



ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE TELECOMUNICACIONES

Perfecta Combinación entre Energía e Intelecto



METODOLOGÍA PARA LA CONSTRUCCIÓN DE UN HORNO DE INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA.

Bucaramanga, Noviembre de 2007



**METODOLOGÍA PARA LA CONSTRUCCIÓN DE UN HORNO DE INDUCCIÓN
ELECTROMAGNÉTICA.**

INVESTIGADOR
Ing. Alfredo R Acevedo P.

DIRECTOR
MPE. Julio Augusto Gélvez Figueredo

GRUPO DE INVESTIGACIÓN
CEMOS

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER.
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICOMECAÓNICAS.
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES.
MAESTRÍA EN INGENIERÍA, ÁREA INGENIERÍA ELECTRÓNICA.

BUCARAMANGA, Noviembre de 2007

RESUMEN

Título: METODOLOGÍA PARA LA CONSTRUCCIÓN DE UN HORNO DE INDUCCIÓN ELECTROMAGNÉTICA*

AUTOR: ALFREDO RAFAEL ACEVEDO PICÓN**

PALABRAS CLAVE: Inducción Electromagnética, Calentamiento, Convertidor Resonante,

CONTENIDO:

Un método ampliamente utilizado en la industria -cuando se requiere el calentamiento o fundición de metales, en una atmósfera controlada y libre de oxígeno- es el calentamiento por inducción electromagnética. Este proceso se puede modelar mediante la utilización de las leyes de Faraday, Ampere y la aplicación del efecto Joule. Para aumentar la temperatura del metal que se desea fundir se requiere someter la muestra a un campo magnético variable en el tiempo, y de amplitud considerable. Bajo estas condiciones, en el interior de la muestra se inducen corrientes que producen disipación de potencia; la cual se manifiesta con un incremento en la temperatura, pudiendo llegar al valor correspondiente que permita la fundición. En este trabajo se desarrolló una metodología de diseño que permita la construcción de los sistemas eléctricos y electrónicos donde se proporcionan criterios justificados de la selección de los elementos y dispositivos que conforman un horno de inducción electromagnética. Como prueba de la correcta formulación de la metodología, se diseñó, simuló y construyó un prototipo de un convertidor resonante serie que maneja una potencia máxima de 1 kilo vatio que hace parte de un sistema de calentamiento mediante la inducción electromagnética. La estrategia de control que se utilizó es un lazo de fase enclavada o PLL y se implementó en un procesador digital de señales DSP.

* Trabajo de Investigación

**Facultad de Ingenierías Fisicomecánicas. Escuela de Ingenierías Eléctrica Electrónica y de Telecomunicaciones. Gélvez Figueredo Julio Augusto.

Summary

Title: Methodology for the construction of the induction heating oven*

AUTHOR: ALFREDO RAFAEL ACEVEDO PICÓN**

KEYWORDS: Electromagnetic Induction, Heating, Resonant Converter

An industrial common method for heating or melting metals when a controlled and oxygen free atmosphere is required is the electromagnetic induction heating. This process could be modeled by the application of the Faraday and Ampere laws and the Joule effect. For the increase of the temperature into the metal sample that will be melted or heated it's required to apply a time variant, high amplitude magnetic field to the sample. Under these conditions inside into the sample several currents are induced together and will produced power dissipation that manifests as an increase of the temperature of the sample that could be as high as necessary for the heating or even melting process. In this thesis master degree thesis a methodology for the design and construction, providing justified criteria, of the electrical and electronics systems that form an electromagnetic induction heating oven was developed. As a proof of the correct methodology formulation, it was designed, simulated and built a series resonant converter delivering a power up to 1 kilo watt prototype, which is the core of the induction heating system. The control strategy used was a phase locked loop or PLL and was implemented into a digital signal processor or DSP.

* Investigation Work

**Physic-mechanics Faculty. Electrical, Electronics and Telecommunications Engineering School. Gélvez Figueredo Julio Augusto.

Tabla de Contenidos

Introducción.....	1
1 Principio del calentamiento por inducción electromagnética.....	2
1.1 Modelo eléctrico del solenoide.....	3
1.2 Fuente de alimentación de la carga resonante.....	5
1.3 Convertidor resonante serie.....	5
2 Componentes de un sistema de Calentamiento mediante La inducción Electromagnética.....	7
2.1 Rectificadores Controlados.....	7
2.2 Convertidor Resonante.....	8
2.2.1 Operación del puente en frecuencias inferiores a la frecuencia de resonancia.....	9
2.2.2 Operación del puente en frecuencias superiores a la frecuencia de resonancia.....	11
2.2.3 Operación del puente a la frecuencia de resonancia de la carga. ...	11
2.3 Carga Resonante.....	13
2.4 Capacitancia.....	13
2.5 Inductancia.....	13
3 Diseño de un Convertidor Resonante Serie.....	14
3.1 Potencia disipada por la Carga.....	14
3.2 Niveles de Tensión y Corriente de los Interruptores.....	14
3.3 Frecuencia de Operación.....	15
3.4 Selección de la tecnología de los dispositivos de conmutación.....	15
3.4.1 Unión PN en polarización Inversa.....	15
3.4.2 Diodos de Potencia.....	18
3.4.3 Conmutación de los Diodos de Potencia.....	19
3.4.4 El transistor MOSFET.....	22
3.4.5 Transistor IGBT.....	25
3.5 Tecnología del Interruptor recomendada y valores nominales.....	27
3.6 Nivel de Tensión a la entrada del Puente Inversor.....	28
4 Simulación de un Sistema de Calentamiento mediante Inducción Electromagnética para una potencia de 1kW.....	30
4.1 Definición de la tensión de alimentación.....	30
4.2 Selección del Transistor MOSFET para el puente Inversor.....	31
4.2.1 Verificación de la temperatura del encapsulado en función de la corriente.....	31
4.2.2 Pérdidas de Conducción y Conmutación.....	32
4.2.3 Calculo de la Resistencia de Puerta.....	33
4.3 Resultados de la simulación del convertidor manejando una carga RLC en la frecuencia de resonancia.....	34
5 Sistema de Control del puente Resonante.....	41
5.1 ARQUITECTURA DEL DSP.....	42
5.1.1 PERIFERICOS.....	43
5.2 Algoritmo y Programa del DSP.....	44
6 Pruebas y Resultados.....	47
6.1 Adecuación de la señal PWM.....	47

