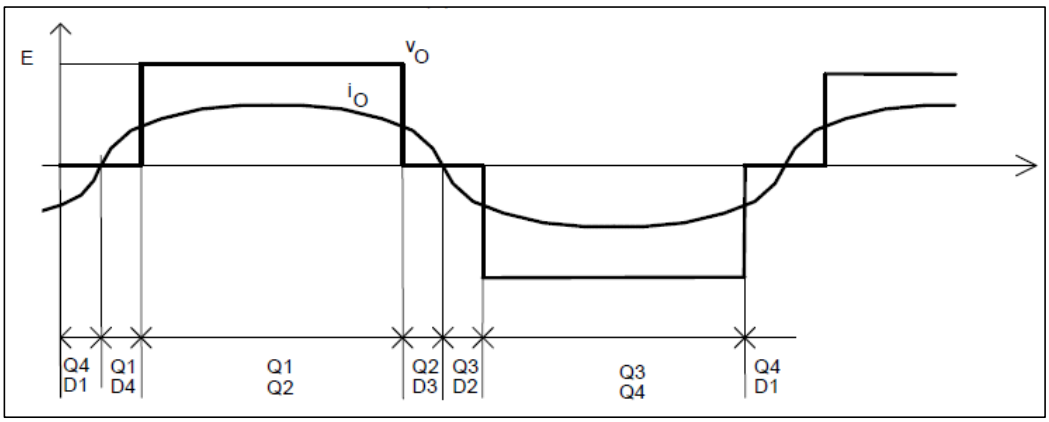


Figura 1.29 Onda de salida de un Inversor en conmutación mixta (ZVS-ZCS)

(**Fuente:** http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20Resonantes.pdf)

1.12 Armónicos en las redes eléctricas

Los sistemas eléctricos están formados por una gran cantidad de cargas o elementos no lineales, los cuales, generan ondas con frecuencias diferentes a la de la red pública. Estas formas de ondas son conocidas como distorsión armónica, y causan la deformación de la onda de la red, convirtiéndose en uno de los problemas más comunes que se dan hoy en día, que afectan a la red de distribución, como a los consumidores finales.

1.12.1 Definición de armónicos

Son tensiones o corrientes sinusoidales que generan frecuencias múltiplos de la frecuencia fundamental, en nuestro medio 60 Hz. Considerando el teorema de Fourier, se dice que, las formas de ondas distorsionadas periódicas y continuas, se descomponen en una onda sinusoidal fundamental, y una serie de ondas armónicas con frecuencias múltiplos de la onda fundamental. Esto se puede observar en la figura. 1.30.

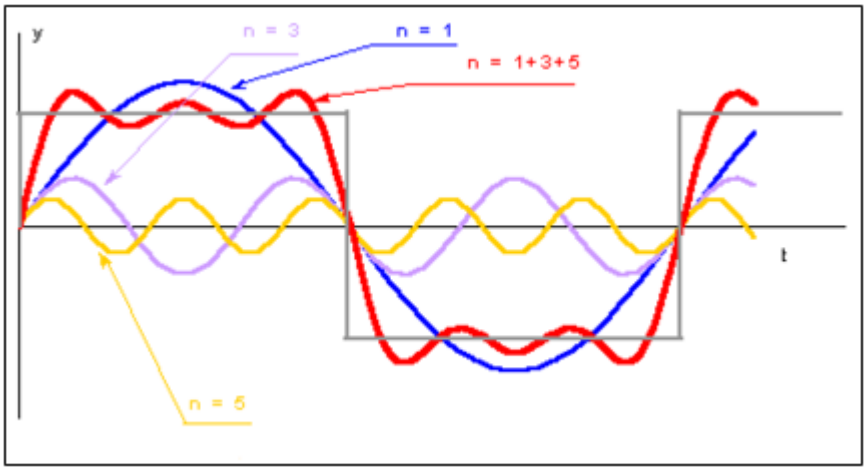


Figura 1.30 Frecuencia fundamental y armónicos

(**Fuente:** www.fisica-facil.com/Temario/Ondas/Teorico/Ondasarmonicas/centro.htm)

En donde

- Onda fundamental n = 1 Color azul
- Tercer armónico n = 3 Color morado
- Quinto armónico n = 5 Color amarillo
- Onda resultante n = 1+3+5 Color rojo

$$y = A\sin(n\pi + \delta) \quad \textit{(ec.1.26)}$$

En donde

- $A = Valor\ máximo\ de\ la\ amplitud\ de\ la\ onda$
- $n = número\ del\ armónico$
- $\delta = constante\ de\ fase$

1.12.2 Efecto de los armónicos

Los efectos causados por la presencia de los armónicos en la red eléctrica pública son múltiples. A continuación, se citan los más comunes:

- Uso ineficiente de la energía.
- Alteraciones en la lectura de medidas en equipos de precisión
- Envejecimiento prematuro de componentes.
- Sobrecalentamiento de componentes por picos de corriente.
- Pérdida de la secuencia en equipos programables, etc.

1.12.3 Indicadores de la distorsión armónica

Los indicadores que permiten medir y evaluar la distorsión armónica de las ondas de tensión y de corriente, ayudan a determinar las acciones correctivas necesarias para atenuar los efectos que estas producen. Los mismos que se citan y describen a continuación.

- Factor de potencia,
- Factor de cresta,
- Potencia de distorsión,
- Tasa de distorsión armónica.

1.12.3.1 Factor de potencia

Es la relación entre la potencia activa **P** y la potencia aparente **S**.

$$FP = \frac{P}{S} \qquad \textit{(ec.1.27)}$$

El Factor de potencia de la onda fundamental es:

$$\cos\varphi = \frac{P1}{S1} \qquad \textit{(ec.1.28)}$$

En donde

- P = Potencia activa fundamental
- S1 = Potencia aparente fundamental
- Si, FP ≠ Cos φ, se puede decir que existe la presencia de armónicos.

1.12.3.2 Factor de cresta

Es la relación entre el valor de Cresta y el valor eficaz. El valor del factor de cresta es $\sqrt{2}$, pero cuando la onda no es senoidal, el valor de cresta puede ser mayor o inferior a $\sqrt{2}$. Cuando el factor de cresta tiene un valor de 5 o más, se produce un funcionamiento inadecuado en los equipos.

$$K = \frac{I_m}{I_{RMS}} = \frac{V_m}{V_{RMS}} \qquad \textit{(ec.1.29)}$$

1.12.3.3 Potencia de distorsión

La potencia de distorsión puede expresarse como:

$$D_a = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \cdot V_n \cdot \cos \varphi_n \qquad \textit{(ec.1.30)}$$

La potencia aparente cuando existen armónicos en la red es:

$$S_a^2 = P^2 + Q^2 + D_a^2 \qquad \textit{(ec.1.31)}$$

La potencia aparente con la onda fundamental, viene dada por:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \qquad \textit{(ec.1.32)}$$

- La potencia aparente **S** de la onda fundamental, difiere de la potencia con presencia de armónicos $\boldsymbol{S_a}$, en el valor de la potencia $\boldsymbol{D_a}$.

1.12.3.4 Tasa de distorsión armónica (THD%)

Se define como la cantidad de armónicos contenida en una señal, con respecto a su fundamental. La Tasa de distorsión armónica se determina en parámetros de tensión y corriente. Las fórmulas utilizadas para obtener estos valores se describen a continuación.

Tasa de distorsión de la tensión.

$$THD_V = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + V_4^2 + \cdots}}{V_1^2} \times 100 \qquad \textit{(ec.1.33)}$$

Tasa de distorsión de la corriente:

$$THD_I = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \cdots}}{I_1^2} \times 100 \qquad \textit{(ec.1.34)}$$

Esta tasa de distorsión es equivalente a:

$$THD_I = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}^2}{I^2} - 1\right)} \times 100 \qquad \textit{(ec.1.35)}$$

$$TDHv = \left(\frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{40}(V_i)^2}}{V_n}\right) * 100 \qquad \textit{(ec.1.36)}$$

Tasa de distorsión de una armónica en particular es:

$$THD_n = \frac{V_n}{V_1} \times 100 \qquad \textit{(ec.1.37)}$$

1.13 Parámetros de distorsión

Considerando la norma IEEE 519-1992, se han determinado valores de distorsión de armónicos, con el propósito de disminuir los efectos que causan sobre la red pública [8]. Además, la distorsión armónica en los sistemas de potencia, dependerá de las características de la impedancia con respecto a la frecuencia de trabajo. También, a la forma de reaccionar ante un cortocircuito, el efecto de los armónicos baja considerablemente, si el circuito está diseñado para soportarlo.

El uso de condensadores, puede ocasionar condiciones de resonancia, que elevan los factores de los armónicos. Si la carga es resistiva, se reduce la amplitud de los armónicos. Pero, si la carga es inductiva, se producen cambios en las frecuencias de resonancia, aumentando su amplitud.

Cuando la resonancia es paralela, la impedancia es alta para el flujo de corriente armónica, pero cuando, la resonancia está en serie, se tiene una impedancia baja para el flujo de corriente armónica. Es por eso que, cuando las corrientes ven altas impedancias, se producen significativas distorsiones de voltaje y ampliaciones de corriente.

1.14 Normas para armónicos

La norma IEC61000-3-2, delimita los valores de emisión de corrientes armónicas para equipos de corrientes de hasta 16 A, y la norma IEC61000-3-4 para los que se encuentran comprendidos entre 16 A y 70A por fase. Con el propósito de limitar las emisiones de armónicos para los equipos conectados a la red pública de baja tensión. Para determinar la corriente armónica máxima para las clases **A, B, C y D**, se mide en la entrada del equipo el amperaje real. Esta norma se clasifica en cuatro categorías:

Clase A.- Equipos trifásicos balanceados (corrientes menores al 20%), tabla 1.1.

Clase B.- Equipos portátiles, tabla 1.2

Clase C.- Equipos de iluminación, incluyendo dispositivos de atenuación de 25W, tabla 1.3

Clase D.- Equipos con entrada de corriente con forma de onda especial y con consumo de potencia activa menor a 600W, tabla 1.4.

ORDEN DE ARMÓNICO IMPAR	Máximo valor de corriente permitido (A)%	ORDEN DE ARMÓNICO PAR	Máximo valor de corriente permitido (A)%
3	2,3	2	1,08
5	1,14	4	0,43
6	0,77	6	0,3
9	0,4	8	0,23
11	0,33		
13	0,21		

Tabla 1.1 Límites de corrientes Armónicas: Equipos Clase A

ORDEN DE ARMÓNICO IMPAR	Máximo valor de corriente permitido (A) %	ORDEN DE ARMÓNICO PAR	Máximo valor de corriente permitido (A) %
3	3,45	2	1,62
5	1,71	4	0,64
7	1,15	6	0,45
9	0,6	8	2,76/n
11	0,49		
13	0,31		

Tabla 1.2 Límites de corrientes Armónicas: Equipos Clase B

ORDEN DEL ARMÓNICO	VALOR MÁXIMO DE CORRIENTE %
2	2
3	30*FACTOR DE POTENCIA
5	10
7	5
9	7
11	3

Tabla 1.3 Límites de corrientes Armónicas: Equipos Clase C

ARMÓNICO DE ORDEN n	MÁXIMA CORRIENTE ARMÓNICA PERMITIDA %	
	por Watt Ma/w	(A)
3	3,40	2,30
5	1,90	1,14
7	1,00	0,77
9	0,50	0,40
11	0,35	0,33
13	3,86	0,15

Tabla 1.4 Límites de corrientes Armónicas: Equipos Clase D

1.15 CONELEC 004/01

Esta regulación indica los índices y límites de calidad de energía que deben ser cumplidas por las empresas de distribución eléctrica. Estos valores se muestran en la tabla 1.5. Con respecto a la regulación de armónicos, la norma hace referencia a la distorsión de voltaje. "*Los valores eficaces (rms) de los voltajes armónicos individuales (Vi') y los THD%, expresados como porcentaje del voltaje nominal del punto de medición respectivo, no deben superar los valores límite (Vi´ y THD´) señalados a continuación. Para efectos de esta regulación, se consideran los armónicos comprendidos entre la segunda y la cuadragésima, ambas inclusive*".

ORDEN (n) DE LA ARMÓNICA Y THD%	TOLERANCIA $\|V_i´\|$ o $\|THD´\|$ (% respecto al voltaje nominal del punto de medición)	
	V > 40 kV (otros puntos)	**V ≤ 40 kV (trafos de distribución)**
Impares no múltiplos de 3		
5	2.0	6.0
7	2.0	5.0
11	1.5	3.5
13	1.5	3.0
17	1.0	2.0
19	1.0	1.5
23	0.7	1.5
25	0.7	1.5
> 25	0.1 + 0.6*25/n	0.2 + 1.3*25/n
Impares múltiplos de tres		
3	1.5	5.0
9	1.0	1.5
15	0.3	0.3
21	0.2	0.2
Mayores de 21	0.2	0.2
Pares		
2	1.5	2.0
4	1.0	1.0
6	0.5	0.5
8	0.2	0.5
10	0.2	0.5
12	0.2	0.2
Mayores a 12	0.2	0.5
THD	**3**	**8**

Tabla 1.5. Valores límite de Vi´ y THD%´.

1.16 Filtros

Un filtro de armónicos, se define como el dispositivo que modifica de un modo determinado a una señal que pasa a través de él. Los filtros se clasifican en grupos de acuerdo a diferentes parámetros de composición y comportamiento, como se cita a continuación:

De acuerdo a la magnitud medida, entre estos filtros podríamos citar a los filtros eléctricos, cuando la señal es una magnitud eléctrica sea esta de corriente o tensión. Existen también filtros mecánicos, filtros acústicos, filtros ópticos, filtros de frecuencia, etc.

De acuerdo a su comportamiento, para poder clasificar a los filtros por su comportamiento se tiene que analizar el circuito aplicado, para determinar si puede modelarse o no, en forma matemática con ecuaciones lineales. Estos filtros se clasifican en filtros lineales y filtros no lineales.

De acuerdo a los dispositivos electrónicos, se clasifican en filtros analógicos y filtros digitales. Los filtros analógicos son aquéllos en los que, la señal puede tomar cualquier valor dentro de un intervalo, y los digitales, corresponden al caso en el que la señal toma sólo valores discretos.

Dado que los filtros digitales en la práctica son siempre muestreados, el nombre “filtro digital” hace referencia habitualmente a filtros discretos digitales. Sin embargo, también existen filtros discretos no digitales, como los filtros de capacidades conmutadas.

Si se emplean fuentes controladas o no, los filtros también pueden ser activos o pasivos. Los filtros pasivos normalmente se realizan con inductores y capacitores, son utilizados para altas frecuencias por su costo. Los inductores pueden ser reemplazados por amplificadores y técnicas de realimentación. De acuerdo a su ubicación relativa los filtros son de entrada o salida y, pueden ser de rechazo o de absorción.

1.17 Filtros armónicos

Hoy en día, las cargas no lineales en los sistemas eléctricos, provocan la distorsión de las ondas de tensión y corriente, lo que se conoce como distorsión armónica e interarmónica en la red. La finalidad de los filtros de armónicos es evitar la circulación de las corrientes armónicas por la red, y reducir la distorsión de la tensión, de tal manera, que los equipos que los generan, puedan estar dentro del rango que permiten las normas antes mencionadas **(IEEE 519-92 o IEC 61000).** Estos filtros pueden ser pasivos o activos. Debido a que la frecuencia del tanque de inducción es alta, y con el objeto de reducir la complejidad en el diseño del filtro, se ha elegido el filtro pasivo, utilizando los parámetros **R, L** y **C**. La función del filtro es permitir pasar la frecuencia de trabajo deseada, como se observa en la figura 1.32.

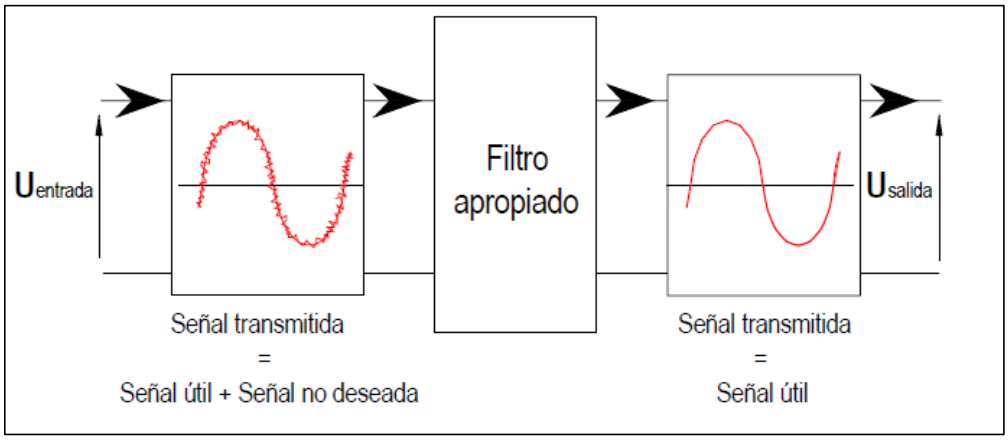


Figura 1.32 Onda fundamental de salida con distorsión armónica

(**Fuente:** www.scielo.cl/scielo.php?pid=S0250-71612011000200006)

1.18 Clasificación de filtros

Desde el punto de vista del objetivo a cumplir, los filtros eléctricos se clasifican en:

- Filtros pasa bajo.
- Filtros pasa alto.
- Filtros pasa banda.
- Filtros rechazo de banda.

1.18.1 Filtro pasa bajo

En el filtro pasa bajo las componentes de la señal cuyas frecuencias superen a la **fc** (frecuencia de corte) se verán rechazadas. Una aplicación muy común de estos filtros es atenuar los ruidos provenientes de la red eléctrica pública. Su respuesta en frecuencia se observa en la figura 1.33.

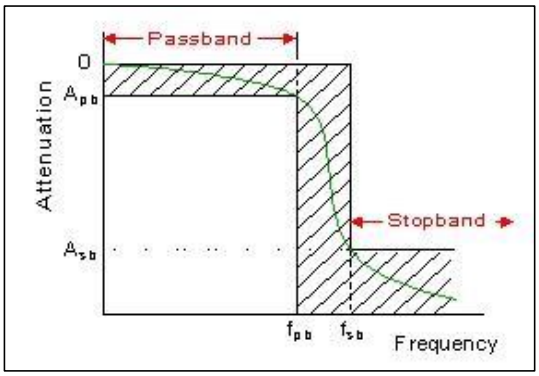


Figura 1.33 Filtro pasa bajo

(**Fuente:** http://senales.galeon.com/aficiones1349723.html)

1.18.2 Filtro pasa alto

La función de los filtros pasa alto, es dejar pasar todas las frecuencias que sean superiores a la frecuencia de corte **fc**, rechazando las frecuencias que estén por debajo de este valor. La respuesta en frecuencia de este filtro se puede observar en la figura 1.34.

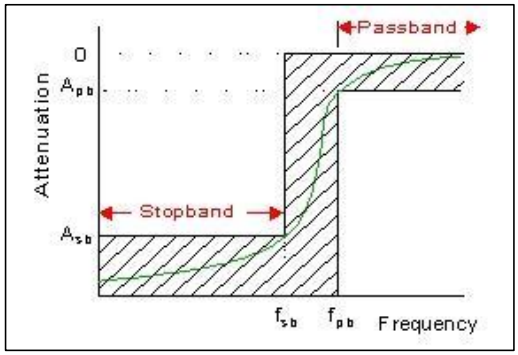


Figura 1.34 Filtro pasa alto

(**Fuente:** http://senales.galeon.com/aficiones1349723.html)

1.18.3 Filtro Pasa banda

Los Filtros pasa banda se utilizan para transmitir frecuencias que se encuentran comprendidas entre dos niveles de frecuencias, **f1** frecuencia inferior y **f2** frecuencia superior. Las frecuencias fuera de dicho intervalo, serán rechazadas, como se muestra en la figura 1.35.

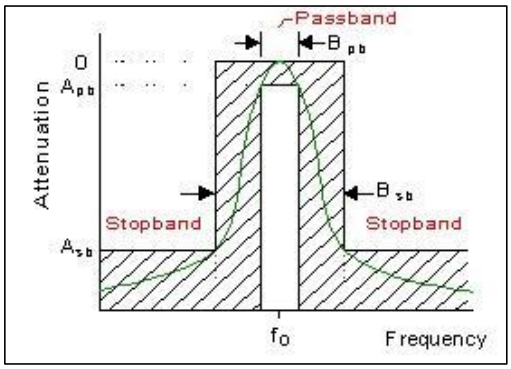


Figura 1.35 Filtro pasa banda

(**Fuente:** http://senales.galeon.com/aficiones1349723.html)

1.18.4 Filtro rechaza banda

Los filtros rechaza banda, son aquellos que no permiten el paso de componentes frecuenciales contenidos en un determinado rango de frecuencias, comprendido entre una frecuencia de corte inferior **f1** y otra superior **f2,** como se muestra en la figura 1.36.

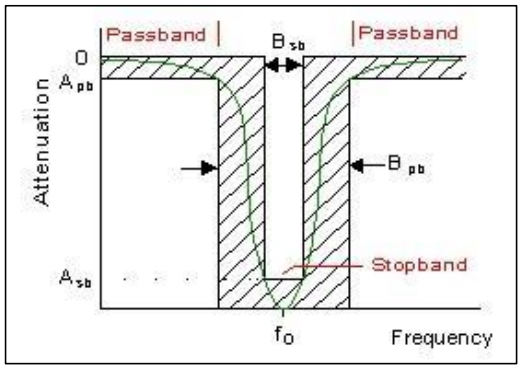


Figura 1.36 Filtro rechaza banda

(**Fuente:** http://senales.galeon.com/aficiones1349723.html)

1.19 Filtros sintonizados

Los filtros sintonizados, tienen una sintonía ligeramente por debajo de la armónica que se desea filtrar. Están formados por un condensador **C**, que proporciona la mayoría de la potencia reactiva del filtro, en serie a un circuito compuesto por inductancias, y resistencias cuya impedancia es función de la frecuencia **n**. Para el cálculo de los filtros que se describen a continuación, se considera lo siguiente:

Se puede calcular partiendo de un condensador de potencia **Qcn** conocida, o para obtener una potencia reactiva deseada **Q1** a la frecuencia fundamental (n = 1). Se debe lograr una impedancia mínima para la frecuencia de sintonía **n** y un factor de calidad **Q** necesario para un filtrado correcto, como se observa en la figura 1.37. En estos filtros, el circuito serie se compone de una inductancia y condensador en serie a una resistencia de bajo valor.

