

CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN. Diseño y construcción del sistema de control de un puente inversor resonante

AUTORES:

LUIS FERNANDO IDARRAGA ORTIZ

RAFAEL AFANADOR MUÑOZ

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES**

BUCARAMANGA

2006

CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN. Diseño y construcción del sistema de control de un puente inversor resonante

AUTORES:

LUIS FERNANDO IDARRAGA ORTIZ

RAFAEL AFANADOR MUÑOZ

TESIS DE GRADO

DIRECTORES:

ING. ALFREDO RAFAEL ACEVEDO

MPE. JAIME GUILLERMO BARRERO

**UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA**

2006

DEDICATORIA

Indudablemente a mis padres; gracias por apoyarme.

LUIS FERNANDO IDARRAGA ORTIZ

A mis padres, hermanos y en especial a mi novia Nataly

RAFAEL AFANADOR MUÑOZ

RESUMEN

TITULO:

CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN. Diseño y construcción del sistema de control de un puente inversor resonante*

AUTORES:

Rafael Afanador Muñoz
Luís Fernando Idarraga**

PALABRAS CLAVES: Calentamiento por inducción, DSP, Puente Inversor, PLL.

DESCRIPCIÓN:

Se diseñó el control de un puente inversor resonante para aplicaciones de calentamiento por inducción donde su funcionamiento se basó en la lógica de un seguidor de fase conocido comúnmente como PLL, implementándose mediante la utilización de un DSP; con este fin se estudió el principio de funcionamiento del calentamiento por inducción, el comportamiento de la carga resonante siendo esta de gran importancia ya que determina los principales parámetros de trabajo.

La lógica de control se basa en encontrar una frecuencia de trabajo igual a la frecuencia de resonancia de la carga; por este motivo la razón del PLL es minimizar el desfase entre las señales de voltaje y la corriente de la carga, ya que a esta frecuencia de trabajo este es igual a cero.

Esta lógica de control se adoptó de acuerdo a las características del DSP, el cual presenta un amplio rango de frecuencias de trabajo, además permite a los interruptores que conforman el puente inversor un mayor tiempo de vida útil, debido a que se logra conmutación suave, es decir, los interruptores se activan y desactivan en el momento en que la corriente es cero. Finalmente al trabajar a esta frecuencia se asegura la máxima transferencia de potencia al proceso de calentamiento, minimizando las pérdidas por conmutación.

*Trabajo de grado

**Facultad de ingenierías físico-mecánicas, escuela ingenierías eléctrica, electrónica y telecomunicaciones, director: ing. Alfredo Rafael Acevedo Picon

SUMMARY

TITLE:

INDUCTION HEATING. Design and construction of the control system of a resonant inductor bridge ¹

AUTHORS:

Rafael Afanador Muñoz
Luís Fernando Idarraga * *

KEY WORDS: Induction Heating, DSP, Inverter Bridge, PLL.

DESCRIPTION:

The control of a resonant inductor bridge was designed for heating applications through induction where its functioning was based on the logic of a phase follower commonly known as PLL, being implemented by means of the use of a DSP; with this purpose the principle of operation of heating through induction was studied, the behavior of the resonant charge being this one of great importance since it determines the main work parameters.

The logic of control is based on finding a frequency of work same as the frequency of resonance of the charge; for this reason the reason of the PLL is to minimize the disphase between the voltage signals and the current of the charge, since that to this frequency of work this one is equal to zero.

This logic of control was adopted according to the characteristics of the DSP, which presents a wide range of frequencies of work, it also allows the switches that conform the inductor bridge a longer lifetime of use, because soft commutation is achieved, it means that, the switches are activated and disabled in the moment that the current is zero. Finally when working to this frequency maximum transferring of power is assured to the heating process, minimizing the losses due to commutation.

* Degree paper

** Faculty of physical-mechanical engineerings, school of electric, electronic and telecommunications engineerings, director: engineer Alfredo Rafael Acevedo Picon

TABLA DE CONTENIDO

Pág.,

INTRODUCCIÓN.....	1
1. GENERALIDADES DEL PROCESO DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN	2
1.1 SISTEMAS DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN.....	3
1.2 PRINCIPIO DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN.....	4
1.3 ANÁLISIS DE UN SISTEMA DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN.....	8
1.3.1 ETAPA RECTIFICADORA	8
1.3.2 INVERSOR	9
1.3.3 CARGA	11
2. ANÁLISIS CIRCUITAL DEL SISTEMA DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN.....	12
2.1 CIRCUITO EQUIVALENTE.....	12
2.1.1 CARGA.....	12
2.2 PUENTE INVERSOR.....	16
2.3 ANÁLISIS EN EL TIEMPO.....	17
2.3.1 MODO DISCONTINUO.....	17
2.3.2 MODO CONTINUO.....	18
2.4 ANÁLISIS EN EL ESPACIO DE ESTADOS.....	22

3. CONTROL DEL PUENTE INVERSOR RESONANTE.....	27
3.1 PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES.....	29
3.1.1 ARQUITECTURA DEL INTEGRADO.....	29
3.1.2 PERIFÉRICOS.....	31
3.2 ALGORITMO DE CONTROL.....	34
3.2.1 MODELO MATEMÁTICO DEL PLL.....	37
3.2.2 CARACTERIZACIÓN DE LA CARGA RESONANTE.....	42
3.2.3 SIMULACIÓN DEL PLL.....	45
4. IMPLEMENTACIÓN HARDWARE.....	48
4.1 TARJETA DEL DSP.....	49
4.2 TARJETA PROGRAMADORA.....	52
4.3 TARJETA DE ACOPLA.....	53
4.4 TARJETA DE POTENCIA.....	57
4.5 SENSORES.....	60
4.5.1 SENSOR DE CORRIENTE.....	61
4.5.2 SENSOR DE VOLTAJE.....	62
5. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	64
5.1 CONVERTOR A/D.....	64
5.2 CIRCUITO DISPARADOR.....	64
5.3 PUENTE H.....	65
5.4 PLL.....	72
5.5 EFECTOS DEL CAMPO MAGNÉTICO INDUCIDO SOBRE EL DESEMPEÑO DEL SISTEMA.....	78
6. OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES.....	80
BIBLIOGRAFÍA.....	83

TABLA DE FIGURAS

	Pág.
Figura 1.1. Sistema de calentamiento por inducción.....	3
Figura 1.2. Ley de Amper	4
Figura 1.3. Ley de Faraday	5
Figura 1.4. Etapas del sistema de calentamiento por inducción.....	8
Figura 1.5. Topología del inversor de puente completo.....	10
Figura 1.6. Topologías de carga resonante.....	11
Figura 2.1. Carga resonante serie.....	14
Figura 2.2. Respuesta en frecuencia de la corriente de la carga.....	14
Figura 2.3. Puente inversor con carga.....	16
Figura 2.4. Corriente y Voltaje de la carga en modo discontinuo.....	18
Figura 2.5. Corriente y voltaje de la carga en modo continuo.....	21
Figura 2.6. Carga RLC, Análisis en el espacio de estados.....	25
Figura 2.7. Envolvente, voltaje del condensador.....	25
Figura 2.8. Envolvente, corriente de carga.....	25
Figura 2.9 Corriente de carga y voltaje del condensador.....	26
Figura 3.1. DSP, diagrama de bloques.....	29
Figura 3.2. Memoria del DSP.....	31
Figura 3.3. Diagrama de control.....	34
Figura 3.4. Algoritmo de control.....	36
Figura 3.5. Circuito detector de fase.....	38
Figura 3.7. Carga de prueba.....	42
Figura 3.8. Medición de la corriente en la carga.....	43
Figura 3.9. Corriente del modelo aproximado.....	44
Figura 3.10. Modelo en simulink del sistema controlado por el PLL.....	45
Figura 3.11. Amarre de la frecuencia del puente a la frecuencia de resonancia de la carga.....	47
Figura 3.12. Señal de error obtenida de la salida del filtro Xor.....	47

Figura 4.1. Fuente de alimentación del DSP.....	50
Figura 4.2. Fuente de alimentación del conversor A/D.....	50
Figura 4.3. Fuente de referencia de 3V.....	50
Figura 4.4. Diseño final de la tarjeta del DSP.....	51
Figura 4.5. Tarjeta programadora.....	52
Figura 4.6. Obtención de señales de cruce por cero.....	54
Figura 4.7. Diseño para obtención de voltaje proporcional a la diferencia de fase....	55
Figura 4.8. Driver de las señales de disparo del DSP.....	55
Figura 4.9. Fuente de 5 V.....	56
Figura 4.10. Fuente de 3.3V.....	56
Figura 4.11. Fuente de +/- 15V para el sensor de corriente.....	57
Figura 4.12. Fuente de 15V para la alimentación del circuito disparador de los MOSFET.....	57
Figura 4.13. Tarjeta de acople completa.....	58
Figura 4.13. Puente H.....	59
Figura 4.14. Disparador de las MOSFET utilizando PS9634	59
Figura 4.15. Puente H completo	60
Figura 4.16. Foto del sensor de corriente.....	62
Figura 4.17. Sensor de Voltaje.....	63
Figura 4.18. Resultados de Simulación ORCAD.....	63
Figura 5.1. Desfase de la señal de entrada y salida de los PS9634.....	65
Figura 5.2. Corriente en la carga 25kHz.....	66
Figura 5.3. Voltaje de la carga 25kHz.....	67
Figura 5.4. Señal de cruces por cero del voltaje y corriente de la carga 25kHz.....	67
Figura 5.5. Voltaje dren-source de MOSFETs ubicados en la misma rama del inversor.....	68
Figura 5.6. Señal de desfase a la salida de la compuerta XOR.....	69
Figura 5.7. Señal de desfase a la salida del filtro pasabajos.....	69
Figura 5.8. Corriente en la carga 60kHz	70

Figura 5.9. Voltaje de la carga 25kHz.....	70
Figura 5.10. Señal de desfase a la salida de la compuerta XOR	71
Figura 5.11. Señal de desfase a la salida del filtro pasabajos.....	71
Figura 5.12. Corriente y voltaje de la carga.....	72
Figura 5.13. Salida del circuito detector de fase.....	73
Figura 5.14. Voltaje de la carga en resonancia.....	73
Figura 5.15. Corriente de la carga en resonancia.....	74
Figura 5.16. Voltaje dren-source de MOSFETs ubicados en la misma rama del inversor.....	74
Figura 5.17. Salida de la XOR del circuito detector de fase.....	75
Figura 5.19. Señal de error de fase en el arranque del sistema.....	76
Figura 5.20. Corriente de la carga cuando se varia el espaciamento de las espiras de la bobina de calentamiento.....	77
Figura 5.21. Señal de disparo de los MOSFETs con carga.....	78
Figura 5.22. Señal de disparo de los MOSFETs sin carga.....	78

TABLA DE ANEXOS

(Hipervínculos)

Anexo A. CÓDIGO DE PROGRAMACIÓN.

Anexo B. CARACTERIZACIÓN DEL CONVERTOR A/D

Anexo C. HOJAS DE DATOS, CIRCUITOS INTEGRADOS

Anexo D. IMPLEMENTACIÓN HARDWARE.

Anexo E. PROGRAMAS MATLAB.

INTRODUCCIÓN

En la actualidad el calentamiento por inducción se utiliza en varios campos de la industria, debido a su gran versatilidad se puede encontrar en aplicaciones como hornos industriales, fundición y templado de metales, entre muchas mas. Además es importante destacar que este método permite un calentamiento o fundición de metales en el cual la naturaleza de los mismos permanece invariable, debido a que puede realizarse en una atmósfera controlada y sin presencia de ningún combustible.

Por estas y muchas mas ventajas, se quiere desarrollar y construir un horno de calentamiento por inducción para fundir acero con el fin de realizar investigaciones en el campo de la metalurgia, por esta razón el principal objetivo de este trabajo es desarrollar los algoritmos de control para el proceso de calentamiento por inducción.

Dichos algoritmos de control serán implementados en un DSP (procesador digital de señales); que gracias a la gran capacidad y velocidad de procesamiento de información permitirá la incorporación del control de otros dispositivos que fuesen necesarios en el desarrollo del horno.

1. GENERALIDADES DEL PROCESO DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

Actualmente la escuela de Ingeniería Metalúrgica requiere un horno de fundición de acero que sirva como herramienta de investigación enfocada al estudio y obtención de vidrios de acero. Se debe resaltar que esta aplicación exige una fundición en la cual la naturaleza química del acero no cambie, además que alcance temperaturas de 1300 grados Celsius ya que esta es aproximadamente su temperatura de fusión.

El calentamiento por inducción cumple con estos requerimientos, sin olvidar que es el único método de calentamiento capaz de alcanzar temperaturas superiores a las de su fuente, gracias a que la transferencia de calor se realiza por medio de radiación². Sus principales ventajas se pueden resumir en¹:

- Eficiencia: La eficiencia de conversión de energía eléctrica en calor idealmente es cercana al 100%.
- Limpieza: No hay contaminación por los productos de combustión. No hay chimeneas, gases, suciedad, polvos o cenizas en hornos a resistencia.
- Facilidad de Control: el control de la calidad de calor suministrado al sistema es mucho más simple y más preciso que en cualquier otra forma de calentamiento.
- Control de la Temperatura exacto.

¹ Dra. Stella Ordoñez - Depto. de Ingeniería Metalúrgica - Universidad de Santiago de Chile. Técnicas Experimentales en Metalurgia

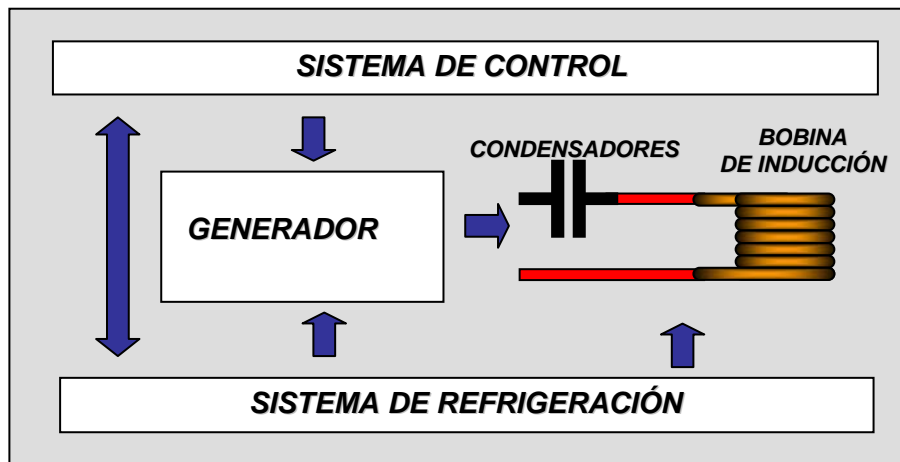
- Altas Temperaturas: facilidad de obtención de altas temperaturas imposibles de conseguir económicamente en otros hornos.

Por estos motivos se eligió el horno de calentamiento por inducción como solución a las necesidades antes mencionadas.

1.1 SISTEMAS DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

Desde sus inicios la construcción de hornos o sistemas de calentamiento por inducción se ha basado en cinco partes fundamentales: generador, el sistema de control, condensador o banco de condensadores, bobina de inducción y un sistema de refrigeración. El principio de funcionamiento del sistema esta basado en la ley de Amper y la ley de Faraday las cuales se relacionan dando lugar al principio de calentamiento por inducción que será expuesto a continuación.

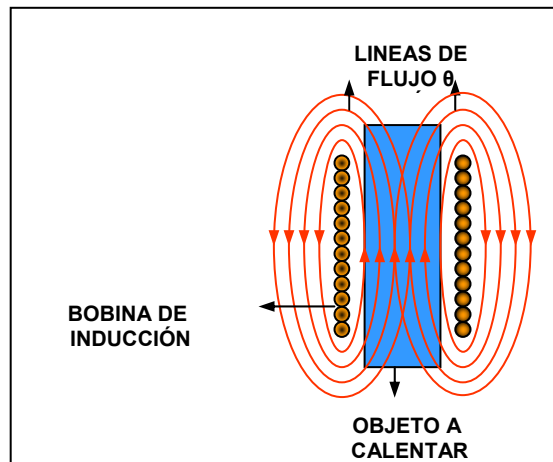
Figura 1.1: Sistema de calentamiento por inducción.



1.2 PRINCIPIO DE CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN

El principio de calentamiento por inducción es análogo al principio de trabajo de un transformador en donde el generador actúa como una fuente de corriente alterna, la bobina de inducción como devanado principal y el objeto a calentar como devanado secundario, el cual se toma como de una sola espira.

Figura 1.2. Ley de Amper



Al igual que en el transformador la fuente alterna hace circular una corriente a través de la bobina de inducción generándose en esta un campo magnético proporcional según la ley de Amper:

$$\int Hdl = Ni = F \quad \text{Ecuación 1.1}$$

$$H = \frac{NI}{L} \quad \text{Ecuación 1.2}$$

$$\theta = \mu HA = \frac{\mu NIA}{L} \quad \text{Ecuación 1.3}$$

Fuente: [3]

Donde H: intensidad de campo magnético

N: numero de espiras

F: Fuerza magnetomotriz

I: Corriente aplicada

μ : Permeabilidad magnética del material

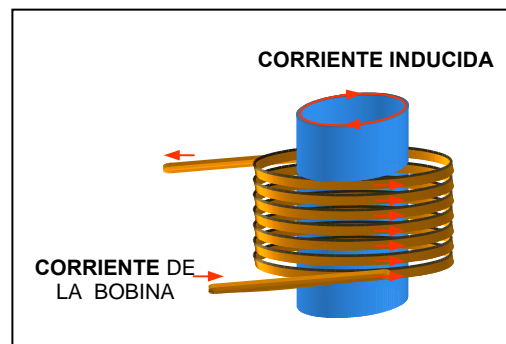
A: Área.

θ : flujo magnético.

L: longitud

Según la ley de Faraday, si un conductor se encuentra en presencia de un campo magnético sobre este se induce una corriente en sentido opuesto a la corriente que esta generando el campo (corriente a través de la bobina de inducción). La corriente inducida se conoce como corrientes de Eddy.

Figura 1.3. Ley de Faraday



$$E = \frac{\partial \lambda}{\partial t} = N \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} \quad \text{Ecuación 1.4}$$

Fuente: [3.]

Donde E: Voltaje

λ : Enlace de flujo

N: numero de espiras

θ : flujo magnético.

Finalmente la potencia disipada por el conductor (objeto a calentar) es relación de la corriente o voltaje inducido y la resistencia equivalente del conductor.

$$P = \frac{E^2}{R_{eq}} = i^2 R_{eq} \quad \text{Ecuación 1.5}$$

Fuente: [3]

El valor de la resistencia equivalente es función de la naturaleza del material conductor, su geometría; y también de la frecuencia de la corriente aplicada a la bobina de inducción.

$$R_{eq} = R_s K_R S \frac{N^2}{l^2} \quad \text{Ecuación 1.6}$$

Fuente: [5]

Donde R_s : resistencia superficial del conductor

K_R : coeficiente de corrección de la resistencia

S: superficie

N: numero de espiras del inductor

l: longitud del inductor

R_s a su vez es función de la conductividad eléctrica del material y la profundidad de penetración³ y por ende de la frecuencia de operación como se observa en las ecuaciones 1.5 y 1.6.

$$R_s = \frac{1}{\sigma\delta} = \frac{\rho}{\delta} \quad \text{Ecuación 1.7}$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \mu_r \rho}} \quad \text{Ecuación 1.8}$$

Fuente: [3]

Para el caso específico en donde se utiliza como objeto de calentamiento un conductor en forma cilíndrica la resistencia equivalente y su factor de corrección se expresa en las ecuaciones 1.7 y 1.8 respectivamente:

$$K_R = 1 - e^{-\frac{2r}{\delta}} \quad \text{Ecuación 1.9}$$

$$R_{eq} = K_R \rho \frac{2\pi r}{\delta} \quad \text{Ecuación 1.10}$$

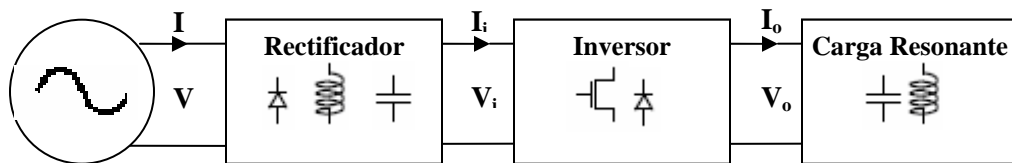
Fuente: [5]

³ vease Efecto Piel, [HAYT, William. Teoría electromagnética, p.]

1.3 ANALISIS DE UN SISTEMA DE CALENTAMIENTO POR INDUCCION.

Un sistema de calentamiento por inducción consta generalmente de las siguientes etapas:

Figura 1.4. Etapas del sistema de calentamiento por inducción



A continuación se especifica cual es la función de cada etapa y algunos tipos de configuraciones posibles para esta.