6.2	Adecuación de la señal de Tensión de la carga resonante.....	48
6.3	Adecuación de la señal de Corriente de la carga resonante.....	50
6.4	Circuito Detector de Fase.	50
6.5	Circuito detector de nivel de DC	52
6.6	Comportamiento eléctrico del prototipo desarrollado.....	52
6.6.1	Comportamiento en frecuencias inferiores a la de resonancia.	53
6.6.2	Comportamiento en frecuencias superiores a la de resonancia.	55
6.6.3	Comportamiento en la frecuencia de resonancia.....	56
6.7	Reducción de los picos de tensión durante la transición de la tensión de la carga.....	57
7	Conclusiones y Recomendaciones.	60
	Referencias.	62
8	Bibliografía.	64

Lista de Figuras.

Figura 1	Esquema general del principio de calentamiento por inducción.....	4
Figura 2	Convertidor Resonante Serie.....	6
Figura 3.	Etapas del sistema de calentamiento por inducción electromagnética. ...	7
Figura 4	Rectificadores Controlados.	8
Figura 5	Tensión y corriente de la carga RLC a frecuencias inferiores a la frecuencia de resonancia. Fuente: Autor.....	9
Figura 6	.Conmutación para $F < F_0$	10
Figura 7.	Tensión y corriente de la carga RLC a frecuencias superiores a la frecuencia de resonancia. Fuente: Autor.....	12
Figura 8.	Estados de conmutación para frecuencias inferiores a la de resonancia.	12
Figura 9.	Unión PN en polarización Inversa.	17
Figura 10.	Diodo de Potencia.	19
Figura 11.	Conmutación del diodo de potencia.	20
Figura 12.	Símbolo y Modelos del Diodo de Potencia.....	22
Figura 13.	Transistor Mosfet.....	23
Figura 14.	Transistor Mosfet con Capacitancias Parásitas.....	23
Figura 15.	Apagado del Transistor Mosfet.	24
Figura 16	Transistor IGBT.....	26
Figura 17.	Símbolo y circuito Equivalente del IGBT.....	27
Figura 18	Apagado del transistor IGBT.	27
Figura 19	Potencia normalizada en R_{eq} en función del ángulo α	29
Figura 20.	Corriente Máxima de Drenador como función de la temperatura del Encapsulado.	32
Figura 21	Variación de $R_{DS(on)}$ respecto a la Temperatura.	32
Figura 22	Transconductancia y característica de transferencia del Mosfet STW45NM60.....	34
Figura 23	Circuito Esquemático del Convertidor Resonante.....	36
Figura 24.	Tensiones y corrientes de la primera simulación.	37
Figura 25.	Corriente y potencia en la resistencia de carga.	37
Figura 26.	Tensión y corriente en el transistor X4.....	38
Figura 27.	Potencia disipada en un transistor en función de la resistencia de puerta.	39
Figura 28.	Convertidor resonante con el sistema de control.	41
Figura 29.	Diagrama de Bloques del DSP.....	43
Figura 30.	Algoritmo de control del puente Inversor.....	45
Figura 31.	Adecuación de la señal PWM.	48
Figura 32.	Sensor de Tensión para la carga RLC.....	49
Figura 33.	Adecuación de la corriente de la carga RLC.....	51
Figura 34.	Circuito Detector de Fase.....	51
Figura 35.	Detector de Nivel de DC.....	52
Figura 36.	Circuito Esquemático Puente Inversor.....	53

Figura 37. Oscilograma de la Tensión y la Corriente en carga para $f < f_0$	54
Figura 38. Oscilogramas de Tensiones v_{dsM4} , v_{dsM3} y Corriente de Carga para $f < f_0$	54
Figura 39. Oscilogramas de Tensión y Corriente en carga para $f > f_0$	55
Figura 40. Oscilogramas de Tensión v_{dsM4} , y Corriente de Carga para $f > f_0$	55
Figura 41. Oscilogramas de Tensión y Corriente en carga en frecuencia de Resonancia.	56
Figura 42. Oscilogramas de Tensión v_{dsM4} , y Corriente de Carga para $f = f_0$	56
Figura 43. Oscilogramas de Tensión v_{dsM4} , y Corriente de Carga para $f = f_0$	57
Figura 44. Tensión y corriente de carga con $C_{gs} = 0.1 \mu F$	58

Lista de Tablas.

Tabla 1: Ecuaciones que describen el comportamiento de los rectificadores Controlados.....	8
Tabla 2. Lista de Nodos del Circuito a Simular.....	34
Tabla 3. Relaciones de potencia entregada a la carga en la vecindad de la frecuencia de resonancia.	40

Introducción

Un método ampliamente utilizado en la industria -cuando se requiere el calentamiento o fundición de metales, en una atmósfera controlada y libre de oxígeno- es el calentamiento por inducción electromagnética [1]. Este proceso se puede modelar mediante la utilización de las leyes de Faraday, Ampere y la aplicación del efecto Joule [2]. Para aumentar la temperatura del metal que se desea fundir se requiere someter la muestra a un campo magnético variable en el tiempo, y de amplitud considerable. Bajo estas condiciones, en el interior de la muestra se inducen corrientes que producen disipación de potencia; la cual se manifiesta con un incremento en la temperatura, pudiendo llegar al valor correspondiente que permita la fundición.

Para la generación del campo magnético se utiliza un solenoide donde en su interior se deposita la muestra que se pretende fundir. Desde el punto de vista eléctrico, se requiere hacer circular una corriente alterna a través del solenoide el cual se modela mediante una inductancia en serie o en paralelo con una resistencia. Para lograr la circulación de la corriente adecuada se utiliza una fuente de potencia eléctrica de frecuencia y amplitud controladas; variables que determinan la temperatura y su evolución en el tiempo.