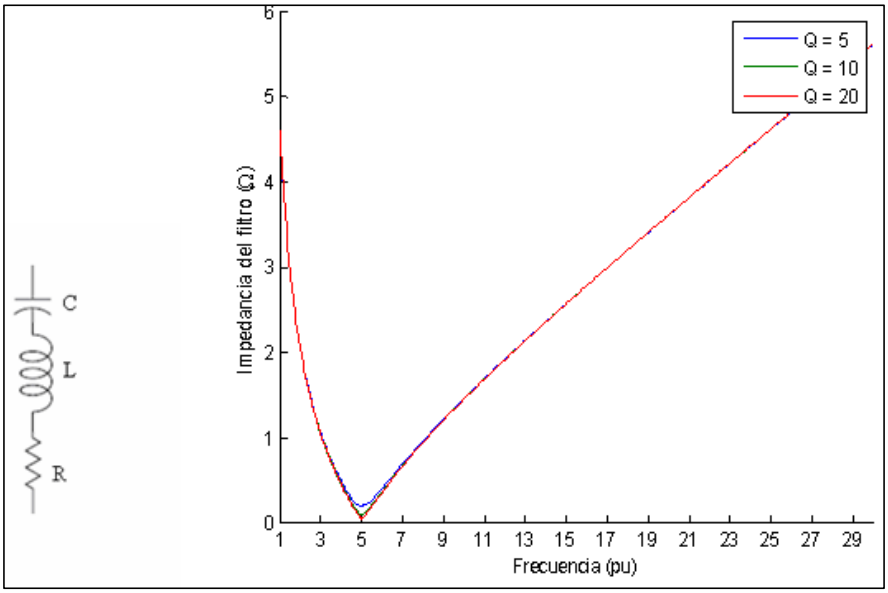


Figura 1.37 Filtro sintonizado y valor de la Impedancia en función de la frecuencia

(**Fuente:** www.scielo.cl/scielo.php?pid=S0250-71612011000200006)

La impedancia en función de la frecuencia se calcula como:

$$Z_n = R + j(n \cdot Xl - Xc/n) \qquad \textit{(ec.1.38)}$$

Con el propósito de que la frecuencia de sintonía a la que ocurre el valor mínimo de impedancia, coincida con la frecuencia de resonancia del filtro.

$$n = \sqrt{(Xc/Xl)} \qquad \textit{(ec.1.39)}$$

Conociendo la potencia reactiva nominal del condensador, se determina $\boldsymbol{X_c}$ y $\boldsymbol{X_l}$.

$$X_c = \frac{V_n^2}{Q_{cn}} \qquad \textit{(ec.1.40)}$$

$$X_l = \frac{X_c}{n^2} \qquad \textit{(ec.1.41)}$$

Son empleados para eliminar armónicos de orden bajo, con un factor de calidad alto (Q = 20-50) y están representados por.

$$Q = n \times \frac{X_l}{R} = \frac{X_c}{n \times R} \qquad \textit{(ec.1.42)}$$

La resistencia se calcula en función de $\boldsymbol{X_l}$.

$$R = n \times \frac{X_l}{Q} \qquad \textit{(ec. 1.43)}$$

La impedancia para la frecuencia fundamental está dada por.

$$Z_1 = R + j(X_l - X_c) \qquad \textit{(ec. 1.44)}$$

La potencia reactiva a la frecuencia fundamental es.

$$Q_1 = i\left\{\frac{V_n^2}{Z_1^*}\right\} \qquad \textit{(ec. 1.45)}$$

Si se considera que el factor de calidad es alto y, la resistencia es muy pequeña, podríamos decir que.

$$Q_1 \approx \frac{V_n^2}{X_c - X_l} = \frac{V_n^2}{X_c\left(1 - {}^{1}/_{n^2}\right)} = Q_{cn}\frac{n^2}{n^2 - 1} \qquad \textit{(ec. 1.46)}$$

Y $\boldsymbol{X_c}$ en función de **Q1** sería.

$$X_c = \frac{V_n^2}{Q_{cn}} \approx \frac{V_n^2}{Q_1}\frac{n^2}{n^2 - 1} \qquad \textit{(ec. 1.47)}$$

1.19.1 Filtro de doble sintonía

La impedancia de este filtro tiene dos mínimos a las frecuencias $\boldsymbol{n_a}$ y $\boldsymbol{n_b}$. Se diseñan a partir de dos filtros sintonizados **a** y **b**. Generalmente se considera que los condensadores de las ramas **a** y **b** son iguales, tomando como valor conocido el condensador $\mathbf{C_1}$ del filtro como se muestra en la figura 1.38.

$$X_{c_a} = X_{c_b} = 2X_{c_1} \qquad \textit{(ec. 1.48)}$$

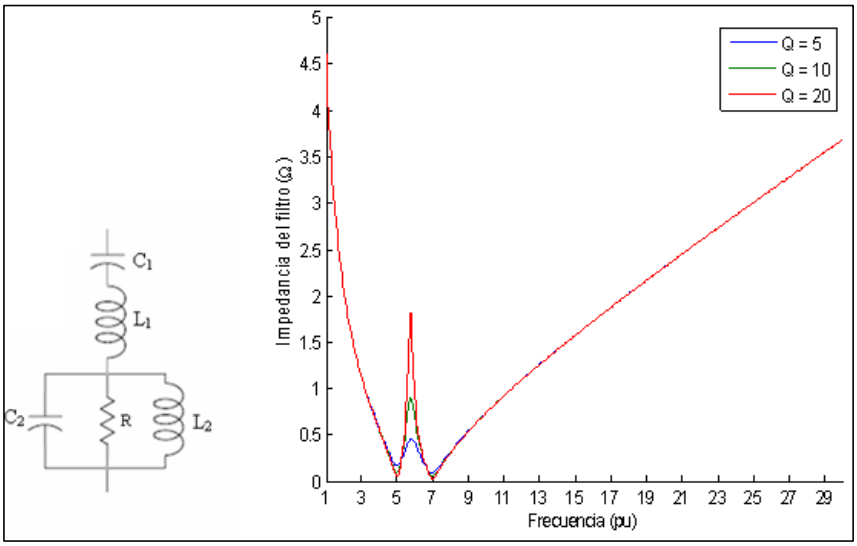


Figura 1.38 Filtro de doble sintonía. Quinto y séptimo armónico. Impedancia en función de frecuencia.

(**Fuente:** www.scielo.cl/scielo.php?pid=S0250-71612011000200006)

Las reactancias inductivas vienen dadas por las siguientes relaciones.

$$X_{l_a} = X_{c_a}/n_a^2 \qquad \textit{(ec. 1.49)}$$

$$X_{l_b} = X_{c_b}/n_b^2 \qquad \textit{(ec. 1.50)}$$

Conociendo los valores de $\boldsymbol{Xc_a}$, $\boldsymbol{Xl_a}$ y $\boldsymbol{Xc_b}$, $\boldsymbol{Xl_b}$ las reactancias capacitivas e inductivas se calculan así.

$$X_{c_1} = \frac{X_{c_a} X_{c_b}}{X_{c_a} + X_{c_b}} \qquad \textit{(ec. 1.51)}$$

$$X_{l_1} = \frac{X_{l_a} X_{l_b}}{X_{l_a} + X_{l_b}} \qquad \textit{(ec. 1.52)}$$

$$X_{c_2} = \frac{\left(X_{l_a} X_{c_b} - X_{l_b} X_{c_a}\right)^2}{\left(X_{c_a} + X_{c_b}\right)\left(X_{l_a} + X_{l_b}\right)^2} \qquad \textit{(ec. 1.53)}$$

$$X_{l_2} = \frac{\left(X_{l_a} X_{c_b} - X_{l_b} X_{c_a}\right)^2}{\left(X_{c_a} + X_{c_b}\right)^2\left(X_{l_a} + X_{l_b}\right)} \qquad \textit{(ec. 1.54)}$$

La resistencia **R** en función del factor de calidad, se determina mediante:

$$R = {}^{1}/_{2}\,(n_a + n_b) X_{l_2} \cdot Q \qquad \textit{(ec. 1.55)}$$

Si se quiere realizar el filtro para generar una potencia reactiva Q_1 a la frecuencia fundamental, se considera la siguiente relación.

$$X_{c_a} = X_{c_b} \approx \frac{V_n^2}{Q_1}\left(\frac{n_a^2}{n_a^2 - 1} + \frac{n_b^2}{n_b^2 - 1}\right) \qquad \textit{(ec. 1.56)}$$

1.19.2 Filtros amortiguados

Los filtros amortiguados más comunes son los de segundo y tercer orden y el filtro tipo C. Se caracterizan por que la impedancia mínima no se da en la frecuencia de resonancia, es por eso que, para poder encontrarla se tiene que aplicar la siguiente ecuación.

$$d/_{d_n} |Z(R,\ X_l,\ X_c, n)|^2 = 0 \qquad \textit{(ec. 1.57)}$$

El factor de calidad **Q** está determinado por.

$$Q = n \times X_l \times R \qquad \textit{(ec. 1.58)}$$

Utilizando estos datos se pueden calcular los siguientes filtros:

a) Filtro de 2do orden

La impedancia para la frecuencia **n** es.

$$Z = \frac{R(jX_l \times n)}{R + jX_l \times n} - \frac{jX_c}{n} \qquad \textit{(ec. 1.59)}$$

La impedancia mínima para este filtro es.

$$R = \frac{X_c}{n \times Q}\left(\sqrt{(1 + Q^2)^2 + 1} - 1\right) \qquad \textit{(ec. 1.60)}$$

Y $\boldsymbol{X_l}$ está dado por la relación.

$$X_l = \frac{Q}{n \times R} \qquad \textit{(ec. 1.61)}$$

Si se diseña el filtro para satisfacer un valor **Q₁** de potencia reactiva a la frecuencia fundamental, se desprecia el valor de la resistencia, considerando que casi todo el voltaje se aplica a la parte imaginaria de la impedancia. La figura 1.39 muestra un filtro de 2do. Orden.

$$X_c \approx \frac{V_n^2}{Q_1} \quad \frac{1}{1 - \left(\sqrt{(1+Q^2)^2 + 1} - 1\right)/(n^2Q^2 + 1)} \qquad \textit{(ec. 1.62)}$$

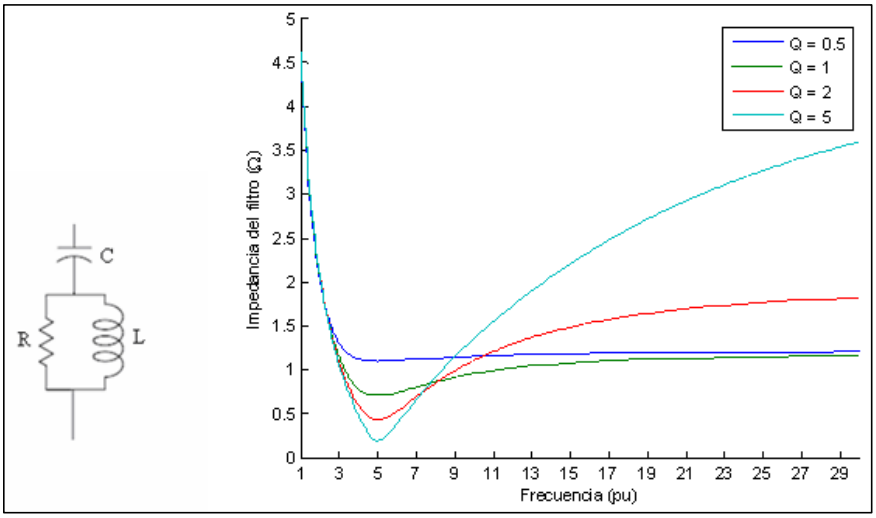


Figura 1.39 Filtro de segundo orden, quinto armónico. Impedancia en función de la frecuencia

(**Fuente:** www.scielo.cl/scielo.php?pid=S0250-71612011000200006)

b) Filtro tipo C

La impedancia para la frecuencia **n** es.

$$Z = \frac{jR\left(X_l \times n - X_{c_2}/n\right)}{R + j\left(X_l \times n - X_{c_2} \times n\right)} - \frac{jX_{c_1}}{n} \qquad \textit{(ec. 1.63)}$$

La figura 1.40 muestra un filtro tipo C. y la curva de la impedancia en función de la frecuencia. El objetivo es producir una resonancia serie entre $\boldsymbol{X_l}$ y $\mathbf{Xc_2}$ a la frecuencia fundamental, cortocircuitado esta resistencia para que el filtro actúe como un condensador.

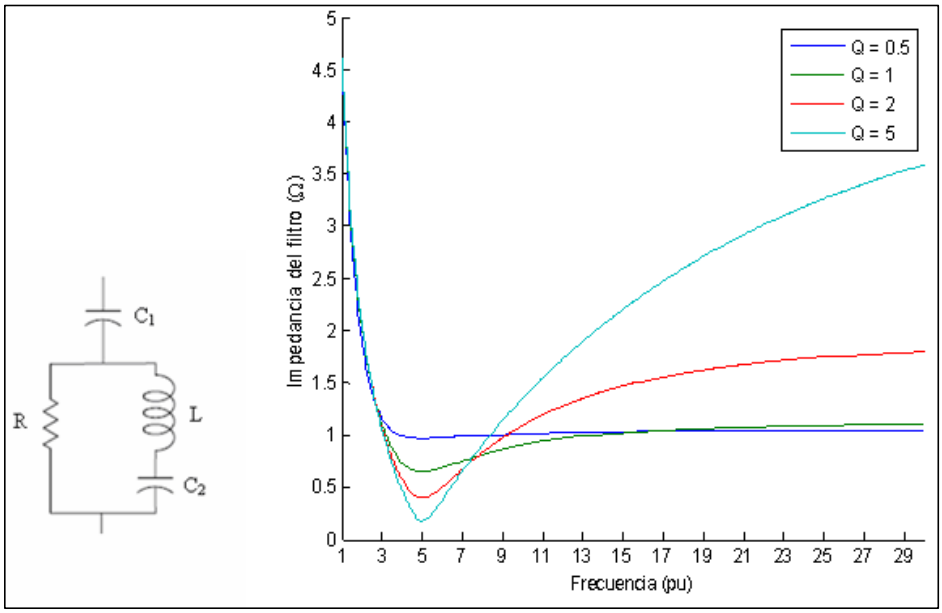


Figura 1.40 Filtro tipo C, impedancia en función de la frecuencia. Para quinto armónico.

(**Fuente:** www.scielo.cl/scielo.php?pid=S0250-71612011000200006)

Esto se consigue al igualar $\boldsymbol{X_l}$ y **Xc₂**.

$$X_l = X_{c_2} \qquad \textit{(ec. 1.64)}$$

Para determinar el valor de la resistencia, se tiene un polinomio similar al filtro de segundo orden y lo podemos encontrar en [18]. El condensador $\boldsymbol{C_1}$ recibe todo el voltaje contenido en la frecuencia fundamental, por lo tanto, se puede utilizar la siguiente relación.

$$Q_{cn} = Q_1 \qquad \textit{(ec. 1.65)}$$

c) Filtro de 3er orden

La impedancia para la frecuencia **n** es.

$$Z = \frac{\left(R - jX_{c_2}/n\right)(jX_l \times n\,)}{R + j\left(X_l \times n - X_{c_2} \times n\right)} - \frac{jX_{c_1}}{n} \qquad \textit{(ec. 1.66)}$$

La figura 1.41 muestra un filtro de tercer orden. Se determina una relación entre $\mathbf{C_1}$ y $\mathbf{C_2}$ para poder resolver el problema con las condiciones establecidas. Generalmente se colocan condensadores del mismo valor. Para determinar el resto de parámetros podemos usar el método de la secante citado en [18].

$$X_c = X_{c_1} = X_{c_2} \qquad \textit{(ec. 1.67)}$$

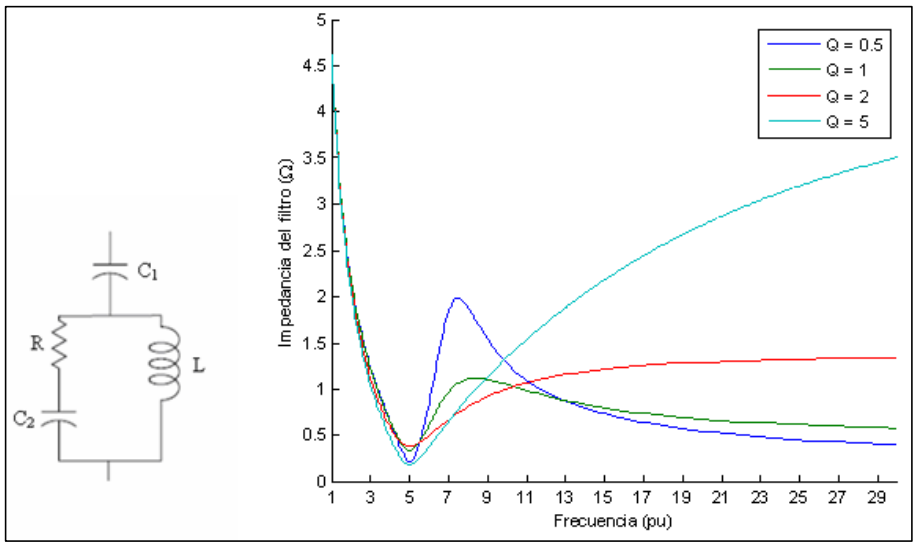


Figura 1.41 Filtro de tercer orden, quinto armónico. Impedancia en función de la frecuencia.

(**Fuente:** www.scielo.cl/scielo.php?pid=S0250-71612011000200006)

CAPITULO 2

2 DISEÑO DE HARDWARE Y FIRMWARE

2.1 INTRODUCCIÓN

El hardware del calentador auxiliar está divido en dos partes: el inversor resonante y el circuito de control de armónicos. El Firmware, controla los disparos de IGBT en función de la frecuencia. Además, se encarga del control de la temperatura del calentador auxiliar. Dichos procesos se describen a continuación.

2.2 Inversor resonante

El inversor resonante diseñado para esta tesis, está formado por dos bloques; el circuito de potencia y el circuito de control, figura 2.1. A continuación, se describirá el funcionamiento de cada una de las partes y los valores de los componentes que lo conforman.

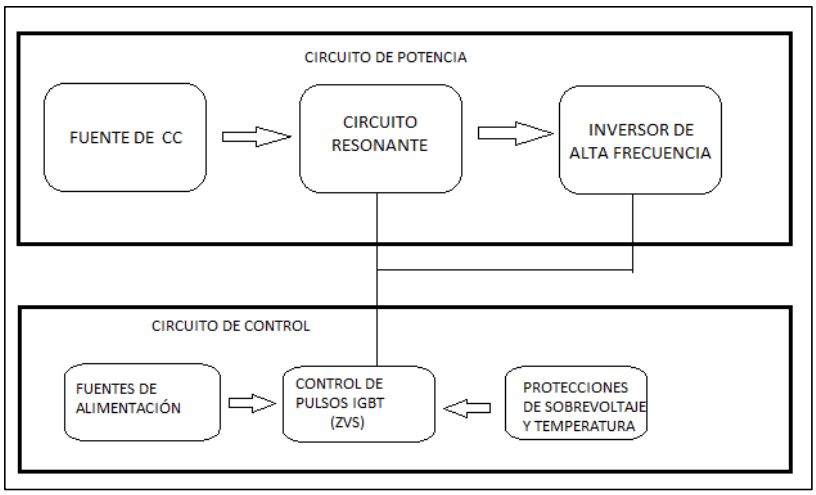


Figura 2.1. Diagrama de bloques de un inversor resonante

2.3 Circuito de potencia

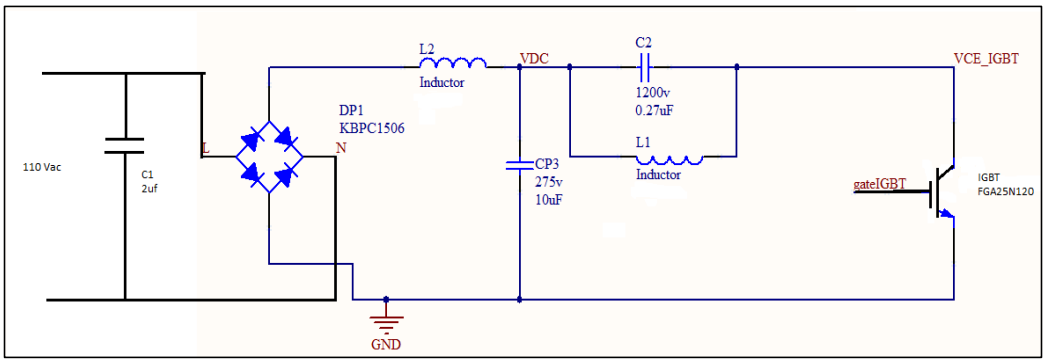


Figura 2.2. Diagrama esquemático del circuito de potencia

El circuito de potencia mostrado en la figura 2.2, está formado por:

- Fuente de Corriente Continua
- Circuito Resonante
- Inversor de alta frecuencia

2.3.1 Fuente de corriente continua

La fuente de corriente continua, está formada por el puente rectificador KBPC1506 de 15 Amperios y 600 VDC, según el catalogo del fabricante. Para determinar los valores que delimitaron el uso de este componente, se tomó en cuenta las siguientes consideraciones:

Potencia de salida 1000W, Voltaje de Ingreso

$$Vdc = 110 * \sqrt{2}\ Vac\ [V] \qquad \textit{(ec. 2.1)}$$

Por lo tanto se tiene que.

$$V_{max} = 2 * 110 * \sqrt{2} = 311{,}12V$$ *(ec. 2.2)*

Utilizando la ecuación de la Potencia.

$$P = V * I$$ *(ec. 2.3)*

Se determina la corriente que circulará por el puente rectificador.

$$I = \frac{P}{V_{med}}\ [A]$$ *(ec. 2.4)*

Reemplazando

$$I = \frac{1000W}{(2 * 110 * \sqrt{2})/\pi} = 10{,}9A$$

2.3.2 Circuito resonante

Para determinar los valores de la bobina y el condensador que conforman el circuito tanque, se debe establecer la frecuencia de trabajo. Para este tipo de aplicaciones se recomienda que la frecuencia oscile entre los 5 a 30 KHz. En este caso se utiliza una carga constante (el tanque auxiliar) por lo que, se eligió la frecuencia de 16Khz.

Partiendo de la ecuación de la frecuencia de resonancia:

(ec. 2.5)

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_2}}\ [Hz]$$

El condensador C_2 se obtuvo de una cocina reciclada, cuyo valor es de 0,27uF. Generalmente, estos condensadores no son comerciales en nuestro medio, por lo que se los tiene que construir, colocándolos en paralelo hasta obtener el valor deseado. Esta disposición ayuda a disipar el calor que se genera en ellos. Otro parámetro a considerar es el voltaje en el condensador C_2. Para esto se calcula la corriente de resonancia I_{res}.

(ec. 2.6)

$$I_{res} = \frac{2\pi P}{V_{ef}}\ [A]$$

Reemplazando

$$I_{res} = 2\pi * 1000/110\ * \sqrt{2}$$

$$I_{res}\ = 40{,}38A$$

EL valor de I_{res}, se reemplaza en la siguiente ecuación y se obtiene el voltaje en el condensador.

(ec. 2.7)

$$V_c = \frac{I_{res}}{2\pi f_{res} C_2}\ [V]$$

En donde

$$V_c = \frac{40{,}38}{2\pi * 16000 * 0{,}27x10^{-6}}$$

$$V_c = 1487{,}65V$$

A continuación, se despeja L_1 de la ecuación de la f_{res}

(ec. 2.8)

$$L_1 = \frac{1}{C_2}\left(\frac{1}{2\pi f_{res}}\right)^2\ [H]$$

Reemplazando

$$L_1 = \frac{1}{0{,}27x10^{-6}}\left(\frac{1}{2\pi 16000}\right)^2$$

$$L_1 = 366{,}46\mu H$$

La construcción de la bobina que se utilizó para el calentamiento del tanque auxiliar $\boldsymbol{L_1}$, se encuentra descrita en el capítulo 3. La ecuación 2.9 es la fórmula utilizada para determinar el número de espiras y la podemos encontrar en [11]. Se cita a continuación:

$$L = 0{,}394\left[\frac{d^2n^2}{18d + 40l}\right]\ [H] \qquad \textit{(ec. 2.9)}$$

En donde

- $L = Inductancia\ [\mu H]$
- $d = diámetro\ de\ la\ bobina\ [cm]$
- $n = número\ de\ vueltas$
- $l = longitud\ de\ la\ bobina\ [cm]$

2.3.3 Inversor de alta frecuencia

Las conmutaciones para obtener alta frecuencia se las realizan mediante un IGBT, por las características que este dispositivo presenta. Para determinar los valores máximos de corriente y voltaje que este dispositivo debe soportar, se debe tomar en cuenta lo siguiente:

$$Vce = Vdc + Vc\ [V] \qquad \textit{(ec. 2.10)}$$

Reemplazando

$$Vce = 110 * \sqrt{2} + 1402{,}08$$

$$Vce = 1557{,}64V$$

El otro parámetro a considerar es la corriente que circulará por el IGBT. Se determinó que la corriente máxima de consumo es 9,09A. A este valor se le multiplica por $\sqrt{2}$, para obtener la corriente máxima, y por un valor de sobredimensionamiento del 40 % para protección del IGBT.

$$I_{IGBT} = 9{,}09 * \sqrt{2} * 1.4\ [A] \qquad \textit{(ec. 2.11)}$$

$I_{IGBT} = 17{,}99A$

Se eligió el IGBT IRG7PH46UDPBF, la corriente de consumo al final fue de 9,4A.