1.3.1 ETAPA RECTIFICADORA:

Esta etapa es la encargada de convertir una señal de corriente alterna en una señal unidireccional, es decir de pasar de energía AC a DC; para este fin en la actualidad se cuentan con numerosas configuraciones y dispositivos semiconductores, las cuales diferencian principalmente en la cantidad y exactitud de potencia que se quiera suministrar. Para las aplicaciones de calentamiento por inducción, en especial cuando se desea realizar una fundición, la cantidad de potencia requerida es considerable por lo cual es recomendable utilizar un rectificador trifásico ya que las componentes ondulatorias de la señal de salida son menores que las de los rectificadores monofásicos, reduciendo las exigencias del filtrado para suavizar la corriente y el voltaje de salida. Estos se pueden clasificar dependiendo del control que se desee sobre la potencia suministrada a la carga, entre los principales se encuentran:

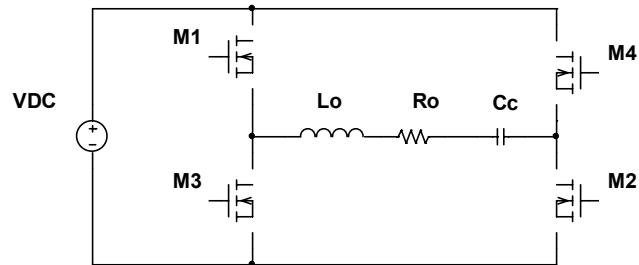
- **Rectificador no controlado:** se caracteriza por estar conformado por arreglo de diodos en donde no se tiene ningún control sobre el voltaje DC de salida, este voltaje siempre es fijo.
- **Semiconvertidor:** a diferencia del rectificador no controlado este además de estar conformado por diodos utiliza dispositivos activos como lo son los SCR's permitiendo cierto control sobre el voltaje de salida.
- **Convertidor completo:** el cual se trata de un arreglo de SCR's en el cual se puede variar el voltaje de salida desde 0 hasta el voltaje máximo de entrega.

Como el objetivo de este proyecto es construir el sistema de control del puente inversor, se decidió construir una fuente de corriente continua de una amplitud próxima a los 50 voltios y que entrega una potencia cercana al kW.

1.3.2 INVERSOR:

Es necesaria la implementación de una fuente de alimentación de alta frecuencia encargada de alimentar la carga resonante. Para esto se emplea un circuito inversor el cual es el encargado de realizar la transformación DC/AC a una frecuencia determinada, generalmente la frecuencia es igual o aproximada a la de resonancia de la carga. Para la realización del proyecto se escogió la topología de puente inversor completo [1].

Figura 1.5. Topología del inversor de puente completo



Se escogió esta topología basado en los siguientes parámetros:

- Eficiencia: Las pérdidas de conducción, las cuales son las más importantes en todos los casos, dependen de la corriente rms y de la corriente media que pasa por ellos [11].
- Estrés en los semiconductores: Se trata de los voltajes y corrientes que un dispositivo debe manejar [11].
- Control: El sistema de control del inversor debe ser capaz de controlar la potencia con el fin de que esta pueda ser ajustada según el requerimiento del usuario. Este control puede ser llevado a cabo variando la frecuencia de conmutación.

Para el desarrollo del proyecto se optó por emplear la topología de puente completo debido a que presenta mayor eficiencia con respecto a las otras topologías a pesar de que su implementación y control es más compleja. En el siguiente capítulo se hace un análisis detallado del puente inversor completo.

1.3.3. CARGA:

En la carga existen dos topologías básicas: Carga conectada en serie y Carga conectada en paralelo.

Se trata de una carga resonante conformada por un condensador de compensación, la bobina de inducción y la resistencia equivalente. En muchos casos se emplea un transformador de acople de impedancias para obtener un mayor flujo en la bobina de inducción, y asociado a este un condensador de bloqueo que se utiliza para evitar grandes corrientes al momento de arrancar el sistema debido a que en ese instante la fuente ve un corto circuito.

Una comparación entre las topologías de carga de los sistemas resonantes [8], revela que el inversor fuente de voltaje con carga serie resonante ofrece un mejor desempeño que la contraparte paralela. Considerando los resultados de esta comparación la topología de carga serie resonante fue adoptada en este proyecto

Figura 1.6. Topologías de carga resonante



I. Carga serie.

II. Carga paralela.

2. ANALISIS CIRCUITAL DEL SISTEMA DE CALENTAMIENTO POR INDUCCION

En un sistema de calentamiento por inducción es de suma importancia realizar un análisis previo del comportamiento de sus componentes, lo cual permite establecer unos mejores criterios en la elección de los elementos que lo conformaran; esto se debe principalmente al hecho que el sistema trabajara muy cerca de la frecuencia de resonancia de la carga lo que implica gran transferencia de potencia y estrés en los componentes.

Primero se hará un análisis del circuito equivalente y a continuación se estudiara su comportamiento.

2.1. CIRCUITO EQUIVALENTE

2.1.1. CARGA

Como ya se mencionó la carga en un sistema de calentamiento por inducción esta conformada por: la bobina de calentamiento, la pieza a calentar y el condensador de compensación.

La bobina de calentamiento y la pieza a calentar pueden ser representadas por una inductancia y una resistencia en serie, cuyos valores se obtienen estudiando las relaciones electromagnéticas existentes entre estas; este fenómeno electromagnético se asemeja al principio de funcionamiento de un transformador en donde la bobina de inducción representa el devanado primario y la pieza a calentar el devanado secundario de tan solo una espira, esto debido a la naturaleza conductora de la pieza.

Como se menciona en el primer capítulo la resistencia equivalente de la carga se puede representar por medio de la ecuación 2.1

$$R_{eq} = \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}}\right) \rho \frac{2\pi r}{\delta} \quad \text{Ecuación 2.1}$$

Fuente: [5]

La inductancia de la carga puede ser determinada utilizando la expresión (ecuación 2.2) Propuesta por Wheeler para el cálculo de la inductancia de un solenoide en donde r es el radio del solenoide, N es el número de espiras y H es la longitud. Cabe resaltar que la expresión utiliza unidades del sistema ingles de medidas.

:

$$L_{(uH)} = 2.54 \frac{r^2 N^2}{9r + 10H} \quad \text{Ecuación 2.2}$$

Fuente: [9]

Por ultimo se tendrá que determinar el valor de la capacitancia, para esto se debe tener en cuenta la frecuencia a la cual trabajará el sistema, recordando que esta frecuencia será cercana a la frecuencia de resonancia de la carga RLC para así asegurar o garantizar una alta transferencia de potencia, logrando por medio de cancelación de impedancias que la corriente que circule por la carga sea de amplitud considerable. La capacitancia se puede determinar utilizando la ecuación 2.3:

$$C_C = \frac{(2\pi f_0)^{-2}}{L} \quad \text{Ecuación 2.3}$$

En donde f_0 es la frecuencia de resonancia de la carga y L es la inductancia anteriormente descrita. La siguiente figura muestra el equivalente circuital de la carga y su comportamiento en función de la frecuencia de trabajo respectivamente.

Figura 2.1. Carga resonante serie

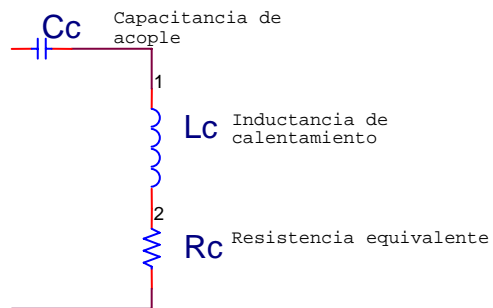
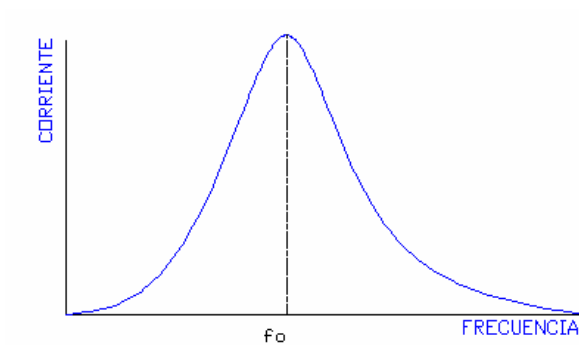


Figura 2.2. Respuesta en frecuencia de la corriente de la carga



Es necesario que la corriente en la carga presente un comportamiento subamortiguado para así garantizar que en el sistema puedan implementarse técnicas de conmutación (suave) soft-switching, que dependiendo de la técnica, asegura que la corriente o el voltaje no presente cambios bruscos en el momento de conmutar los dispositivos de potencia (IGBT, MOSFET) aumentando su vida útil y disminuyendo las pérdidas por conmutación.

La carga RLC serie debe cumplir la relación 2.4 para presentar un comportamiento subamortiguado:

$$\frac{r}{2l} < \frac{1}{\sqrt{lc}} \quad \text{Ecuación 2.4}$$

En donde el comportamiento de la corriente esta dado por

$$i(t) = e^{\alpha t} (a \cos(\omega d * t) + d \sin(\omega d * t))$$

Donde Ecuación 2.5

$$\alpha = \frac{r}{2l}, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{lc}}, \omega d = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

Las constantes a y b están dadas por las condiciones iniciales de la carga y el voltaje de entrada que se este aplicando durante la conmutación.

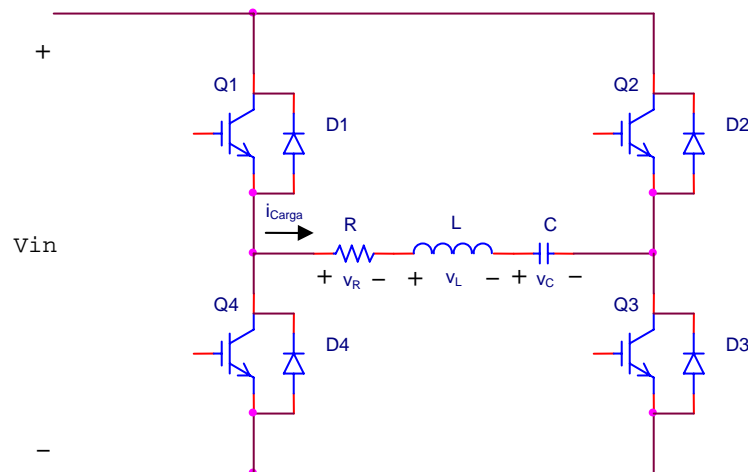
En muchas ocasiones en los sistemas de calentamiento por inducción en busca de aumentar mejorar factor de potencia utiliza un transformador conocido como transformado de acople el cual es caracterizado por tener un núcleo capaz de manejar un gran flujo magnético sin saturarse, como consecuencia de los niveles de corriente que debe manejar (del orden de las decenas de amperios).

Para la aplicación actual no se emplea el transformador debido a que esta actividad no hace parte de los objetivos del proyecto y a que no se cuenta con los fondos suficientes para incluirlo, pero se deja como inquietud mirando hacia el desarrollo de futuros proyectos cuya finalidad este mas comprometida con la potencia a manejar. A continuación se estudia el comportamiento del puente inversor.

2.2. PUENTE INVERSOR

El puente inversor o puente H esta conformado principalmente por cuatro conmutadores con sus respectivos diodos de libre paso conectados como se muestra en la figura 2.3. Los conmutadores pueden ser de diferentes tipos según la potencia y la velocidad que estos manejen entre los más comunes se encuentra los SCRs, IGBTs y MOSFETs.

Figura 2.3. Puente inversor con carga.



El funcionamiento del puente inversor para esta aplicación se basa en la conmutación de los dispositivos de tal forma que la carga sea alimentada por una fuente cuadrada de $\pm V_{in}$, para que esto sea posible es necesario activar los conmutadores en parejas Q1, Q3 y Q2, Q4 sabiendo que solo una de las parejas puede estar encendido a la vez para evitar un camino directo entre la alimentación lo que produciría un cortocircuito que podría llevar a la destrucción de los dispositivos; por tal razón es necesario tener en cuenta el tiempo de encendido y apagado de estos, este tiempo varia dependiendo del conmutador que se emplee.

Los diodos D1, D2, D3 y D4 son conocidos como diodos de libre paso utilizados para permitir un flujo de corriente negativo cuando la carga así lo demande, de igual forma que los conmutadores, estos trabajan en parejas, D1 y D3 cuando se encuentran encendidos Q1 y Q3, D2 y D4 cuando se encuentren encendidos Q2 y Q4.

2.3. ANALISIS EN EL TIEMPO

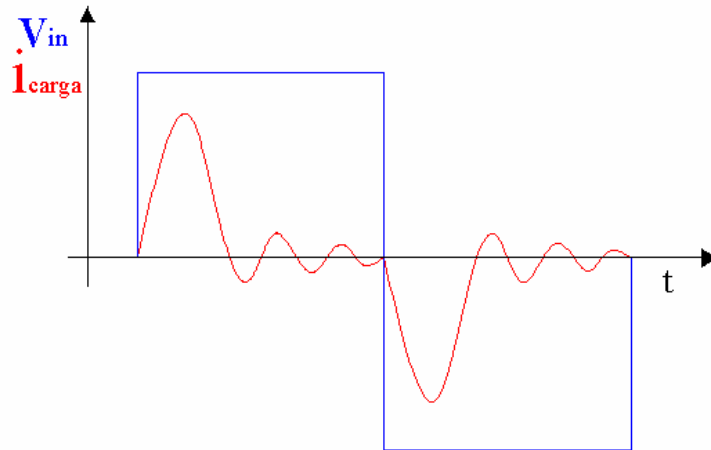
Antes de iniciar el análisis del puente inversor es conveniente mencionar que este tiene dos modos de operación de los cuales solo uno es recomendado para aplicaciones de calentamiento por inducción; los modos de operación son:

- Modo discontinuo
- Modo continuo

2.3.1. MODO DISCONTINUO

Este modo principalmente se caracteriza por que su frecuencia de trabajo es menor que la mitad de la frecuencia natural de la carga (ω_d); debido a esto la corriente de carga se atenúa considerablemente debido a la respuesta transitoria de la carga, lo cual no es deseable en los procesos de calentamiento por inducción, ya que no se entrega la suficiente corriente en mas de medio ciclo como se muestra en la figura 2.4 el problema se incrementa entre menor sea la frecuencia de conmutación en comparación con la frecuencia natural de la carga.

Figura 2.4. Corriente y Voltaje de la carga en modo discontinuo



Además como se quiere entregar la máxima transferencia de potencia a la carga, una frecuencia tan alejada a la frecuencia de resonancia no lo permite; por esto y lo anterior no se hará un análisis detallado de este modo de operación.

2.3.2. MODO CONTINUO

A diferencia del anterior modo de operación este modo se caracteriza por trabajar con una frecuencia cercana a la frecuencia natural de la carga permitiendo una gran transferencia de potencia, ideal en las aplicaciones de calentamiento por inducción.

El comportamiento del puente inversor se puede se puede dividir en cuatro intervalos según los dispositivos que en el momento conduzcan:

- **Intervalo 1:**

Este intervalo inicia en el momento que son encendidos los interruptores Q1 y Q3; en este instante circula una corriente resonante a través de la carga descrita por la

ecuación 2.6, en donde todas las condiciones iniciales son cero debido a que el puente se encontraba apagado.

$$L \frac{di_{carga}}{dt} + ri_{carga} + \frac{1}{C} \int i_{carga} dt = v_{in} \quad \text{Ecuación 2.6}$$

Una vez solucionada la ecuación se obtiene la expresión que describe el comportamiento de la corriente de carga en este intervalo, que se presenta en la ecuación 2.7

$$i(t) = e^{-\alpha t} \left(\frac{v_{in}}{\omega_d l} \sin(\omega_d * t) \right) \quad \text{Ecuación 2.7}$$

Como se requieren las condiciones iniciales de tensión y corriente para solucionar el transitorio en el siguiente intervalo, es necesario conocer la tensión del condensador y la corriente en la inductancia. En la ecuación 2.8 se presenta la expresión general de la tensión del condensador para todo tiempo, con una condición inicial en el inicio del intervalo.

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) \partial t + v_c(t=0) \quad \text{Ecuación 2.8}$$

$$v_c(t) = v_{in} - v_{in} e^{-\alpha t} (\alpha \text{sen}(\omega_d t) + \omega_d \cos(\omega_d t)) \quad \text{Ecuación 2.9}$$

Este primer intervalo finaliza en el momento que la corriente es cero, es decir cuando

$$t = \frac{\pi}{\omega_d}$$

- **Intervalo 2:**

En el momento que la corriente de la carga es negativa Q1 y Q3 dejan de conducir y la corriente comienza a circular a través de los diodos de libre paso D1 y D3; para simplificar el análisis se asume un comportamiento ideal de los diodos, al igual que

de los interruptores; debido a esto el comportamiento de la corriente sigue siendo dado por la expresión 2.7 en el intervalo 1.

- **Intervalo 3:**

Este intervalo inicia al apagar Q1 y Q3 y encender Q2 y Q4; finaliza en el momento en que la corriente se hace positiva. A diferencia del intervalo 1 en este momento las condiciones iniciales son diferentes de cero, sus valores se encuentran utilizando las expresiones 2.6 y 2.8; además en este intervalo el puente define sobre la carga una tensión negativa igual a $-V_{in}$.

$$L \frac{\partial i_{carga}}{\partial t} + r i_{carga} + \frac{1}{C} \int i_{carga} \partial t + v_c(t=0) = -v_{in} \quad \text{Ecuación 2.10}$$

$$i(t) = e^{-\alpha t} (D \sin(\omega_d * t)) \quad \text{Ecuación 2.11}$$

Donde

$$D = \frac{-v_{in} - v_c(t=0)}{l\omega_d} \quad \text{Ecuación 2.12}$$

- **Intervalo 4:**

En el momento en el cual la corriente de la carga es positiva, Q2 y Q4 dejan de conducir y la corriente empieza a circular a través de los diodos de libre paso D2 y D4; el comportamiento de la corriente sigue siendo dado por la expresión descrita en el intervalo 3.

- **Intervalo 5:**

El comportamiento de este intervalo es similar con el del intervalo 1 con la diferencia de tener condiciones iniciales diferentes de cero; la ecuación que rige su comportamiento esta dada por:

$$L \frac{\partial i_{carga}}{\partial t} + r i_{carga} + \frac{1}{C} \int i_{carga} \partial t + v_c(t=0) = v_{in} \quad \text{Ecuación 2.13}$$

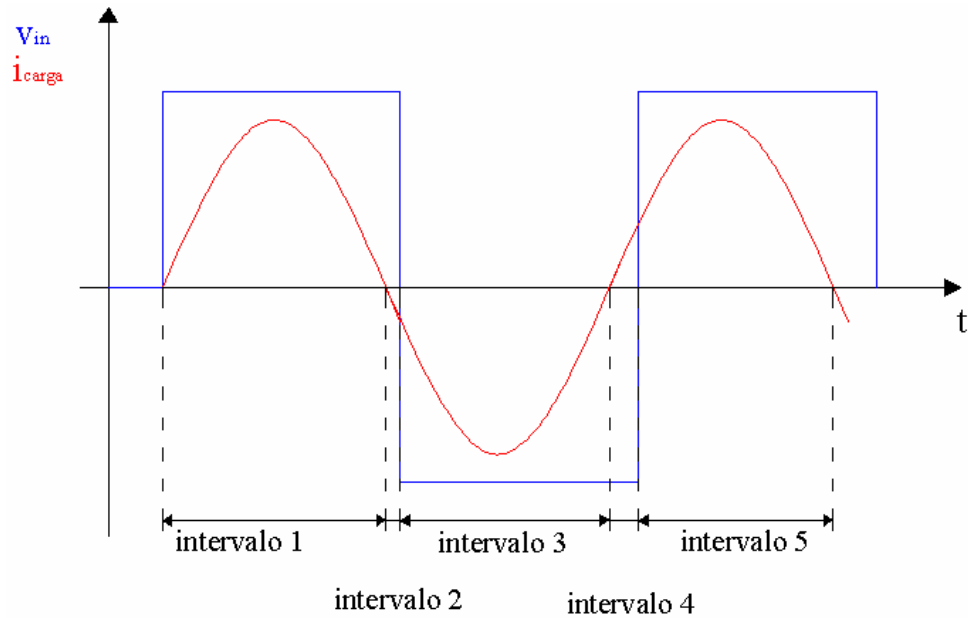
Solucionando la anterior ecuación se tiene:

$$i(t) = e^{-\alpha t} (P \sin(\omega_d * t)) \quad \text{Ecuación 2.14}$$

Donde

$$P = \frac{v_{in} - v_c(t=0)}{l\omega_d} \quad \text{Ecuación 2.15}$$

Figura 2.5. Corriente y voltaje de la carga en modo continuo



2.4. ANÁLISIS EN EL ESPACIO DE ESTADOS

El inversor resonante serie se puede modelar en el espacio de estados como se muestra en la ecuación 2.16 y 2.17 en donde se definen como variables de estado la corriente de carga y el voltaje de condensador.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i(t) \\ vc(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r/l & -1/l \\ 1/c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ vc(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/l \\ 0 \end{bmatrix} vin(t) \quad \text{Ecuación 2.16}$$

$$\frac{d}{dt} [x(t)] = A[x(t)] + Bvin(t) \quad \text{Ecuación 2.17}$$

Debido a que la solución del sistema involucra ondas cuadradas es de gran utilidad aplicar el método del desarrollo exponencial de Fourier a la ecuación 2.17 el cual por tratarse de un sistema lineal e invariante en el tiempo da como resultado la ecuación 2.18⁴

$$\frac{d}{dt} \langle \bar{x} \rangle_k = (-j\omega I + A) \langle \bar{x} \rangle_k + B \langle vin \rangle_k \quad \text{Ecuación 2.18}$$