Uno de los sistemas que cumple con este propósito se reconoce en la literatura con el nombre de convertidor resonante; el cual básicamente es un puente inversor, alimentado por una fuente de tensión continua, conectado a una carga resonante, RLC. El control de este tipo de sistemas se realiza mediante la modificación del nivel de tensión de entrada y/o por medio de la variación de la frecuencia de conmutación en la vecindad de la frecuencia de resonancia de la carga.

En esta tesis de maestría se desarrolló una metodología de diseño que permita la construcción de los sistemas eléctricos y electrónicos donde se proporcionan criterios justificados de la selección de los elementos y dispositivos que conforman un horno de inducción electromagnética.

En el primer capítulo se hace una presentación de la teoría que describe el proceso de calentamiento por medio de la inducción electromagnética. Se presentan los principios físicos y las ecuaciones pertinentes. En el segundo capítulo se describen los bloques generales que hacen parte del sistema en cuestión. En el capítulo tres, se realiza el diseño de un convertidor resonante serie, que es núcleo central del sistema de calentamiento. En el capítulo cuatro se presentan los resultados de la simulación y se ajusta el diseño propuesto en el capítulo anterior. En el capítulo cinco se describe el sistema de control implementado y en el capítulo seis se presentan los resultados obtenidos.

1 Principio del calentamiento por inducción electromagnética.

Como se menciona en la introducción de este documento, el principio básico del calentamiento por inducción electromagnética se modela mediante la utilización de las leyes de Ampere, Faraday y el efecto Joule. En términos generales, para lograr un aumento de la temperatura en un material conductor, se requiere en primera instancia, generar un campo magnético de amplitud considerable, y variable en el tiempo. Una vez establecido, se requiere someter la pieza que se pretende calentar, a su influencia para aprovechar el efecto de disipación de potencia producido por las corrientes inducidas, o también llamadas de Foucault.

Cuando circula una corriente i , por un elemento inductor de N espiras y longitud l , se induce en su interior, una intensidad de campo magnético H descrita por la ecuación 1.1.

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

Si en el interior del solenoide existe una pieza de material conductor -que para propósitos de simplificación del modelo, se asume cilíndrica, de radio r , longitud l , resistividad ρ y permeabilidad magnética μ - en esta se induce una fuerza electromotriz fem que se modela mediante la expresión 1.2, donde ϕ es el flujo magnético que la atraviesa.

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

La fem produce corrientes que son las responsables del aumento de la temperatura de la pieza, debido a que existe una disipación de potencia, la cual desde luego, produce un aumento de la temperatura del material conductor que puede en algunos casos alcanzar los niveles adecuados para la fundición del material. La expresión 1.3, que representa el efecto Joule, cuantifica la potencia instantánea disipada y esta definida por el producto de la magnitud al cuadrado de las corrientes inducidas i_F y la resistencia equivalente R_{eq} vista desde los terminales del solenoide.

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

1.1 Modelo eléctrico del solenoide.

El circuito equivalente desde los terminales del solenoide esta formado por una inductancia en serie con una resistencia, la cual es la responsable directa de la disipación de potencia. En esta sección, se presenta el modelo de la resistencia equivalente así como también el modelo de la inductancia, junto con sus parámetros que en conjunto representan el comportamiento eléctrico del sistema.

Cuando la pieza a calentar se somete a la presencia del campo magnético, este se distribuye en la pieza de forma exponencial decreciente, siendo máximo en la superficie y despreciable a profundidades mayores a la longitud de penetración δ descrita por la expresión 1.4 [1] donde ω es la frecuencia de variación temporal del campo. La magnitud de las corrientes inducidas en la pieza tiene una distribución análoga a la del campo magnético, siendo máxima en la superficie y mínima en el interior del cilindro [4]. La resistencia equivalente propuesta en [1], se presenta en la expresión 1.6 la cual se obtiene a partir de la expresión 1.5, donde

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

$$\frac{dP}{dS} = \frac{\sigma |Z_s|^2 |\vec{H}_0|^2}{2} \int_0^\infty e^{-\frac{2r}{\delta}} dr = \frac{R_s}{2} \left(1 - e^{-\frac{2r}{\delta}}\right) |\vec{H}_0|^2 \quad (1.5)$$

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

En la expresiones 1.4 y 1.6, se aprecia que la conductividad, σ la permeabilidad del material μ y la frecuencia del campo son determinantes en el valor de la resistencia equivalente de la pieza de una geometría cilíndrica.

La inductancia del solenoide, se puede calcular de la expresión 1.7, propuesta por Wheeler a principios del siglo XX y que se ha tomado de [5], en donde r es el radio del solenoide, N es el número de espiras y h es la longitud.

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

En la Figura 1 se presenta el esquema general del principio de calentamiento por inducción electromagnética. Se muestra también en las Figuras 1.1b y 1.1c el modelo equivalente serie y el modelo equivalente paralelo respectivamente.

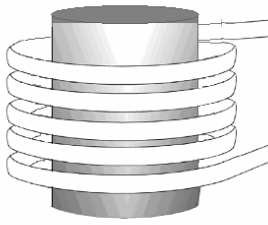


Figura 1.1a. Esquema General



Figura 1.1b. Modelo Equivalente Serie

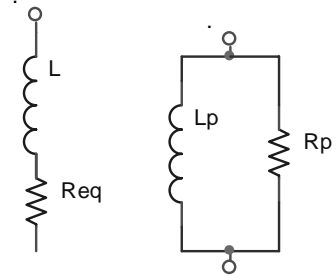


Figura 1.1c. Modelo Equivalente Paralelo

Figura 1 Esquema general del principio de calentamiento por inducción.