2.4 Diseño del circuito de control

El circuito de control está formado por las siguientes partes:

- Fuentes de alimentación
- Control de pulsos del IGBT
- Protecciones de Sobre voltaje y temperatura

2.4.1 Fuentes de alimentación

Para la alimentación del circuito de control se utilizó una fuente de 5V y una de 12V, alimentadas por un transformador de 110 a 22 Vac con tap central. El diagrama esquemático se puede observar en la figura 2.3.

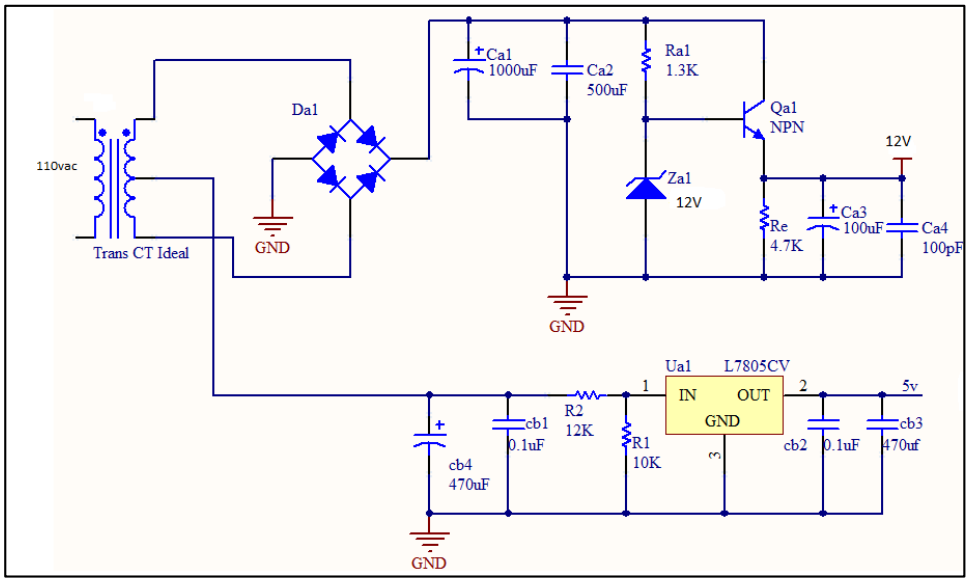


Figura 2.3. Fuentes de alimentación

2.4.1.1 Fuente de 5V

Esta fuente es necesaria para la alimentación del PIC y para alimentar el circuito integrado LM339 para la detección de alarmas. El diseño de esta fuente lo podemos encontrar en [22]. Utiliza un regulador de voltaje L7805 con condensadores recomendados por el fabricante [26]. Se hizo un partidor en la entrada del regulador para bajar el voltaje de 13V a 6V, con el objetivo de disminuir la potencia para prevenir sobrecalentamientos. Para obtener las resistencias del partidor, se considera que $R1 = 10k$, y que el valor de entrada al regulador es de 6v.

(ec. 2.12)

$$V_{L7805} = V_{TC} * \frac{R1}{R1 + R2} \; [V]$$

$V_{TC} = Voltaje\ tap\ central$

Se despeja R2

$$R2 = \left(\frac{V_{TC} * R1}{V_{L7805}}\right) - R1\ [\Omega] \qquad \textit{(ec. 2.13)}$$

Reemplazando valores

$$R2 = \left(\frac{13 * 10K}{6}\right) - 10 = 11{,}66k$$

Se toma el valor comercial de 12k para *R2*.

2.4.1.2 Fuente de 12V

Esta fuente se utiliza para alimentar el circuito usado para la generación de pulsos que van al Gate del IGBT. Consta de un diodo Zener *Za1*, de 12v y de un transistor *Qa1*, en configuración de amplificador emisor seguidor o colector común [12], para la adaptación de impedancias. El circuito de esta fuente se lo puede encontrar en [6].

2.4.2 Control de disparo del IGBT

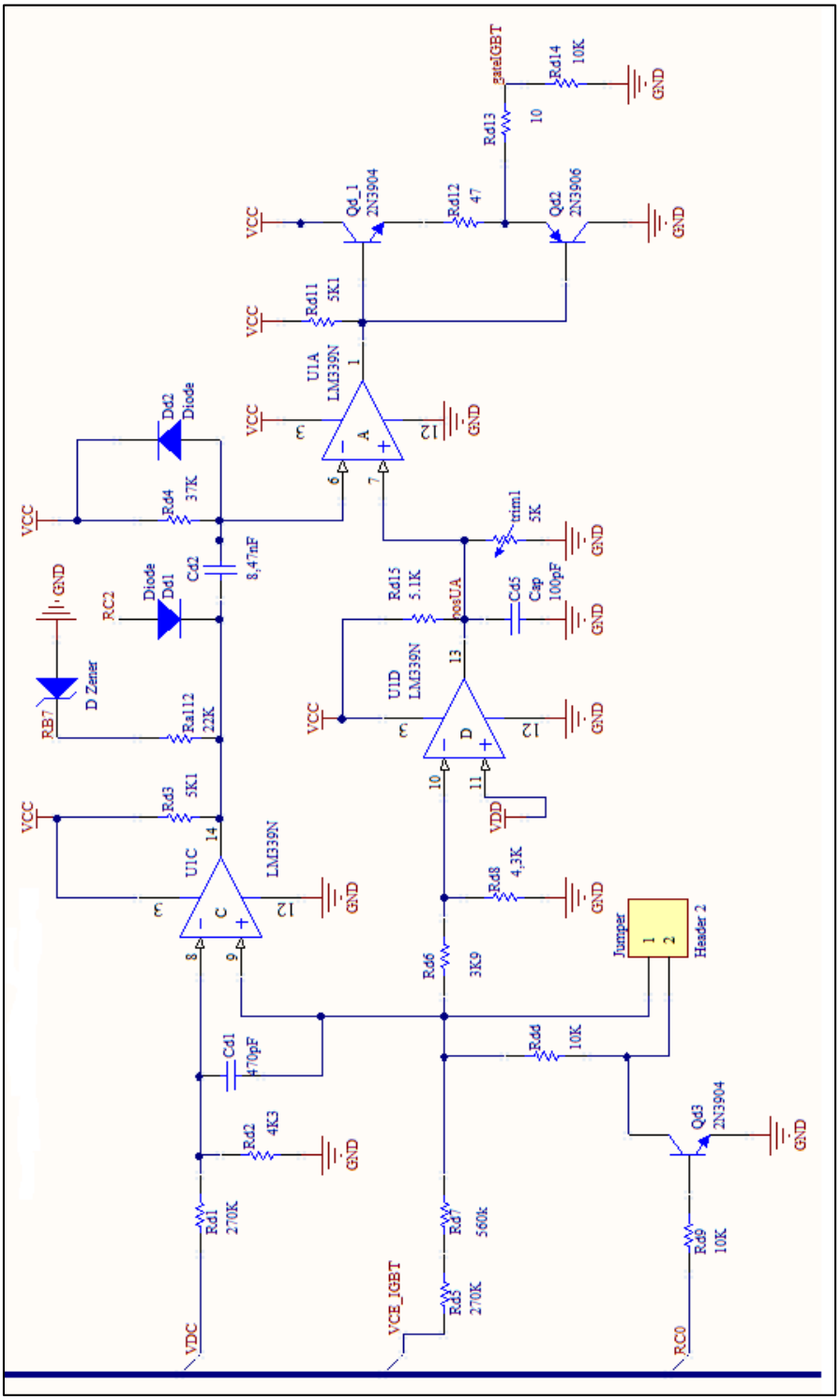


Figura 2.4. Circuito de Control

Para iniciar el proceso, se da un pulso inicial de 40uS desde el puerto *RC0* del PIC, hacia la base del transistor *Qd3*, el cual, conmuta el pin 9 de *U1C* con tierra. En el capítulo 1 se habló de las diferentes técnicas de conmutación, la que se utilizó en este proyecto, es la de Conmutación de Voltaje a Cero (**ZVS**), mostrada en la figura 2.4. Este circuito está basado en el ¨*Pan Detection in Induction Cookers*¨ [16].Su funcionamiento se describe a continuación.

Se compara los voltajes *Vdc* y *Vce* mediante *U1C*. Estos voltajes pasan por los partidores formados por las resistencias *Rp1, Rd1* y *Rd2* para *Vdc* y, por *Rd5, Rd7* y *Rda* para *Vce*. Ingresan por los pines 8 y 9 del amplificador operacional LM339 respectivamente. El cálculo de los voltajes en los pines 8 y 9 se muestra a continuación.

Voltaje en el pin 8

(ec. 2.14)

$$V_{pin8} = Vdc\,\frac{Rd2}{Rd2 + Rd1 + Rp1}\,[V]$$

Reemplazando

$$V_{pin8} = 155{,}56\,\frac{3{,}3}{3{,}3 + 330 + 68}$$

$$V_{pin8} = 1{,}27V$$

Voltaje en el pin 9

$$V_{pin9} = Vdc\ \frac{Rda}{Rd5 + Rd7 + Rda}\ [V] \qquad \textit{(ec. 2.15)}$$

Reemplazando

$$V_{pin9} = 155{,}56\ \frac{8{,}2}{470 + 470 + 8{,}2}$$

$$V_{pin9} = 1{,}35V$$

El objetivo de comparar estos voltajes, es detectar el momento en el que *C2*, se ha descargado completamente *ZVS*. En este instante la salida de *U1C* es cero. Este cero se detecta mediante *D Zener* y *Ra122*, los que adaptan la señal de 12V a 5V, para que pueda ingresar al PIC por el puerto *RB7*. EL PIC manda un pulso, este ingresa a través del diodo *Dd1* y hace que el condensador *Cd2* se cargue desde 5 a 12V. EL tiempo de carga de este condensador se determina mediante las siguientes formulas.

$$\tau = R * C \qquad \textit{(ec. 2.16)}$$

$$\tau = \frac{T}{2} \qquad \textit{(ec. 2.17)}$$

Se considera la frecuencia de resonancia de 16Khz y se obtiene el periodo

$$T = \frac{1}{f_{res}}\ [s] \qquad \textit{(ec. 2.18)}$$

De donde

$$T = \frac{1}{16000}$$

$$T = 62{,}5uS$$

Se calcula la constante de carga del condensador τ

$$\tau = \frac{62{,}5uS}{2}$$

$$\tau = 31{,}25uS$$

Se impone el valor de la resistencia *Rd4* y se despeja *C.*

$$Cd2 = \frac{31{,}25uS}{37000} \qquad \textit{(ec. 2.19)}$$

$$Cd2 = 844{,}59nF$$

El pulso generado por la carga de *Cd2*, ingresa al pin 6 y se compara con la señal de 12V del pin 7 de *U1A*. La salida de *U1A* el pin 1, envía una señal de 0 o 12V al driver del IGBT, el mismo que está formado por los transistores *Qd1 c8050* y *Qd2 c8550*, que son transistores complemento *NPN* y *PNP*. La función del driver es garantizar que el voltaje del *Gate* del IGBT sea el necesario, para que exista conmutación. Además, al ser la resistencia *Rd13* de bajo valor, la corriente que circula por el *Gate* es baja evitando pérdidas al momento de la conmutación.

Por seguridad es necesario limitar el voltaje de carga del condensador, esto se logra mediante el partidor formado por las resistencias *Rd5*, *Rd7*, *Rd6* y *Rd8*, que da un valor de 5V cuando el voltaje de *C2* es 1100V. El objetivo de esto, es garantizar que el condensador *C2*, se cargue solo hasta su valor máximo para el cual fue diseñado. Los valores de las resistencias se determinaron de la siguiente forma.

(ec. 2.20)

$$V_{pin10} = Vcemax \frac{Rd8}{Rd5 + Rd7 + Rd6 + Rd8} \; [V]$$

$V_{pin10} = 5V$

$Vcemax = 1400V$

$Rd5 \; = Rd7 = 470K$

$Rda = 8{,}2K$

$Rda = Rd6 + Rd8$

Despejando *Rd8* se tiene que

(ec. 2.21)

$$Rd8 = \frac{V_{pin10}(Rd5 + Rd7 + Rd6)}{Vcemax - V_{pin10}} \; [V]$$

Se despeja *Rd6* en función de *Rd8*

$$Rd6 = 8{,}2 - Rd8 \qquad \text{(ec. 2.22)}$$

Reemplazando valores

$$Rd8 = \frac{5(470 + 470 + 8{,}2 - Rd8)}{1400 - 5}$$

Resolviendo esta ecuación se tiene que

$$Rd8 = 4{,}3K$$

$$Rd6 = 3{,}9K$$

2.5 Protecciones de sobre voltaje y temperatura

El circuito de protección para sobre voltajes y temperatura fue tomado de la tesis de cocina de inducción [9], pero se modificó la salida de los operacionales, que son los pines 1, 14 y 2. Se utilizó el circuito propuesto en el *datasheet* del integrado LM339, el cual, consiste en realizar una compuerta lógica AND con un operacional, evitando así el uso de los transistores, propuestos en la tesis antes mencionada.

Uno de los objetivos es proteger al IGBT de averías por sobrecalentamiento. Para esto establecemos una temperatura máxima de funcionamiento, en el caso del IGBT será de 80℃. Esta temperatura es captada mediante un termistor, cuya señal ingresa al pin 6 y se compara con un valor de voltaje establecido por el partidor formado por la resistencia *Ral1* y el *Trimer Ral3*, que ingresa al pin 7 de *U2A*.

En el caso de la bobina se estableció de manera práctica, que la temperatura máxima de funcionamiento, será de 60℃ en el interior del tanque auxiliar. El circuito es el mismo utilizado para captar la temperatura del IGBT y se lo realizó mediante *U2B*. La caracterización de los termistores utilizados se puede observar en el capítulo 3.

Para las sobre tenciones de la red se usó el circuito mostrado en la figura 2.5 tomado de [9]. El principio es el mismo que se utilizó para limitar la carga de voltaje de *C2*. Se realizó la rectificación de onda completa mediante los diodos *Dsv1* y *Dsv2*. Se estableció el voltaje máximo de sobre tensión multiplicando por un valor de sobre dimensionamiento.

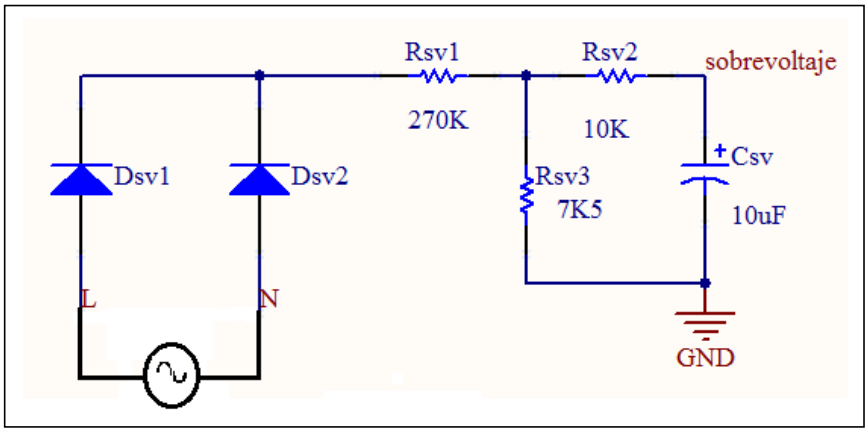


Figura 2.5. Protección de sobre voltaje

$$V_{sobrevoltaje} = 110 * 1{,}15$$

$$V_{sobrevoltaje} = 126{,}50V$$

Este voltaje pasa por el partidor de tensión formado por *Rsv1* y *Rsv3*, para luego ser filtrado por *Csv* y *Rsv2*. El voltaje que ingresa en el pin 8 de *U2C* es de 4,58V. El funcionamiento de este sistema consiste en una configuración de tres amplificadores operacionales en modo de comparadores, los mismos que cambian de estado en el

momento que los voltajes entregados por los sensores de temperatura del IGBT, de la bobina y de sobre voltaje, sobrepasen los valores de voltaje, preestablecidos en los pines 7, 5 y 9 del LM339. Dichos cambios son captados por el amplificador operacional *U2D* en configuración de compuerta *AND*, la salida de *U2D* va al puerto *RB0*, el mismo que apaga el calentador de agua, hasta que las condiciones vuelvan a ser las normales. El circuito de protección de alarmas propuesto en esta tesis, se puede apreciar en la figura 2.6.

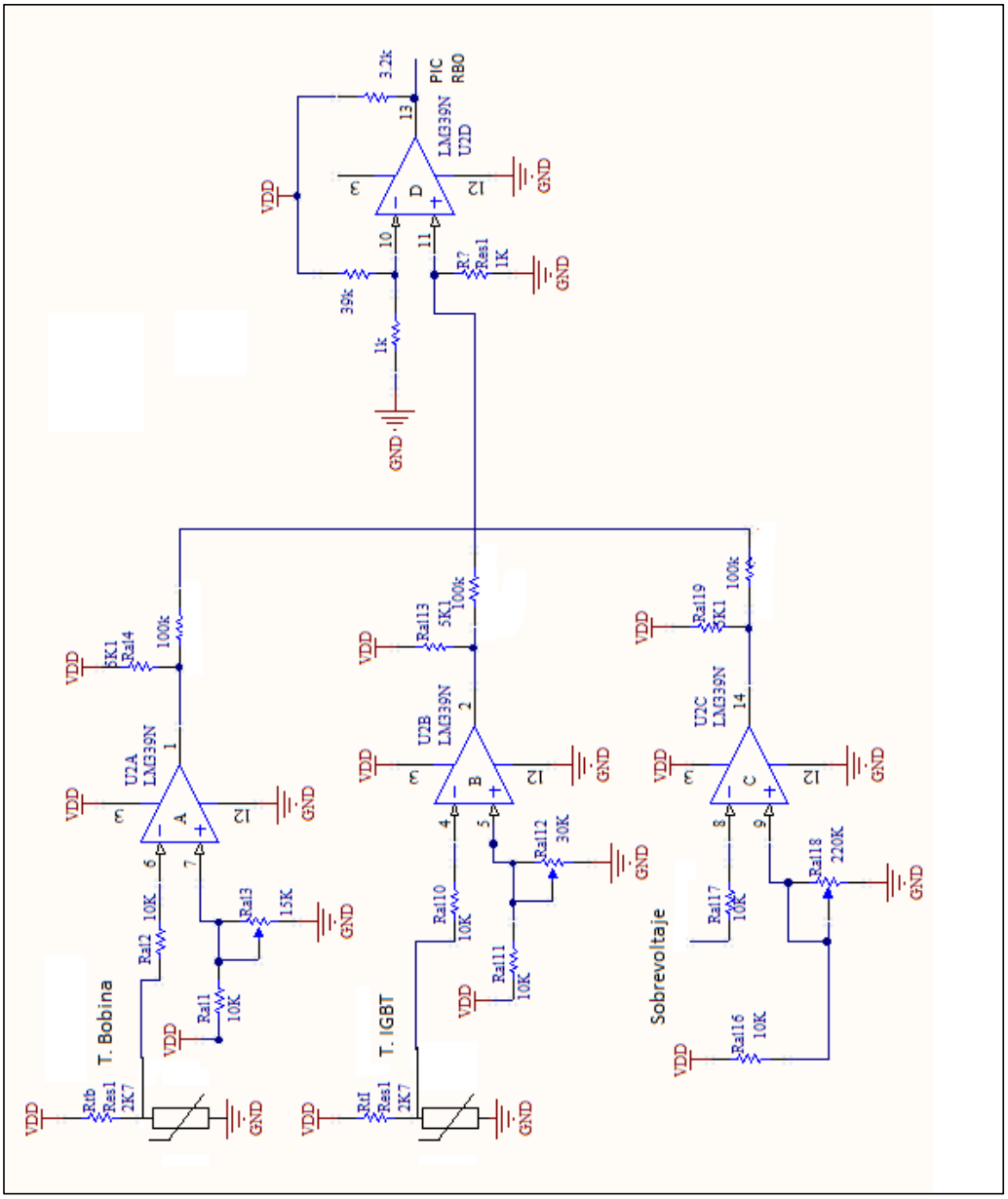


Figura 2.6. Detección de Alarmas

2.6 Diseño del filtro

Los filtros anti armónicos utilizados en esta tesis, son dos filtros sintonizados o filtros Rechaza Banda, para el tercer y quinto armónico. Su esquema se puede apreciar en la figura 2.7. El cálculo matemático utilizado para su desarrollo se describe a continuación.

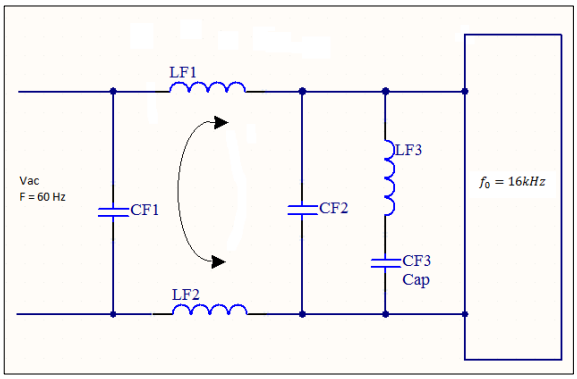


Figura 2.7. Filtro para el 3er y 5to armónico

2.6.1 Cálculo del filtro para el tercer armónico

Se parte conociendo los siguientes datos:

$f_0 = 16kHz$

$CF1 = 1uF$

$f_{red} = 60Hz$

Se calcula la frecuencia central

$$f_{central} = \sqrt{f_o * f_{red}}\ [Hz] \qquad \textit{(ec. 2.23)}$$

Reemplazando

$$f_{central} = \sqrt{16000 * 60}$$

$$f_{central} = 979{,}69Hz$$

Se calcula X_c con el valor de la $f_{central}$ del filtro sintonizado y el valor de *CF*1.

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \qquad \textit{(ec. 2.24)}$$

Reemplazando

$$X_c = \frac{1}{2\pi * 979{,}69 * 1x10^{-6}}$$

$$X_c = 162{,}45$$

Se tiene que la Reactancia Inductiva es:

$$X_L = \frac{X_c}{n^2} \qquad \textit{(ec. 2.25)}$$

Donde

$n = número\ del\ armónico$

$$X_L = \frac{162{,}45}{3^2}$$

X_L =18,05

Conociendo el valor de la reactancia inductiva se despeja *L* de:

$$X_L = 2\pi f L \qquad \textit{(ec. 2.26)}$$

Se tiene que.

$$L = \frac{X_L}{2\pi f}\ [H] \qquad \textit{(ec. 2.27)}$$

Se calcula *L* usando la frecuencia de resonancia por que la inductancia está en serie a la línea.

$$L = \frac{18{,}05}{2\pi * 16000}$$

$$L = 179{,}54uH$$

El siguiente paso es determinar el número de vueltas que se necesita, considerando que se tiene un núcleo de ferrita de las siguientes dimensiones.

$r = 7\ mm$

$H = 14\ mm$

En la figura 2.8 se puede observar el núcleo utilizado.