Donde

$$A = \begin{bmatrix} -r/l & -1/l \\ 1/c & 0 \end{bmatrix}$$
$$B = \begin{bmatrix} 1/l \\ 0 \end{bmatrix}$$

⁴ Ver referencia INVERSORES RESONANTES DE ALTA FRECUENCIA
José Marcos Alonso Álvarez, Universidad de Oviedo

Y $\langle \bar{x} \rangle_k = [\langle i \rangle_k \quad \langle vc \rangle_k]$ son los k-esimos coeficientes de Fourier de las respectivas variables de estado; por tanto el sistema queda representado por el modelo complejo descrito por la ecuación 2.19.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \langle i \rangle_k \\ \langle vc \rangle_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r/l - j\omega & -1/l \\ 1/c & -j\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i(t) \\ vc(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/l \\ 0 \end{bmatrix} \langle vin \rangle_k \quad \text{Ecuación 2.19}$$

Los coeficientes de Fourier de la corriente de la carga y del voltaje del condensador se pueden expresar como un número complejo como se observa en las ecuaciones 2.20 y 2.21 respectivamente.

$$\langle i \rangle_k (t) = x_{1k} (t) + jx_{2k} (t) \quad \text{Ecuación 2.20}$$

$$\langle vc \rangle_k (t) = x_{3k} (t) + jx_{4k} (t) \quad \text{Ecuación 2.21}$$

Gracias a lo anterior y sustituyendo en el modelo complejo y agrupando e igualando los términos imaginarios y reales podemos obtener un sistema de ecuaciones diferenciales descrito por la ecuación 2.22, el cual se puede solucionar utilizando algún método numérico.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_{1k} \\ x_{2k} \\ x_{3k} \\ x_{4k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r/l & \omega & -1/l & 0 \\ -\omega & -r/l & 0 & -1/l \\ 1/c & 0 & 0 & \omega \\ 0 & 1/c & -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1k} \\ x_{2k} \\ x_{3k} \\ x_{4k} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\langle vin \rangle_k \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.22}$$

Al solucionar el sistema de ecuaciones diferenciales se obtienen los coeficientes de Fourier de cada variables de estado, esto es de gran utilidad ya que permite obtener los valores pico del voltaje del condensador y la corriente de la carga utilizando las

ecuaciones 2.23 y 2.24 respectivamente; permitiendo obtener la envolvente que caracteriza a las dos señales en el tiempo y de esta forma obtener los valores extremos que deben soportar tanto los dispositivos activos como los pasivos.

$$y_1(t) = 2 \left\| \langle i \rangle_k \right\| = 2 \sqrt{x_{1k}^2 + x_{2k}^2} \text{ Ecuación 2.23}$$

$$y_2(t) = 2 \left\| \langle vc \rangle_k \right\| = 2 \sqrt{x_{3k}^2 + x_{4k}^2} \text{ Ecuación 2.24}$$

Por otro lado como la señal de entrada es una onda cuadrada sus coeficientes de fourier están dados por:

$$vin(t) = E * sng(\omega * t) \text{ Ecuación 2.25}$$

Donde *sng* es la función signo

$$\langle vin \rangle_k = \frac{E * (-1)^k}{k * \pi} - \frac{E}{k * \pi} \text{ Ecuación 2.26}$$

Con ayuda de un programa desarrollado en Matlab se obtuvo la solución del sistema de ecuaciones diferenciales descrito por la ecuación 2.22 para la carga mostrada en la figura 2.6; los resultados obtenidos corresponden a la envolvente del voltaje del condensador, figura 2.7 y a la envolvente de la corriente de carga, figura 2.8 correspondientes al primer armónico de la onda cuadrada

Figura 2.6. Carga RLC, Análisis en el espacio de estados

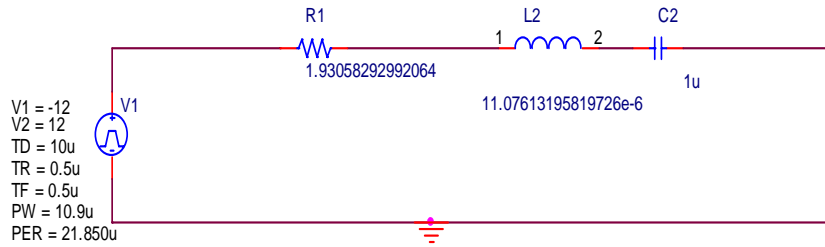


Figura 2.7. Envoltura, voltaje del condensador

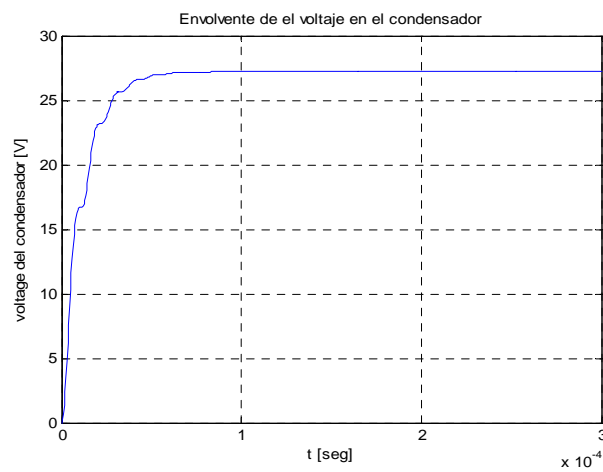
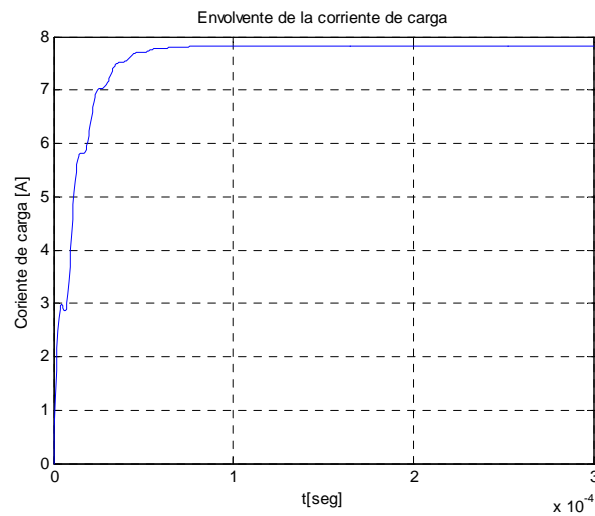
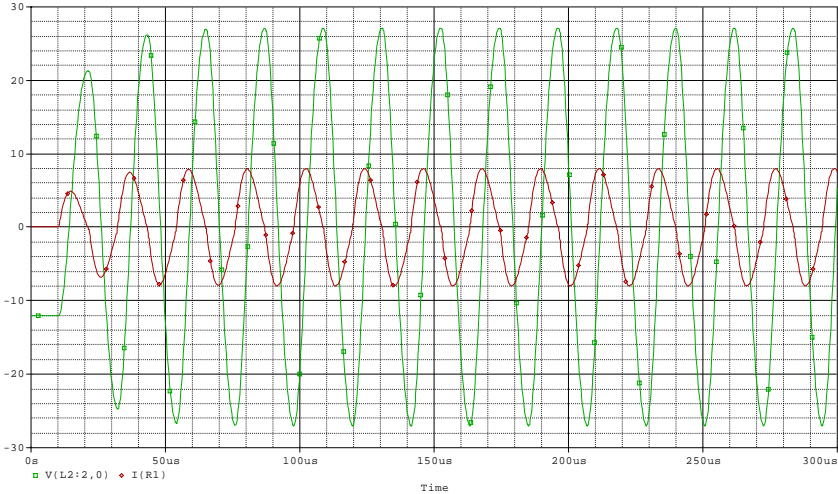


Figura 2.8. Envoltura, corriente de carga



Los resultados obtenidos concuerdan con la simulación realizada en orcad que se muestran en la figura 2.8. Los resultados no son idénticos debido a que en el espacio de estados solamente se evaluó el primer armónico de la onda cuadrada.

Figura 2.9. Corriente de carga [rojo] y voltaje del condensador [verde]



3. CONTROL DEL PUENTE INVERSOR RESONANTE

A la hora de controlar un puente H se puede optar por implementar un control analógico o digital; para poder realizar una buena elección acerca del tipo de control es necesario definir las principales características del sistema a controlar y las tareas que este debe realizar. Estas se pueden resumir en los siguientes terminos:

- El puente inversor debe trabajar a la frecuencia de resonancia de la carga con el fin de disminuir las pérdidas producidas por la conmutación y así conseguir un factor de potencia cercano a la unidad.
- La carga del puente inversor varía en función de la temperatura, frecuencia de trabajo y naturaleza de la pieza de calentamiento.
- Proteger los elementos del puente, protecciones de sobrecorriente principalmente.
- El control debe tener gran flexibilidad, ya que el proyecto esta encaminado al desarrollo y construcción de un horno de calentamiento por inducción electromagnética.

Teniendo en cuenta las anteriores características el control analógico no es el más conveniente, debido principalmente a la falta de flexibilidad, precisión y versatilidad; además este no brinda la facilidad a la hora de implementar mejoras o adicionar nuevos componentes al sistema que se esta controlando. Por otra parte los adelantos actuales en la tecnología digital son abismales.

En la actualidad se cuentan con dispositivos programables de alto rendimiento, es decir procesan gran cantidad de información en poco tiempo y con un bajo consumo

de potencia, los DSP⁵ y los microcontroladores son un buen ejemplo de estos. De los cuales existe una gran variedad dependiendo de su funcionalidad, complejidad y velocidad de trabajo entre otros; en general estos dispositivos vienen acompañados de herramientas como los son: software y tarjetas de desarrollo que facilitan su empleo en la producción de prototipos.

Tanto los DSPs como los microcontroladores son aptos para la implementación del control del puente H ya que estos trabajan a frecuencias altas (del orden de los Mega hertz) y a que cuentan con periféricos que facilitan la producción y diseño de diversas aplicaciones, entre estos periféricos se tienen: ADC, PWM, temporizadores, GPIO principalmente. Para este trabajo se eligió al DSP debido a que hace parte de una serie de proyectos que requieren que el dispositivo controle el horno de inducción en su totalidad; rectificador, sistema de refrigeración, puente H y una bomba de vacío si es necesario una atmósfera controlada, que demanda gran procesamiento de señales e información, siendo mejor opción que un microcontrolador.

Para este trabajo se cuenta con el DSP56F801 fabricado por Motorola, propiedad de la escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones, a pesar de ser este DSP de los de menor jerarquía en su familia, satisface las necesidades de la aplicación que se pretende realizar; esta familia de DSPs se caracterizan por tener gran capacidad en el manejo de periféricos y por supuesto su velocidad para procesar señales digitales. El proyecto se diseñó una tarjeta para el DSP en la cual se implemente el hardware necesario para el correcto funcionamiento de los periféricos de entrada y de salida necesarios para el control del puente inversor.

⁵ Procesador Digital de Señales

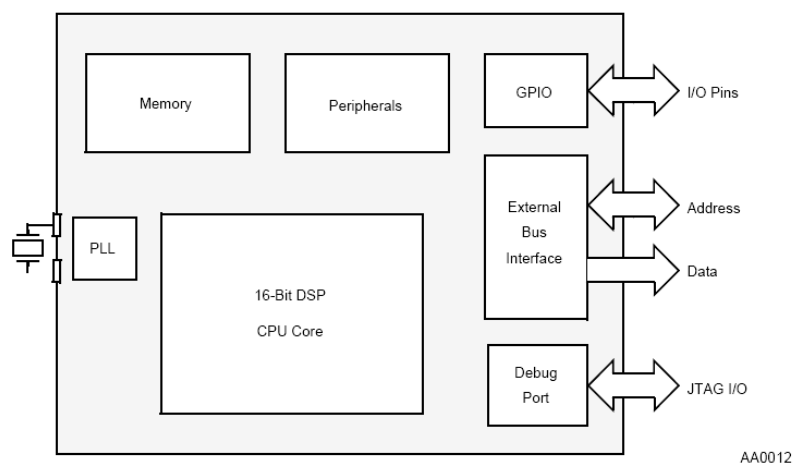
Es importante resaltar que toda la familia a la cual pertenece este DSP cuenta con el SDK (software development kit)⁶ y la misma arquitectura, pensando en la utilización de un DSP de mayor jerarquía para el desarrollo del control total del horno de calentamiento por inducción. A continuación se describen las principales características de esta familia de DSPs.

3.1 PROCESADOR DIGITAL DE SEÑALES

3.1.1 ARQUITECTURA DEL INTEGRADO

La familia DSP56800 se caracteriza por estar hechos con tecnología CMOS de 16 bits según la arquitectura HARVARD; diferenciada de otras por trabajar la memoria de datos y la memoria de programas de manera independiente, lo cual permite obtener mayor velocidad en el procesamiento. El integrado esta conformado principalmente por: memoria, PLL, CPU, periféricos, puerto de entrada/salida y bus de interfaz externa como se muestra en al figura 3.1.

Figura 3.1. DSP, diagrama de bloques



Fuente: [Motorola, DSP56F800 Family Manual]

⁶ *SDK (Software Development Kit)*. Esta herramienta de programación permite el desarrollo de aplicaciones específicas mediante bibliotecas y funciones que facilitan el uso del *DSP* dependiendo de la aplicación que se busca implementar

Posee una CPU o núcleo de procesador de propósito general desarrollado para un alto desempeño en el procesamiento digital de señales; conformado básicamente por: la unidad aritmética lógica, la unidad generadora de señales, la unidad controladora de programas y la unidad generadora de direcciones. Sin olvidar que posee un amplio repertorio de instrucciones que facilita su programación.

Las principales características del núcleo del procesador de esta familia de DSP se pueden resumir en:

- Velocidad de 35 MIPS⁷.
- Acumulador multiplicador paralelo de ciclo sencillo 16x16-bits (MAC)
- 15 modos de direccionamiento
- Dos pines de interrupciones externa.
- Tres buses de 16 bits de datos.
- Tres buses de 16 bits de direcciones.
- Cuatro registros de 16 bits para direccionamiento
- Tres registros de entrada de 16 bits
- Un registro de pila
- Un registro de estados
- Dos registros acumuladores de 36 bits
- Soporta compilador en C (*Codewarrior*⁸).

Como se menciono anteriormente la arquitectura HARVARD trabaja de manera independiente la memoria de datos y la de programas, además se pueden diferenciar dos tipos de memorias en estos DSPs, la memoria FLASH⁹ y la memoria RAM¹⁰ en donde su tamaño depende de la referencia del procesador; se presenta la distribución de la memoria para las diferentes referencias.

⁷ Millones de instrucciones por segundo

⁸ SDK

⁹ Memoria que se encuentra dentro del núcleo del procesador

¹⁰ Memoria de acceso aleatorio

Figura 3.2. Memoria del DSP.

On-Chip Memory	56F801	56F802	56F803	56F805	56F807
Program Flash (PFLASH)	8K x 16	8K x 16	32252 x 16	32252 x 16	60K x 16
Data Flash (XFLASH)	2K x 16	2K x 16	4K x 16	4K x 16	8K x 16
Program RAM (PRAM)	1K x 16	1K x 16	512 x 16	512 x 16	2K x 16
Data RAM (XRAM)	1K x 16	1K x 16	2K x 16	2K x 16	4K x 16
Program Boot Flash	2K x 16				

Fuente: [Motorola, DSP56F800 User Manual, 2004]

3.1.2 PERIFERICOS

La mayor ventajas de esta familia de DSPs radica en la facilidad en el manejo de sus periféricos, los cuales son versátiles a la hora de desarrollar e implementar el control o la automatización de un proceso; el numero de módulos de cada periférico depende de la referencia del DSP. La familia DSP56F80X posee diferentes tipos de periféricos:

- Conversor analógico/digital ADC

Permite convertir una señal analógica proveniente de un transductor en una señal digital con 12 bits de resolución, esta señal debe ser voltaje entre 0 V y 3.3 V, la frecuencia de muestreo es variable determinada por el usuario de hasta 5 MHz, el muestreo puede realizarse de manera secuencial o simultanea en el caso que el DSP cuente con 2 o mas módulos ADC.

Permite configurar interrupciones de fin de conversión, cruce por cero y desborde de límites de conversión, además es posible sincronizar un modulo ADC con un modulo PWM.

- Modulación por ancho de pulso PWM

Permite generar ondas cuadradas con frecuencia y ancho de pulso determinados por el usuario, tanto la frecuencia como el ancho de pulso pueden ser cambiados mientras el modulo PWM esta activado, es decir mientras se esta usando. Con el se puede realizar la selección del tiempo muerto para asegurar que el apagado de los interruptores ha finalizado.

- Modulo PLL¹¹

Este modulo simplemente permite variar la frecuencia del reloj del procesador; para la elección de la frecuencia es necesario tener en cuenta las recomendaciones hechas por el fabricante¹².

- Interfaz de comunicación serial SCI

Permite realizar una comunicación serial sincronizada con otros dispositivos periféricos, esta comunicación puede ser simple o *full-duplex* según sea determinado por el usuario.

- Interfaz de periféricos seriales SPI

Esta interfaz permite la comunicación serial *full-duplex*, síncrona entre el DSP y dispositivos periféricos, incluyendo otros controladores de 16 bits, se puede configurar en dos modos de operación modo maestro y modo esclavo; en el modo maestro la comunicación se puede realizar a 8 diferentes frecuencias, mientras que en el modo esclavo la comunicación se realiza a la frecuencia del reloj.

¹¹ Phase look loop

¹²Ver fuente [Motorola, DSP56F800 User Manual, 2004]

- Timer

Como su nombre lo indica este modulo permite contar tanto eventos internos como externos, principalmente se caracteriza por: poseer cuatro contadores de 16 bits, los cuales se pueden configurar para que realicen la cuenta en forma descendente o ascendente; permitiendo además un preescalamiento de forma independiente.

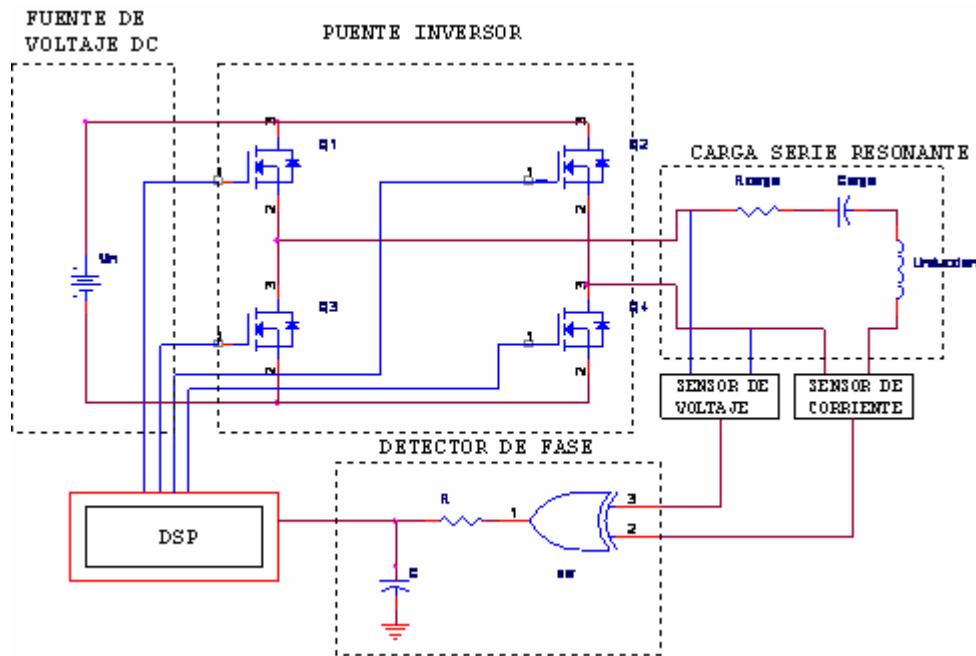
- Puerto de entrada/salida de propósito general GPIO

Este modulo contiene pines de propósito general que pueden ser configurados tanto como entrada o salida de datos del DSP.

3.2 ALGORITMO DE CONTROL

Basados en la técnica de soft switching y después de analizar el problema detalladamente, se concluyó que el algoritmo de control para el puente inversor se basará en un PLL según el cual se busca que la corriente y el voltaje en la carga se encuentren en fase; para que esto se de es necesario que la conmutación de los dispositivos ocurra a la frecuencia de resonancia de la carga [12].

Figura 3.3. Diagrama de control



Como se muestra en la figura 3.3 para realizar el control del puente inversor es necesario sensar la corriente y el voltaje de la carga, estas entran a un circuito detector de fase el cual consta de una compuerta xor la cual produce un tren de pulsos cuyo valor medio es proporcional a la diferencia de fase, de esta forma se obtiene una señal de voltaje proporcional a la diferencia de fase de estas señales. Este voltaje se define como el error del sistema de control y va a ser la variable de entrada al PLL.