Fuente: Autor

Un parámetro que determina el comportamiento de un circuito RL es el factor de calidad Q, que se define como la relación entre la potencia reactiva que está asociada a la energía almacenada en la inductancia, y la potencia activa que se asocia a la energía disipada en la resistencia tal como se aprecia en la expresión 1.8. En un circuito serie como el de la figura 1b, el factor de calidad esta determinado por la expresión 1.10, que se obtiene de la expresión 1.9 la cual define la potencia total en la carga RL serie.

$$Q = \frac{P_{reactiva}}{P_{activa}} \tag{1.8}$$

$$S = \frac{1}{2} |I|^2 (\text{Re } q + j\omega L) = P_{activa} + j P_{reactiva} \tag{1.9}$$

$$Q = \frac{L\omega}{R_{eq}} \tag{1.10}$$

Otra forma de modelar el solenoide es mediante la combinación en paralelo de la inductancia y la resistencia, que resulta particularmente útil cuando se pretende excitar al solenoide con una fuente de corriente, pero que presenta el inconveniente de ser mas exigente respecto a los niveles de potencia que deben soportar los interruptores[2]. Desde un punto de vista energético, el factor de calidad de los circuitos equivalentes serie y paralelo debe ser el mismo, lo que permite expresar una equivalencia entre los elementos que conforman los modelos como se aprecia en las ecuaciones 1.11 y 1.12. En la figura 1c, se presentan los circuitos equivalentes serie y paralelo desde los terminales del solenoide.

$$R_{eq} = \frac{(\omega Lp)^2 Rp}{Rp^2 + (\omega Lp)^2} \tag{1.11}$$

$$L = \frac{Rp^2(\omega Lp)}{Rp^2 + (\omega Lp)^2} \quad (1.12)$$

1.2 Fuente de alimentación de la carga resonante.

Para lograr el aumento de la temperatura de la muestra, se requiere la generación de una corriente de magnitud apreciable que debe circular por el solenoide para lograr así la inducción de las corrientes de Foucault que son las responsables de la disipación de potencia. Uno de los métodos más eficientes para alcanzar éste fin, es construir una carga resonante RLC serie o paralelo - conectando de la manera respectiva a los modelos descritos en las figuras 1b y 1c un condensador- y excitar la nueva carga mediante una fuente de tensión alterna o de corriente alterna.

Teniendo como punto de partida una carga resonante RLC y la búsqueda de una alta eficiencia en el proceso, se puede utilizar un convertidor resonante para la generación de la corriente requerida [4].

Un convertidor resonante es básicamente un puente inversor, alimentado de una fuente de tensión continua o corriente continua que alimenta una carga la cual generalmente presenta un tipo de resonancia LC. Una de las diferencias de principal importancia de este tipo de convertidor con un inversor clásico, consiste en que durante su operación, se busca que en todo momento en que ocurra una conmutación de los interruptores, sea siempre bajo la condición de tensión o corriente cero. De esta manera las pérdidas por conmutación son reducidas y la frecuencia de operación de los dispositivos puede resultar más alta.

1.3 Convertidor resonante serie.

En un convertidor resonante serie como su nombre lo indica, la carga esta formada por la combinación serie de al menos una inductancia, una resistencia y una capacitancia. La conversión de tensión continua a tensión alterna se realiza por medio de un puente inversor monofásico, en el esquema más simple, en el cual, durante la operación a frecuencias próximas a la frecuencia de resonancia de la carga, se presentan tensiones y corrientes senoidales. Bajo estas condiciones de operación, existen instantes de tiempo durante los cuales las tensiones que soportan los interruptores y las corrientes que circulan por estos son despreciables, permitiendo el encendido o el apagado bajo condiciones favorables que reducen las pérdidas. En la Figura 2 se presenta el circuito esquemático del convertidor resonante serie y la grafica de la tensión y corriente en el interruptor S1. Se aprecia como el estado conmutación ocurre cuando la tensión y la corriente son cero simultáneamente, asegurando de esta forma, mínima disipación de potencia en la conmutación.

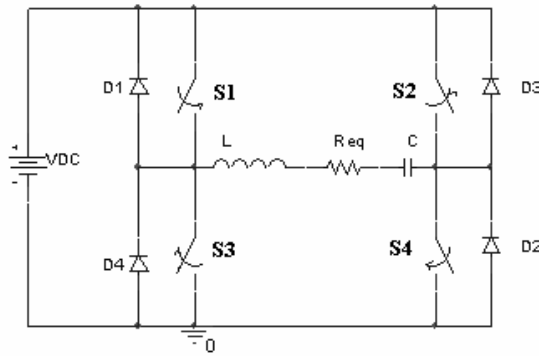


Figura 1.2a. Circuito Esquemático.

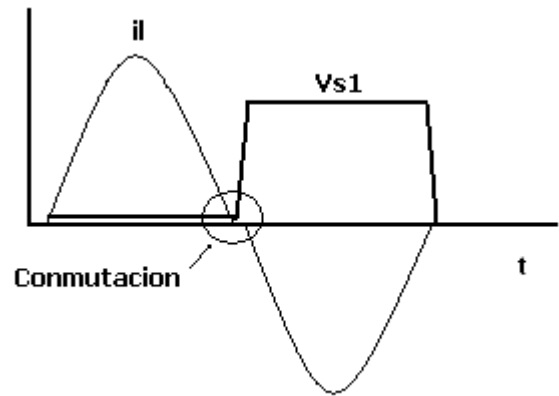


Figura 1.2b Corriente de carga y Tensión de S1

Figura 2 Convertidor Resonante Serie.

Fuente: Autor

2 Componentes de un sistema de Calentamiento mediante La inducción Electromagnética.

En este capítulo se exponen, de manera cualitativa, los aspectos más relevantes de los bloques básicos que hacen parte de un sistema de calentamiento por inducción electromagnética. Se presentan las características generales que el rectificador, el puente inversor y de la carga resonante deben tener cuando hace parte del sistema en cuestión.

Un sistema de calentamiento mediante la inducción electromagnética que utiliza una carga resonante serie, esta conformada al menos por las etapas que se muestran en la Figura 3. . Una fuente de alimentación alterna, que generalmente puede ser la red eléctrica, un rectificador que cuenta con algún tipo de control que permite variar la magnitud de la tensión de salida, un puente inversor monofásico que puede conmutar la tensión de salida del rectificador a una frecuencia próxima a la de resonancia de la carga RLC, constituida por la bobina de inducción, en donde existe un efecto disipativo que está estrechamente ligado con la muestra que se pretende calentar, en serie con un condensador que entre otras cosas debe manejar los niveles de potencia adecuados.



Figura 3. Etapas del sistema de calentamiento por inducción electromagnética.