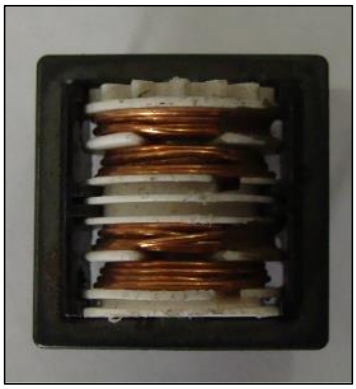


Figura 2.8. Núcleo utilizado para las bobinas LF1 y LF2

Por la ley de Ampere

$$I = \oint Hdl \qquad \text{(ec. 2.28)}$$

En donde

- $I = Corriente\ [A]$
- $H = Intensidad\ del\ Campo\ magnético$
- $dl = Diferencial\ de\ Longitud$

La densidad de flujo magnético es:

$$B = \mu \cdot H \; [T] \qquad \textit{(ec. 2.29)}$$

- $\mu = Permeabilidad\ magnética\ \ H/m$

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_R \qquad \textit{(ec. 2.30)}$$

- $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}\ H/m\ \ para\ el\ espacio\ libre$
- $\mu_R = 50\ Permeabilidad\ relativa\ para\ ferrita$

El flujo magnético es:

$$\Phi = \int_s Bds \; [Wb] \qquad \textit{(ec. 2.31)}$$

Por último, se sabe que la inductancia en función de la corriente y el flujo magnético viene dada por la ecuación 2.32. Una vez citadas todas estas relaciones, se procede a calcular la densidad de flujo magnético. Las referencias utilizadas se pueden apreciar en la figura 2.9. En la figura 2.10 se muestran las referencias utilizadas para el cálculo de la intensidad de campo magnético de una espira.

(ec. 2.32)

$$L = \frac{\Phi}{I}\ [H]$$

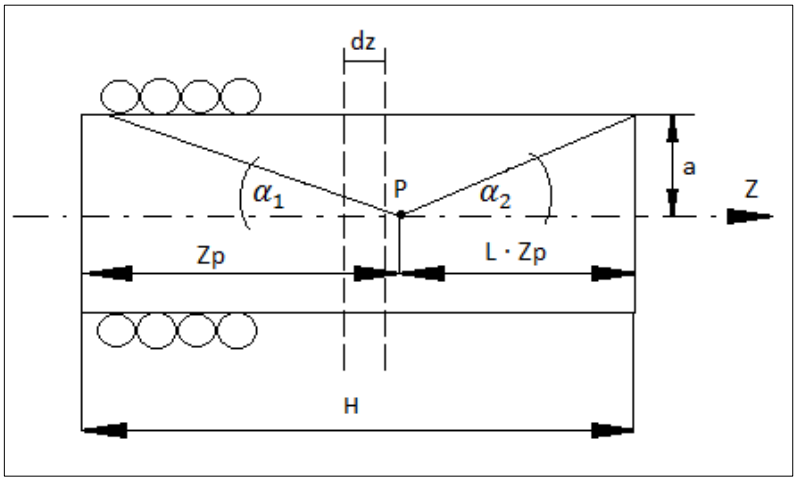


Figura 2.9. Corte transversal del núcleo

Cálculo para una espira circular de radio *a*

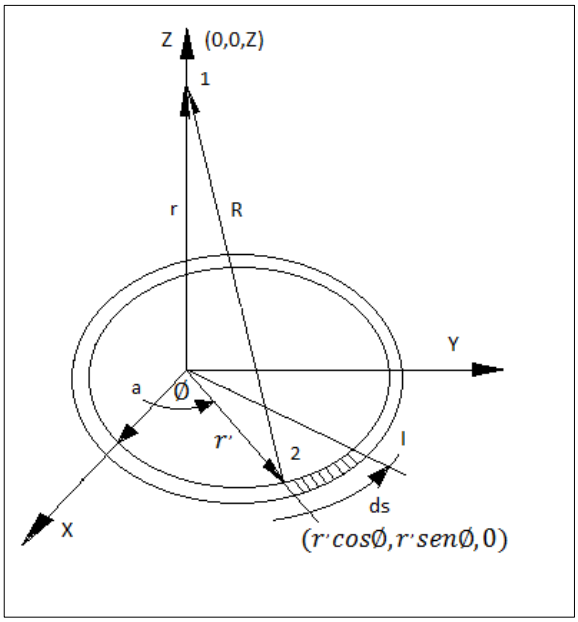


Figura 2.10. Gráfico de una espira en los ejes X, Y Z.

Intensidad de Campo Magnético

$$\partial H = \frac{I\partial \boldsymbol{s} \times \overrightarrow{\boldsymbol{R'_{12}}}}{4\pi R^2} \quad \textit{(ec. 2.33)}$$

$$H = \oint \frac{I\partial \boldsymbol{s} \times \overrightarrow{\boldsymbol{R'_{12}}}}{4\pi R^2} \quad \textit{(ec. 2.34)}$$

$$\boldsymbol{r} = z \cdot \boldsymbol{k} \quad \textit{(ec. 2.35)}$$

$$r' = x\boldsymbol{i} + y\boldsymbol{j} \quad \textit{(ec. 2.36)}$$

Se pasa a coordenadas polares para facilitar la integración

$$r' = a\ cos\emptyset\boldsymbol{i} + a\ sen\emptyset\boldsymbol{j} \quad \textit{(ec. 2.37)}$$

La distancia entre los puntos 1 y 2 es R_{12} y viene dado por:

$$R_{12}^2 = a^2 + z^2 \quad \textit{(ec. 2.38)}$$

El módulo de R_{12} es:

$$|R_{12}| = \sqrt{a^2+z^2} \quad \textit{(ec. 2.39)}$$

$R_{12} = \vec{r}' + \vec{r}$

Reemplazando valores

$$R_{12} = a\,cos\emptyset\boldsymbol{i} + a\,sen\emptyset\boldsymbol{j} + z \cdot \boldsymbol{k} \qquad \textit{(ec. 2.40)}$$

El vector unitario es.

$$\overrightarrow{R_{12}} = \frac{a\,cos\emptyset\boldsymbol{i} + a\,sen\emptyset\boldsymbol{j} + z \cdot \boldsymbol{k}}{\sqrt{a^2+z^2}} \qquad \textit{(ec. 2.41)}$$

La Longitud de arco es:

$$ds = a\partial\emptyset \qquad \textit{(ec. 2.42)}$$

$ds' = \partial r'$

$ds' = \partial(acos\emptyset\boldsymbol{i} + asen\emptyset\boldsymbol{j})$

$ds' = a(-sen\emptyset\boldsymbol{i} + cos\emptyset\boldsymbol{j})$

$$d's \times \overrightarrow{\boldsymbol{R'_{12}}} = \begin{vmatrix} i & j & k \\ -aSen\emptyset & aCos\emptyset & 0 \\ -r'Cos\emptyset & -r'Sen\emptyset & Z \end{vmatrix} \frac{1}{\sqrt{a^2+z^2}}$$

$$d's \times \overrightarrow{\boldsymbol{R'_{12}}} = [aZCos\emptyset\boldsymbol{i} - \boldsymbol{j}(-aSen\emptyset Z) + \boldsymbol{K}(ar'Sen^2\emptyset + arCos^2\emptyset)] \frac{1}{\sqrt{a^2+z^2}}$$

$$d's \times \overrightarrow{\boldsymbol{R'_{12}}} = [aZCos\emptyset\boldsymbol{i} + aZSen\emptyset\boldsymbol{j} + ar'\boldsymbol{K}] \frac{1}{\sqrt{a^2+z^2}}$$

(ec. 2.43)

$$d's \times \overrightarrow{\boldsymbol{R'_{12}}} = a[Z(Cos\emptyset \boldsymbol{i} + Sen\emptyset \boldsymbol{j}) + a\boldsymbol{K}] \ \frac{1}{\sqrt{a^2+z^2}}$$

Se reemplaza en la ecuación de la intensidad del campo magnético

(ec. 2.44)

$$H = \oint \frac{I}{4\pi} \frac{a[Z(Cos\emptyset' \boldsymbol{i} + Sen\emptyset' \boldsymbol{j}) + a\boldsymbol{K}]}{\left(\sqrt{a^2+z^2}\right)^3} d\emptyset'$$

(ec. 2.45)

$$H = \int_0^{2\pi} \frac{Ia}{4\pi} \frac{[Z(Cos\emptyset' \boldsymbol{i} + Sen\emptyset' \boldsymbol{j}) + a\boldsymbol{K}]}{\left(\sqrt{a^2+z^2}\right)^3} d\emptyset'$$

Reemplazando en la ecuación de la densidad del flujo magnético

(ec. 2.46)

$$B = \frac{\mu I a}{4\pi} \int_0^{2\pi} \frac{[Z(Cos\emptyset' \boldsymbol{i} + Sen\emptyset' \boldsymbol{j}) + a\boldsymbol{K}]}{(a^2+z^2)^{3/2}} d\emptyset'$$

Resolviendo se tiene que

(ec. 2.47)

$$B = \frac{I\mu a}{4\pi} \left(\frac{a}{2(a^2+z^2)^{3/2}} \right) \vec{K}$$

Dado a que esto corresponde a una sola espira, al encontrar la densidad de flujo magnético *B* para un solenoide de *n* espiras en una longitud *L*, se tendrá con respecto a un punto *P* mostrado en la figura 2.9. Las siguientes relaciones mostradas a continuación:

$$\Delta B = \frac{\mu I a^2}{4\pi} \frac{1}{\left[a^2 + \left(Z_p - Z\right)^2\right]^{3/2}} n\Delta z \qquad \textit{(ec. 2.48)}$$

$$\partial B = \frac{\mu I a^2}{4\pi} \frac{1}{\left[a^2 + \left(Z_p - Z\right)^2\right]^{3/2}} ndz \qquad \textit{(ec. 2.49)}$$

Donde

- $Z_p \rightarrow Lugar\ del\ punto\ P$
- $n = \frac{N}{H}\ Considerando\ n\ vueltas\ por\ un\ intervalo\ dz$
- $N = Número\ total\ de\ espiras$

Para obtener el flujo magnético en toda la longitud *H*, se tiene la siguiente integral:

$$B = \int_0^L \frac{\mu I a^2}{4\pi} \frac{1}{\left[a^2 + \left(Z_p - Z\right)^2\right]^{3/2}} ndz \qquad \textit{(ec. 2.50)}$$

Integrando se tiene que

$$B = \frac{\mu n I}{2}\left[\frac{H - Z_p}{\left[a^2 + \left(H - Z_p\right)\right]^{1/2}} + \frac{Z_p}{\left[a^2 + Z_p^2\right]^{1/2}}\right] \quad \textit{(ec. 2.51)}$$

En esta ecuación se tiene las siguientes relaciones.

$$\frac{H - Z_p}{\left[a^2 + \left(H - Z_p\right)\right]^{1/2}} = Cos\alpha_2 \quad \textit{(ec. 2.52)}$$

Y

$$\frac{Z_p}{\left[a^2 + Z_p^2\right]^{1/2}} = Cos\alpha_1 \quad \textit{(ec. 2.53)}$$

Reemplazando estos valores se tiene

$$B = \frac{\mu n I}{2}\left(Cos\alpha_2 + Cos\alpha_1\right) \quad \textit{(ec. 2.54)}$$

Una vez obtenido el valor de la densidad de flujo *B, se* calcula el flujo magnético utilizando el ángulo del solenoide mostrado en la figura 2.11. Para esto se utiliza la ecuación 2.55. El objetivo de realizar estas operaciones es determinar el valor de **L** para poder encontrar el número de espiras **N.**

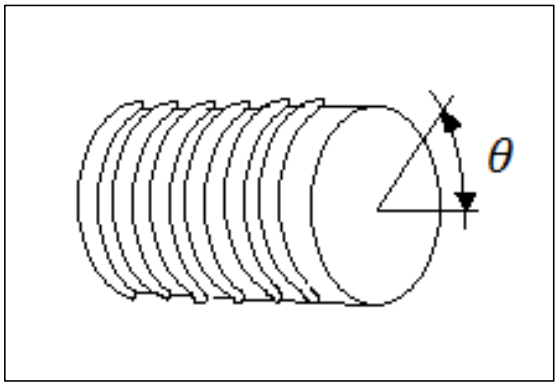


Figura 2.11. Ángulo θ

(ec. 2.55)

$$\Phi_n = \int_s B\, ds\ [Wb]$$

Se Integra Φ_n.

(ec. 2.56)

$$\Phi_n = \int_0^{2\pi} \frac{\mu n I}{2} (Cos\alpha_2 + Cos\alpha_1) \frac{1}{2} a^2 \theta d\theta$$

$$\Phi_n = \frac{\mu n I}{2} \frac{1}{2} a^2 2\pi (Cos\alpha_2 + Cos\alpha_1)$$

(ec. 2.57)

$$\Phi_n = \frac{\mu n I}{2} a^2 \pi (Cos\alpha_2 + Cos\alpha_1)$$

Reemplazando el valor de *n*, el flujo para *N* espiras será

$$\Phi_N = \frac{\mu N I}{2H} a^2 \pi (Cos\alpha_2 + Cos\alpha_1) \qquad \textit{(ec. 2.58)}$$

Se reemplaza Φ_n en la ecuación de la Inductancia ***L*** como indica la ecuación 2.59. A continuación se despeja ***N*** ecuación 2.60. Con esta ecuación se procede a calcular el número de vueltas determinando el valor de los ángulos $\propto_1 y \propto_2$ mediante la ecuación 2.61, utilizando la figura 2.9.

$$L = \frac{\mu N^2 I}{2H} a^2 \pi (Cos\alpha_2 + Cos\alpha_1) \qquad \textit{(ec. 2.59)}$$

$$N = \sqrt{\frac{2LH}{\mu \pi a^2 (Cos\alpha_2 + Cos\alpha_1)}} \qquad \textit{(ec. 2.60)}$$

.

$$\alpha_1 = \tan^{-1}\frac{7}{7} \qquad \textit{(ec. 2.61)}$$

$\alpha_1 = 45°$

$\alpha_1 = \alpha_2$

Permeabilidad ferro magnética

$\mu = 0{,}0182423 \times 10^{-3}$

Reemplazando valores

$$N = \sqrt{\frac{2 \times 179{,}54 \times 10^{-6} \times 14 \times 10^{-3}}{0{,}0182423 \times 10^{-3} \times \pi \times 7^2 (Cos\ 45 + Cos\ 45) \times 10^{-6}}}$$

$N = 35{,}58\ espiras$

Por la forma del núcleo de la bobina que se va utilizar para la construcción del filtro, es necesario considerar el cálculo de la inductancia mutua ocasionada por las bobinas *LF1* y *LF2*. A continuación, se describen todas las relaciones utilizadas, por lo tanto tenemos que:

Se conoce que las inductancias mutuas vienen dadas por:

$$M_{21} = N_1 \frac{\Phi_{21}}{i} \qquad \textit{(ec. 2.62)}$$

$$M_{12} = N_2 \frac{\Phi_{12}}{i} \qquad \textit{(ec. 2.63)}$$

$$M_{21} = M_{12} \qquad \textit{(ec. 2.64)}$$

- $M_{12} = Inductancia\ mutua\ producida\ por\ LF1\ sobre\ LF2$
- $M_{21} = Inductancia\ mutua\ producida\ por\ LF2\ sobre\ LF1$

De donde

$$M_{21}M_{12} = \frac{N_1\Phi_{21}}{i} \cdot \frac{N_2\Phi_{12}}{i}$$ *(ec. 2.65)*

Se tiene que *K* es el coeficiente de acoplamiento

$$K = \frac{\Phi_{21}}{\Phi_1} = \frac{\Phi_{12}}{\Phi_2}$$ *(ec. 2.66)*

Se despeja el flujo magnético que incide cada bobina

$\Phi_{12} = \mathrm{K}\Phi_1$

$\Phi_{21} = \mathrm{K}\Phi_2$

Se reemplaza estos valores

$$M^2 = \frac{N_1 K\Phi_1}{i} \cdot \frac{N_2 K\Phi_2}{i}$$ *(ec. 2.67)*

Se tiene que:

$$L_1 = \frac{\Phi_1 N_1}{i} \quad \textit{(ec. 2.68)}$$

$$L_2 = \frac{\Phi_2 N_2}{i} \quad \textit{(ec. 2.69)}$$

Se reemplaza estos valores para tener el valor de la inductancia mutua en función de las bobinas.

$$M^2 = K^2 L_1 L_2 \quad \textit{(ec. 2.70)}$$

$$M = K\sqrt{L_1 L_2} \quad \textit{(ec. 2.71)}$$

El valor de *K* se puede obtener de tablas de los fabricantes de las ferritas. En este caso para la ferrita que se utilizó, se tiene un valor de $K \approx 0{,}8$. Otra opción es, determinar el valor de K mediante mediciones de las bobinas, usando la ecuación 2.72.

$$K = \sqrt{1 - \frac{L_1'}{L_1}} \quad \textit{(ec. 2.72)}$$

$L_1' \rightarrow Es\ el\ valor\ que\ se\ obtiene\ midiendo\ las\ bobinas\ en\ circuito\ abierto$

$L_1 \rightarrow\ Es\ el\ valor\ que\ se\ obtiene\ midiendo\ las\ bobinas\ en\ circuito\ cerrado$

Los valores que se obtuvieron fueron

$L_1' = 74\mu H$

$L_1 = 110\mu H$

Reemplazando

$$K = \sqrt{1 - \frac{74}{110}}$$

$K = 0{,}572$

Con el valor de *K*, se calcula la Inductancia Mutua

$M_1 = 0{,}572\sqrt{179 * 178}$

$M_1 = 102{,}40\mu H$

La inductancia total de la bobina es

$$L_{LT} = L_1 + M \qquad \textit{(ec. 2.73)}$$

Reemplazando

$L_T = 179{,}54 + 102{,}40 = 281{,}94\mu H$

Por lo tanto, el valor total calculado de la bobina fue de 281.94 μH. Con estos datos se procedió a construir la inductancia utilizada para el filtro del tercer armónico. Luego se realizó la medición mediante un LC Meter, y el valor medido que se obtuvo fue de 261,2μH.

2.6.2 Cálculo del filtro para el quinto Armónico

Para calcular el filtro para el quinto armónico, se procede de manera similar al filtro anterior. Por lo tanto, se parte considerando los valores de $f_0 = 16kHz$ y $CF3 = 0{,}1uF$. Los cálculos para determinar el valor de *LF3* son los mismos que se usó para el filtro del tercer armónico.

Se tiene que

$$X_c = \frac{1}{2\pi fc} \qquad \textit{(ec. 2.74)}$$

$$f_0 = \sqrt{F_0 F_{red}} \qquad \textit{(ec. 2.75)}$$

Reemplazando

$f_0 = \sqrt{16000 * 60}$

$f_0 = 979{,}69Hz$

$X_c = \frac{1}{2 \times \pi \times 979{,}69 \times 0{,}1 \times 10^{-6}}$

$$X_c = 162{,}4$$

Calculando X_L

$$X_L = \frac{X_c}{n^2} \quad \text{(ec. 2.76)}$$

Reemplazando

$$X_L = \frac{162{,}4}{5^2}$$

$$X_L = 6{,}496$$

Se despeja L_5 de X_L :

$$X_L = 2\pi f_0 L_5 \quad \text{(ec. 2.77)}$$

$$L_5 = \frac{X_L}{2\pi f_0} \quad \text{(ec. 2.78)}$$

Reemplazando valores

$$L_5 = \frac{6{,}496}{2\pi 16000}$$

$$L_5 = 64{,}61\mu H$$

La bobina utilizada para el filtro del tercer armónico, se realizó sobre un núcleo toroidal T-106 de las siguientes características: $Diámetro\ interno = 26{,}9mm$, $Diámetro\ externo = 14{,}2mm$, $alto = 11{,}2mm$, $A_L = 900\mu H$. Al ser el núcleo toroidal, el cálculo para obtener el número de espiras es mucho más directo, en comparación con el realizado para el filtro del tercer armónico.

El número de vueltas viene dado por

(ec. 2.79)

$$N_5 = 100\sqrt{\frac{L_5}{A_L}}$$

Reemplazando

$$N_5 = 100\sqrt{\frac{64{,}61}{900}}$$

$$N_5 = 26{,}79$$

Las bobinas *LF1*, *LF2* y *LF3* usadas para la construcción de los filtros del tercer y quinto armónico, se construyeron de tal forma, que la frecuencia central este por debajo de la frecuencia que se desea filtrar, como se recomienda en la fabricación de filtros sintonizados.

2.7 Firmware

El Firmware utilizado para el calentador de inducción se divide en 3 partes:

- Control de alarmas del calentador auxiliar
- Control de temperatura del calentador auxiliar
- Calibración de la Frecuencia de Resonancia

Se lo realizó con el microcontrolador18F452 de la marca "*Microchip Technology Inc.*". Este dispositivo tiene 40 pines, se alimenta con 5V. Se eligió este dispositivo por los convertidores A/D, utilizados para la medición de temperatura, y por el módulo CCP, utilizado para generar la señal PWM de frecuencia y ciclo de trabajo variables. La alimentación del PIC se puede observar en la figura 2.12.

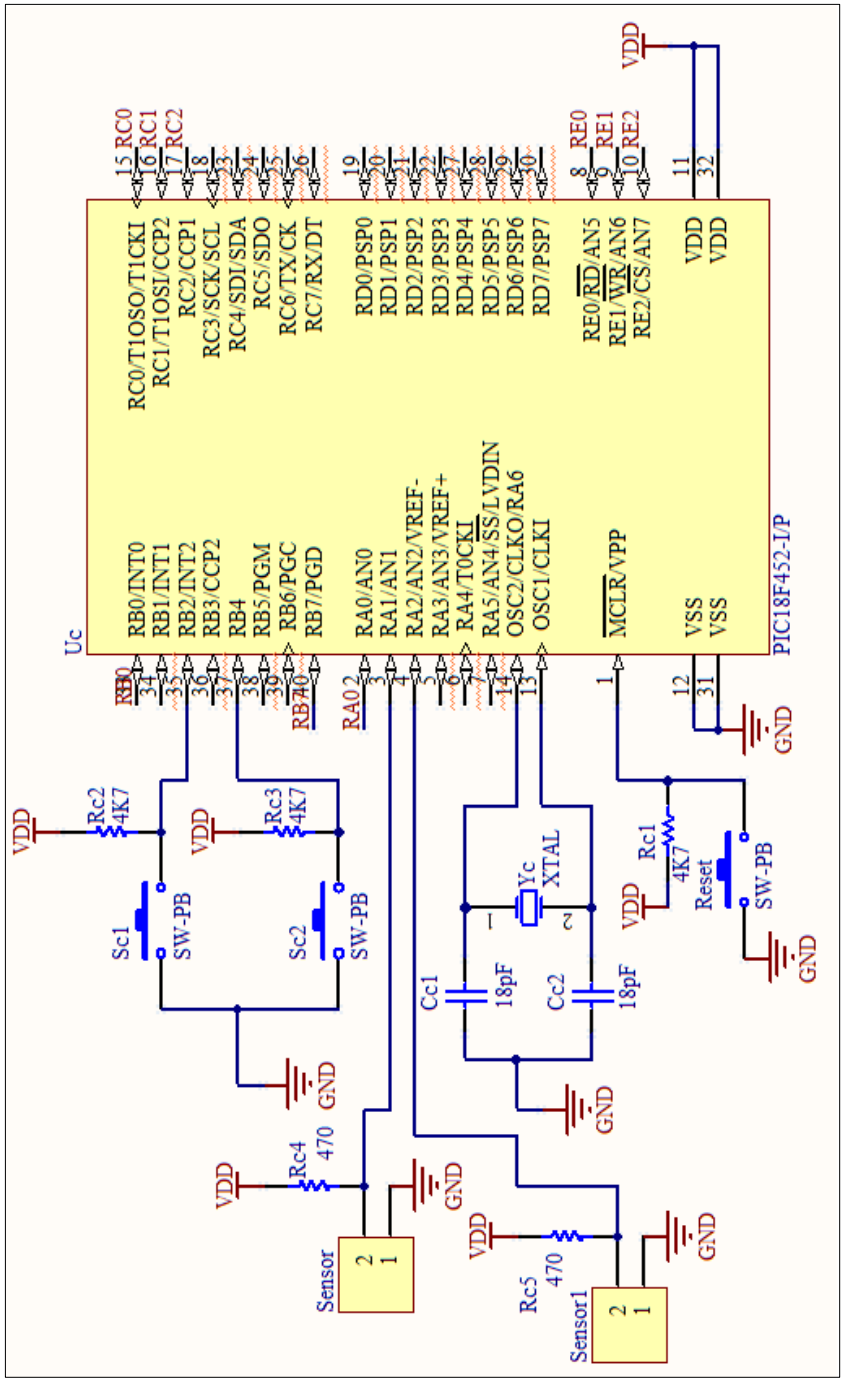


Figura 2.12. Alimentación del PIC y disposición de los puertos

La disposición de pines utilizados se puede apreciar en la tabla 2.1.