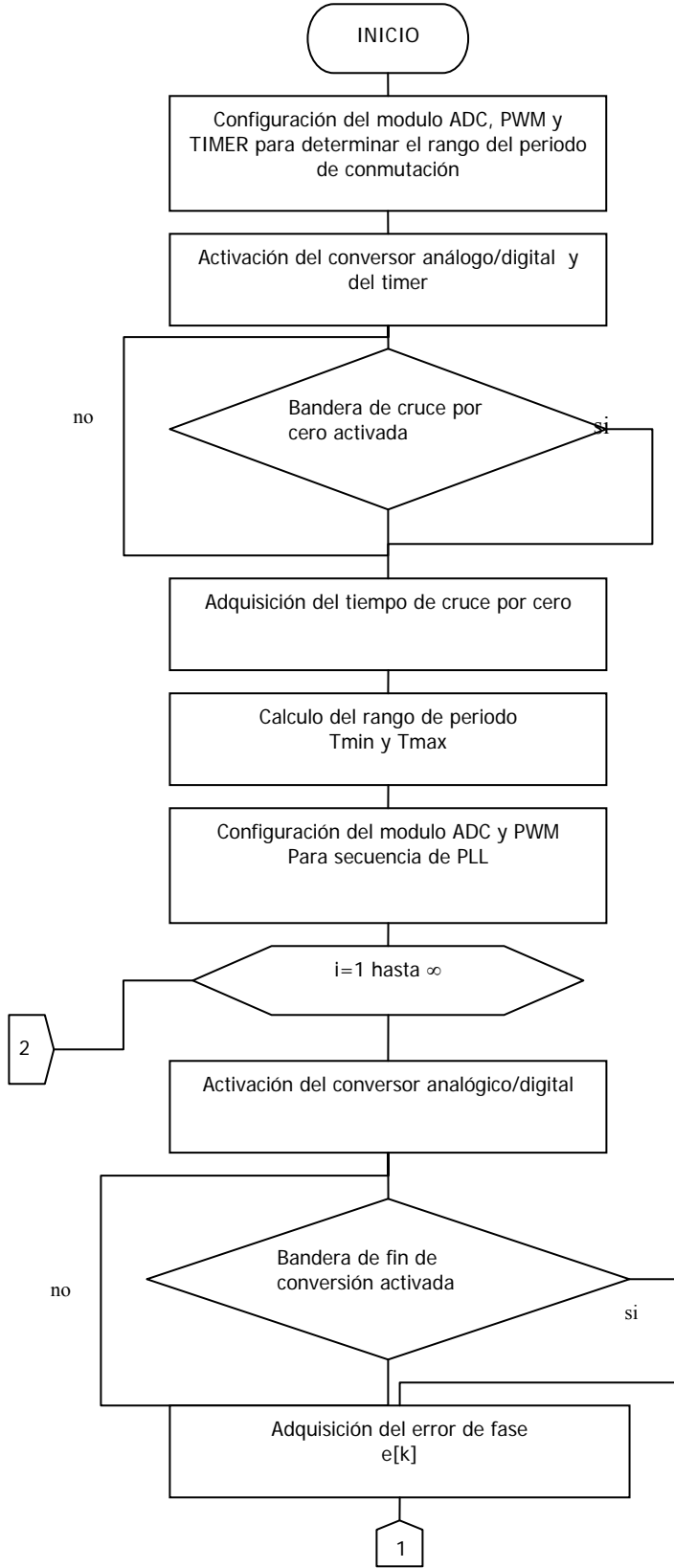
El error lo convierte el DSP en una señal digital por medio de uno de sus módulos ADC¹³; con base a los valores de las muestras que se obtengan, el algoritmo se encarga de calcular una nueva frecuencia a la cual se activaran los conmutadores buscando que el valor del error de fase tienda a cero, asegurando así que el voltaje y la corriente se encuentren en fase.

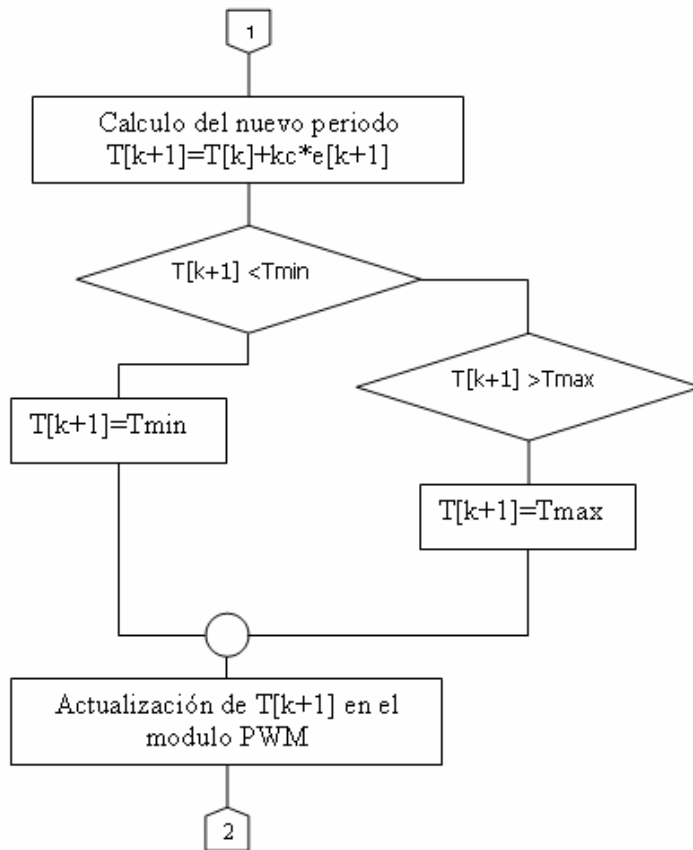
La activación de los conmutadores se realiza por medio del modulo PWM. Es importante mencionar que tanto las entradas al modulo ADC y las salidas del PWM no serán conectadas directamente sino por medio de una tarjeta de acople por medio de la cual se aísla al DSP y se llevan las señales a niveles de potencia adecuados.

Antes de poner a funcionar el PLL es necesario implementar un algoritmo de arranque el cual permite evaluar el rango de frecuencias o periodos en el cual se encuentra la frecuencia de resonancia de la carga. Este consiste en activar dos de los conmutadores de tal forma que la carga reciba un voltaje DC; mientras esto ocurre se realiza un sensado de la corriente y se toma el tiempo entre la activación de los conmutadores y su primer cruce por cero, este tiempo es aproximadamente la mitad del periodo de resonancia, permitiendo así obtener una primera aproximación de la frecuencia de resonancia de la carga lo cual permite establecer el rango anteriormente mencionado. En la figura 3.4 se muestra el diagrama de flujo del algoritmo de control.

¹³ Conversor analógico/digital

Figura 3.4. Algoritmo de control



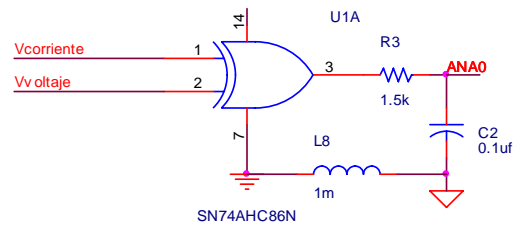


3.2.1 MODELO MATEMATICO DEL PLL

El PLL busca encontrar o sintonizar la frecuencia de resonancia de la carga, tomando como variable de entrada al error de fase, el análisis matemático se basa en la variación del periodo ya que es una de las variables que el modulo PWM maneja; la ecuación 3.1 registrará su comportamiento

$$T(k + 1) = T(k) + kcE(k + 1) \text{ Ecuación 3,1}$$

Figura 3.5. Circuito detector de fase



El primer paso es el análisis del circuito detector de fase ya que su salida es proporcional al desfase de las ondas de control, su comportamiento en el tiempo está dado por la ecuación 3.2 que resulta de aplicar una malla como se observa en la figura 3.5.

$$xor_{output}(t) = v_{R_f}(t) + v_{C_f}(t) \quad \text{Ecuación 3.2}$$

$$xor_{output}(t) = i(t)R_f + v_{C_f}(t) \quad \text{Ecuación 3.3}$$

$$i(t) = C_f \frac{dv_{C_f}(t)}{\partial t} \quad \text{Ecuación 3.4}$$

Al sustituir las ecuaciones 3.3 y 3.4 en la ecuación 3.2 se obtiene la ecuación diferencial 3.5 que rige el comportamiento del detector de fase.

$$\frac{dv_{C_f}(t)}{\partial t} = \frac{xor_{output}(t)}{\tau_f} - \frac{v_{C_f}(t)}{\tau_f} \quad \text{Ecuación 3.5}$$

Donde

$$\tau_f = R_f C_f \quad \text{Ecuación 3.6}$$

Siendo $e(t) = v c_f(t)$ y discretizando la ecuación 3.3 se tiene:

$$E(k+1) = aE(k) + b \frac{\phi[T(k)]}{\pi} \quad \text{Ecuación 3.7}$$

$$a = e^{-T_m/\tau_f} \quad (5) \quad \text{Ecuación 3.8}$$

$$b = 1 - e^{-T_m/\tau_f} \quad (6) \quad \text{Ecuación 3.9}$$

Donde

$$T_m \rightarrow \text{periodo de muestreo}$$

El siguiente paso es encontrar el desfase en función de de la frecuencia, en este caso del periodo al cual esta trabajando el sistema; recordando que el desfase entre la corriente y el voltaje del sistema es igual a la fase de la impedancia equivalente de la carga se tiene:

$$Z_{eq} = \frac{1}{j\omega \frac{C_c}{a^2}} + j\omega a^2 L_c + a^2 R_c \quad \text{Ecuación 3.10}$$

$$Z_{eq} = a^2 R_c + j \left(\omega a^2 L_c - \frac{a^2}{\omega C_c} \right) \quad \text{Ecuación 3.11}$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega^2 L_c C_c - 1}{\omega R_c C_c} \right) \quad \text{Ecuación 3.12}$$

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\left(\frac{2\pi}{T\omega_0} \right)^2 - 1}{\frac{2\pi}{T} R_c C_c} \right) \quad \text{Ecuación 3.13}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_c C_c}} \quad \text{Ecuación 3.14}$$

Debido a que el DSP no posee gran diversidad de instrucciones como por ejemplo \tan^{-1} es necesario y recomendable encontrar una aproximación polinomial de la función, para lo cual se recurrió a los polinomios de Taylor dando como resultado:

$$\phi[T] = \phi[T_0] + \left[\frac{\partial V_{c_f}}{\partial t} \right]_{T=T_0} (T - T_0) \quad \text{Ecuación 3.15}$$

$$\phi[T] = -\frac{1}{\pi R_c C_c} (T - T_0) \quad \text{Ecuación 3.16}$$

Siendo T_0 el periodo de resonancia del sistema. Reemplazando las ecuaciones 3.16 y 3.7 en la ecuación 3.1 se obtiene la ecuación de control del PLL:

$$T(k+1) = T(k) + kc \left[aV_{c_f}(k) + \frac{(1-a)}{\pi^2 R_c C_c} (T(k) - T_0) \right] \quad \text{Ecuación 3.17}$$

Por ultimo es necesario hacer un análisis de estabilidad al sistema discreto en donde se encuentren valores acertados para la constante kc para los cuales el sistema sea estable; para esto es de gran utilidad la transformada Z ya que permite encontrar la función de transferencia de sistema y así encontrar la estabilidad de una forma mas sencilla.

Para que esto sea posible es necesario realizar un cambio de variable al sistema como sigue:

$$Y(k) = T(k) - T_0 \quad \text{Ecuación 3.18}$$

Reemplazando la ecuación 3.18 en 3.17 y factorizando se obtiene nueva ecuación característica del sistema dada por:

$$Y(k+1) = Y(k) + kc \left[aV_{c_f}(k) + \frac{(1-a)}{\pi^2 R_c C_c} Y(k) \right] \text{Ecuación 3.19}$$

Aplicando la transformada Z a la ecuación 3.19 se tiene:

$$ZY(z) = Y(Z) + kc \left[aV_{c_f}(Z) + \frac{(1-a)}{\pi^2 R_c C_c} Y(Z) \right] \text{Ecuación 3.20}$$

Con la anterior ecuación se obtiene la función de transferencia H(z)

$$H(Z) = \frac{Y(Z)}{V_{c_f}(Z)} = \frac{kca}{Z - \left(1 - \frac{(1-a)kc}{\pi^2 R_c C_c}\right)} \text{Ecuación 3.21}$$

Teniendo en cuenta que un sistema discreto caracterizado por su función de transferencia es estable si y solo si todos sus polos se encuentran ubicados dentro de la circunferencia de radio unitario en el plano Z por tanto es necesario satisfacer la siguiente desigualdad. De su solución se obtiene un rango para kc , en el cual el sistema es estable.

$$\left| Z - \left(1 - \frac{(1-a)kc}{\pi^2 R_c C_c}\right) \right| < 1 \text{ Ecuación 3.22}$$

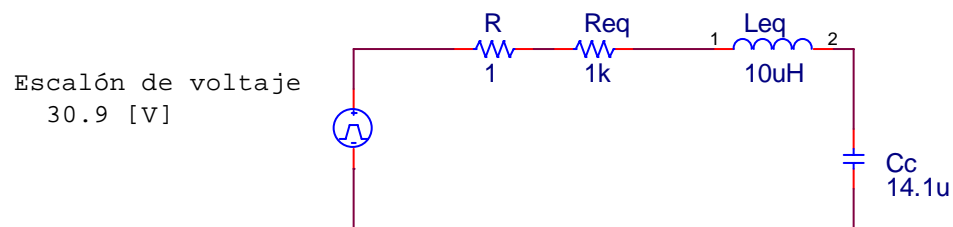
De la desigualdad anterior podemos deducir que el sistema es estable para valores de kc que satisfagan la siguiente desigualdad:

$$0 < kc < \frac{2\pi^2 R_c C_c}{1-a} \text{Ecuación 3.23}$$

3.2.2 CARACTERIZACIÓN DE LA CARGA RESONANTE

La caracterización de la carga consiste en encontrar los valores de la resistencia equivalente y la inductancia; para este fin fue necesaria la utilización de un esquema de carga, figura 3.7, el cual permitió la medición de la corriente producto de ser alimentada con un escalón de voltaje.

Figura 3.7. Carga de prueba

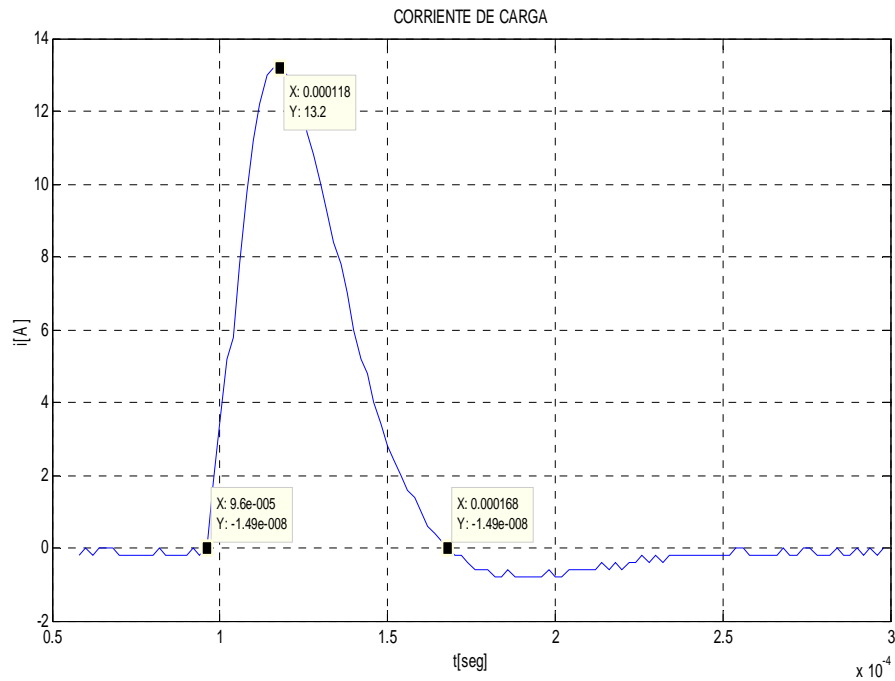


La carga consistió en una resistencia de 1 ohm en serie con un banco 3 condensadores conectados en paralelo cada una de $4.7 \mu\text{F}$ y la bobina de calentamiento la cual se construyó.

En la prueba se hicieron mediciones de la corriente de carga, el voltaje del condensador y el voltaje en la bobina¹⁴, estos datos se utilizaron como base para la obtención de el valor de la resistencia equivalente de la carga y la inductancia de la bobina de calentamiento.

¹⁴ Ver datos anexo

Figura 3.8. Medición de la corriente en la carga



Los parámetros desconocidos se obtuvieron haciendo un ajuste de curva entre los datos y la ecuación de la forma de onda de la corriente para un circuito RLC serie utilizando el método de mínimos cuadrados¹⁵

$$i(t) = e^{-\alpha t} \left(\frac{V_{in}}{\omega_d l} \sin(\omega_d * t) \right) \text{ Ecuación 3.24}$$

Donde

$$\alpha = \frac{r}{2l}$$

$$\omega_d = \sqrt{\omega^2 - \alpha^2}$$

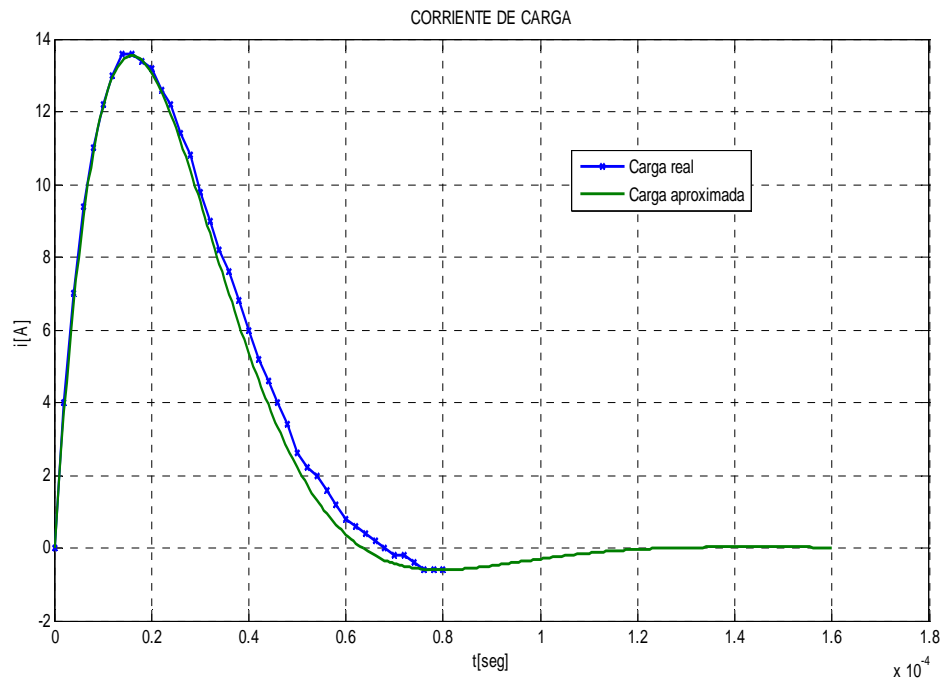
Para aplicar el método anteriormente nombrado se realizó un programa en Matlab el cual arrojó los siguientes datos:

¹⁵ ver programa anexo

$$R_{eq} = 0.43058292992064 [\text{ohm}]$$

$$L_{eq} = 14.58613195819726 [\mu\text{F}]$$

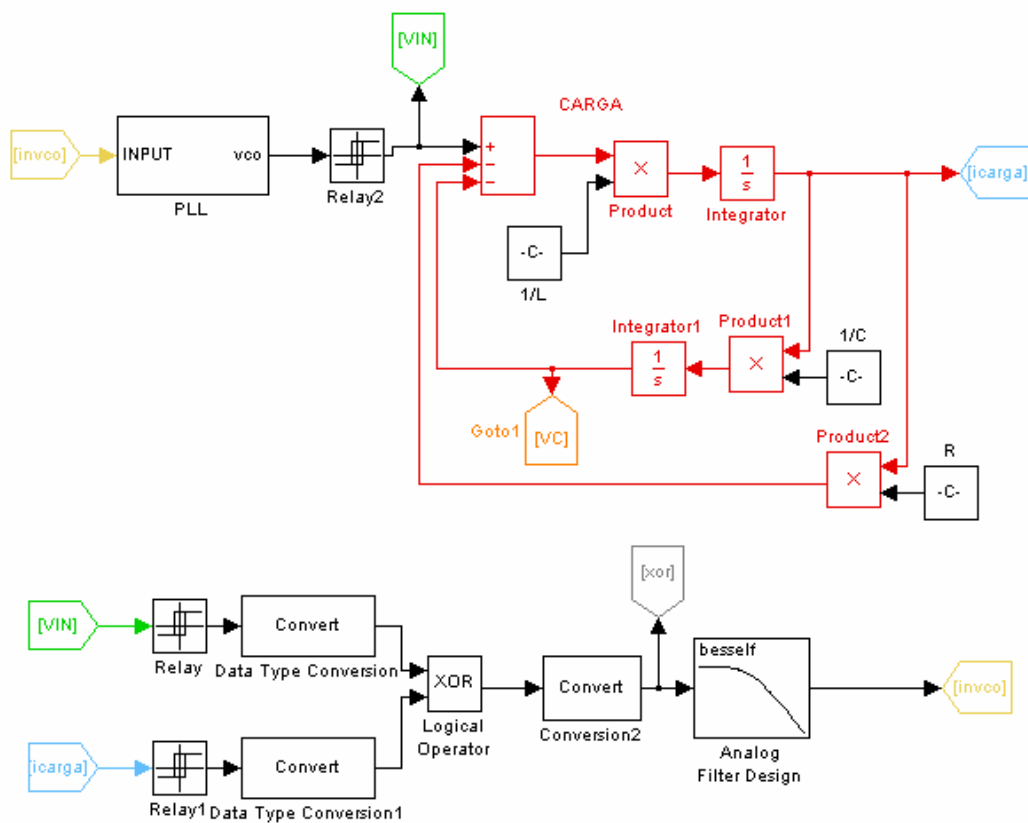
Figura 3.9. Corriente del modelo aproximado



3.2.3. SIMULACIÓN DEL PLL

Para realizar la simulación se utilizó Matlab con su herramienta simulink, la cual brinda grandes facilidades en el momento de simular sistemas.