Fuente: Autor

2.1 Rectificadores Controlados.

La rectificación controlada permite la conversión de corriente alterna en corriente continua además de la variación del nivel de la tensión de salida. La utilización de un convertidor monofásico o uno trifásico, tradicionalmente lo determina el nivel de potencia con el cual se está trabajando. Para aplicaciones que superan los 15kW la literatura [8] recomienda la utilización del rectificador trifásico, mientras que para potencias más reducidas, como las que se pretenden manejar en este trabajo, se recomienda la rectificación monofásica. En la Figura 4 se presentan los diagramas esquemáticos de los dos tipos de rectificadores, el monofásico y el trifásico.

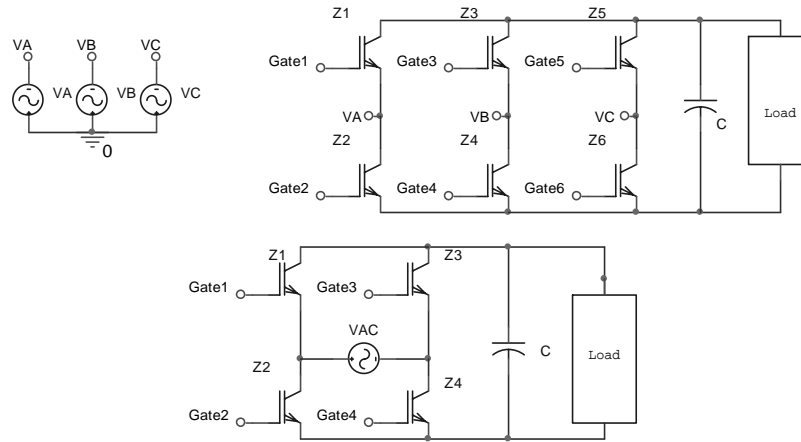


Figura 4 Rectificadores Controlados.

Fuente: Autor.

En la actualidad es posible implementar los interruptores que forman el rectificador con diversos dispositivos, sin embargo teniendo en cuenta las características que presentan los nuevos IGBTs respecto a su velocidad de conmutación y reducidas pérdidas, los hacen especialmente atractivos en este tipo de aplicaciones cuando además de realizar la rectificación también se busca controlar el factor de potencia.

Las ecuaciones que describen el comportamiento de la tensión de salida de los rectificadores monofásico y trifásico se presentan en la Tabla 1 y son ampliamente justificados en las referencias [8] y [9].

Tabla 1: Ecuaciones que describen el comportamiento de los rectificadores Controlados.

Rectificador	Valor Medio	Valor Eficaz
Monofásico	$\frac{V_p}{2\pi} [1 + \text{Cos}(\alpha)]$	$\frac{V_p}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\text{Sin}2\alpha}{2} \right) \right)^{\frac{1}{2}}$
Trifásico	$\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_p [1 + \text{Cos}(\alpha)]$	$\sqrt{3} V_p \left[\frac{3}{4\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \text{Sin}2\alpha \right) \right]^{\frac{1}{2}}$

2.2 Convertidor Resonante.

Tal como se definió en el capítulo 1 de este trabajo, un convertidor resonante serie esta formado por un puente inversor que se alimenta de una fuente de tensión que le entrega potencia a una carga resonante formada por al menos la conexión en serie de una inductancia, una resistencia y una capacitancia. Dado que la

frecuencia de conmutación es próxima a la frecuencia de resonancia de la carga, la corriente que circula por la carga es del tipo senoidal.

En el siguiente apartado se presenta el funcionamiento del convertidor resonante cuando conmuta a frecuencias menores iguales y mayores que la frecuencia de resonancia de la carga.

2.2.1 Operación del puente en frecuencias inferiores a la frecuencia de resonancia.

En la Figura 5 se muestra, en estado estacionario, la tensión y la corriente que circula por la carga resonante cuando se alimenta con una onda cuadrada de valor medio nulo.

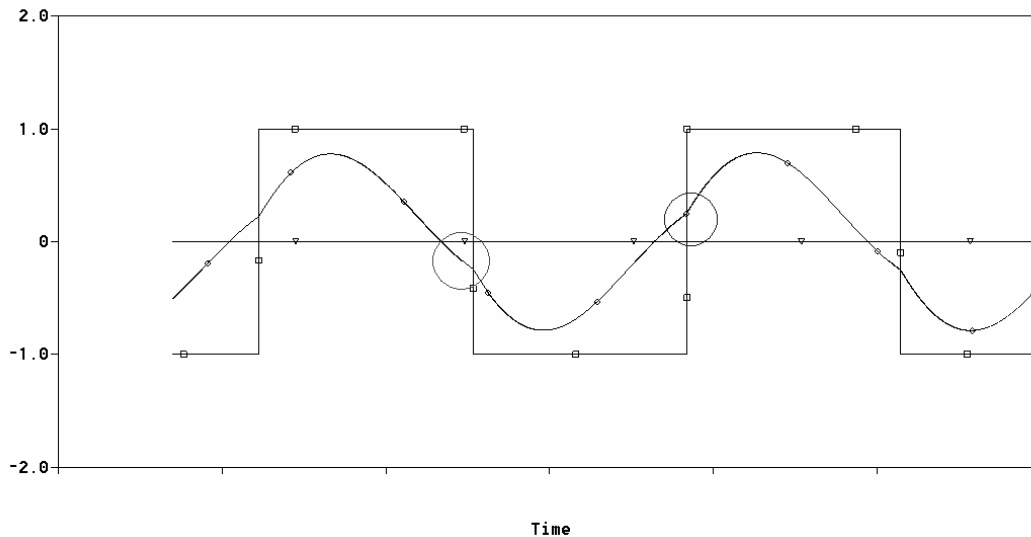


Figura 5 Tensión y corriente de la carga RLC a frecuencias inferiores a la frecuencia de resonancia. Fuente: Autor

En este rango de frecuencias, por debajo de la frecuencia natural de la carga, la corriente se hace negativa antes de que la tensión cambie desde el valor positivo hasta valor negativo. También sucede que la corriente es positiva en el instante en que la tensión cambia del valor negativo al valor positivo. El adelanto que presenta la corriente respecto a la tensión, en estado estable, tiene implicaciones importantes en las condiciones de conmutación a las que se deben enfrentar los interruptores que componen el puente inversor.