PUERTOS	**FUNCIÓN**
PORT C1	Pulso inicial
PORT D2	Activa switch de ON-OFF
PORT B0	Activa PWM
PORT B4	Desactiva PWM
PORT B1	(+) Ciclo de trabajo
PORT B2	(-) Ciclo de trabajo
PORT B3	(+) Frecuencia
PORT B5	(-) Frecuencia
PORT B6	Calibración (+) del umbral inferior del sensor de temperatura
PORT B7	Calibración (-) del umbral inferior del sensor de temperatura
PORT D0	Calibración (+) del umbral superior del sensor de temperatura
PORT D1	Calibración (-) del umbral superior del sensor de temperatura
PORT C1	

Tabla 2.1. Funciones de los puertos del PIC

2.7.1 Diagramas de flujo del firmware utilizado

2.7.1.1 Programa Principal

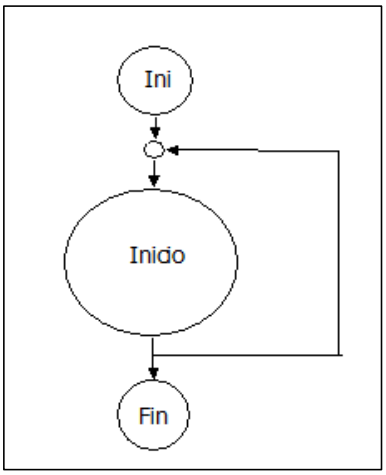


Figura 2.13. Programa Principal

El diagrama de flujo del programa principal se muestra en la figura 2.13. Se inicia configurando los puertos del PIC como entradas y salidas, para ello se configura los TRIS. Se encera las variables utilizadas. A continuación, se configuran todos los recursos. Por último, se carga los valores de las condiciones iniciales en las variables. El diagrama de flujo se puede apreciar en la figura 2.14.

TIMER 0: Es un módulo de 8 a 16 bits, para este proyecto se le configuró a 8 bits.

TIMER 2: Es un módulo de 8 bits. Se utiliza para dar el periodo del PWM.

Módulo CCP: Es un módulo de 16 bits. Se configura el registro CCP1CON para generar la onda PWM.

MODULO A/D

ADCON0 Se configuró la frecuencia de oscilación, con $F_{osc}/8$. Los canales de adquisición son AN1 y AN2.

ADCON1 Se configura el formato de mostrar el resultado.

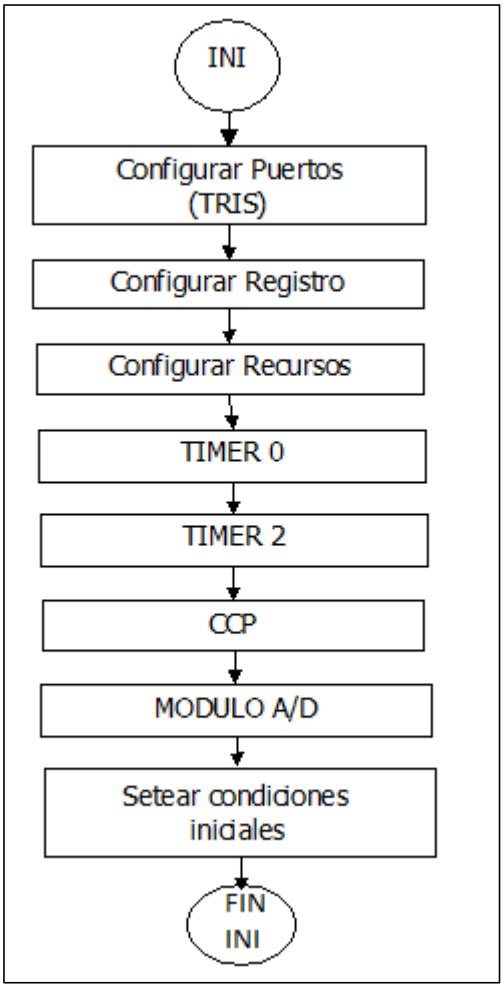


Figura 2.14. Configuraciones Iniciales

Se configura el PORTB, PORTD0 y PORTD1 como entradas, mediante el TRISB y TRISD respectivamente. Se testea los pulsantes con los que se realiza las siguientes acciones: Se activa y desactiva la señal PWM, se calibra los valores de la onda PWM, se ajusta los umbrales positivo y negativo. El diagrama de flujo se puede observar en la figura 2.15

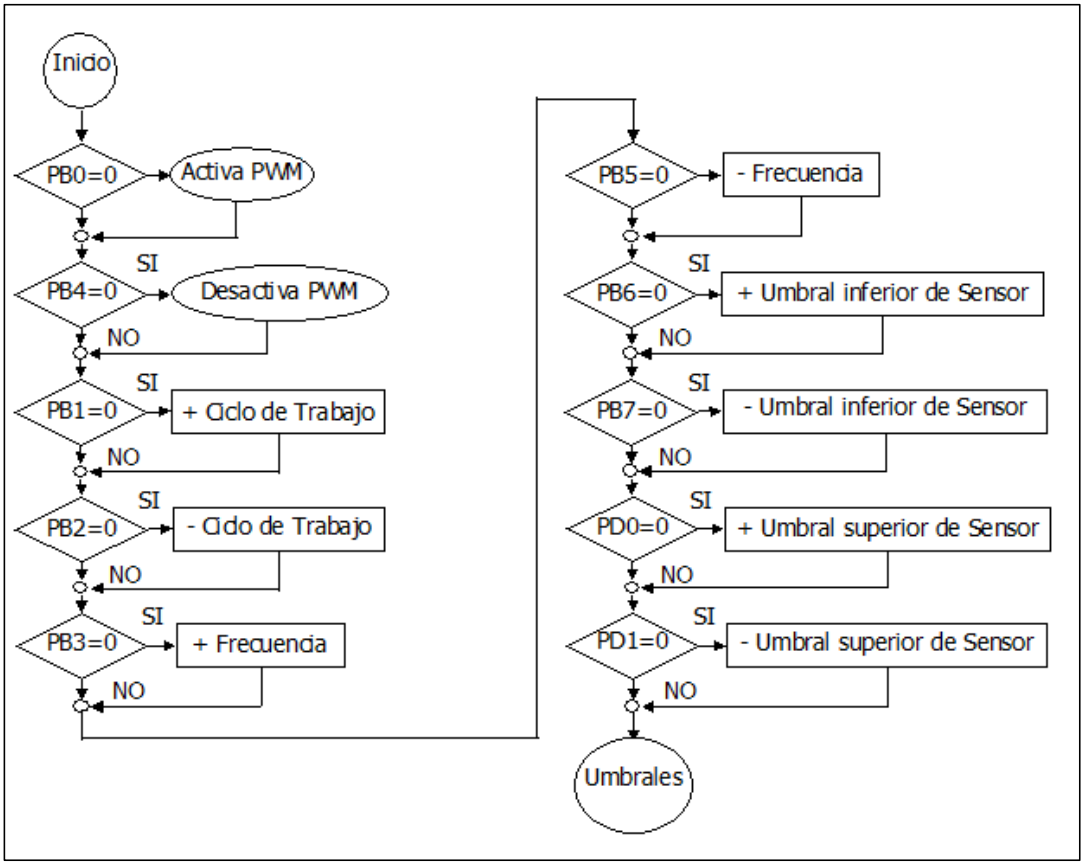


Figura 2.15. Testeo de pulsantes

2.7.1.2 Control de alarmas del calentador auxiliar

Para el control de alarmas se configuró la interrupción por RB0 en el registro INTCON. Una vez que se detecta un cambio de estado, el PIC deja de dar PWM. Comienza a testear en un bucle que se rompe en el instante que todas las condiciones de funcionamiento vuelvan a ser normales.

2.7.1.3 Control de temperatura del calentador auxiliar

Se adquiere las señales provenientes de S1 yS2. Se compara con un valor previamente cargado. El PORTD, 2 se pone en estado alto, si el valor es menor al umbral negativo y, en estado bajo, si es mayor que el umbral positivo. El diagrama de flujo se muestra en la figura 2.16.

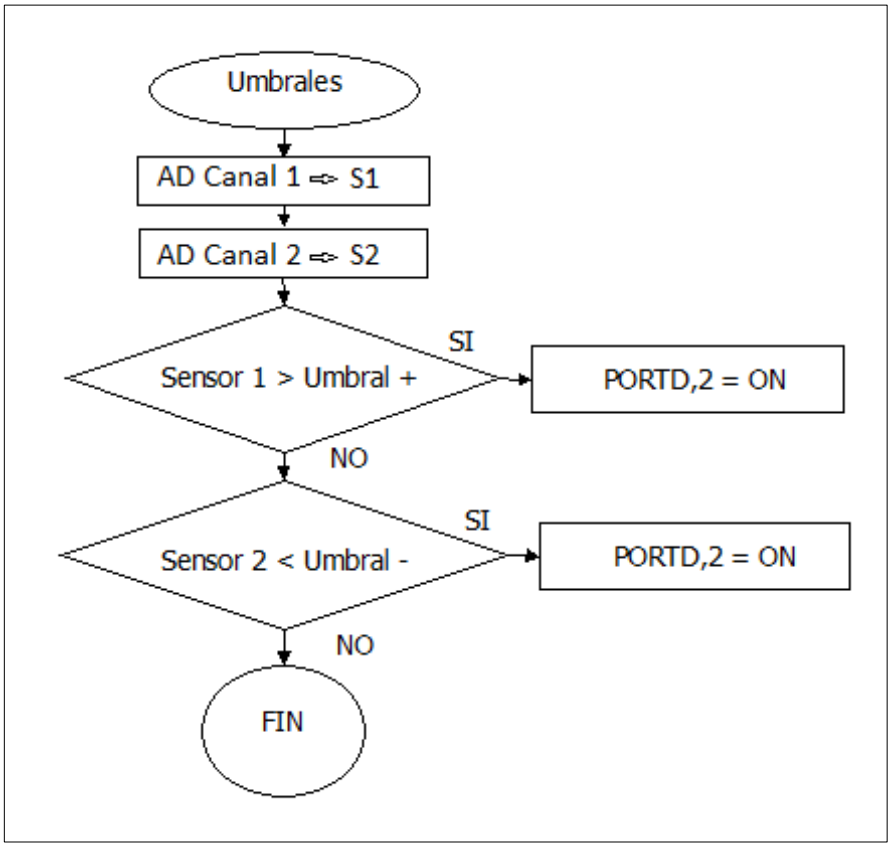


Figura 2.16. Control de temperatura del calentador auxiliar

2.7.1.4 Calibración de la frecuencia de resonancia

Se testea el PORTB0, si es cero, se va a la subrutina activa PWM, se genera una demora de 3seg, se da el pulso inicial y se enciende el calentador auxiliar. A continuación, se carga los valores de las variables AuxPR2 en PR2 y AuxCCP en CCPR1L y se genera la señal PWM.

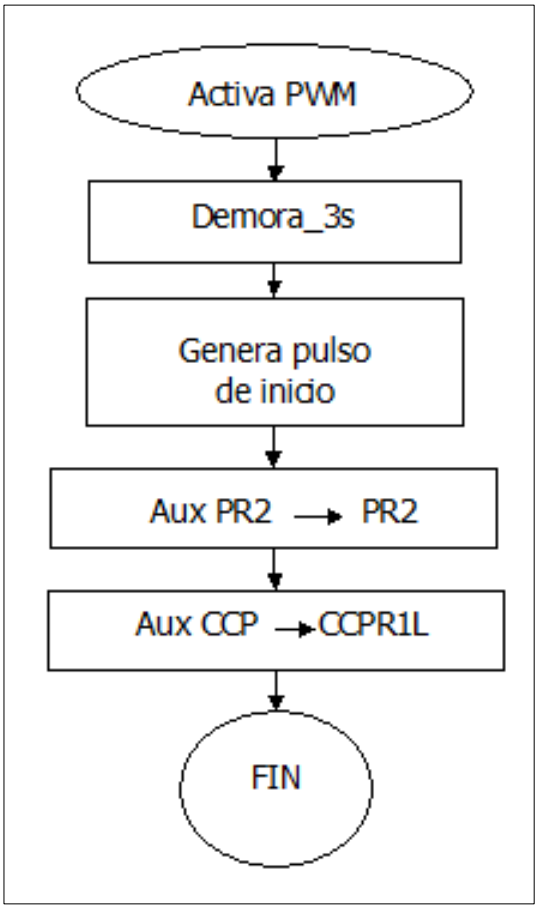


Figura 2.17. Activa PWM

Se testea el valor de PORTB4, si es cero, se va a la subrutina desactiva PWM. Se respalda los valores de CCPR1L en la variable AuxCCP y PR2 en AuxPR2, con el objetivo de que cuando se vuelva a generar la señal PWM, inicie con las últimas condiciones reguladas. Por último, se encera el registro CCPR1L dejando de generar la señal PWM. El diagrama de flujo se muestra en la figura 2.18.

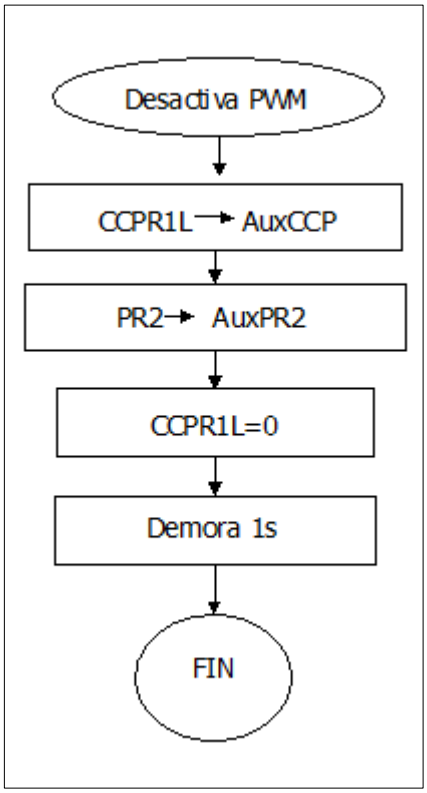


Figura 2.18. Desactiva PWM

CAPITULO 3

3 IMPLEMENTACIÓN DE HARDWARE

INTRODUCCIÓN

En este capítulo se hablará de todos los procesos realizados, hasta obtener el prototipo final del calentador auxiliar de inducción, con sus respectivas ilustraciones. Además, se podrá observar las tablas y mediciones realizadas para la construcción de los filtros para armónicos.

3.1 Disparo del IGBT

Obtener un buen disparo del IGBT, fue fundamental para poder desarrollar este prototipo, por lo que a continuación, se citarán los pasos que se siguió para conseguirlo: Disipación de calor para la protección del IGBT, se utilizó un buen disipador de calor y un ventilador de 12V, como se puede observar en la figura 3.1.

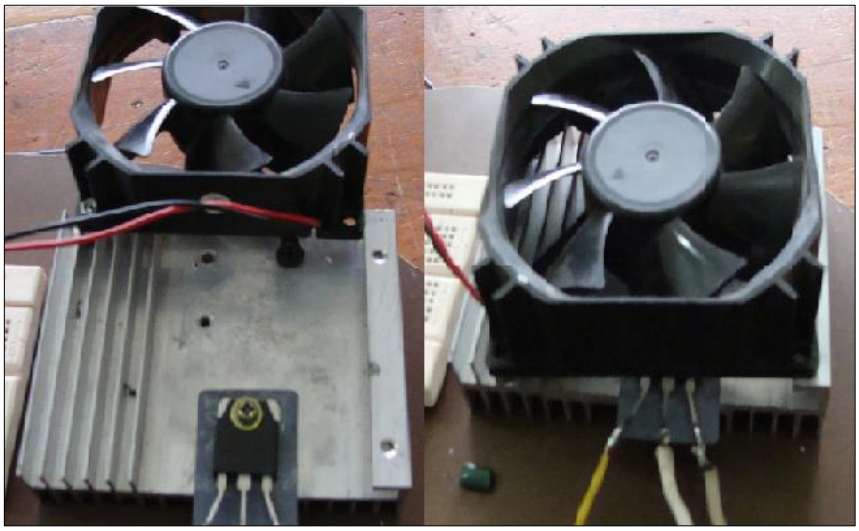


Figura 3.1. Ventilador y Disipador de calor

El driver formado por los transistores Qd-1 y Qd2, debe garantizar que los pulsos que lleguen al Gate del IGBT, sean estables, y no se produzcan picos muy elevados en el instante de la conmutación. Para esto, la distancia de la bobina al tanque auxiliar, fue crítica para el disparo del IGBT. Se hicieron dos pruebas, las que se muestran a continuación:

Se bobinó directamente sobre el tanque auxiliar como se muestra en la figura 3.2. Colocando la punta de medición del osciloscopio en el colector del IGBT utilizado, se puede observar en la figura 3.3, que no existe una correcta conmutación. Por lo tanto, se tuvo que descartar esta disposición. La base de tiempo fue de 10 uS y 50 voltios por división.

Figura 3.2. Bobinado sobre el tanque auxiliar

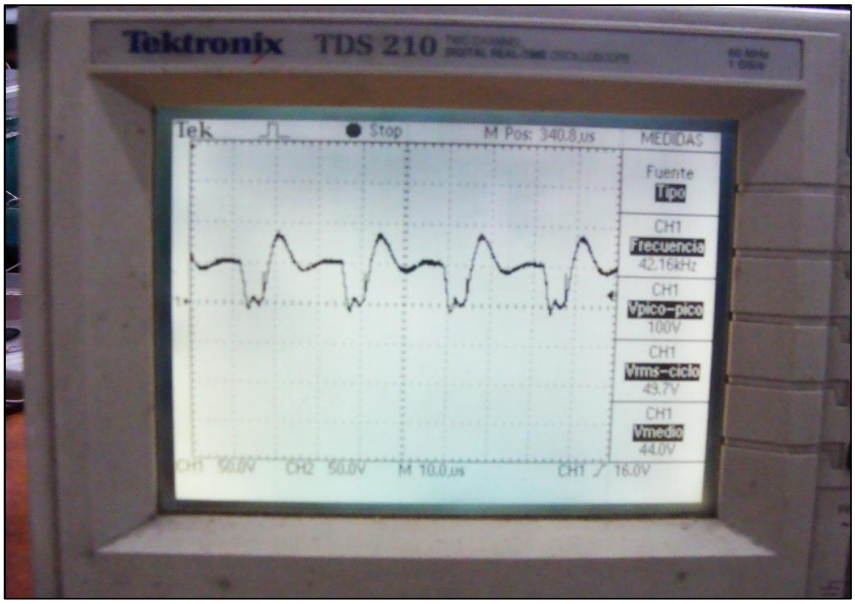


Figura 3.3. Forma de onda del Colector del IGBT

Mediante pruebas con una cocina de inducción se observó, que era necesaria una separación entre el inductor y el material a calentar, por lo tanto, se cubrió el tanque auxiliar con lana de vidrio, consiguiendo una separación de 1 cm aproximadamente, entre el tanque y la bobina, el resultado final se puede observar en la figura 3.4.

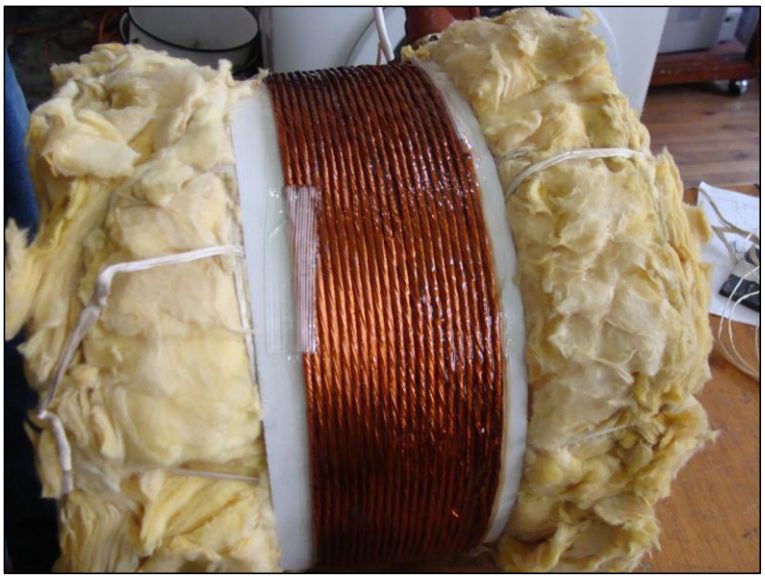


Figura 3.4. Ventilador y Disipador de calor

Con la punta del osciloscopio en el colector del IGBT, se volvió a medir. Se puede observar en la figura 3.5 que existe una conmutación correcta, en comparación con la obtenida anteriormente. La base de tiempo fue de 50 uS y 50v por división. La frecuencia de resonancia varió, porque el valor de la inductancia se alteró.

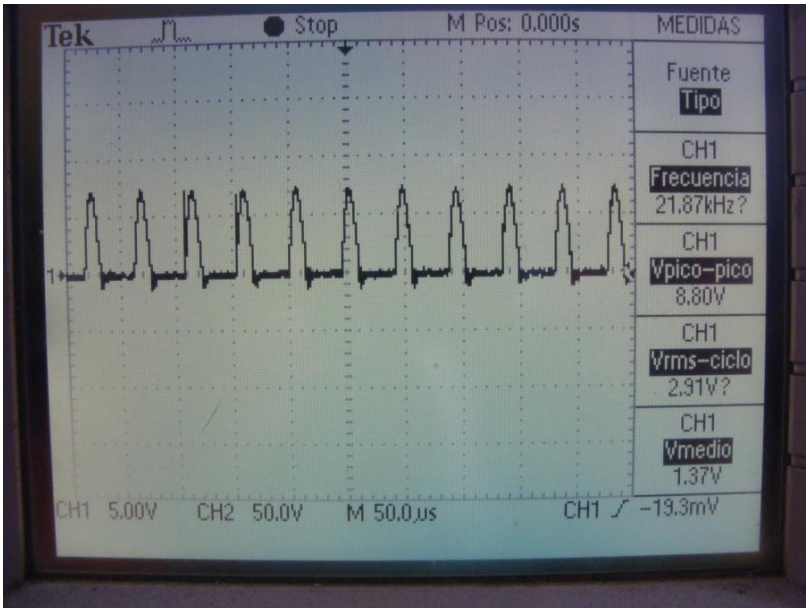


Figura 3.5. Forma de onda del Colector del IGBT

Debido al ruido producido por la inducción, se tuvo problemas con los LM339 y el PIC, esto afectaba directamente al disparo del IGBT, por comparaciones erróneas en los LM339. Esto se solucionó colocando condensadores de poliéster en las alimentaciones de todos los elementos.

Para encontrar la frecuencia de resonancia se utilizó PWM con frecuencia y *Duty Cicle* variable, enviado desde el PIC. (Se trabajó con valores experimentales, cercanos a la frecuencia de resonancia en el lado inductivo). Luego se consiguió esta oscilación mediante la carga y descarga del condensador *Cd2* y la resistencia *Rd4* [17]. El tren de pulsos obtenido se puede observar en la figura 3.6.