Figura 3.10. Modelo en simulink del sistema controlado por el PLL



Debido a la facilidad que presenta simulink para trabajar con funciones de transferencia se optó por implementar con estas la carga, ya que permitió obtener las señales de control de una manera sencilla. Para facilitar la simulación se obtuvo la corriente de la carga (RLC serie) en función del voltaje de alimentación:

$$V_{IN} - V_C - V_L - V_R = 0 \quad \text{Ecuación 3.18}$$

$$V_{IN} - \frac{I}{sC} - I * sL - I * R = 0 \quad \text{Ecuación 3.19}$$

$$\frac{V_{IN} - \frac{I}{sC} - I * R}{sL} = I \quad \text{Ecuación 3.20}$$

Además se implementó el circuito detector de fase de la misma forma como se mostró en la figura 3.3 mediante una compuerta xor y un filtro pasabajos. Esta es la señal de control del VCO¹⁶ el cual se encuentra en el bloque llamado PLL que se encarga de muestrear la salida del circuito detector de fase a una frecuencia estipulada dependiendo de la máxima frecuencia a la cual pueda trabajar el sistema, con este valor muestreado calcula el nuevo valor del periodo al cual debe trabajar el oscilador. La salida del VCO se satura con el fin de obtener una onda cuadrada similar a la del voltaje de salida del puente inversor con la cual se alimenta la carga. Se muestran algunas de los resultados obtenidos por simulación:

¹⁶ oscilador controlado por voltaje

Figura 3.11. Amarre de la frecuencia del puente a la frecuencia de resonancia de la carga.

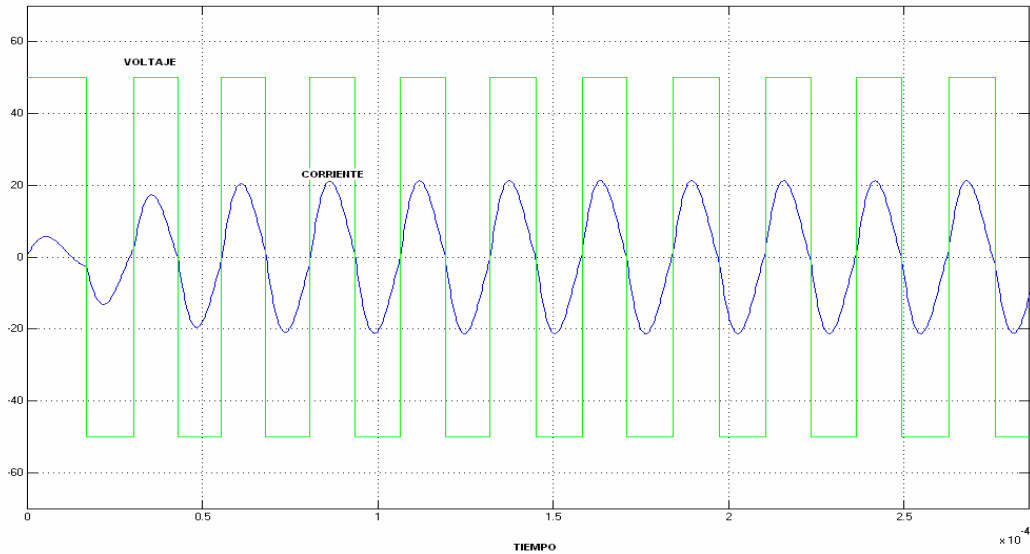
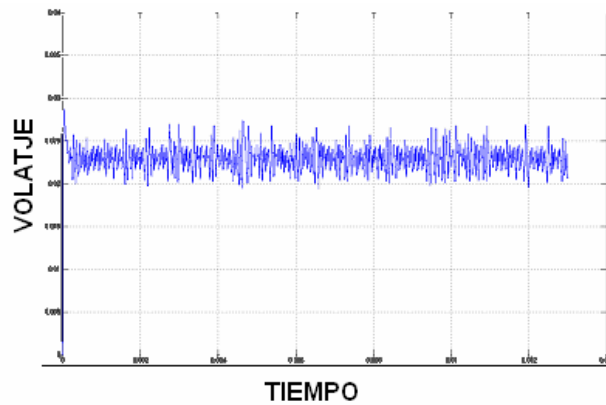


Figura 3.12. Señal de error obtenida de la salida del filtro xor



Como se esperaba el oscilador se enlaza a la frecuencia de resonancia como se muestra en las anteriores figuras en donde claramente se ve que las ondas de control se encuentran en fase y arrojando un error de desfase de aproximadamente un 2%. Ya habiendo simulado el sistema y después de obtener los resultados esperados, es necesario realizar una prueba real del algoritmo desarrollado.

4. IMPLEMENTACION HARDWARE

Para verificar el funcionamiento del algoritmo diseñado se cuenta con tarjeta de demostración DSP56F801 (DEMOBOARD), donde se pueden realizar pruebas preliminares. La DEMOBOARD es una tarjeta estándar, con la cual se tiene la implementación hardware necesaria para evaluar y caracterizar al DSP, y a su vez crea un ambiente que permite la adquisición de habilidades en la programación y manejo de periféricos.

Revisando el esquema propuesto de control se pueden identificar los parámetros críticos para el funcionamiento del algoritmo. La señal de error de fase, es uno de ellos, ya que esta es la que realimenta el control. La señal esta diseñada para que su nivel de DC sea proporcional a la diferencia de fase entre las ondas de corriente y voltaje de la carga, por lo cual como primera instancia se revisó el comportamiento del conversor A/D del DSP, ya que este es el encargado de sensar esta variable, un error en este conllevaría un error en todo el funcionamiento y desempeño del control.

Por este motivo se considero de gran importancia su caracterización; para esto se realizaron varias pruebas, en una de ellas se ejecutó un muestreo de una señal analógica que variaba entre 0 a 3.3 V, con el fin de observar el desempeño en todo su rango, de estas pruebas se obtuvo como resultado que en promedio el conversor solo detecta muestras a partir de entradas mayores a 0.38 V en el canal, lo cual representa un error del 10% en la medición de la variable.

Este error es debido a que en la tarjeta DEMOBOARD se alimenta con el mismo voltaje a V_{ref} del conversor A/D y al DSP, haciendo caso omiso a las recomendaciones del fabricante, las cuales indican que es necesario alimentar V_{ref} con un voltaje 0.3 V inferior al voltaje de alimentación del DSP cuando la entrada al conversor es no diferencial, como es el caso actual. Por lo que fue necesaria la

implementación de una tarjeta independiente a la DEMOBOARD para el prototipo final.

Teniendo en cuenta las especificaciones y necesidades del sistema de control se estableció la siguiente organización para la implementación hardware

- **Tarjeta del DSP:** se encuentra la implementación hardware necesaria para que el DSP funcione independiente junto con los periféricos necesarios para la comunicación con la tarjeta de acople teniendo todas las entradas y salidas del DSP disponibles para diferentes aplicaciones.
- **Tarjeta de acople:** encargada de adecuar las señales de entrada y salida del DSP a niveles adecuados de potencia.
- **Tarjeta programadora:** permite la comunicación entre el PC y el DSP por medio de una interfaz paralela y el puerto JTAG implementado en la tarjeta del DSP.
- **Tarjeta de Potencia:** en este se implementa el puente H, junto con los circuitos disparadores de los MOSFET, además del sensor de corriente y el sensor de voltaje, esta debe estar diseñada para manejar la potencia de trabajo

4.1. TARJETA DEL DSP

Identificadas las limitaciones del la DEMOBOARD, se optó por el diseño y elaboración de una nueva tarjeta donde se corrigieran los errores encontrados y su diseño se acoplara a los requerimientos del proyecto. Uno de los cambios realizados, fue el de acoplar inductivamente la tierra analógica y la tierra digital, tal como se muestra en la figura 4.2.

Figura 4.1. Fuente de alimentación del DSP

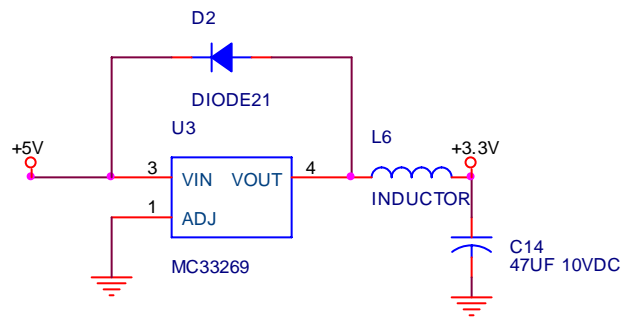
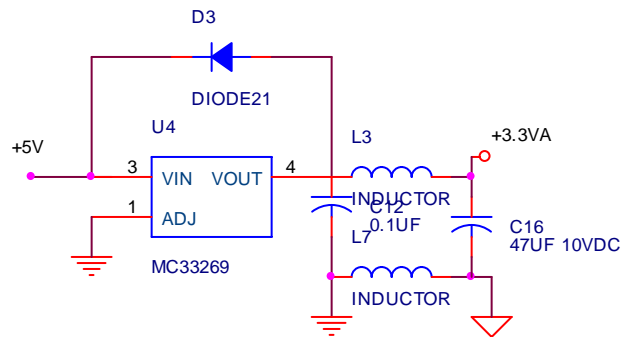
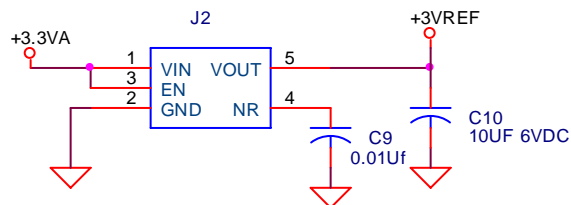


Figura 4.2. Fuente de alimentación del conversor A/D



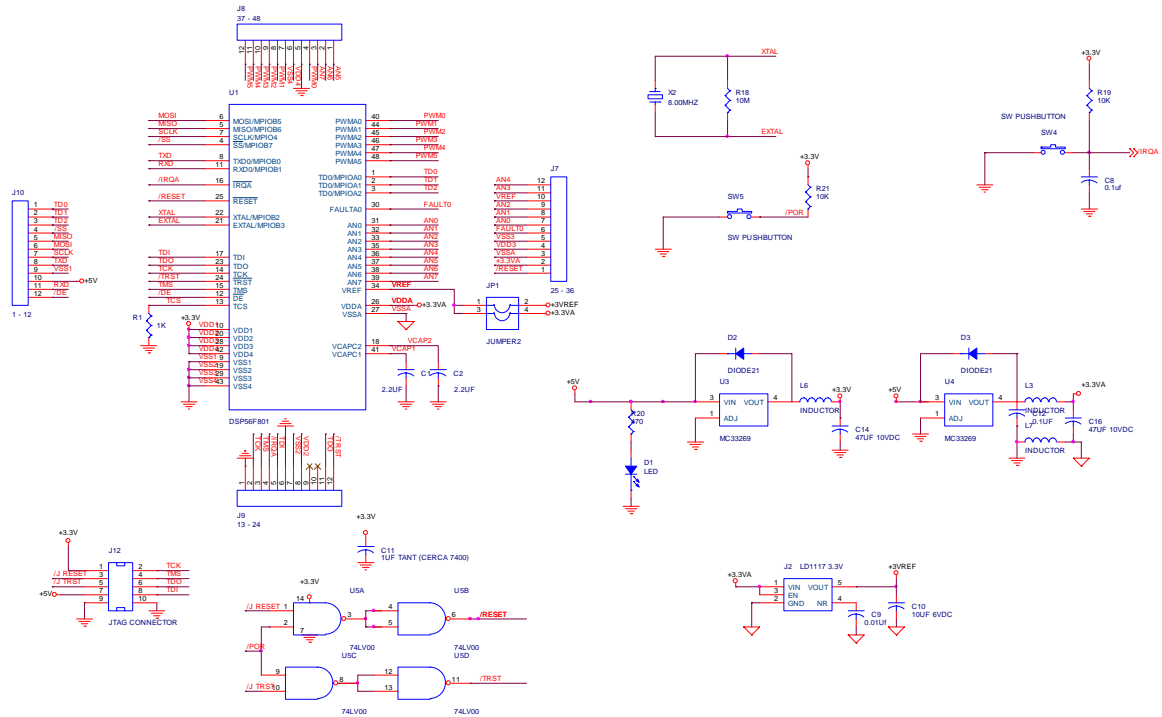
Se implementó una fuente de referencia de 3V con el fin de dejar la posibilidad de seleccionar una alimentación de 3 o 3.3 para Vref del conversor A/D, en caso de que Esta fuente se implemento por medio de un R139 que es un regulador de 3V. Como lo muestra la figura 4.3.

Figura 4.3. Fuente de referencia de 3V



A continuación se muestra el diseño final de la tarjeta que se implementó.

Figura 4.4. Diseño final de la tarjeta del DSP



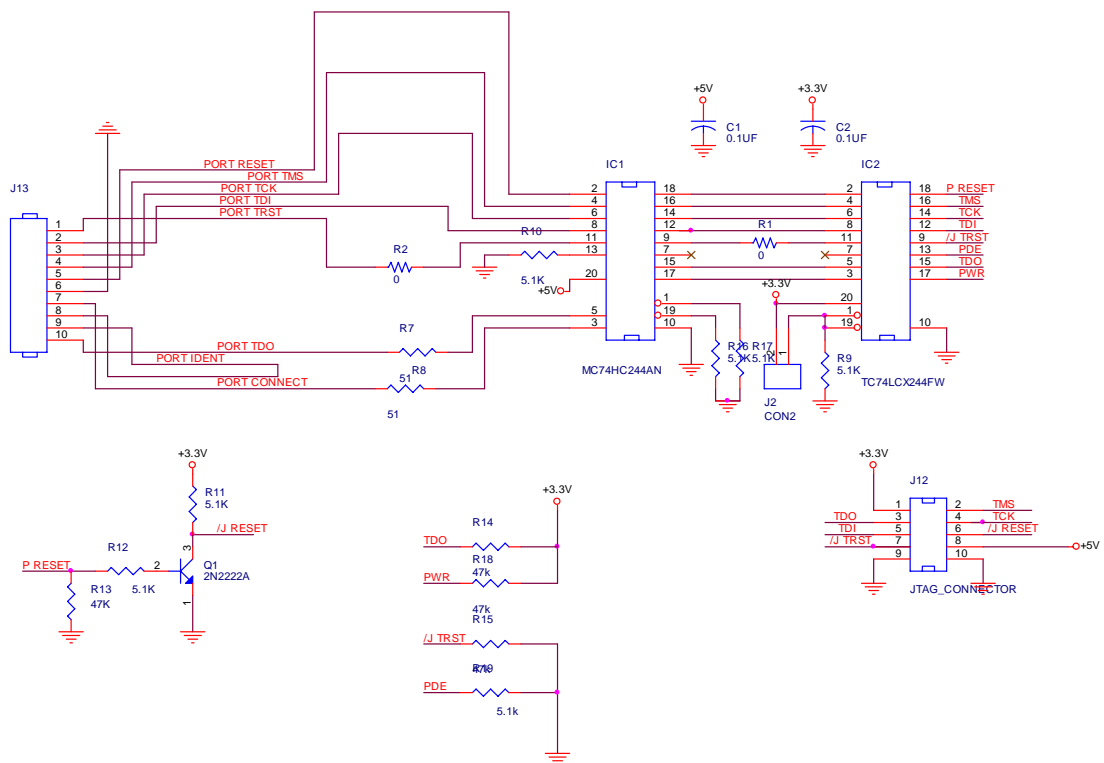
Como se puede ver el diseño cuenta con dos fuentes de 3.3 V una para alimentar al DSP que viene siendo la alimentación digital y la otra que se encuentra acoplada a la anterior, con el fin de crear una tierra de señal diferente, de esta forma se elimina el ruido de alimentación, el cual juega un papel crucial en el conversor A/D. El esquema que se empleo para esto se obtuvo del documento MC56f801EVNUM, se incluyó la opción de escoger entre 3 o 3.3 voltios para Vref del conversor A/D. También se incluyó el hardware para manejar la lógica necesaria del puerto de comunicaciones JTAG. Se implementaron dos interruptores, uno que funciona como interrupción externa /IRQA y el otro como reset externo. La tarjeta fue diseñada de tal forma que todos los periféricos estuvieran disponibles, pensando en futuros proyectos para los cuales pudiera ser útil, ya que la idea es si se pretende aumentar el proyecto y emplear una mayor cantidad de puertos del DSP tan solo sea necesario diseñar una tarjeta de

acople que se adecue a las necesidades del mismo, y se ahorre la construcción de una nueva tarjeta para el DSP, que es la que mayor costo demanda.

4.2. TARJETA PRORGAMADORA

Es la encargada de realizar la interfaz entre el computador y el DSP, permitiendo la programación y el debug del mismo. La tarjeta se comunica con el DSP por medio del puerto JTAG y esta a su vez se comunica con el computador por medio del puerto paralelo. El esquema que se empleo para esto se obtuvo del documento MC56f801EVNUM, que se muestra a continuación.

Figura 4.5. Tarjeta programadora



4.3. TARJETA DE ACOUPLE

En este diseño se implementó el hardware encargado de realizar acoplamiento de señal, el cual aísla y lleva a niveles lógicos y de potencia adecuados las mismas, para que de esta forma el DSP interactúe de manera correcta con la planta del proyecto. Las señales con las que se va a trabajar son básicamente las siguientes:

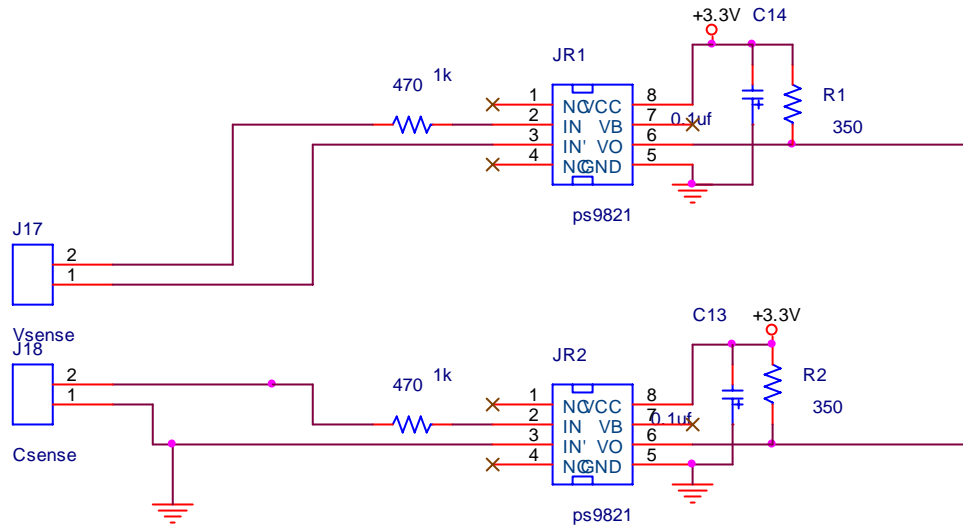
- Señal de diferencia de fase de la corriente y el voltaje de la carga.
- Señales de disparo de los dispositivos conmutadores del puente H.
- Señal de sobrecorriente de la Fuente.
- Encendido y reset de la fuente de alimentación.

También se implementan las fuentes de alimentación necesarias para el correcto funcionamiento del sistema.

- Diferencia de Fase

La diferencia de fase se obtiene por medio de un comparador entre las señales de los cruces por cero del voltaje y la corriente de la carga resonante, estas señales de cruce se obtienen al saturar las señales de voltaje y corriente que provienen de los sensores. Para realizar esta labor se emplearon los integrados 9821-1 que son optocopladores con salida digital que funcionan a 3.3V.

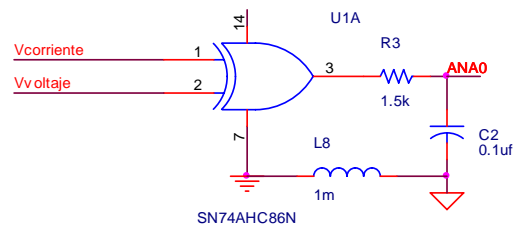
Figura 4.6. Obtención de señales de cruce por cero.



Como se planteó en el desarrollo del esquema del sistema es necesario realizar una comparación xor, para así obtener una señal cuyo valor medio sea proporcional a la diferencia de fase, se empleó un LM14HC8 que consiste en una compuerta xor que funciona a 3.3 voltios, con el fin de garantizar que la salida del filtro no sobrepase los límites de la entrada análoga del conversor A/D del DSP.