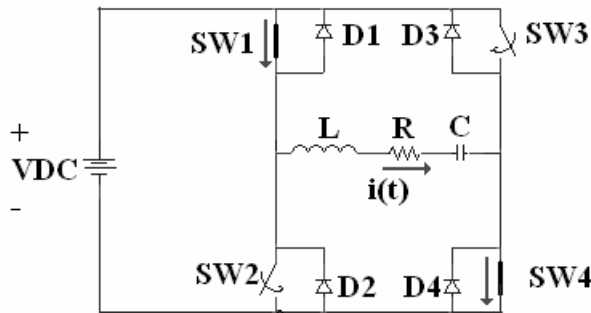


Figura 6a. Conducción de SW1 y SW4

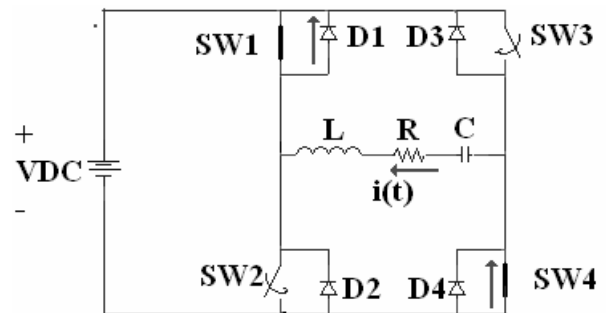


Figura 6b. Conducción de D1 y D4

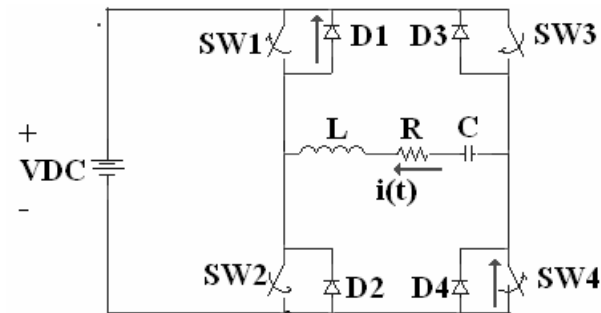


Figura 6c Apagado de SW1 y SW4

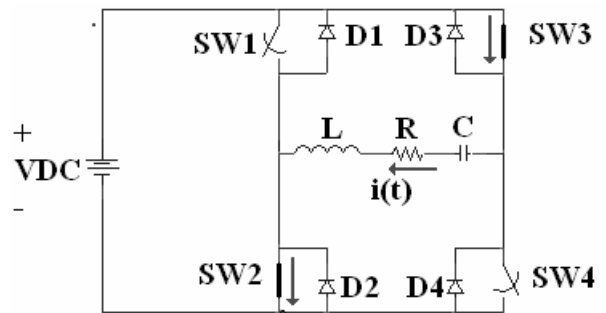


Figura 6d. Encendido de SW3 y SW2

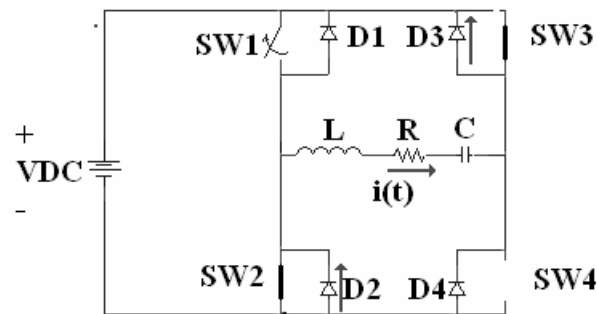


Figura 6e. Conducción de D3 y D2

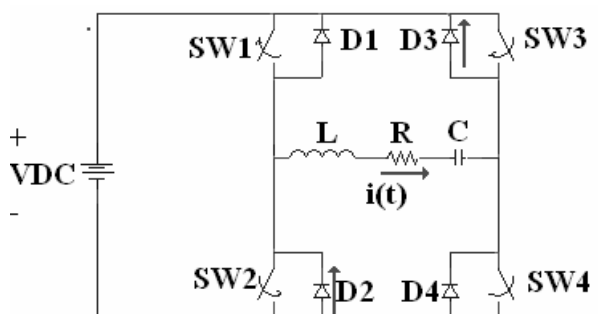


Figura 6f. Apagado de SW3 y SW4

Figura 6 .Conmutación para $F < F_o$.

Fuente: Autor

En la Figura 6 se asume que el sistema se encuentra en estado estacionario y se presentan las condiciones de encendido, apagado y conducción de los interruptores y los diodos. En la Figura 6a, la corriente de la carga y la tensión se asumen positivas y los interruptores SW1 y SW4 están encendidos y conducen el semiciclo positivo de la corriente de la carga resonante. Transcurrido un tiempo, la corriente de la carga se hace negativa y comienza a circular por los diodos D1 y D4 como se muestra en la Figura 6b. En la Figura 6c, se puede apreciar que a partir del momento en el cual la corriente se hace negativa, se apagan los interruptores SW1 y SW4 en una condición suave, en la cual, la corriente y la tensión de los interruptores simultáneamente son nulas. El apagado del dispositivo con una tensión nula se reconoce como “Zero Voltage Switching” o

ZVS, mientras que el apagado con una corriente nula se denomina “Zero Current Switching” o ZCS. En la Figura 6d, se aprecia que los interruptores SW3 y SW4 comienzan a conducir la corriente de la carga que antes, en la Figura 6c, era conducida por los diodos D1 y D4. La condición de encendido de los interruptores SW3 y SW2 es bastante desfavorable y se reconoce como una conmutación dura o “Hard Switching”. En este caso los interruptores deben comenzar a conducir con un nivel de corriente igual a la magnitud de la corriente de carga y un nivel de tensión próximo al valor de la fuente de tensión continua. En la Figura 6d, de nuevo la corriente se hace positiva pero ahora circula por los diodos D3 y D2, permitiendo de esta manera un apagado suave de los interruptores SW3 y SW2. El encendido de los interruptores SW1 y SW4 es análogo al encendido de los interruptores SW3 y SW2 que ocurre en una conmutación dura o HS.