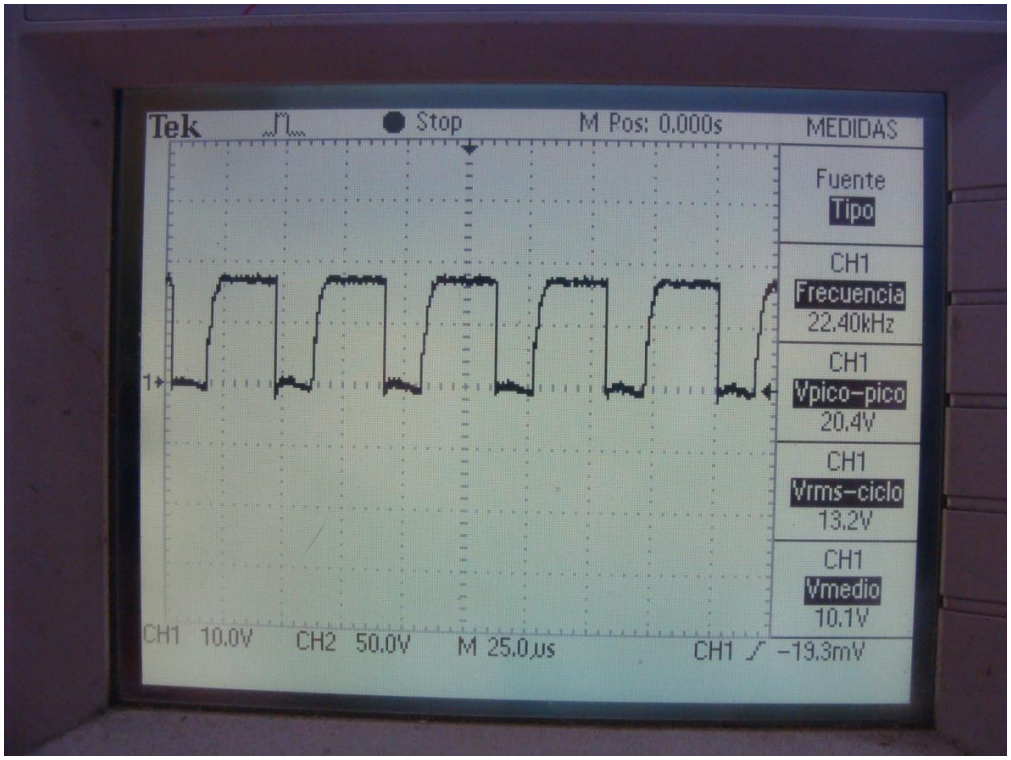


Figura 3.6. Señal PWM generada por el PIC

Para calibrar el Disparo del IGBT, se trabajó con diferentes valores de resistencias en el partidor que va al pin 9 del LM339. Se fue variando el valor de VDC, desde los 32Vac hasta llegar a 125Vac, con el propósito de proteger al IGBT de averías por sobrecalentamiento y corrientes pico muy elevadas, hasta obtener un buen disparo. Los valores picos y medios obtenidos se muestran en la tabla 3.1. El mismo procedimiento se tuvo que realizar para el tanque de 3L, debido a que el valor de la inductancia cambió. Los resultados obtenidos se muestran en la tabla 3.2.

Vac	Vdc(V medio)		V pin 8 lm339		V pin 9 lm339	
Red	Con carga	Sin Carga	V medio	V p-p	V medio	V p-p
32V	29,7V	47V	429mV	1,60V	1,02V	4,72V
43V	39,4V	63,2V	575mV	2,08V	1,19V	5,20V
72V	60,2V	97,5V	898mV	2,64V	1,53V	6,32V
94V	82,1V	131V	1,23V	2,96V	1,86V	7,52V
106V	94,6V	150V	1,38V	3,40V	2,08V	8,16V
125V	111V	176V	1,61V	3,8V	2,27V	9,60V

Tabla 3.1. Voltejes obtenidos en los pines 8 y 9 del LM339

al variar VAC, con el tanque auxiliar de 5L

Vac	Vdc(V medio)		V pin 8 lm339		V pin 9 lm339	
	Con carga	Sin Carga	V medio	V p-p	V medio	V p-p
32V	31,7V	46V	561mV	1,01V	776mV	2,7V
43V	41,5V	63,2V	794mV	1,6V	995mV	3,4V
72V	63,2V	98,5V	892mV	1,8V	1,32V	4,1V
94V	86,12V	131V	975mV	2V	2,13V	6,4V
106V	95,6V	149V	1,12V	2,4V	3,15V	8,3V
125V	114V	176V	1,34V	2,61V	3,91V	9,1V

Tabla 3.2. Voltejes obtenidos en los pines 8 y 9 del LM339

al variar VAC, con el tanque auxiliar de 3L

3.2 Diseño de la bobina

Para realizar la bobina utilizada en el circuito tanque, se utilizó un LC meter y la fórmula 2.9 citada en el capítulo anterior. El cable utilizado, es un cable esmaltado multipar, este no se encuentra disponible en el mercado, por lo que se tuvo que construir. Para desarrollar este proyecto se construyó tres bobinas hasta llegar a la definitiva, la cual se describe a continuación.

La bobina está formada por 30 cables esmaltados de un milímetro de diámetro, entorchados entre sí para conseguir un solo cuerpo, como se muestra en la figura 3.7. El objetivo de utilizar un cable multipar es, ayudar a la disipación de calor y a mejorar la conducción de corriente en el cable, por el efecto piel producido por las altas frecuencias.

Figura 3.7. Trenzado del cable multipar

3.3 Diseño del tanque auxiliar

Para el desarrollo de este proyecto se construyó dos tanques auxiliares de 3 y 5 litros, los dos son de material ferromagnético, el de 3L es de Zinc galvanizado y el de 5L es de una aleación de acero inoxidable. Se hizo dos agujeros de ½ pulgada en la parte inferior y superior de los tanques, para el ingreso y salida de agua. Se colocó dos sensores de temperatura en el ingreso y salida (*Thermo Switch*), para evaluar el salto térmico que produce el calentador de inducción sobre el agua. La figura 3.1 muestra la disposición de los sensores de temperatura en el tanque auxiliar.

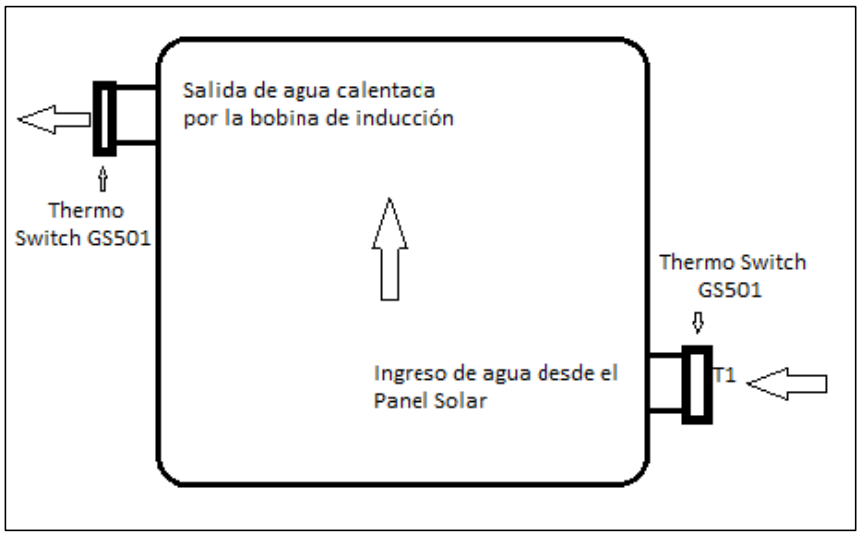


Figura 3.1. Disposición de los sensores de temperatura en el tanque auxiliar

El aislamiento térmico se consiguió forrando el tanque con fibra de vidrio como se puede ver en la figura 3.8. Sobre la fibra de vidrio se enrolló el cable que forma la bobina *L1*. Luego se cubrió con resina para conseguir la fijación de las espiras, como se muestra en la figura 3.9. Como último paso se colocó las ferritas, con el objetivo de orientar el campo magnético hacia el tanque auxiliar. La figura 3.10 muestra la disposicion de las ferritas. El mismo procedimiento se realizó para los dos tanques, el resultado final se puede apreciar en la figura 3.11.

Figura 3.8. Recubrimiento de lana de vidrio para el tanque auxiliar

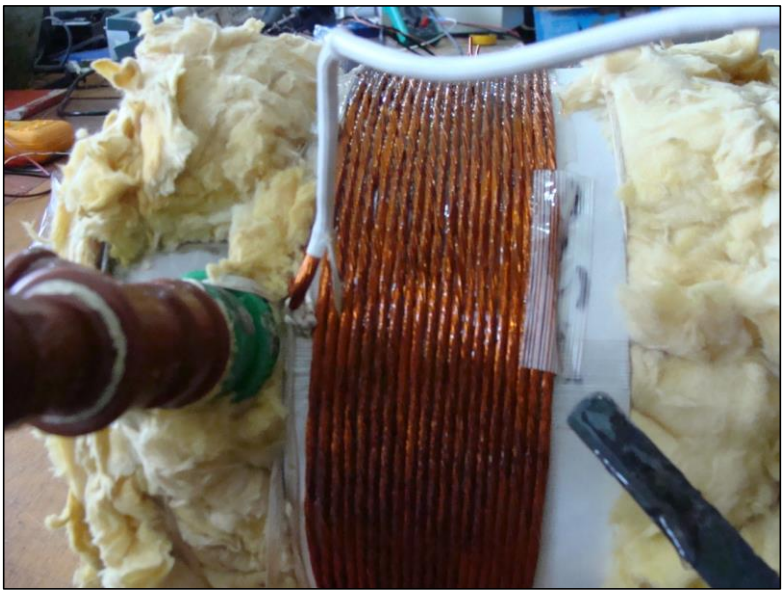


Figura 3.9. Bobinado sobre el tanque auxiliar (L1)

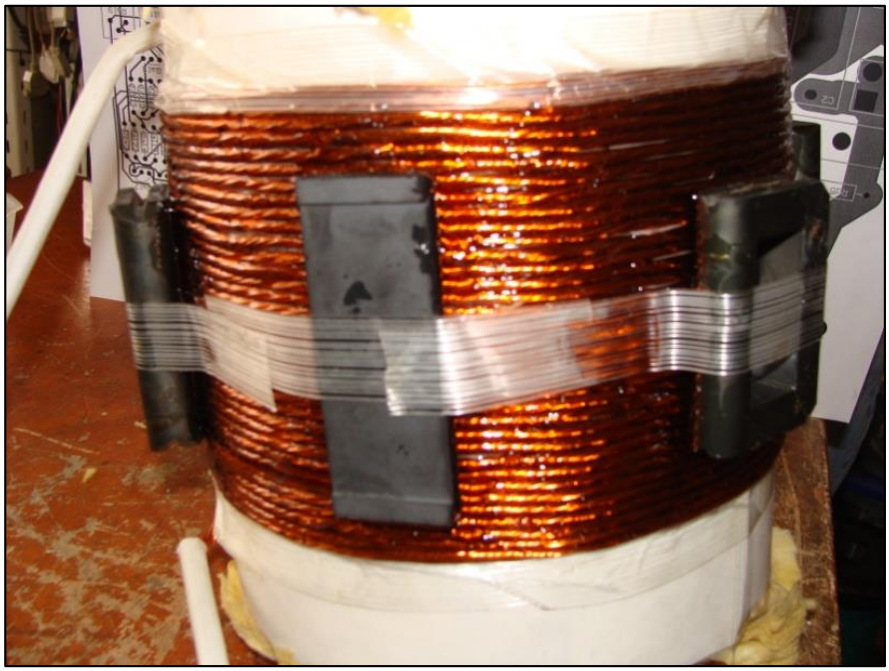


Figura 3.10. Colocación de las ferritas sobre la bobina L1

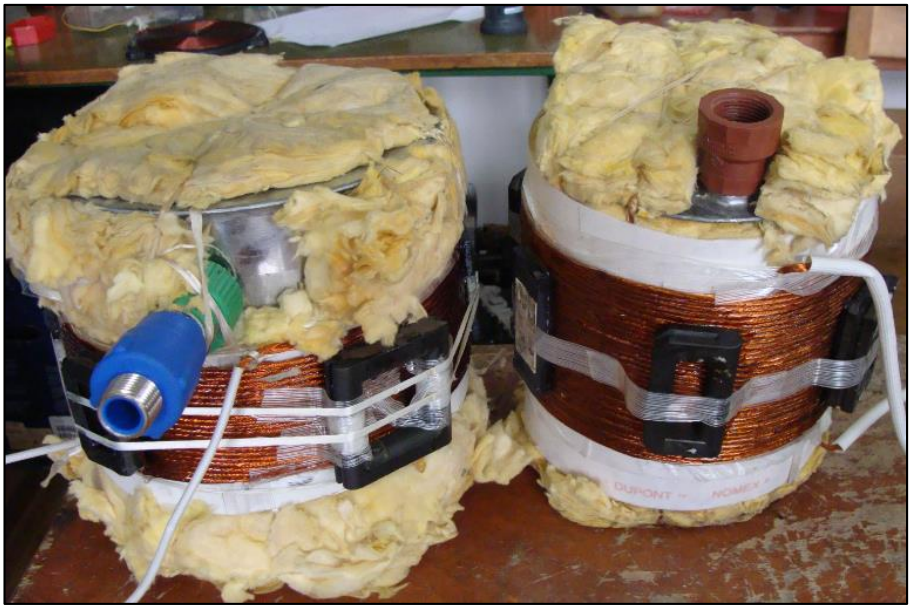


Figura 3.11. Tanques auxiliares de 3 y 5 litros terminados

3.4 Caracterización de los sensores de temperatura

Se utilizó dos tipos de sensores de temperatura, el *Thermo Switch* GS501, para sensar la temperatura del agua y, dos termistores encapsulados de cristal, para sensar la temperatura del IGBT y la bobina. Como no se necesita que el valor de la temperatura del agua sea muy exacto. Se tomó muestras aleatorias de temperatura, poniendo énfasis en los valores que nos interesan (34℃ Umbral Inferior y 41℃ Umbral Superior). Sin embargo, el rango de las muestras de temperatura que se tomó, va desde los 3℃ a los 99℃. Las tablas 3.3 y 3.4 muestran los valores obtenidos de la caracterización de los sensores GS501 y 252CT-4. Las figuras 3.2 y 3.3 muestran las curvas obtenidas.

Grados ^{o}C	Decimal (PIC)	Grados ^{o}C	Decimal (PIC)
3	208	**40**	103
7	204	**41**	99
12	191	**42**	96
14	185	**43**	94
16	177	**44**	92
19	169	**49**	86
23	154	**56**	62
28	140	**67**	44
33	124	**72**	35
34	120	**80**	30
35	116	**85**	25
36	114	**90**	20
37	112	**97**	15
38	108	**99**	12
39	105		

Tabla 3.3. Caracterización del sensor GS501

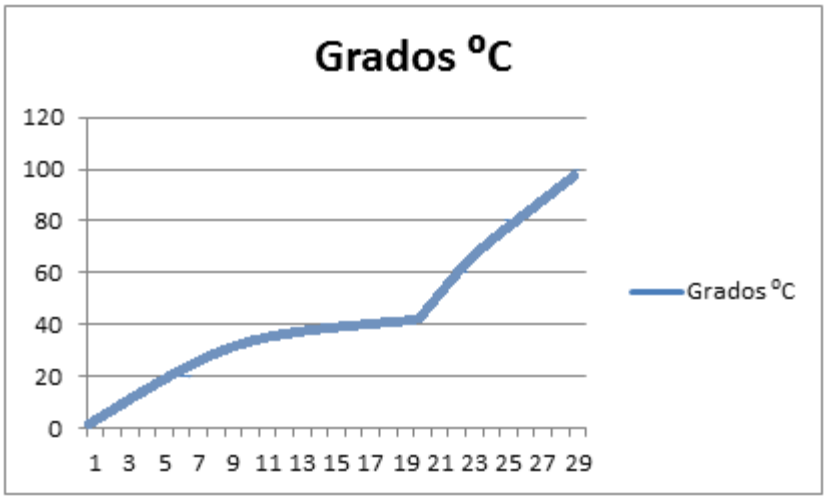


Figura 3.2. Curva obtenida de con los datos de la caracterización del sensor GS501

Grados ºC	Decimal (PIC)
20	208
25	209
30	206
35	204
42	203
50	198
58	195
62	193
68	191
75	189
77	185
79	184
80	177
81	174
82	172

Tabla 3.4. Caracterización de termistor 252CT-4

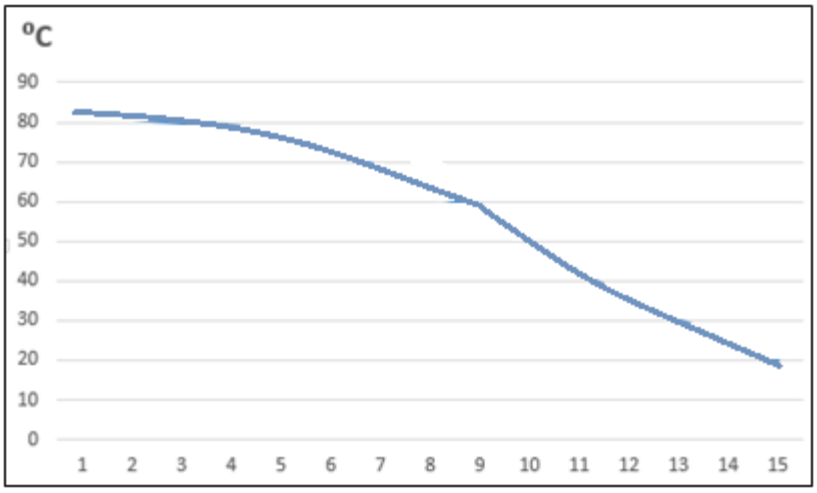


Figura 3.3. Curva obtenida de con los datos de la caracterización del Termistor 252CT-4

3.5 Construcción del filtro

Con el número de vueltas encontrado en el capítulo 2, se procedió a construir la bobina para el 3er y 5to armónico. En la práctica, se construyó bobinas con diferentes tipos de ferritas y núcleos. Se elaboró filtros con diferentes frecuencias de resonancia. Los valores utilizados se pueden apreciar en las siguientes tablas. En las figuras 3.12 y 3.13 se pueden observar las bobinas y condensadores utilizados.

Frecuencia de Resonancia de 22,28Khz

22280	**f_o**		900	9			25
cap-uF	Xc	Xl3	L3	**N3**	XL5	L5	**N5**
			INDUC	**ESPIRAS**		INDUC	**ESPIRAS**
0,1	71,43	7,937	56,7	**250,993**	2,86	20,411	**15,06**
1	7,143	0,794	5,67	**793,709**	0,29	20,411	**47,623**
10	0,714	0,079	0,567	**250,993**	0,03	0,2041	**1,506**
0,22	32,47	3,608	25,77	**169,219**	1,3	92,778	**10,153**
0,47	15,2	1,689	12,06	**115,774**	0,61	43,428	**69,465**

Tabla 3.5. Cálculo de bobinas y condensadores para el núcleo ferrita T-106 y una frecuencia de resonancia de 22Khz

22280	**f_o**		590	9			25
cap-uF	Xc	Xl3	L3	**N3**	XL5	L5	**N5**
			INDUC	**ESPIRAS**		INDUC	**ESPIRAS**
0,1	71,43	7,937	56,7	**309,996**	2,86	20,411	**18,6**
1	7,143	0,794	5,67	**980,295**	0,29	20,411	**58,818**
10	0,714	0,079	0,567	**309,996**	0,03	0,2041	**1,86**
0,22	32,47	3,608	25,77	**20,9**	1,3	92,778	**12,54**
0,47	15,2	1,689	12,06	**142,991**	0,61	43,428	**85,794**

Tabla 3.6. Cálculo de bobinas y condensadores para el núcleo ferrita T-94 y una frecuencia de resonancia de 22 KHz.

60	**F**		**Z**	**V**	**I**
0,1	26526	0,021	26525,7	120	0,0045
1	2653	0,002	2652,57	120	0,0452
10	265,3	0,0002	265,257	120	0,4524
0,22	12057	0,01	12057,2	120	0,01
0,47	5644	0,005	5643,77	120	0,0213

Tabla 3.7. Cálculo de la inductancia con 60 Hz

Frecuencia de Resonancia de 17Khz

17000	f_o		900	9				25	
cap-uF	**Xc**	**Xl3**	**L3**	**N3**	**R3**	**XL5**	**L5**	**N5**	**R5**
			INDUC	**ESPIRAS**	RES		INDUC	**ESPIRAS**	RES
0,1	93,62	10,4	97,39	**32,895**	1,56	3,74	35,06	**19,74**	0,037
1	9,362	1,04	9,739	**10,402**	0,156	0,37	3,506	**6,241**	0,004
10	0,936	0,104	0,974	**32,895**	0,016	0,04	0,351	**1,974**	0,0003
0,22	42,55	4,728	44,27	**22,178**	0,709	1,7	15,94	**13,31**	0,017
0,47	19,92	2,213	20,72	**15,173**	0,332	0,8	7,459	**9,104**	0,008

Tabla 3.8. Cálculo de bobinas y condensadores para el núcleo ferrita T-106 y una frecuencia de resonancia de 22Khz

17000	**f_o**		590	9				25	
	Xc	**Xl3**	**L3**	**N3**	**R3**	**XL5**	**L5**	**N5**	**R5**
			INDUC	**ESPIRAS**	RES		INDUC	**ESPIRAS**	RES
0.1	93,62	10,4	97,39	**40,628**	1,56	3,74	35,06	**24,38**	0,037
1	9,362	1,04	9,739	**12,848**	0,156	0,37	3,506	**7,709**	0,004
10	0,936	0,104	0,974	**40,628**	0,016	0,04	0,351	**2,438**	0,0003
0.22	42,55	4,728	44,27	**27,391**	0,709	1,7	15,94	**16,43**	0,017
0.47	19,92	2,213	20,72	**18,74**	0,332	0,8	7,459	**11,24**	0,008

Tabla 3.9. Cálculo de bobinas y condensadores para el núcleo ferrita T-94 y una frecuencia de resonancia de 22Khz

60	**F**		**Z**	**V**	**I**
0,1	26526	0,0367	26526	120	0,005
1	2653	0,0037	2653	120	0,045
10	265,3	0,0004	265,3	120	0,452
0,22	12057	0,0167	12057	120	0,01
0,47	5644	0,0078	5644	120	0,021

Tabla 3.10. Cálculo de la inductancia con 60 Hz

Frecuencia de Resonancia de 16Khz

16000	**f_o**		900	9				25	
cap-uF	**Xc**	**Xl3**	**L3**	**N3**	**R3**	**XL5**	**L5**	**N5**	**R5**
			INDUC	**ESPIRAS**	RES		INDUC	**ESPIRAS**	RES
0,1	99,47	11,05	109,9	**34,951**	1,66	3,98	39,58	**20,97**	0,04
1	9,947	1,105	10,99	**11,052**	0,17	0,4	3,958	**66,314**	0,004
10	0,995	0,111	1,099	**34,951**	0,02	0,04	0,396	**2,097**	0,0003
0,22	45,21	5,024	49,97	**23,564**	0,75	1,81	17,99	**14,138**	0,018
0,47	21,16	2,352	23,39	**16,122**	0,35	0,85	8,421	**9,673**	0,008

Tabla 3.11. Cálculo de bobinas y condensadores para el núcleo ferrita T-106 y una frecuencia de resonancia de 22Khz

16000	**f_o**		590	9				25	
cap-uF	**Xc**	**Xl3**	**L3**	**N3**	**R3**	**XL5**	**L5**	**N5**	**R5**
			INDUC	**ESPIRAS**	RES		INDUC	**ESPIRAS**	RES
0,1	99,47	11,05	109,9	**43,167**	1,66	3,98	39,58	**25,9**	0,04
1	9,947	1,105	10,99	**13,651**	0,17	0,4	3,958	**81,904**	0,004
10	0,995	0,111	1,099	**43,167**	0,02	0,04	0,396	**2,59**	0,0003
0,22	45,21	5,024	49,97	**29,103**	0,75	1,81	17,99	**17,462**	0,018
0,47	21,16	2,352	23,39	**19,911**	0,35	0,85	8,421	**11,947**	0,008

Tabla 3.12. Cálculo de bobinas y condensadores para el núcleo de ferrita T-94 y una frecuencia de resonancia de 22Khz