Para obtener el valor medio de la señal, se aplica un filtro pasa bajas a la salida del comparador xor. Por simplicidad se escogió un filtro de primer orden ya que tiene una respuesta rápida en el tiempo, no es muy selectivo pero para frecuencias del orden de los 40 KHz. un filtro pasabajos con frecuencia de corte en 100 Hz es suficiente.

Figura 4.7. Diseño para obtención de voltaje proporcional a la diferencia de fase



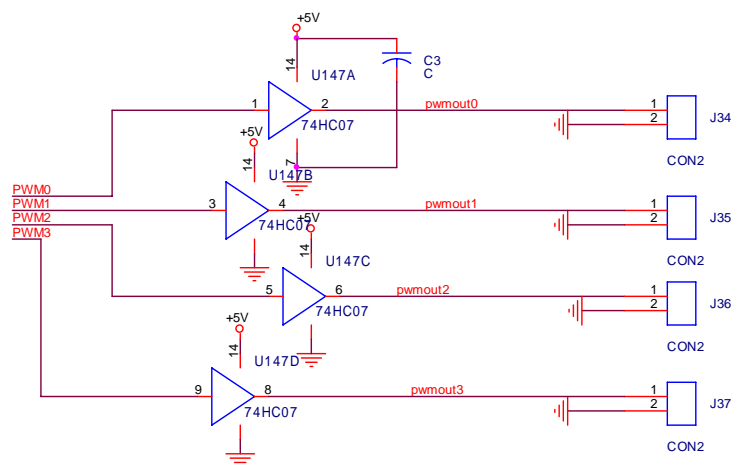
- Señales de salida al DSP

Las señales de salida del DSP se tiene la señal de Encendido y Reset de la fuente DC, y las señales encargadas de activar y desactivar los conmutadores del Puente, en el desarrollo del proyecto se emplearon MOSFET de potencia como elementos de conmutación.

Es necesario implementar un driver que se encargue de asilar la etapa de potencia del DSP y a su vez llevar a niveles de potencia adecuados las salidas del DSP. Se optó por la implementación mediante un 74HC04, que consiste de un Inversor con salida lógica compatible con TTL, que presenta una buena respuesta en frecuencia.

El esquema se encuentra a continuación.

Figura 4.8. Driver de las señales de disparo del DSP



- Fuentes de potencia

Ya es sabido que es necesario establecer una fuente de potencia para alimentar los integrados que se encuentran en la tarjeta de acople. Es necesaria en primera instancia una fuente de 5v y de 3.3v para alimentar los integrados que están dentro de la tarjeta.

Figura 4.9. Fuente de 5 V

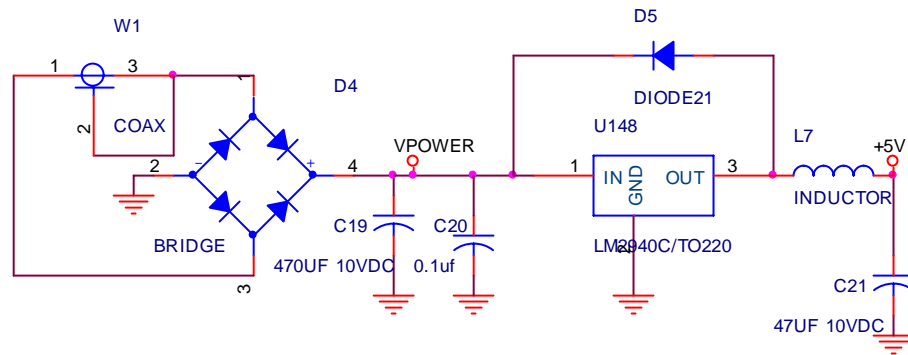
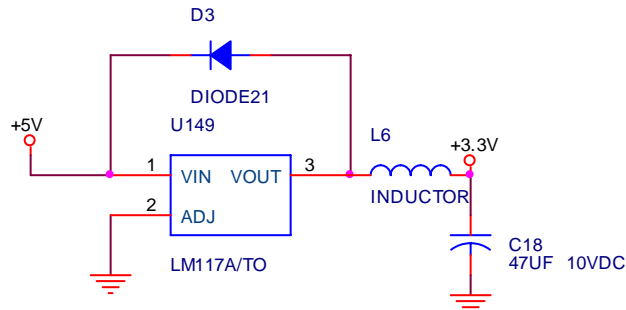


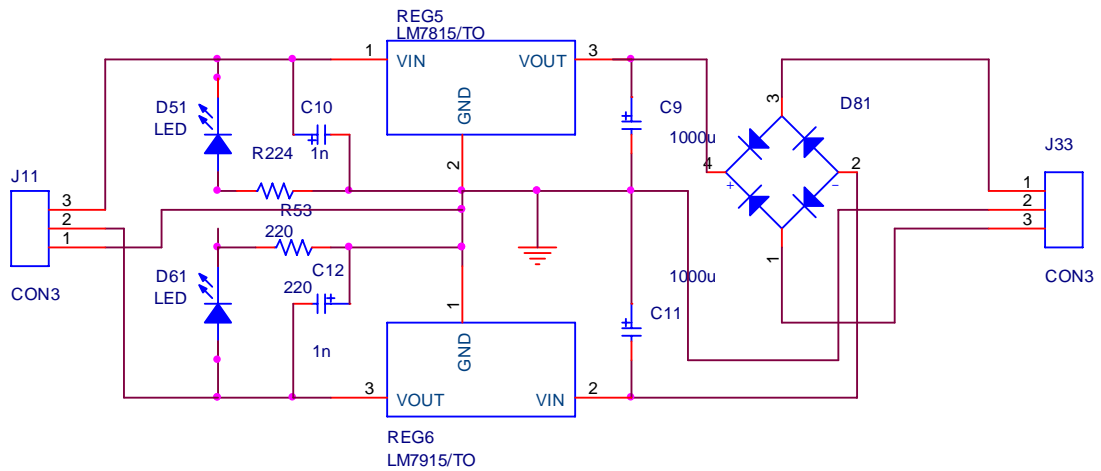
Figura 4.10. Fuente de 3.3V



También fue necesario implementar otra fuente dedicada de 5V para alimentar la tarjeta del DSP, para la cual se empleo el mismo esquema de la figura anterior.

Se implementó una fuente dual de 15 V y -15V cuya finalidad es la de alimentar al sensor de corriente, esta se obvio por medio de un transformador con TAP central y salidas de 12Vrms.

Figura 4.11. Fuente de +/- 15V para el sensor de corriente



Se incluyeron tres fuentes de 15 V encargadas de alimentar los circuitos disparadores de los MOSFET, se necesitan 3 debido a que son necesarias 3 referencias diferentes para el disparo de los MOSFET. La señal de entrada de cada uno viene de un transformador con voltaje de salida de amplitud 12Vrms.

Figura 4.12. Fuente de 15V para la alimentación del circuito disparador de los MOSFET

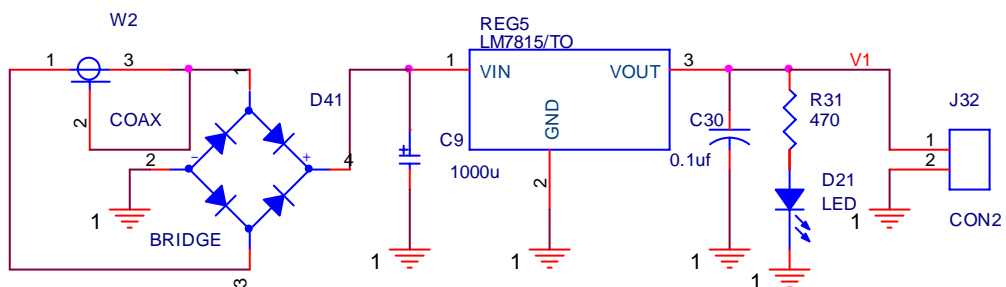
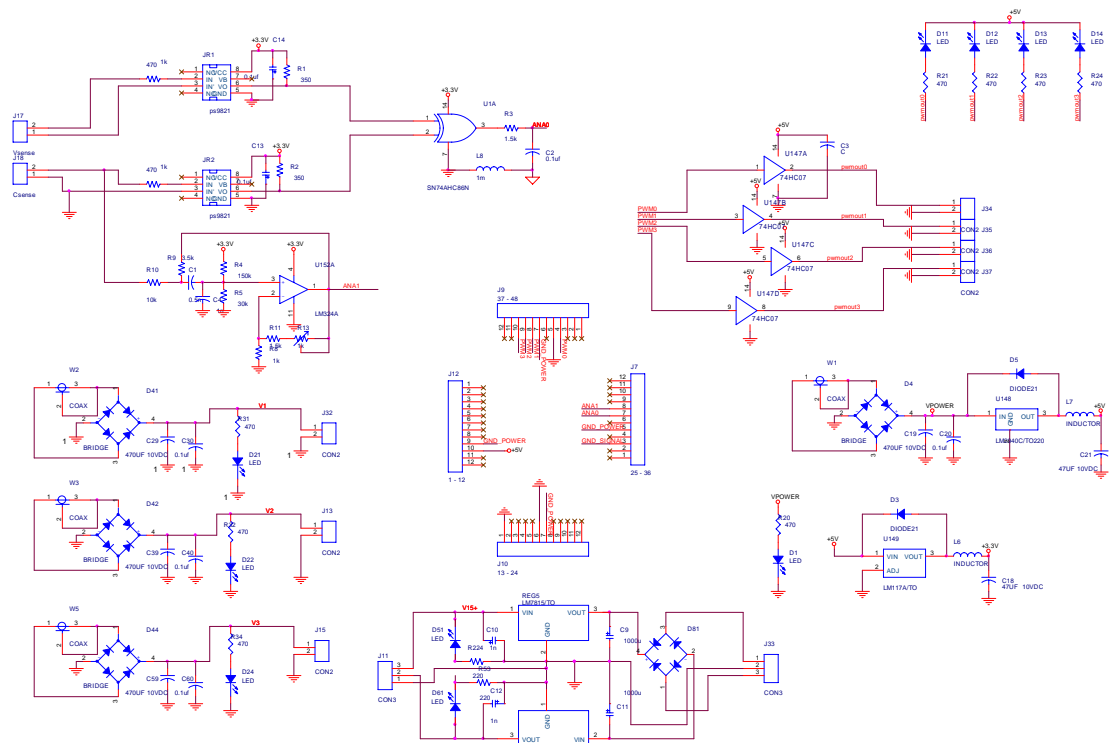


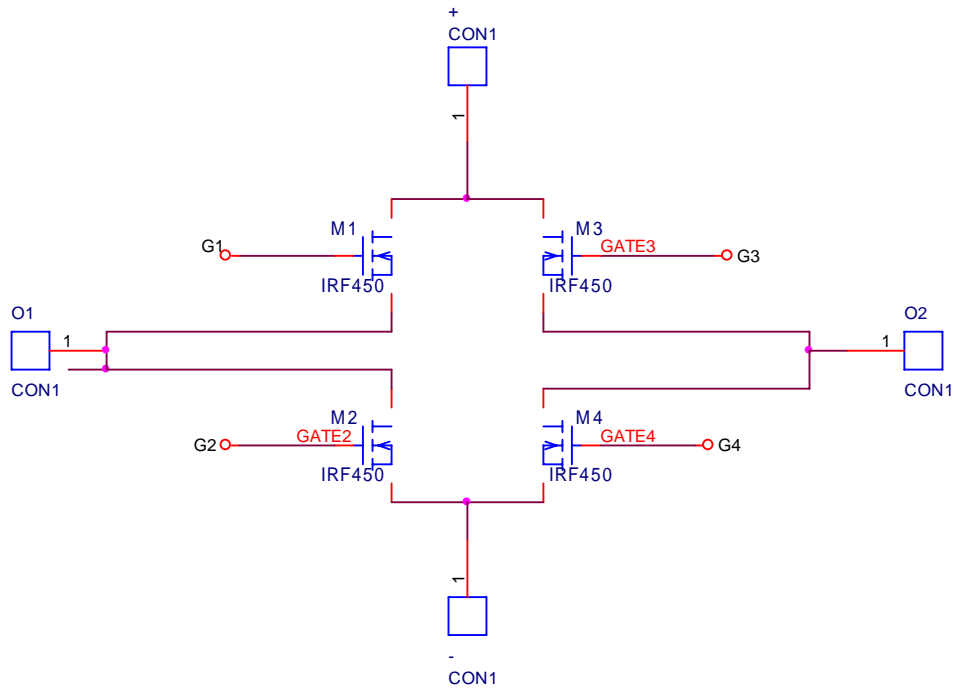
Figura 4.13. Tarjeta de acople completa



4.4. TARJETA DE POTENCIA

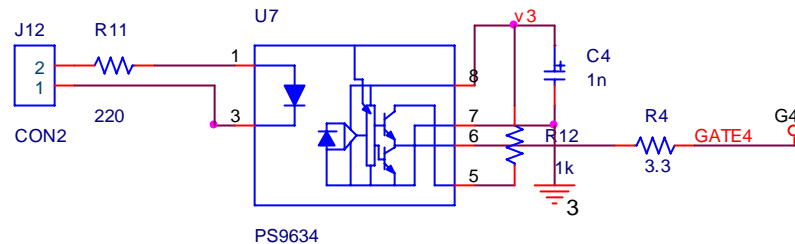
El diseño debe ser capaz de manejar altas corrientes, por lo que en primera instancia se pensó en un diseño basado en rieles de cobre, para asegurar de esa forma un adecuado funcionamiento del puente, al final se optó por un diseño más compacto y sencillo de construir pero igual de eficiente en circuito impreso. En esta tarjeta se implementó el puente H conformado por 4 MOSFET IRFP064N, capaces de manejar hasta 81 Amp a temperatura ambiente, para mayor información referirse a la hoja de datos del mismo.

Figura 4.13. Puente H



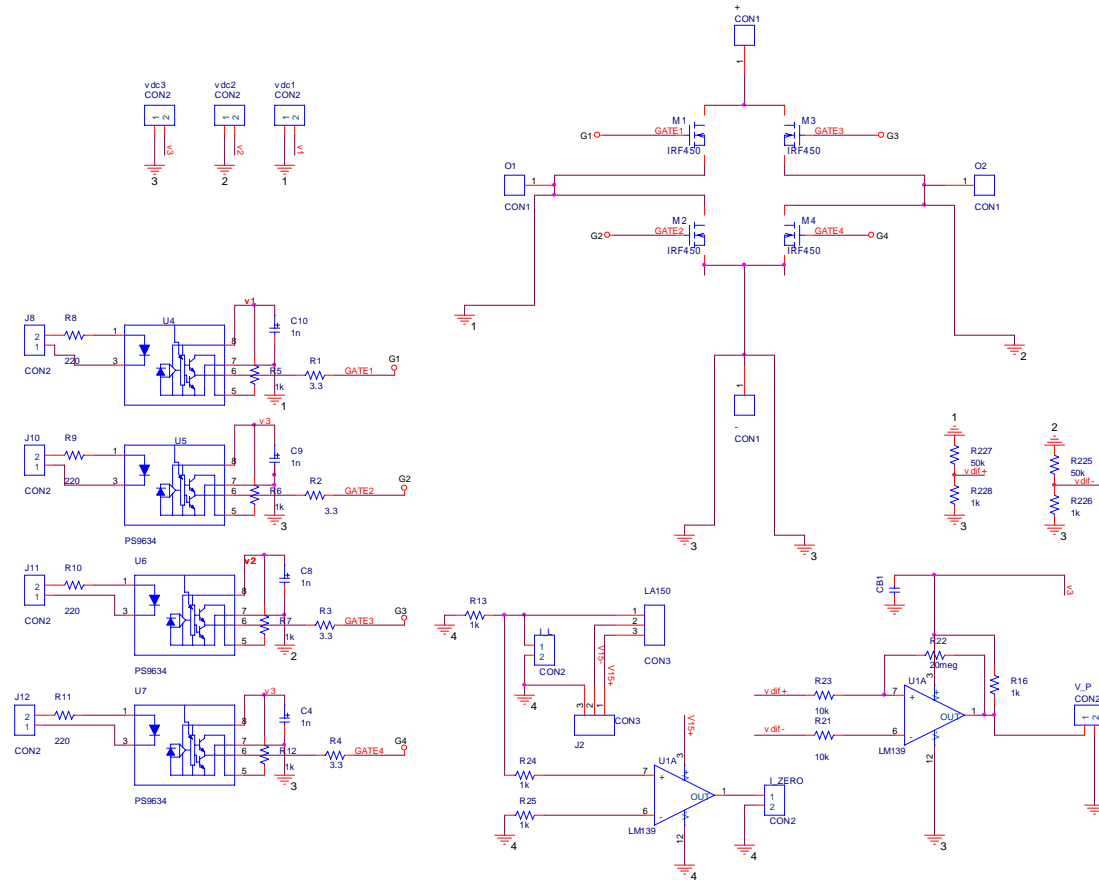
Para la implementación de los circuitos disparadores se empleó el circuito integrado PS9634, que es un driver para IGBTs y MOSFETs. La señal de disparo y alimentación provienen de la tarjeta de acople. El diseño final se muestra a continuación, el cual se obtuvo de la hoja de datos del PS9634:

Figura 4.14. Disparador de las MOSFET utilizando PS9634



En esta tarjeta también deben ir implementados los sensores de corriente y de voltaje de la carga. Se habla más adelante sobre estos sensores.

Figura 4.15. Puente H completo



4.5. SENSORES

Uno de los factores más relevantes a tener en cuenta en el proyecto, es el correspondiente a los sensores de corriente y voltaje que se necesitan, ya que de las características y el correcto funcionamiento de este depende el que tan exacto se mida la diferencia de fase de la corriente y el voltaje en la carga, por lo cual una buena selección de estos sensores es de vital importancia para garantizar un buen comportamiento del sistema de control que se quiere implementar.

4.5.1. SENSOR DE CORRIENTE

La corriente de la carga es la que marca la pauta en el cálculo del periodo inicial, ya que al tratarse de en una carga resonante serie, es posible mediante esta estimar el tiempo de respuesta natural, el cual es fundamental para el funcionamiento del control, ya que básicamente se busca enganchar la frecuencia de conmutación del puente a la frecuencia de resonancia de la carga. Luego una correcta estimación del tiempo de respuesta natural conlleva a un mejor funcionamiento del sistema de control.

Dentro del mercado existen diferentes tipos de sensores de corriente, los cuales varían entre el rango de medición, el tipo de salida, tipo de conexión, etc. Para el caso del proyecto se buscó un sensor de corriente que no variara las características ni el comportamiento de la carga y que tuviera buena precisión en la medición. Pensando en un futuro y en cumplir con los objetivos que llevaron al desarrollo de este proyecto se pensó en sobredimensionar el sensor para que este mismo sirviera a proyectos futuros, que estuvieran más comprometidos con la potencia del sistema. Entre las alternativas se escogió el sensor de corriente marca LEM, de referencia LA-150p, el cual tiene un rango de medición hasta de 150 amperios, que corresponde a las corrientes que se pueden manejar en una aplicación como la presente. Además este sensor es de característica no invasiva y emplea el efecto hall para sensar la corriente que pasa a través de él, por lo que no varía las características de la carga. Básicamente consiste en un transductor de corriente a corriente, con una conversión de 1 a 200, su alimentación es dual de +/- 15 Voltios.

Figura 4.16. Foto del sensor de corriente



4.5.2. SENSOR DE VOLTAJE

Se busco un sensor de voltaje del mismo fabricante del sensor de corriente, el cual no se adquirió debido principalmente al costo y a la poca información que ofrecía el fabricante, en especial la poca información sobre los retrasos en la señal.

Por este motivo se opto por realizar un diseño e implementación propios, de un sensor de voltaje o de cruces por cero, ya que para el proyecto el principal interés es el de obtener los cruce por cero del voltaje de la carga.

Se buscaron esquemas de detectores de cruce por cero y de comparadores, al final se llevo al siguiente diseño, empleando un LM339, el cual consiste en un comparador, que presenta buena respuesta a entradas de alta frecuencia. A continuación se muestra el esquema del sensor de voltaje final que se implemento junto con las simulaciones respectivas que validan el diseño.