De este análisis se concluye que el encendido de los interruptores ocurre bajo una condición dura u HS, mientras que el apagado de los interruptores ocurre bajo la condición suave de ZVS y ZCS. Por otra parte, los diodos encienden en una condición ZVS y se apagan en una condición dura u HS

2.2.2 Operación del puente en frecuencias superiores a la frecuencia de resonancia.

En la Figura 7 se presenta la tensión y la corriente en la carga resonante cuando la frecuencia de la onda cuadrada es mayor que la respuesta natural de la carga. En este caso se aprecia como la corriente atrasa a la tensión y esta situación también afecta las condiciones de conmutación de los interruptores que forman el puente inversor. En la Figura 8 se ilustran las situaciones de encendido y apagado de los interruptores. En este rango de frecuencias se concluye que las conmutaciones duras ocurren en los interruptores durante el apagado y en los diodos durante el encendido. Las conmutaciones suaves, ocurren en los interruptores durante el encendido y son del tipo ZVS y también en los diodos, durante el apagado y son del tipo ZCS.

2.2.3 Operación del puente a la frecuencia de resonancia de la carga.

Dado que las reactancias de la inductancia y del condensador se anulan cuando la frecuencia fundamental de la onda cuadrada es igual a la frecuencia de resonancia de la carga dado que presenta una alta selectividad, no existe diferencia de fase entre la componente fundamental de la tensión y la corriente de carga en esta situación. En teoría, los interruptores se encienden y apagan en condiciones de ZVS y ZCS respectivamente. El aspecto más importante a considerar en este caso, es que el rectificador debe ser capaz de entregar la tensión continua a la pequeña resistencia equivalente.

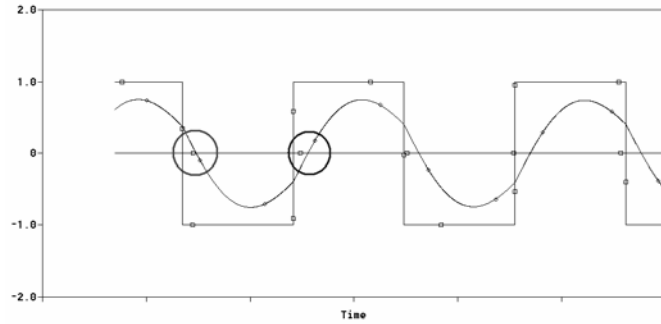


Figura 7. Tensión y corriente de la carga RLC a frecuencias superiores a la frecuencia de resonancia. Fuente: Autor.

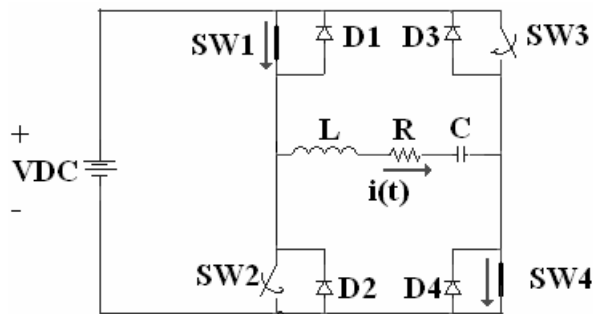


Figura 8a. Conducción de SW1 y SW4

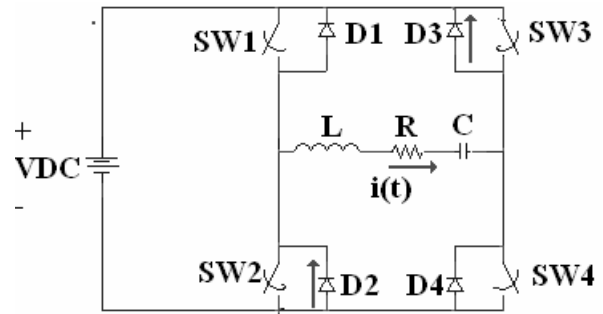


Figura 8b. Apagado de SW1 y SW4

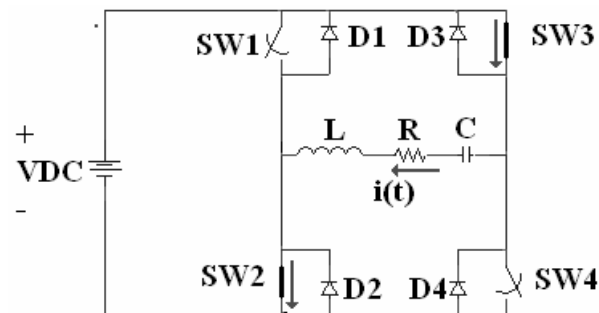


Figura 8c Conducción de SW2 y SW3

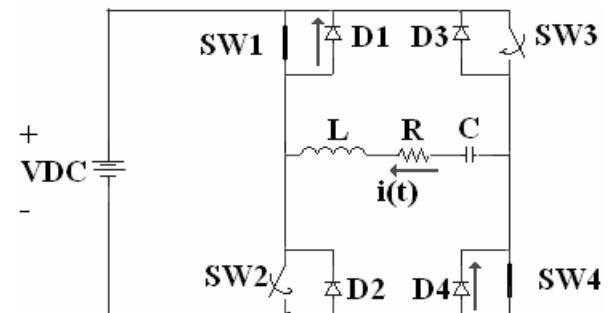


Figura 8d. Encendido de Sw1 y SW4

Figura 8. Estados de conmutación para frecuencias inferiores a la de resonancia.

Fuente: Autor

2.3 Carga Resonante.

La carga resonante básicamente esta conformada por una capacitancia en serie con una inductancia. Dado que ambos elementos se encuentran conectados en serie, el condensador debe poseer las características adecuadas para conducir la corriente que se requiere hacer circular por la inductancia para que se desarrolle la intensidad de campo magnético requerida. Por otra parte la inductancia debe contar con un sistema de enfriamiento adecuado para lograr extraer el exceso de calor que recibe por conducción y radiación proveniente de la muestra que se esta calentando, la cual debe estar contenida en un recipiente que ofrezca un aislamiento térmico adecuado.