60	**F**		**Z**	**V**	**I**
0,1	26526	0,041	26526	120	0
1	2653	0,004	2653	120	0,05
10	265,3	0,0004	265	120	0,45
0,22	12057	0,019	12057	120	0,01
0,47	5644	0,009	5644	120	0,02

Tabla 3.13. Cálculo de la inductancia con 60 Hz

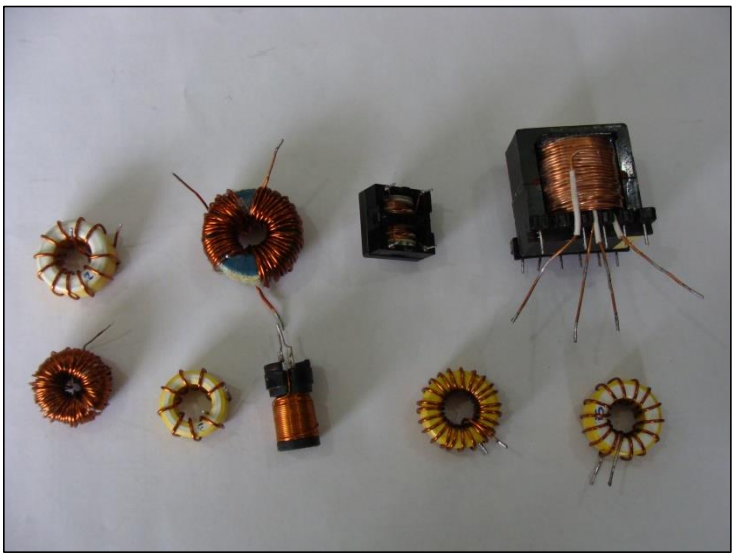


Figura 3.12. Bobinas utilizadas para la realización de los filtros

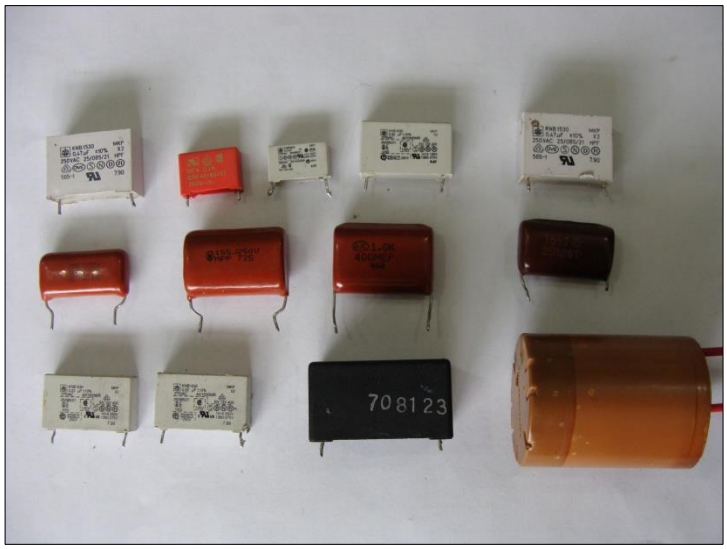


Figura 3.13. Condensadores utilizados para la realización de los filtros

Con estas bobinas y condensadores se realizaron diferentes combinaciones con el objetivo de obtener un mejor filtrado. Se pudo observar que a pesar de ser elementos del mismo valor, al cambiar su composición en el caso de los condensadores y, el núcleo en el caso de las bobinas, su comportamiento cambia, por los efectos de la alta frecuencia y la disipación de calor. Las bobinas que dieron mejor resultado se pueden apreciar en las figuras 3.14 y 3.15. Las ondas de salida del calentador auxiliar que se obtuvieron al realizar las mediciones con el osciloscopio, se pueden observar en las figuras 3.16 y 3.17.

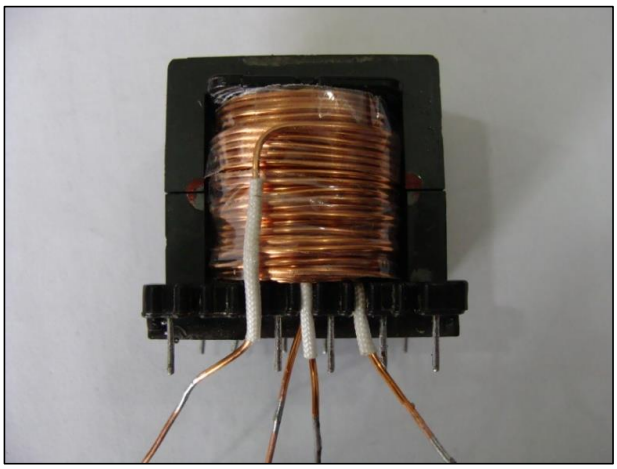


Figura 3.14. Bobina utilizada para el 3er armónico

Figura 3.15. Bobina utilizada para el 5to armónico

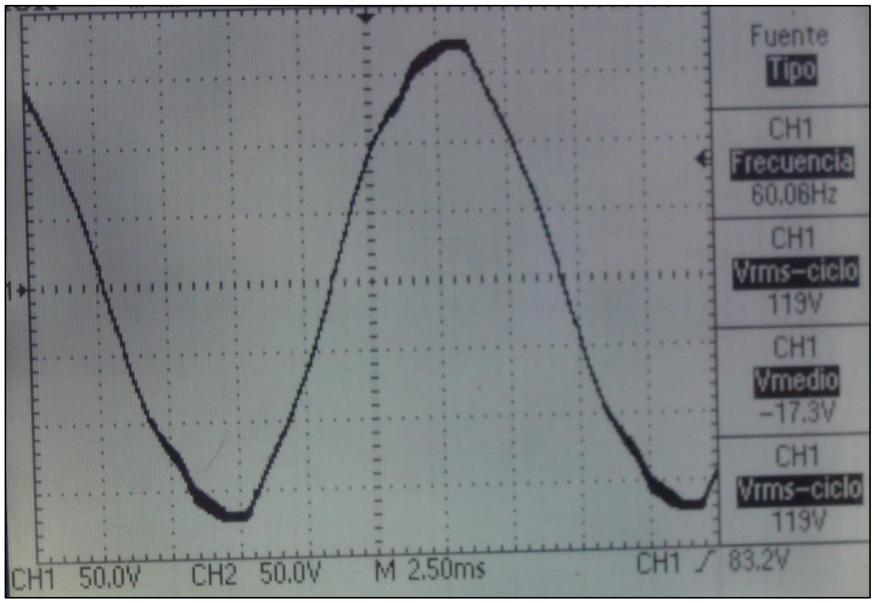


Figura 3.16. Onda de salida 118V 60Hz, sin Filtro

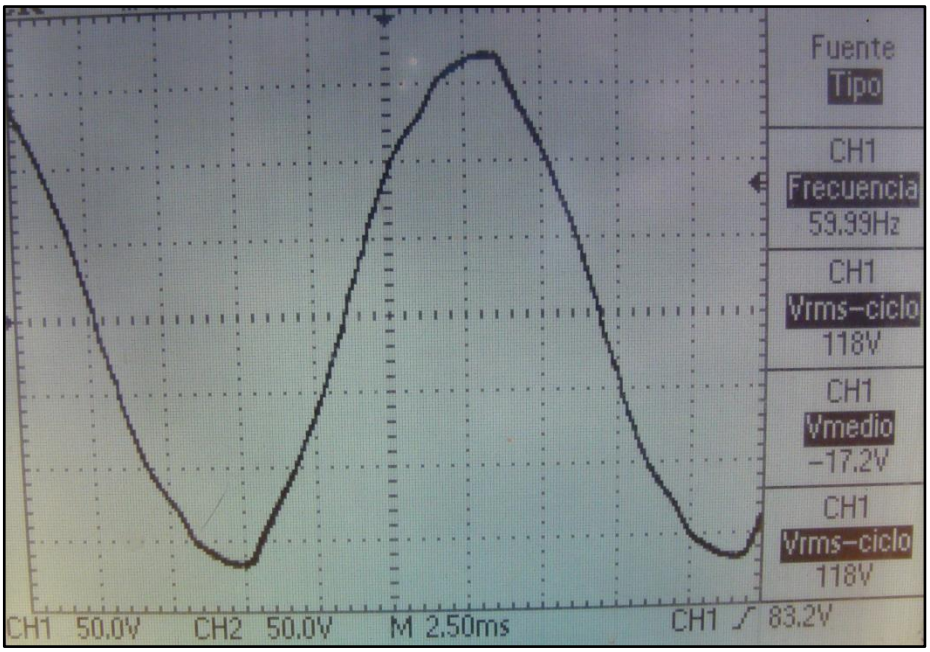


Figura 3.17. Onda de salida 118V 60Hz, con Filtro

Se utilizó un medidor de THD% (*Total harmonic distortion*) para verificar que los valores de armónicos enviados a la red eléctrica pública, se encuentren dentro del rango permisible del 5%. Los resultados que se obtuvieron de las mediciones fueron los siguientes:

Con filtro

- $TDHI\% = 4{,}6\%$
- $TDHV\% = 3{,}2\%$

Sin filtro

- $TDHI\% = 10{,}9\%$
- $TDHV\% = 5{,}2\%$

CAPITULO 4

4 PRUEBAS FUNCIONALES

INTRODUCCIÓN

Una vez obtenido el prototipo final del calentador auxiliar, se precedió a realizar las mediciones de temperatura a diferentes frecuencias y en diferentes condiciones, con el objetivo de poder calcular la eficiencia del mismo. Los resultados logrados se citan a continuación.

4.1 Eficiencia

Para poder establecer la eficiencia del calentador auxiliar se consideró la siguiente relación:

$$E(\%) = \frac{Energia\ Obtenida}{Energia\ suministrada} \qquad \textit{(ec. 4.1)}$$

Para obtener estos parámetros, es necesario conocer las siguientes relaciones de calorimetría: 1 Kilocaloría (1 Kcal) es la energía que hay que entregarle a 1 Kg de agua para que aumente su temperatura en 1℃ [2]. $1\ Kcal = 1000 cal$ y $1\ Kcal = 4186\ Joules$. La fórmula usada para calcular la cantidad de energía que se necesita entregar para calentar un cuerpo es la siguiente [2]:

$$Q = c \cdot m \cdot (T_f - T_i) \quad \text{(ec. 4.2)}$$

Donde

- $Q = Calor\ recibido\ o\ entregado\ [\ cal\ o\ Kcal\ ]$
- $c = Calor\ específico\ \left[-{}^{cal}/_{g°C}\ o\ -{}^{Kcal}/_{Kg°C}\right]$
- $m = masa\ del\ cuerpo\ [\ g\ o\ Kg\ ]$
- $T_f = Tempertura\ final$ °C
- $T_i = Temperatura\ Inicial$ °C

El calor específico de un cuerpo es la resistencia que opone un elemento a ser calentado o enfriado. Otras relaciones que se debe tomar en cuenta son [29]: $1Kcal = 0{,}001163kWh$ y $1Litro\ de\ agua = 1000g = 1Kg$. Por último, la energía de consumo viene dada por [14]:

$$Q\ de\ Consumo\ (kWh) = P * t \quad \text{(ec. 4.3)}$$

- $P = Potencia\ (W)$
- $t = Tiempo\ (h)$

4.2 Tablas de temperatura obtenidas

A continuación, en las tablas 4.1 y 4.2, se pueden observar los valores de temperatura obtenidos con los tanques de 3 y 5 litros, a diferentes frecuencias, sin el filtro para armónicos y, en las figuras 4.1 y 4.2 se representan las curvas de temperatura obtenidas.

Frecuencia KHz	Corriente A	T. Inicial ºC	T. Final ºC	Tiempo min	Potencia W
32	1,1	17	18	6	137,5
28	1,4	17	19	6	175
23	1,5	17	21	6	187,5
16	7,5	17	38	6	937,5
15	5,8	17	33	6	725
14	5,3	17	30	6	662,5

Tabla 4.1 Temperaturas obtenidas a diferentes frecuencias para el tanque de 3 litros

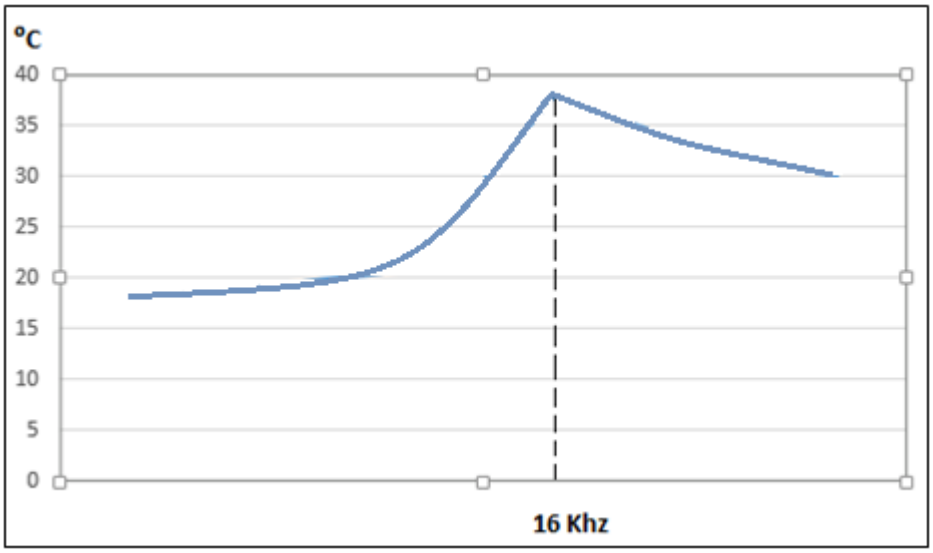


Figura 4.1 Curva de temperatura vs frecuencia para el tanque de 3 litros

Frecuencia KHz	Corriente A	T. Inicial ºC	T. Final ºC	Tiempo min	Potencia W
42	1,4	17	18	6	175
35	2,8	17	19	6	350
25	3,2	17	22	6	400
21	10,5	17	34	6	1312,5
18	6,5	17	27	6	812,5
16	5,7	17	25	6	712,5

Tabla 4.2 Temperaturas obtenidas a diferentes frecuencias para el tanque de 5 litros

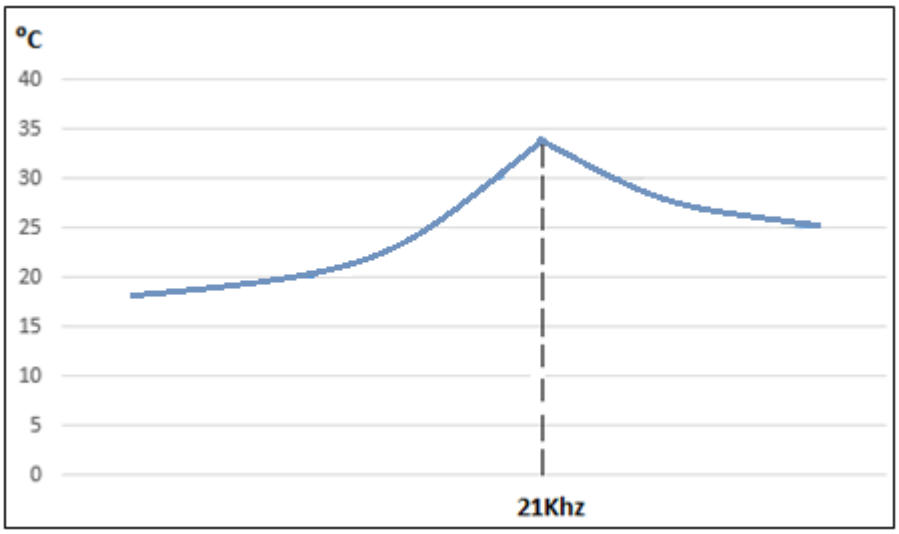


Figura 4.2 Curva de temperatura vs frecuencia para el tanque de 5 litros

Como resultado final de las mediciones realizadas, se obtuvo que la temperatura alcanzada en el tanque de 3 litros fue mayor que la del tanque de 5 litros. En la figura 4.3 se puede observar el comportamiento de la temperatura de los dos tanques auxiliares.

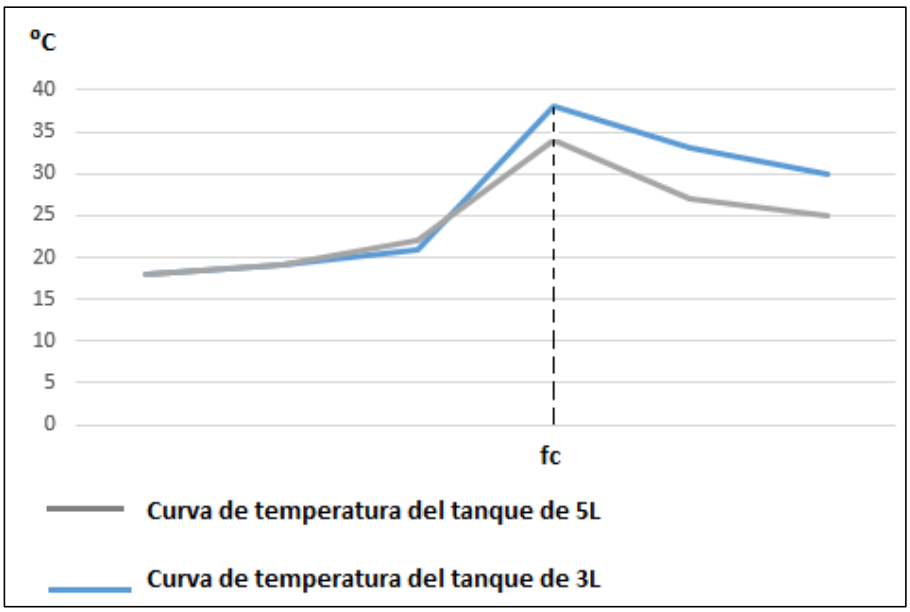


Figura 4.3 Curvas de temperatura de los tanques de 3 y 5 litros.

4.3 Cálculos de la energía consumida

Con los datos de las tablas 4.1 y 4.2 se calculó la energía consumida**.**

Cálculo para el tanque de 3 litros [24]

$$Tiempo\ (H) = 6min\frac{1H}{60min} = 0{,}1Horas$$

$$Q_{32KHz} = 0{,}1375\ \times 0{,}1 = 0{,}013kWh$$

$$Q_{28KHz} = 0{,}175\ \times 0{,}1 = 0{,}0175kWh$$

$$Q_{23KHz} = 0{,}187\ \times 0{,}1 = 0{,}0187kWh$$

$$Q_{16KHz} = 0{,}937\ \times 0{,}1 = 0{,}0937kWh$$

$$Q_{15KHz} = 0{,}725\ \times 0{,}1 = 0{,}0725kWh$$

$$Q_{14KHz} = 0{,}662\ \times 0{,}1 = 0{,}0662kWh$$

Cálculo para el tanque de 5 litros

$$Q_{42KHz} = 0{,}175 \times 0{,}1 = 0{,}0175kWh$$

$$Q_{35KHz} = 0{,}350\ \times 0{,}1 = 0{,}035kWh$$

$$Q_{25KHz} = 0{,}400\ \times 0{,}1 = 0{,}040kWh$$

$$Q_{21KHz} = 1{,}312\ \times 0{,}1 = 0{,}131kWh$$

$$Q_{18KHz} = 0{,}812\ \times 0{,}1 = 0{,}081kWh$$

$$Q_{16KHz} = 0{,}712\ \times 0{,}1 = 0{,}071kWh$$

4.4 Cálculos de la cantidad de energía que se necesita para calentar 3 y 5 litros de agua.

Se conoce la masa del agua y su calor específico por lo tanto se tiene que:

Si

$1 Litro\ de\ agua = 1000g = 1Kg$

Entonces

$3 Litros\ de\ agua = 3000g = 3Kg$

Cálculo para el tanque de 3 litros

$Q_{32KHz} = 3Kg\ \times 1\,Kcal/Kg°C \times (18 - 17) = 3Kcal$

$Q_{28KHz} = 3Kg\ \times 1\,Kcal/Kg°C \times (19 - 17) = 6Kcal$

$Q_{23KHz} = 3Kg\ \times 1\,Kcal/Kg°C \times (21 - 17) = 12Kcal$

$Q_{16KHz} = 3Kg\ \times 1\,Kcal/Kg°C \times (38 - 17) = 63Kcal$

$Q_{15KHz} = 3Kg\ \times 1\,Kcal/Kg°C \times (33 - 17) = 48Kcal$

$Q_{14KHz} = 3Kg\ \times 1\,Kcal/Kg°C \times (30 - 17) = 39Kcal$

Para calcular la eficiencia es necesario pasar estos valores a kWh.

Utilizando la relación [29].

$1Kcal\ = 0{,}001163\, kWh/Kcal$

Reemplazando se tiene que:

$Q_{32KHz} = 3Kcal\ \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}00348kWh$

$Q_{28KHz} = 6Kcal\ \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}00697kWh$

$Q_{23KHz} = 12Kcal\ \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}013kWh$

$Q_{16KHz} = 63Kcal\ \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}073kWh$

$Q_{15KHz} = 48Kcal\ \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}055kWh$

$Q_{14KHz} = 39Kcal\ \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}045kWh$

Cálculo para el tanque de 5 litros

$Q_{42KHz} = 5Kg\ \times 1\, Kcal/Kg°\mathrm{C} \times (18 - 17) = 5Kcal$

$Q_{35KHz} = 5Kg\ \times 1\, Kcal/Kg°\mathrm{C} \times (19 - 17) = 10Kcal$

$Q_{25KHz} = 5Kg\ \times 1\, Kcal/Kg°\mathrm{C} \times (22 - 17) = 25Kcal$

$Q_{21KHz} = 5Kg\ \times 1\, Kcal/Kg°\mathrm{C} \times (34 - 17) = 85Kcal$

$Q_{18KHz} = 5Kg\ \times 1\, Kcal/Kg°\mathrm{C} \times (27 - 17) = 50Kcal$

$Q_{16KHz} = 5Kg\ \times 1\, Kcal/Kg°\mathrm{C} \times (25 - 17) = 40Kcal$

Pasando estos valores a kWh se tiene que:

$$Q_{42KHz} = 5Kcal \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}0058kWh$$

$$Q_{35KHz} = 10Kcal \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}011kWh$$

$$Q_{25KHz} = 25Kcal \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}029kWh$$

$$Q_{21KHz} = 85Kcal \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}098kWh$$

$$Q_{18KHz} = 50Kcal \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}058kWh$$

$$Q_{16KHz} = 40Kcal \times 0{,}001163\, kWh/Kcal = 0{,}046kWh$$

4.5 Cálculos de la eficiencia del calentador auxiliar sin el filtro anti armónicos

Una vez obtenidos los valores de la energía consumida y la energía suministrada, se procedió a calcular la eficiencia del calentador auxiliar, para las diferentes frecuencias. La figura 4.4 muestra la curva de la eficiencia del tanque auxiliar de 3 litros sin filtro anti armónicos y la figura 4.5 muestra la curva de la eficiencia del tanque auxiliar de 5 litros sin filtro anti armónicos.