Figura 4.17. Sensor de Voltaje

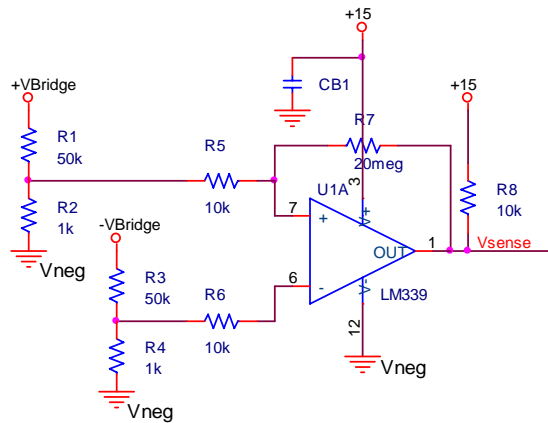
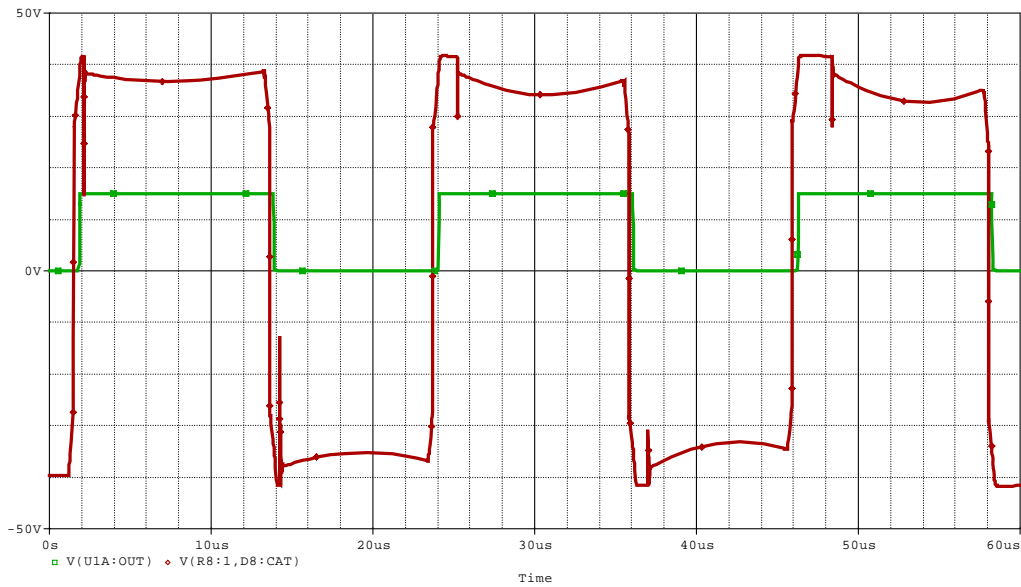


Figura 4.18. Resultados de Simulación ORCAD



Como se puede observar la simulación corrobora el diseño realizado, luego este es un sencillo pero eficaz esquema, para detectar los cruces por cero de la salida diferencial del puente.

5. PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

Con el fin de corroborar el funcionamiento del sistema de control diseñado, se realizaron una serie de pruebas y mediciones que se describen a continuación:

5.1. CONVERTOR A/D

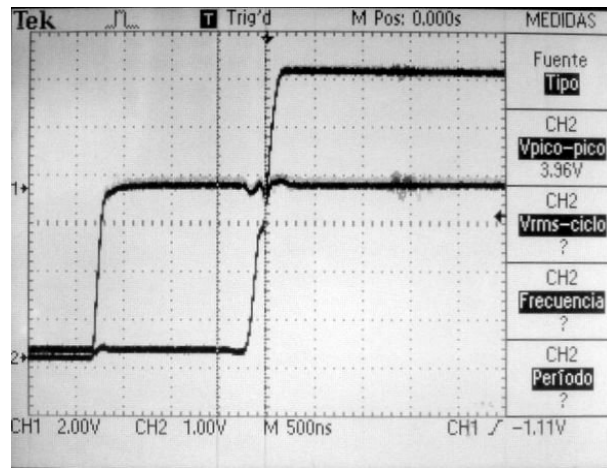
Se realizó la caracterización del convertor A/D cuyos resultados se mencionaron en el capítulo anterior. Se encontró que este presenta un error de medición, ya que no reconoce muestras por debajo de 0.25 V. Se realizaron las modificaciones recomendadas por el fabricante para corregir este problema, con lo que disminuyó el voltaje de detección hasta 0.18 V. A pesar de la mejora sigue siendo un error considerable que conlleva a fallos en el objetivo de alcanzar conmutación suave, ya que este error se asocia a un desfase de aproximadamente 12 grados en la señal de control del PLL. Los resultados de esta prueba se encuentran en el anexo B.

5.2. CIRCUITO DISPARADOR

Con el fin de caracterizar el funcionamiento de los circuitos disparadores, se realizó una serie de pruebas cuyos resultados se muestran a continuación:

Buscando caracterizar el comportamiento del driver PS9634, se emuló la señal de disparo por medio de un tren de pulsos, mediante el cual se encontró que este introduce un retardo de 2 μ s, valor que difiere del proporcionado por el fabricante en la hoja de datos cuyo valor nominal es de 1 μ s.

Figura 5.1. Desfase entre la señal de entrada y salida de los PS9634



Estos resultados se obtuvieron tras realizar pruebas a diferentes integrados, por esta razón este factor no se consideró crítico, ya que al emplear circuitos disparadores idénticos, se introduce un retraso común. Por ende no se afecta la simetría en la conmutación del puente.

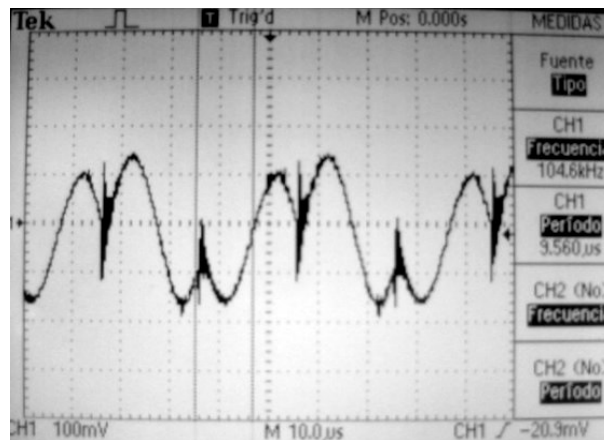
5.3. PUENTE H

Como siguiente paso se realizó la caracterización del sistema mediante la sintonía manual de la frecuencia de conmutación del puente, para esto se realizó un programa tal que al pulsar la interrupción externa, variara la frecuencia de conmutación a un valor entre 20 KHz. y 60KHz. Se tomaron datos a frecuencias por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia: donde se analizó las diferentes formas de onda de la carga y se caracterizó el comportamiento de los sensores, del DSP y los circuitos disparadores.

- **Frecuencia De Conmutación Por Debajo De La Frecuencia De Resonancia (25Khz.)**

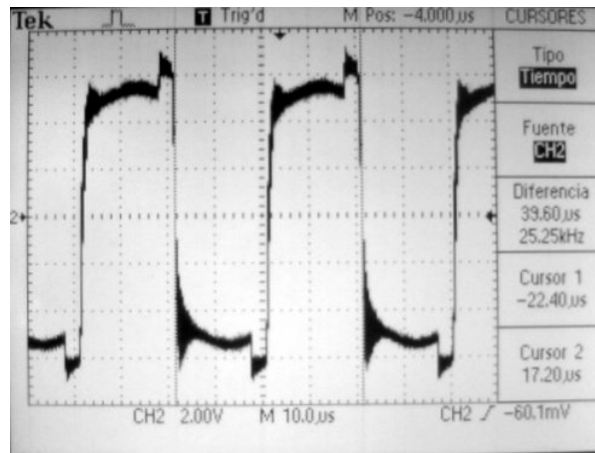
A continuación se muestran diferentes señales que se midieron en el sistema cuando la frecuencia de conmutación es de 25Khz.

Figura 5.2. Corriente en la carga a 25 kHz



En la figura 5.2. se muestra la forma del voltaje en la resistencia de salida del sensor, cuya rata de conversión es de 9.09 A/V. La forma de onda concuerda con lo esperado, al tratarse de una carga submortiguada. Se puede apreciar que para esta frecuencia en el momento de la conmutación, la corriente a través del MOSFET es diferente de cero, lo que conlleva a pérdidas considerables asociadas a la conmutación brusca.

Figura 5.3. Voltaje de la carga 25kHz



La figura 5.3. muestra el voltaje de la carga, como se observa este presenta picos como consecuencia de la conmutación brusca del voltaje de carga a una corriente diferente de cero.

En la figura 5.4. se puede apreciar el voltaje a la salida del sensor de tensión, junto con la corriente de la carga, donde se ve claramente el fenómeno de conmutación brusca que existe a esta frecuencia de operación.

Figura 5.4. Señal de cruces por cero del voltaje y corriente de la carga a 25kHz

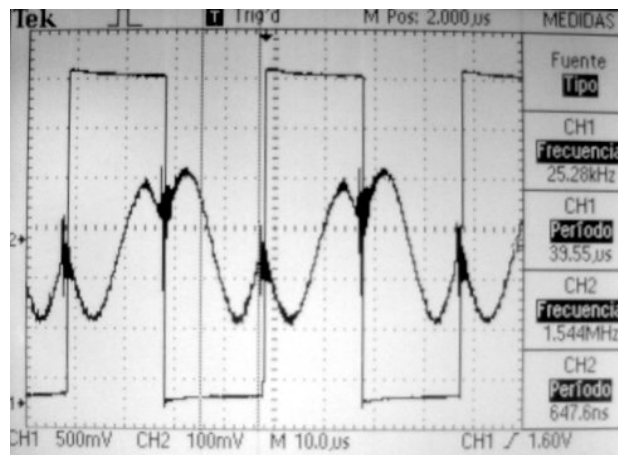
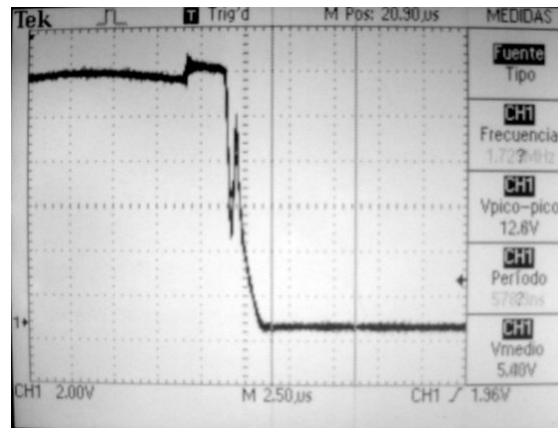
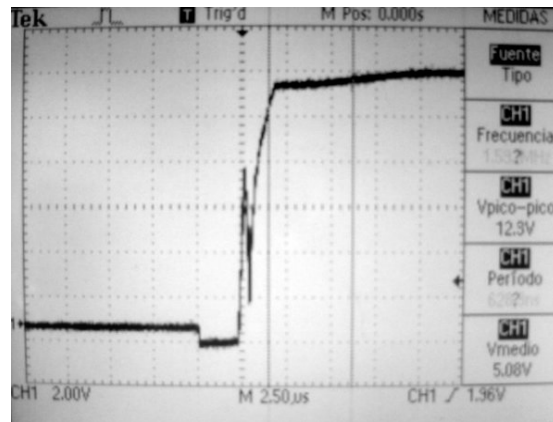


Figura 5.5. Voltaje Dren-Source de MOSFETs ubicados en la misma Rama del Inversor.



En la figura 5.5. se observa el tiempo de encendido y apagado de los MOSFET de una misma rama, donde se implementó vía software una banda muerta de 2 µs. Lo cual funciona como protección contra posibles cortos que se puedan presentar previniendo los MOSFET de la misma rama se encuentren encendidos simultáneamente.

A continuación se muestra la señal de error que se genera a la salida de la compuerta xor, cuya componente de continua es proporcional al desfase, y sirve de realimentación para el sistema implementado. Cuyo valor medio para el caso actual es de 1.65 V

Figura 5.6. Señal de desfase a la salida de la compuerta xor

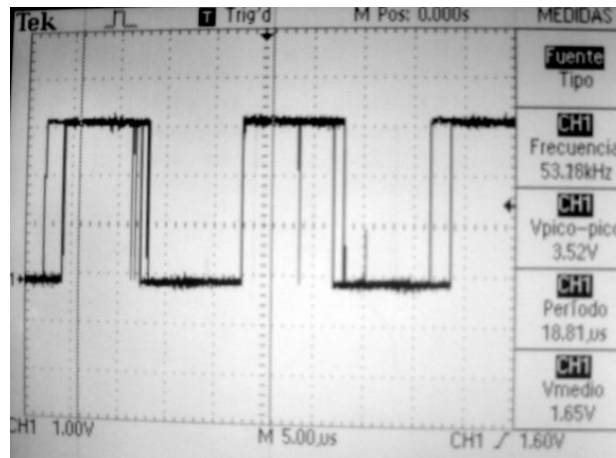
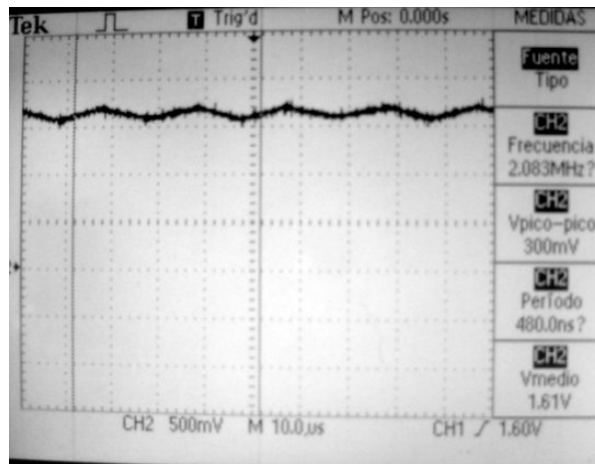


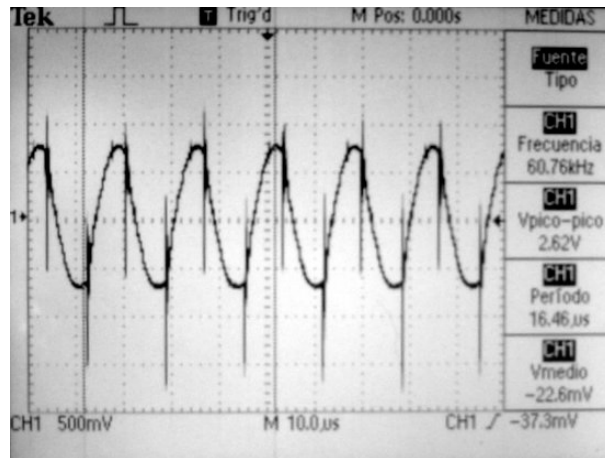
Figura 5.7. Señal de desfase después de pasar por el filtro pasa bajos.



- **Frecuencia De Conmutación Por Encima De La Frecuencia De Resonancia (60 khz)**

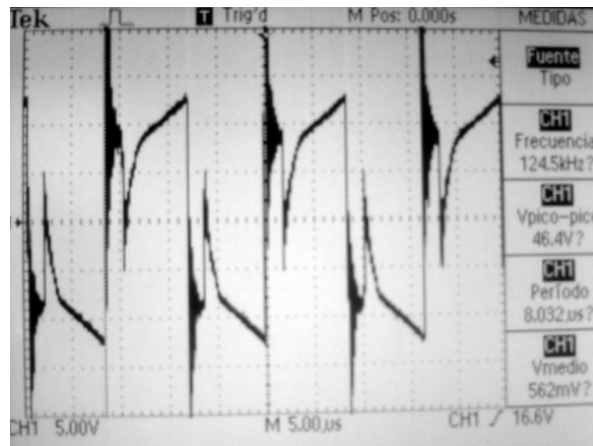
A continuación se muestran diferentes señales que se midieron en el sistema cuando la frecuencia de conmutación es de 60 KHz.

Figura 5.8. Corriente en la carga a 60 kHz



En la figura 5.8. se muestra la forma del voltaje en la resistencia de salida del sensor de corriente. Se puede apreciar que para esta frecuencia al igual que en caso anterior en el momento de la conmutación, la corriente a través del MOSFET es diferente de cero, lo que conlleva a pérdidas considerables asociadas a la conmutación brusca.

Figura 5.9. Voltaje de la carga 60kHz



La figura 5.9. muestra el voltaje de la carga, como se observa este presenta picos como consecuencia de la conmutación brusca del voltaje de carga a una corriente

diferente de cero. Pero en este caso a diferencia del anterior se producen cruces por cero, lo cual en el desarrollo futuro del PLL implicara errores de falsos cruces por decirlo así, por lo se puede aconsejar que en la implementación de un sistema de control de esta naturaleza, es recomendable arrancar el PLL a una frecuencia menor a la de resonancia.

A continuación se muestra la señal de desfase que se genera a la salida de la compuerta xor, junto con la señal de salida del filtro pasabalas, la cual corresponde a la señal de error del sistema, que para este caso tiene un valor medio de 1.09 V.

Figura 5.10. Señal de desfase a la salida de la compuerta xor

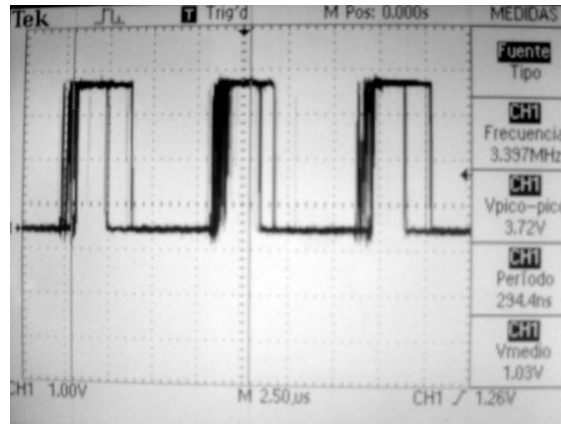
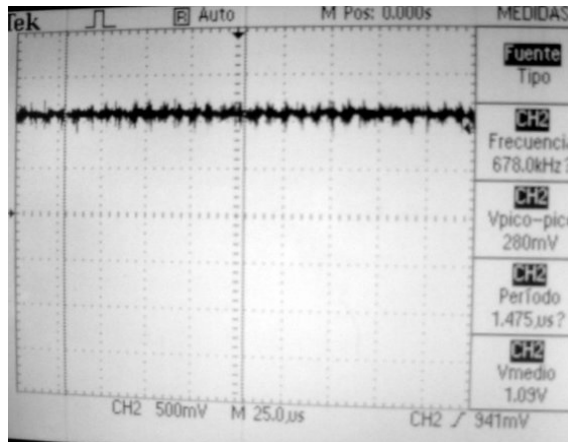


Figura 5.11. Señal de desfase después de pasar por el filtro pasa bajos.



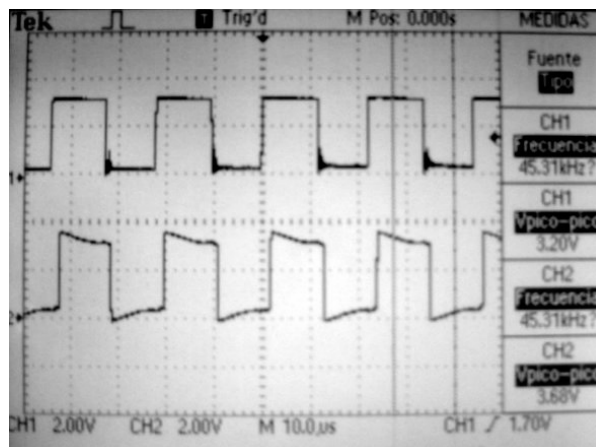
5.4. PLL

Habiendo caracterizado el comportamiento del sistema a frecuencias superiores e inferiores de la frecuencia de resonancia, el siguiente paso fue evaluar el algoritmo del PLL implementado en el DSP.

Una vez puesto en marcha el programa y para verificar el funcionamiento del PLL se midió las señales de corriente y voltaje de la carga; se observó un pequeño desfase entre estas dos señales, tal y como se puede apreciar en la figura 5.12.

Este error se debe a las falencias que presenta el conversor A/D del DSP explicadas anteriormente.

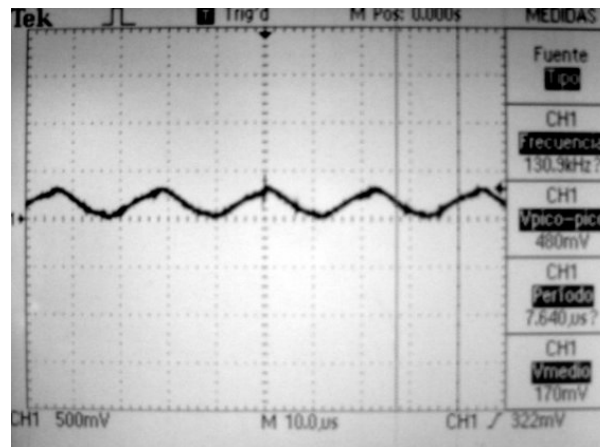
Figura 5.12. Corriente y voltaje de la carga (entradas del detector de fase).



La causa del desfase presente se puede visualizar de una mejor manera si se analiza la señal de salida del circuito detector de fase, figura 5.13 en donde se tiene un voltaje medio de 0.178 [V] equivalente a un desfase de 9.27° . Como se mencionó anteriormente el conversor A/D no reconoce muestras con valores inferiores a 0.18 [V], por lo cual a pesar de existir un voltaje de error, este es inferior al umbral de detección del conversor y por ende el DSP toma este valor como cero, por lo cual el

algoritmo asume que se encuentra en fase. Luego el resultado se asume como satisfactorio.

Figura 5.13. Salida del circuito detector de fase



A continuación se muestra el voltaje (figura 5.14.) y corriente (figura 5.15) de la carga, para estas pruebas se empleó una batería de 12V con el fin de eliminar el rizo que se presentó en las pruebas anteriores.

Figura 5.14. Voltaje de la Carga en Resonancia.