Eficiencia para el tanque de 3 litros

$$E_{32KHz} = \frac{0{,}00348}{0{,}013} \times 100 = 26{,}7\%$$

$$E_{28KHz} = \frac{0{,}00697}{0{,}0175} \times 100 = 39{,}82\%$$

$$E_{23KHz} = \frac{0{,}013}{0{,}0187} \times 100 = 69{,}51\%$$

$$E_{16KHz} = \frac{0{,}073}{0{,}0937} \times 100 = 78{,}1\%$$

$$E_{15KHz} = \frac{0{,}055}{0{,}0725} \times 100 = 75{,}86\%$$

$$E_{14KHz} = \frac{0{,}045}{0{,}0662} \times 100 = 67{,}79\%$$

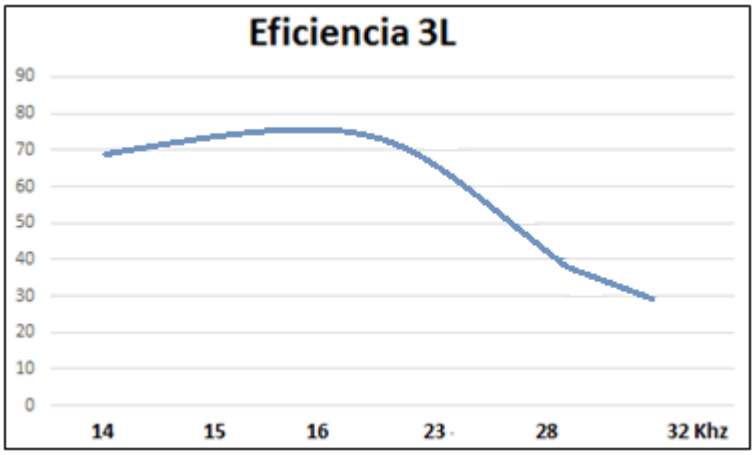


Figura 4.4 Curva de la eficiencia del tanque auxiliar de 3 litros sin filtro

Eficiencia para el tanque de 5 litros

$$E_{42KHz} = \frac{0{,}0058}{0{,}0175} \times 100 = 33{,}14\%$$

$$E_{35KHz} = \frac{0{,}011}{0{,}035} \times 100 = 31{,}42\%$$

$$E_{25KHz} = \frac{0{,}029}{0{,}040} \times 100 = 72{,}5\%$$

$$E_{21KHz} = \frac{0{,}098}{0{,}131} \times 100 = 74{,}8\%$$

$$E_{18KHz} = \frac{0{,}058}{0{,}081} \times 100 = 71{,}6\%$$

$$E_{16KHz} = \frac{0{,}046}{0{,}071} \times 100 = 64{,}78\%$$

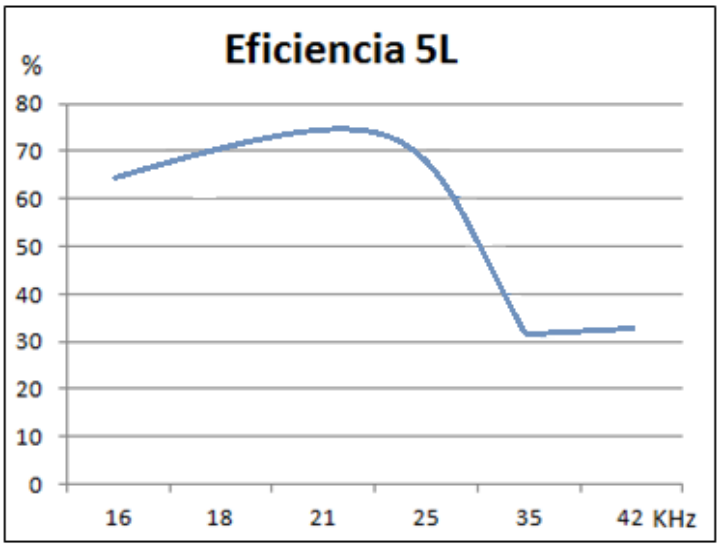


Figura 4.5 Curva de la eficiencia del tanque auxiliar de 5 litros sin filtro

4.6 Cálculo de la eficiencia del calentador auxiliar con el filtro anti armónicos

Esta prueba se realizó con el tanque de 3 litros, porque se logró un mejor rendimiento con su diseño. Sin embargo, al realizar las mediciones se pudo observar, que al colocar el tanque auxiliar, de manera vertical u horizontal, como se muestra en la figura 4.6, se tenía diferentes valores de temperatura, a pesar, de tener la misma frecuencia, corriente y cantidad de agua. Las temperaturas alcanzadas, se muestran en las tablas 4.3 y 4.4.

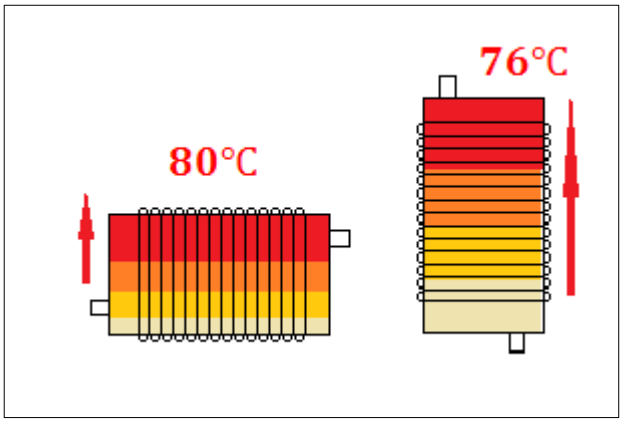


Figura 4.6 Temperatura obtenida con el tanque auxiliar en posición horizontal y vertical

Frecuencia KHz	Corriente A	T. Inicial ºC	T. Final ºC	Tiempo min
16	9,4	15	80	13

Tabla 4.3 Temperatura obtenida con el tanque auxiliar en posición horizontal

Frecuencia KHz	Corriente A	T. Inicial ºC	T. Final ºC	Tiempo min
16	9,4	15	76	13

Tabla 4.4 Temperatura obtenida con el tanque auxiliar en posición vertical

Cálculo de rendimiento para el tanque en posición horizontal

$$P = 9{,}4 \times 125$$

$$P = 1175W$$

$$Tiempo\ (H) = 13min\frac{1H}{60min} = 0{,}2166Horas$$

$$Q_{con\ filtro} = 1{,}175\ \times 0{,}216 = 0{,}254kWh$$

$$Q_{con\ filtro} = 3Kg\ \times 1\,Kcal/Kg℃ \times (80 - 15) = 195Kcal$$

$$Q_{con\ filtro} = 195Kcal\ \times 0{,}001163\,kWh/Kcal = 0{,}226kWh$$

Eficiencia

$$E_{Tanque\ Horizontal} = \frac{0{,}226}{0{,}254} \times 100 = 88{,}9\%$$

Cálculo de rendimiento para el tanque en posición vertical

$$Q_{con\ filtro} = 1{,}175\ \times 0{,}216 = 0{,}254kWh$$

$$Q_{con\ filtro} = 3Kg\ \times 1\,Kcal/Kg°C \times (76 - 15) = 183Kcal$$

$$Q_{con\ filtro} = 183Kcal\ \times 0{,}001163\,kWh/Kcal = 0{,}212kWh$$

Eficiencia

$$E_{Tanque\ Vertical} = \frac{0{,}212}{0{,}254} \times 100 = 83{,}4\%$$

En el gráfico de la figura 4.7, se puede observar los niveles de eficiencia del calentador auxiliar de 3 y 5 litros, con y sin filtro anti armónicos. A continuación, en la figura 4.8 se muestra el diagrama de la conexión propuesta para el panel solar y el tanque auxiliar de inducción.

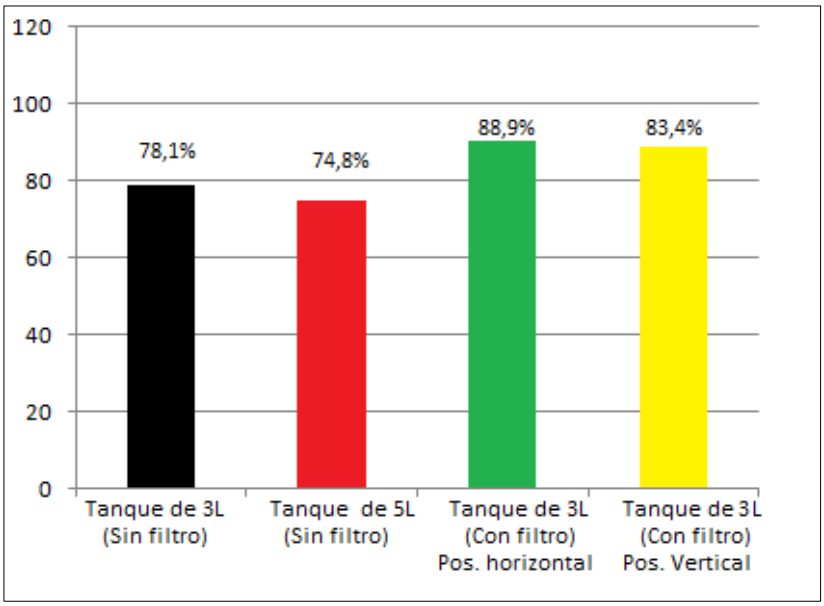


Figura 4.7 Eficiencia de los tanques auxiliares de 3 y 5 litros

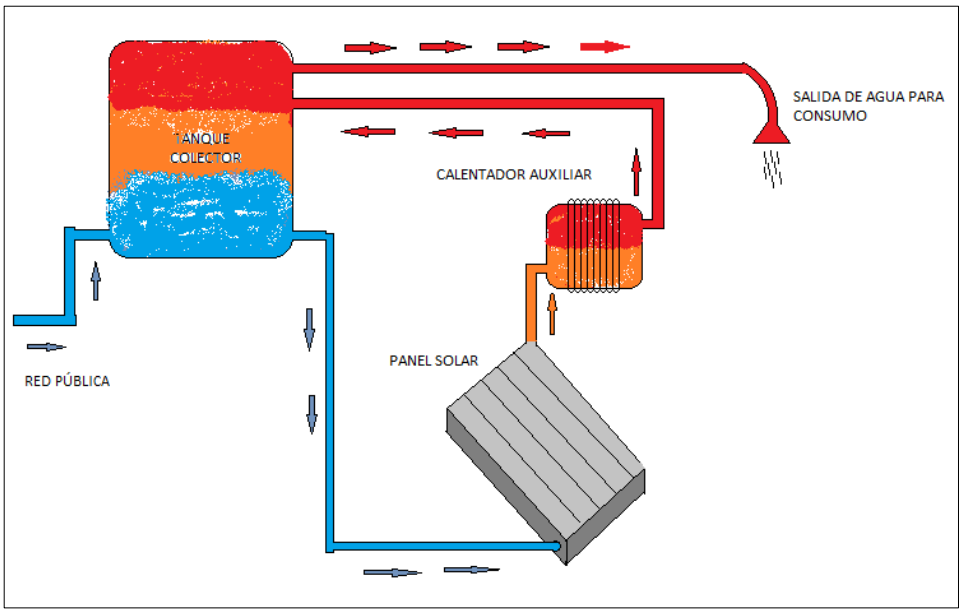


Figura 4.8 Conexión final del panel solar, tanque colector y tanque auxiliar

CONCLUSIONES

Del proceso seguido para la elaboración del calentador auxiliar, se pudo llegar a las siguientes conclusiones:

El aumento de temperatura del agua del calentador por inducción, se debe a, la vibración de las moléculas por la alta frecuencia y, a la transferencia de calor generado en la estructura del tanque auxiliar, por las corrientes de Foucault.

Un buen diseño del tanque auxiliar, es tan importante como el sistema de control de disparo del IGBT. Se pudo observar que con la misma potencia, se obtenía diferentes valores de temperatura al cambiar de modelo de tanque. Aumentando la eficiencia de manera muy significativa.

La distancia de las espiras sobre el tanque auxiliar es crítica para el disparo del IGBT. Se pudo observar que al bobinar directamente sobre el tanque, el IGBT no se saturaba correctamente, provocando muchas pérdidas por mala conmutación.

El diseño de la bobina de inducción es crítico, se debe procurar que las espiras estén juntas para disminuir el efecto capacitivo y, tengan una buena sujeción física, para evitar que se produzcan vibraciones por la alta frecuencia.

Al utilizar un cable multipar para construir la bobina, se puede trabajar con mayor potencia, por el efecto piel que se produce en el conductor. Además, esto ayuda a disipar mejor el calor, permitiéndonos trabajar a mayores temperaturas, sin necesidad de un sistema de ventilación para la bobina.

Un buen disparo del IGBT ayuda a la disminución de emisión de armónicos a la red. Por lo tanto, obtener un buen cruce por cero (ZVS) del voltaje colector – emisor, fue crítico.

Se pudo observar como la eficiencia del calentador auxiliar aumenta al trabajar con frecuencias cercanas a la frecuencia de resonancia, corroborando que XC y XL tienden a ser iguales en estas condiciones.

Al fabricar los filtros sintonizados se comprobó que su aplicación, disminuye los armónicos de corriente $TDHI\%\ de\ 10{,}9\%\ a\ 4{,}6\%$ y $TDHV\%\ de\ 5{,}2\ a\ 3{,}2\%$, permitiendo la comercialización del calentador auxiliar, porque, está dentro del rango del 5% permitido. La corriente aumentó de 7,5 a 9,4 amperios. Incrementando el valor de la temperatura a 80℃ con un rendimiento del 88,9%.

Para fabricar el filtro del tercer armónico, se utilizó ecuaciones de teoría electromagnética para poder encontrar el número de espiras de la bobina. Se aplicó el criterio de inductancia mutua y, se realizó la medición con un LC Meter para comprobar los cálculos. Se obtuvo los siguientes resultados:

- $L_{calculado} = 281{,}94\mu H$
- $L_{medido} = 261{,}2\mu H$

El uso de estos sistemas auxiliares, es viable desde el punto de consumo energético. Además de ser un sistema ecológico. Sin embargo, no está exento del problema de todos estos sistemas, su alto costo inicial. Otro punto a favor para su aplicación es, que el país está posesionando a la electricidad, como energía líder, abaratando el costo del KWh. Por lo tanto, se disminuye el tiempo que se necesita para recuperar la inversión inicial.

RECOMENDACIONES

El valor en henrios de la bobina se obtuvo utilizando un LC Meter. En nuestro medio las personas que construyen bobinas, solo consideran el número de espiras y no el valor en Henrios de las inductancias que construyen.

Para orientar el campo magnético hacia el tanque auxiliar, se recomienda colocar ferritas alrededor de la bobina.

Se recomienda trabajar con mascarillas para manipular la lana de vidrio, utilizada para el aislamiento térmico del tanque auxiliar.

Debido al ruido producido por la bobina, se recomienda utilizar filtros para cada LM339 y para el PIC.

Los condensadores utilizados en el inversor cuasi resonante, deben ser, propios para este tipo de aplicaciones. Se recomienda que los condensadores del circuito de control, sean de poliéster.

A pesar de obtener un buen disparo del IGBT, el sistema de ventilación es crítico, por las temperaturas que alcanza este elemento.

Para desarrollar este proyecto, se necesita un buen laboratorio de potencia. Para poder calcular el rendimiento de una manera más exacta, es necesario un sistema de control de caudal y volumen del agua. Los instrumentos de medida, deben ser de excelente calidad para garantizar la fidelidad de su medida.

BIBLIOGRAFÍA

REFERENCIAS ELECTRÓNICAS

[1] ALONSO ÁLVAREZ, José, (1999). "*Inversores resonantes de alta frecuencia".* [En línea]. Disponible en: http://pels.edv.uniovi.es/pels/pels/Pdf/Inversores%20 Resonantes.pdf [Accesado el día 07 de Abril del 2012].

[2] ASIMOV, [s.a.]. "*Calorimetría*". [En línea]. Disponible en: http://www.fodonto.Uncu. edu.ar/upload/calorimetria.pdf [Accesado el día 23 de Febrero del 2013].

[3] ATENLOCO, (2011), "*Calentadores Solares*". [En línea]. Disponible en: http://atenloco.foro-venezuela.net/t2096-calentadores-solares [Accesado el día 06 de Abril del 2012].

[4] BÁLAN CÁMARA, Edwin, [s.a.]. "*Ventajas y desventajas de los sistemas fotovoltaico y eólico*". [En línea]. Disponible en: http://www.monografias.com /trabajos94/sitema-fotovoltaico-y-aerogenerador/sitema-fotovoltaico-y-aerogenerador.shtml [Accesado el día 06 de Abril del 2012].

[5] CENSOLAR, [s.a.]. "*La energía solar*". [En línea]. Disponible en: http://www.censolar.es/menu2.htm [Accesado el día 06 de Abril del 2012].

[6] CIRCUITOS ELECTRÓNICOS, (2010). "*Fuente de alimentación de 9 voltios estabilizada*". [En línea]. Disponible en: http://viasatelital.com/electronica/?tag= fuente-de-alimentacion-estabilizada [Accesado el día 2 de Septiembre del 2012].

[7] CONELEC, (2001). "*Regulación No. CONELEC – 004/01*" [En línea]. Disponible en: www.conelec.gob.ec/normativa/CalidadDeServicio.doc [Accesado el día 08 de Mayo del 2013].

[8] CONTRERAS, Ignacio, (2006). "Armónicos y la norma IEEE519 1992". [En línea]. Disponible en: http://www.emb.cl/electroindustria/articulo.mvc?xid=570& edi=7 [Accesado el día 08 de Mayo del 2012].

[9] CUSHICÓNDOR COLLAGUAZO E, TITO SARÁUZ D, (2009). "Diseño y construcción de un prototipo de una cocina de inducción electromagnética". [En

línea]. Disponible en: http://bibdigital.epn.edu.ec/bitstream/15000/1113/1/CD-2596.pdf [Accesado el día 02 de Septiembre del 2012].

[10] DSCE-Unicamp [s.a.]. "*Electromagnetic Compatibility (EMC)Low-Frequency Standards*". [En línea]. Disponible en: http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/ pdffiles/IEC.pdf [Accesado el día 08 de Mayo del 2012].

[11] ELECTRÓNICA – ELECTRONICS, [s.a.]. "*Cálculo de la inductancia de una bobina simple con núcleo de aire".* [En línea]. Disponible en: http://www.electronica-electronics.com/Tecnica/Calculo_inductancia.html [Accesado el día 2 de Septiembre del 2012].

[12] ELECTRÓNICA UNICROM, [s.a.]. "*Amplificador emisor seguidor o colector común*". [En línea]. Disponible en: http://www.unicrom.com/Tutemisor seguidor.asp [Accesado el día 2 de Septiembre del 2012].

[13] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, (2000). "*Induction Heating System Topology Review*". [En línea]. Disponible en: http://www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-9012.pdf [Accesado el día 07 de Abril del 2012].

[14] FESTA,[s.a.]. "*Cálculo del consumo de energía eléctrica para producir 100 litros de agua*". [En línea]. Disponible en: http://filtrosyequipos.com/ultrapura/energia.htm [Accesado el día 23 de Febrero del 2013].

[15] *"Filtros de frecuencia".* [En línea]. Disponible en: http://senales.galeon.com/ aficiones1349723.html [Accesado el día 02 de Junio del 2012].

[16] HOLTEK, [s.a.]. "*Using the HT45R38 for Pan Detection in Induction Cookers*". [En línea]. Disponible en: http://www.holtek.com.tw/english/tech/appnote/uc/pdf/ ha0135e.pdf [Accesado el día 02 de Septiembre del 2012].

[17] "*Induction Heating*". [En línea]. Disponible en: http://www.richieburnett.co.uk/ indheat.html [Accesado el día 2 de Septiembre del 2012].

[18] LLAMAS A, DE LOS REYES J, BÁEZ J, ACEVEDO S, (1999). "Comparación de filtros sintonizados y desintonizados". [En línea]. Disponible en: www.mty.itesm. mx/dcic/deptos/ie/profesores/.../rvp99_3.pdf [Accesado el día 02 de Junio del 2012].

[19] MCGRAW-HILL, [s.a.]. “Unidad 8 Rectificadores y filtros”. [En línea]. Disponible en: http://www.mcgraw-hill.es/bcv/guide/capitulo/8448171624.pdf [Accesado el día 2 de Septiembre del 2012].

[20] MIYARA, Federico, (2004). “Filtros Activos”. [En línea]. Disponible en: http://www.fceia.unr.edu.ar/enica3/filtros-t.pdf [Accesado el día 02 de Junio del 2012].

[21] NATIONAL SEMICONDUCTOR , (1994). “*LM35/LM35A/LM35C/LM35CA/ LM35D Precision Centigrade Temperature Sensors*”. [En línea]. Disponible en: http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nationalsemiconductor/DS005516.PDF [Accesado el día 2 de septiembre del 2012].

[22] NEOTEO, [s.a.]. “*Tutorial: Fuente de alimentación de 5V*". [En línea]. Disponible en: http://www.neoteo.com/tutorial-fuente-de-alimentacion-de-5v [Accesado el día 2 de Septiembre del 2012].

[23] PÉREZ ABRIL, Ignacio, (2012). “Cálculo de parámetros de filtros pasivos de armónicos”. [En línea]. Disponible en: http://scielo.sld.cu/scielo.php? pid=S1815-59012012000200006&script=sci_arttext [Accesado el día 02 de Junio del 2012].

[24] ROQUE DÍAZ, Pablo, [s.a.]. “*Guía para determinar el consumo de energía eléctrica*”. [En línea]. Disponible en: http://www.cubasolar.cu/ biblioteca/energía/ Energia33/ HTML/articulo06.htm [Accesado el día 23 de Febrero del 2013].

[25] SITIOSOLAR, [s.a.]. “*Guía práctica para el comprador de calentadores solares*”. [En línea]. Disponible en: http://www.sitiosolar.com/Guia%20comprador %20 calentador%20solar.htm [Accesado el día 06 de Abril del 2012].

[26] TEXAS INSTRUMENTS, (2003). “*LM7800 Positive – Voltaje regulators*”. [En línea]. Disponible en: http://www.sparkfun.com/datasheets/Components/LM7805.pdf [Accesado el día 2 de Septiembre del 2012].

[27] TEXTOS CIENTÍFICOS, (2009). “*Energía Solar en Procesos de Calefacción Industrial*”. [En línea]. Disponible en: http://www.textoscientificos.com/ energia/ solar/calefaccion-industrial [Accesado el día 07 de Abril del 2012].

[28] U-CURSOS, [s.a.]. “*Capitulo 2 Armónicos en las redes eléctricas*”. [En línea]. Disponible en: https://www.u-cursos.cl/ingenieria/2011/2/EL5203/1/material.../ 384495 [Accesado el día 08 de Mayo del 2012].

[29] UNITJUGGLER, (2008). [En línea]. Disponible en: http://www.unitjuggler.com/energy-convertir-kcal-a-kWh.html [Accesado el día 23 de Febrero del 2013].

ANEXO 1

Equipos utilizados para desarrollar el calentador auxiliar

Los instrumentos que se utilizó para desarrollar este proyecto, se pueden apreciar en las siguientes fotografías:

Figura 4.5 Medidor de Armónicos TDH%

Figura 4.6 Amperímetro de gancho

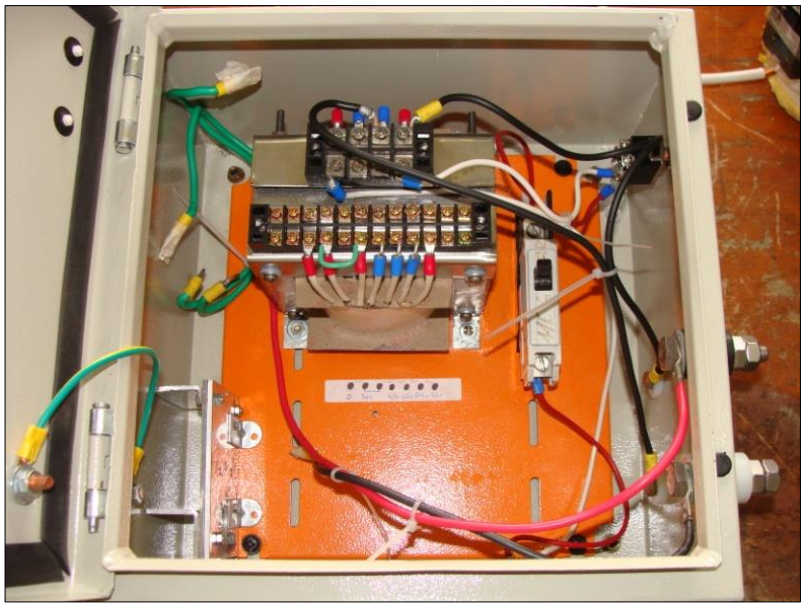


Figura 4.7 Fuente regulada de AC

Figura 4.8 LC Meter (Medidor de inductancias)

Figura 4.9 Osciloscopio

Figura 4.10 Termómetro digital