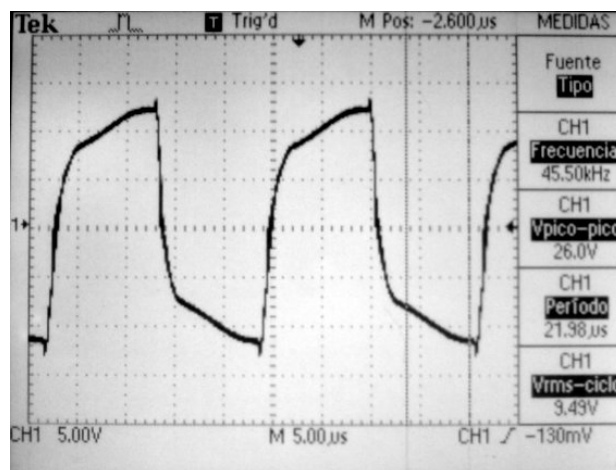
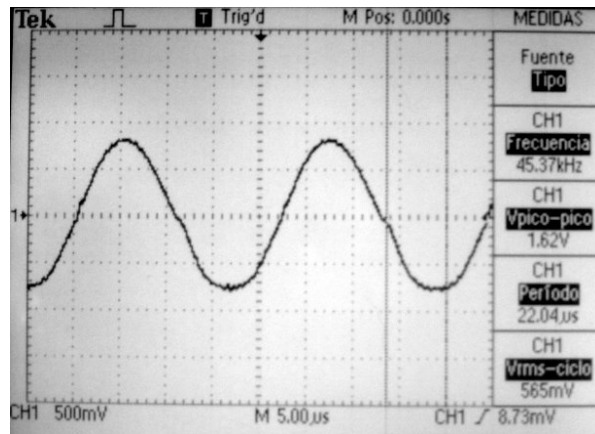
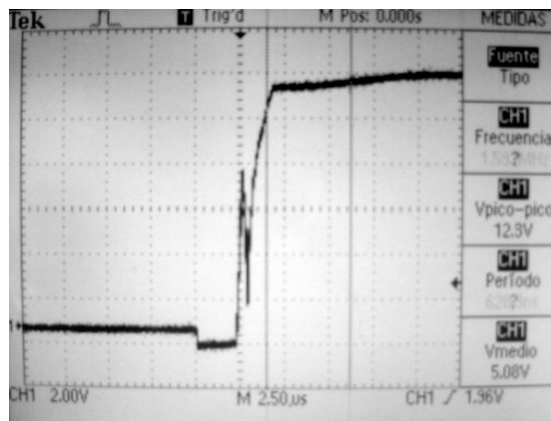


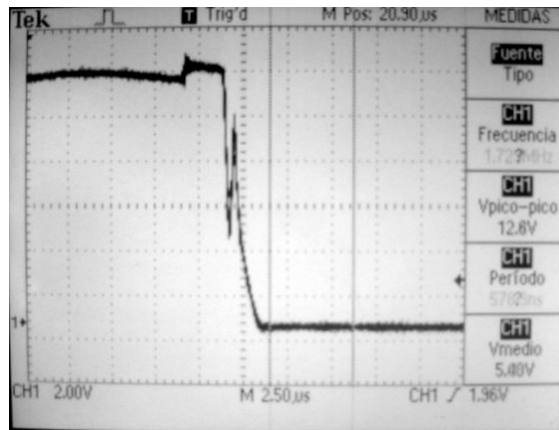
Figura 5.15. Corriente de la Carga en Resonancia.



Como se puede observar la corriente de la carga, tiene una forma casi senoidal, si no existiera el desfase esta sería un senoidal pura. También se observa que a diferencia de los casos anteriores no se presentan picos en la conmutación ni en el voltaje o la corriente de la carga, lo cual corrobora el principio de conmutación suave que se estaba tratando de alcanzar con el fin de llevar las pérdidas por conmutación al mínimo. A pesar del desfase estas pérdidas se han reducido a un menor valor gracias al algoritmo implementado. Se puede mejorar aun mas, solo es necesario emplear un DSP con un mejor convertidor A/D.

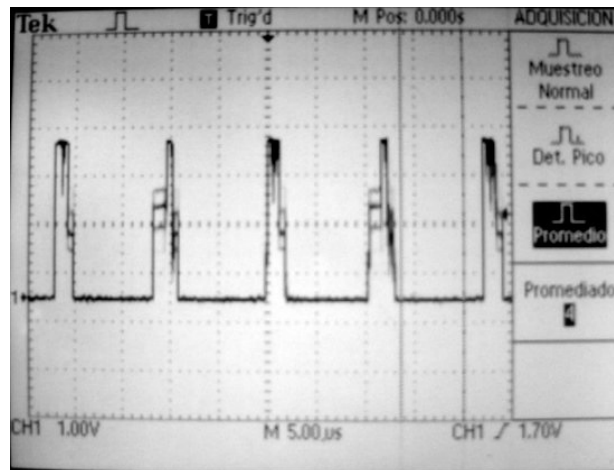
Figura 5.16. Voltaje Drain-Source de MOSFETs ubicados en la misma Rama del Inversor.





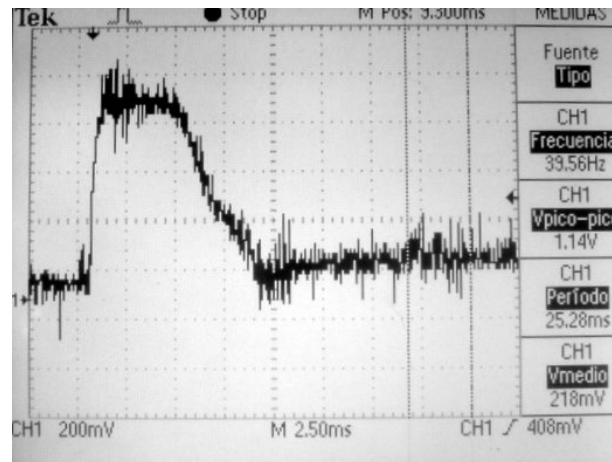
Como se puede observar la capacidad de definir una banda o tiempo muerta para la conmutación es de gran utilidad, y que esta se mantenga en un valor constante e independiente de la frecuencia de conmutación tal y como se observa al comparar las figuras 5.5 y 5.16. De esta forma se asegura que los tiempos de encendido y apagado de los MOSFET se mantengan constantes sin importar a la frecuencia que se este trabajando, previniendo cortos en la alimentación como consecuencia de que dos MOSFET de la misma pierna se encuentren encendidos a la vez.

Figura 5.17. Salida de la xor del circuito detector de fase



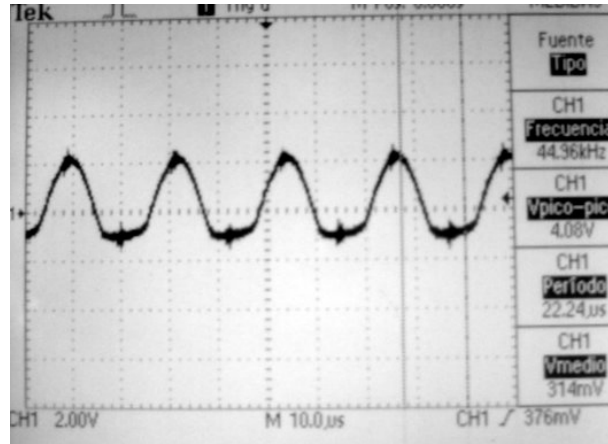
Ya habiendo comprobado que el sistema de control funciona es necesario establecer las características transitorias del mismo. Para esto se capturo el transitorio de la señal de error del circuito detector de fase en el arranque del programa. El pico de la figura corresponde al momento en que se pone en marcha todo el sistema, este por defecto arranca a una frecuencia por debajo de la de resonancia, por eso se aprecia un voltaje de alrededor 1 [V], que representa la diferencia de fase entre las señales al arranque del programa, se ve como el algoritmo funciona y al cabo de 10 [ms] se amarra a la frecuencia de resonancia.

Figura 5.19. Señal de Error de Fase en el arranque del sistema.

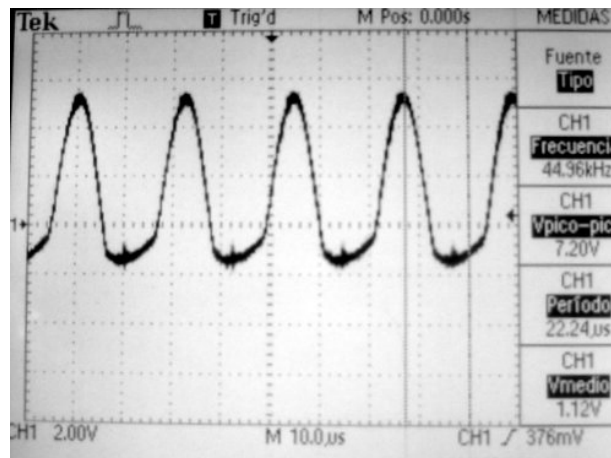


Como fenómeno algo particular se realizó un experimento en el cual las espiras de la bobina se alejaban y se acercaban una de otra, arrojando como resultado un aumento considerable de la corriente a través de ella cuando, las espiras se unían lo suficiente.

Figura 5.20. Corriente de la carga cuando se varía el espaciado de la espirar de la bobina de calentamiento.



i) Corriente por la bobina con las espiras espaciadas



ii) Corriente por la bobina con las espiras pegadas

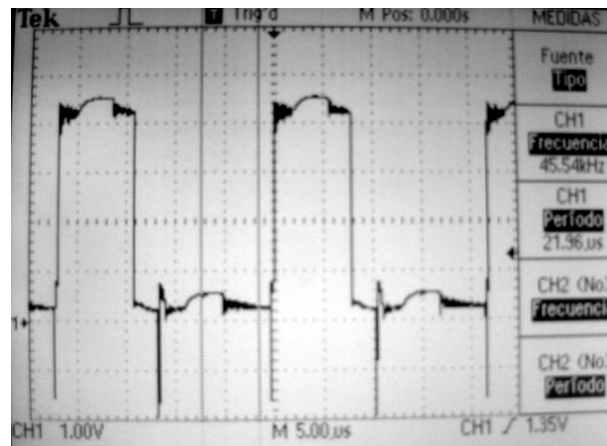
Esto es debido a que en el momento de juntar las espiras la inductancia crece como se observa en la ecuación 2.2

$$L_{(uH)} = 2.54 \frac{r^2 N^2}{9r + 10H} \quad \text{Ecuación 2.2}$$

Fuente: [9]

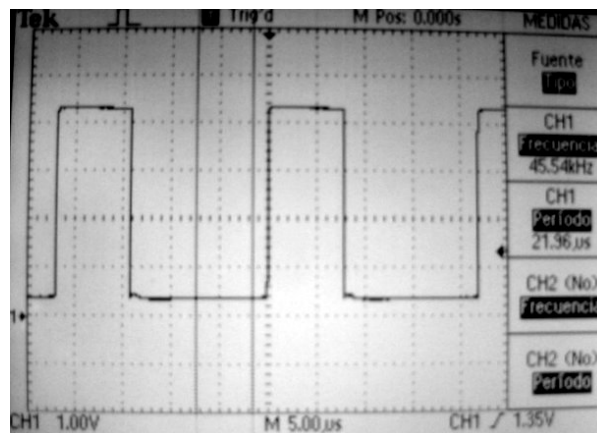
5.5. Efectos del Campo Magnético Inducido Sobre el Desempeño del Sistema

Figura 5.21. Señal de disparo de los MOSFET con carga



Salida de PWM con carga a la frecuencia de la carga; se observa el efecto que tienen el campo creado por la bobina sobre el desempeño del DSP y en general sobre los integrados ya que estos no poseen aislamiento contra ondas magnéticas.

Figura 5.22. Señal de disparo de los MOSFET sin carga



Salida del PWM sin carga a la frecuencia de resonancia de la carga, como se observa con la ausencia del campo magnético producido por la bobina, las señales de disparo producidas por el DSP presentan una forma normal. Por lo cual se puede notar que en aplicaciones similares a esta donde se trabaje con campos magnéticos de considerable intensidad es necesario aislar proteger los componentes electrónicos del mismo con el fin de asegurar el adecuado funcionamiento de los mismos.

6. OBSERVACIONES Y CONCLUSIONES

En el momento de desarrollar una aplicación en Codewarrior se debe tener presente la capacidad de almacenamiento que ofrecen los diferentes tipos de variables, debido a que si se realizan operaciones entre estas, fácilmente se podría exceder su capacidad obteniendo así resultados erróneos.

El uso de los contadores es limitado ya que no son eficientes al trabajar con resoluciones muy pequeñas, debido a que estos internamente tienen que aumentar su acumulador cada vez que se termine el ciclo; pero si el ciclo es muy pequeño cabe la posibilidad que el DSP se dedique solo a atender los requerimientos del contador sin dar la oportunidad de continuar ejecutando el algoritmo programado.

Los módulos PWMs tienen un gran desempeño ya que permiten operar en un rango de frecuencia amplio teniendo gran exactitud, esto se refleja en el momento de controlar las conmutaciones del puente teniendo en cuenta el tiempo muerto de los MOSFETs.

Para la implementación del sistema de control se tomo la decisión de diseñar una nueva tarjeta para el DSP, debido a que la tarjeta de desarrollo presenta varias falencias en el diseño, entre las cuales; la tierra analógica y la digital no se encuentran acopladas, lo que incrementa el nivel de ruido y por ende de errores en la medición del conversor A/D. También presenta problemas, en relación al voltaje de referencia V_{ref} del conversor A/D, ya que la tarjeta de desarrollo se encuentra adecuada para trabajar con señales diferenciales y en el proyecto se trabajo con entradas de naturaleza no diferencial, por lo cual fue necesario modificar este voltaje. En la implementación se dejo la posibilidad de escoger el nivel de referencia del conversor.

Se ha descrito el control de un sistema de calentamiento por inducción por medio de un DSP. En el cual se alcanzó conmutación suave por cruce cero de la corriente de los MOSFET, con un factor de potencia cercano a la unidad, donde los picos en la salida del inversor fueron reducidos, todo esto se consiguió a través de un esquema de control basado en un PLL.

El Control propuesto es más flexible y preciso que los convencionales PLL analógicos, permitiendo una fácil modificación vía software, de los parámetros de control, como lo son el tiempo muerto y la ganancia del controlador, que para el caso de una implementación analógica requeriría cambios en el hardware, los cuales serían mucho más complejos y costosos.

Gracias a las características del DSP, la banda muerta se puede mantener constante en un valor predeterminado, independiente de la frecuencia de operación. Asegurando así un adecuado disparo de los MOSFETs del puente inversor.

Resultados experimentales revelaron que el esquema de control por medio del PLL opera de la forma esperada y el retraso de fase que se presenta es debido a las falencias del convertidor A/D.

Pruebas mostraron que después de una variación en la frecuencia de resonancia el sistema se enlaza de nuevo, en un tiempo de aproximadamente 10 [ms]

Se presentó concordancia entre los resultados obtenidos por simulación y los obtenidos de forma experimental, validando de esta forma el diseño.

En el calentamiento por inducción, el uso de un sistema de control basado en un DSP tiene la gran ventaja que diferentes esquemas de control que requieran diferentes tiempos de calentamiento y diferentes frecuencias de operación, pueden ser implementados tan solo con modificaciones en el software, sin ningún cambio en el hardware.

En el caso de emplear un PLL como mecanismo de control de un sistema de calentamiento por inducción, se recomienda enlazar la frecuencia de resonancia mediante frecuencias inferiores a esta, con el fin de evitar falsos cruces por cero provocados por la conmutación brusca que pueden afectar el enlace del PLL.

En las pruebas que se realizaron, cuando la frecuencia de conmutación se acercó lo suficiente a la frecuencia de resonancia de la carga, se generó interferencia electromagnética causada por el campo que produce la bobina, con una corriente cercana a los 20 amperios. Este hecho alteró el comportamiento del DSP, y en general de todos los componentes electrónicos del sistema, que comenzaron a presentar interferencia y a funcionar de manera irregular.

En la implementación de un horno por inducción o cualquier tipo de aplicación en la cual se cree un campo magnético de intensidad considerable, es necesario aislar la fuente del mismo, de tal forma que los componentes que utilizan este principio para funcionar no se vean influenciados por este, funcionen de manera correcta y no representen irregularidades.

En futuras implementaciones se recomienda emplear enlaces de fibra óptica entre el DSP y los circuitos disparadores de los dispositivos de conmutación, con el fin de evitar interferencias y ruido a causa del campo magnético que se genera en el proceso.

Al emplear dispositivos conmutadores, es necesario calcular y tomar en cuenta el rango de frecuencias para el cual estos pueden ser disparados, este valor depende en gran parte de la capacitancia de entrada del dispositivo, llámese IGBT, MOSFET o Transistor de potencia.

Se recomienda emplear un modelo de DSP que presente un conversor A/D mucho más preciso y versátil, para así de esta forma obtener mejores resultados en la implementación de este tipo de proyectos, donde el conversor juega un papel fundamental en el correcto funcionamiento del algoritmo.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] RASHID, Muhammad H. Electrónica de potencia. Pearson Educación. México, 1995.
- [2] OGATA, Katsuhiko. Ingeniería de control digital. Prentice Hall. México, 1998.
- [3] HYAT, William. Teoría electromagnética. Mc. Graw Hill. México 1991
- [4] ASM INTERNATIONAL. Practical Induction Heat Treating
- [5] V.Esteve, “Influencia de los componentes parásitos en el análisis en el diseño de inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción,” Master’s thesis, Universidad de Valencia, 2003.
- [6] Shamala A. Chickamenahalli, and Mahadevan Suryakumar, “A DSP controlled variable-frequency resonant-commuted converter”, IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 2000.
- [7] S. Llorente, F. Monterde, J.M. Burdío, and J. Acero, “A Comparative Study of Resonant Inverter Topologies Used in Induction Cookers” IEEE, 2002.

- [8] H. Kifune, Y. Hatanaka and M. Nakaoka, “Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications”, IEEE Proc-Electr., 2004
- [9] CALPE Javier, SANCHIS Esteban, Martinez Marcelino, ESTEVE Vicente, ROSADO Alfredo, “DSP-based control for a series resonant heating generator”, IEEE, 2002.
- [10] FAIRCHILD Semiconductor, AN9012, “Induction Heating System Topology Review”, 2000.
- [11] DAWSON, F.P and JAIN, P. “A comparison of load commutated inverter systems for induction heating and melting applications”. IEEE Trans, Power Electron. 1991
- [12] N.S. Bayindir, O. Kukrer and M. Yakup. “DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications”. IEEE, 2002
- [13] ATSUSHI Okuno, HITOSHI Kawano, JUNMING Sun, MANABU Kurokawa, AKIRA Kojina, and MUTSUO Nakaoka, “Feasible Development of Soft-Switched SIT Invertir with Load-Adaptive frequency-Tracking Control Scheme for Induction Heating”, *Member, IEEE 1998*
- [14] CALLEJA, H. and ORDOÑEZ, R., “Improved inducción- heating inverter with power factor correction”. IEEE , 2003

- [15] SHENGPEI Wang, KIYOSHI Izaki, IZUO Hirota, HIDEKAZU Yamashita, HIDEKI Omori and MUTSUO Nakaoka. "Induction-Heated Cooking Appliance Using New Quasi-Resonant ZVS-PWM Invertir With Power Factor Correction". IEEE , 1998.
- [16] H.W.Koertzen, J.D.van Wyk and J.A.Ferreira, "Design of the half-bridge series resonant converter for induction heating", IEEE 1995.
- [17] ALONSO A, José Marcos. "Inversores resonantes de alta frecuencia". Universidad de oviedo,1999
- [18] DAWSON, F.P and JAIN, P. "Systems for induction heating and melting applications a comparision of load conmutated inverter" IEEE Trans, Power Electron. 1991
- [19] DONG-M Shin, MIN-KI Lee, Kang-Hoon Koh and Hyun-Woo Lee, "A Study on about Implementation to Induction Heating Cooker That Load Turbo Inverter Algotihm" IEEE, 2002.
- [20] Motorola, Dsp56f800dbum, 2003. Motorola digital dank, MCU-DSP 56800 Accelerated Development System. Technical Documentation, Other Documentation, Demo Board user's manuals. 2003
- [21] Motorola, into 56F8001 Arquitecture, 2003. Motorola digital dna, MCU-DSP 56800 Accelerated Development System. Training modules, into 56F801 Architecture (multimedia). 2003
- [22] Motorola, DSP56F801 User Manuals, 2003. Motorola digital dna, MCU-DSP 56800 Accelerated Development System. Technical Documentation, 56800

Documenation (PDF), DSP56800 Processors, Manuals, DSP56f80x User Manuals Addendu (pdf). 2003

- [23] Motorola, DSP56F801FA60. Motorola digital dna, MCU-DSP 56800 Accelerated Development System. Technical Documentation, Data Sheets DSP56F801FA60.
- [24] Motorola, DSP56f800 Family Manuals, 2003. Motorola digital dna, MCU-DSP 56800 Accelerated Development System. Technical Documentation, 56800 Documenation (PDF), DSP56800 Processors, Manuals, DSP56f800 Family Manuals. 2003
- [25] Motorola, view pdf, 2003. Motorola digital dna, MCU-DSP 56800 Accelerated Development System. Technical Documentation, 56800 Documenation (PDF), SDK Programmer's Guide, view pdf. 2003
- [26] SEDRA y Kenneth C. SMITH. Circuitos Microelectrónicas. 4 ed. México: Litografía Eros S.A de CV, Oxford University Press Inc, 2002