2.4 Capacitancia.

Generalmente los condensadores que manejan un nivel de potencia importante están especificados por el valor de la capacitancia, la tensión de ruptura del dieléctrico y su dv/dt . En el mercado mundial la oferta de condensadores de potencia es grande, sin embargo condensadores que puedan operar a frecuencias superiores a los 60Hz y que soporten corrientes por encima de los 100 Amperios pico es reducida. La búsqueda de fabricantes realizada permitió concluir que las compañías General Electric, ABB, Vishay y Cornell Dubilier presentan en sus catálogos condensadores que pueden servir para construir la carga resonante adecuada, cuando se pretende desarrollar la tecnología de calentamiento mediante inducción electromagnética. Las tres primeras ofrecen productos con tensiones de ruptura entre 1 y 3 kV, dieléctricos que pueden responder hasta frecuencias de 100 kHz y un manejo de corriente de hasta 1000 amperios. La ultima compañía ofrece condensadores que pueden llegar a manejar tensiones de hasta 2 kilo voltios, 60 amperios y una frecuencia máxima de 100 kHz.

2.5 Inductancia.

La construcción de la inductancia requiere de la fabricación de las espiras en un material conductor que de alguna manera facilite la implementación del sistema de enfriamiento adecuado. El material generalmente utilizado en los equipos comerciales es la tubería de cobre de los sistemas de refrigeración que es de fácil consecución en el mercado local. El aislamiento eléctrico se puede lograr mediante la utilización de recubrimientos a base de poliuretanos que son utilizados en la industria automotriz que presentan una resistencia a las altas temperaturas. El aislamiento térmico se puede obtener de la construcción de un encamisado de material cerámico, del mismo tipo que se emplea en las resistencias de calentamiento utilizadas en la industria. Desde el punto de vista eléctrico, los valores de la inductancia y la resistencia equivalente serie se pueden obtener de la ecuaciones 1.6 y 1.7 que fueron presentadas en el capítulo 1.

3 Diseño de un Convertidor Resonante Serie.

En este capítulo se presentan las consideraciones cuantitativas que se deben realizar cuando se diseña un convertidor resonante serie. La variable de entrada en el proceso de diseño es la potencia que se desea entregar a la carga, representada por la resistencia serie de la inductancia. El resultado del proceso de diseño son las características eléctricas de los elementos que constituyen los bloques mencionados en el capítulo 2.

3.1 Potencia disipada por la Carga.

En la frecuencia de resonancia de la carga RLC los efectos reactivos de la inductancia y la capacitancia se anulan. Esto implica que la potencia total que se le está entregando a la carga se puede describir mediante la expresión 3.1, donde V_p representa la magnitud de la tensión con la que el inversor se encuentra alimentado e I_p representa el valor pico de la corriente en la carga RLC.

$$p(t) = VI = \frac{8I_p^2 R_{eq}}{\pi^2} = \frac{8V_p^2}{\pi^2 R_{eq}} \quad (3.1)$$

Como el nivel de la tensión de entrada al puente inversor lo determina el ángulo de disparo de los interruptores del rectificador controlado, la corriente de la carga, y por ende la potencia de salida, pueden ser controladas mediante la variación de dicho ángulo.

3.2 Niveles de Tensión y Corriente de los Interruptores.

Si el sistema de calentamiento se pretende energizar de la red eléctrica disponible en los laboratorios Universitarios o en las micropymes, el nivel máximo de tensión disponible es 220 voltios, lo cual implica que la máxima tensión a la que estarán expuestos los interruptores es inferior a los 320 voltios.

Dados los niveles de potencia, la frecuencia de operación y la eficiencia, los dispositivos adecuados para la construcción de un convertidor resonante son los transistores MOSFET y los transistores IGBT. La utilización, de uno u otro de estos dispositivos, será fundamentada más adelante en este capítulo, sin embargo el nivel de ruptura de cualquiera de las tecnologías se puede definir en este momento y no debe ser superior a los 600 voltios. En el mercado se encuentran productos que soportan tensiones de ruptura de 1200 voltios, sin embargo, el tamaño de las difusiones y la geometría asociada a un dispositivo con este nivel de ruptura, impiden que operen a las frecuencias de interés de la aplicación[10].

3.3 Frecuencia de Operación.

La frecuencia de operación del sistema es una de las variables más importantes del proceso y esta determinada por los valores de la capacitancia y la inductancia de la carga. Su valor siempre deberá ser superior a los 20kHz dado que se evita la contaminación auditiva en el lugar de operación. El valor máximo lo determina la velocidad de conmutación de los interruptores, que no solo deben estar en capacidad de manejar la potencia sino también la frecuencia. Sin embargo en el escenario local, otro elemento también limita la frecuencia máxima de operación y es el condensador. En el capítulo 2 se mencionaron las características de los condensadores y algunas compañías que los producen, pero existe el problema de la carencia de una red de distribución que facilite la compra de pequeñas cantidades. En definitiva, en el contexto en el que se desarrolla esta investigación, están disponibles condensadores que soportan 2000 voltios pico, corrientes eficaces de 60 amperios y valor de capacitancia de $1\mu\text{F}$. Teniendo en cuenta el valor del condensador y la geometría de las posibles inductancias que se pueden fabricar, el valor máximo de frecuencia de trabajo se puede acotar a los 100 kHz.

3.4 Selección de la tecnología de los dispositivos de conmutación

Para desarrollar un sistema electrónico se deben realizar procesos de análisis y síntesis utilizando los modelos adecuados de los elementos y dispositivos electrónicos que lo conforman. Es necesario en esta parte de la tesis presentar los conceptos básicos que permiten modelar parte de la operación de los dispositivos electrónicos para realizar la selección correcta en el proceso de diseño que se lleva a cabo.

3.4.1 Unión PN en polarización Inversa.

Las uniones PN bajo condiciones de polarización inversa influyen de manera importante en las características de los transistores de potencia ya que intervienen en los procesos de conmutación y conducción de la corriente. Particularmente la tensión de ruptura y la resistencia que presentan los dispositivos durante la conducción están estrechamente ligadas a la construcción de la unión PN y al tipo de polarización en la que se encuentra. La tensión de ruptura y la resistencia que presenta el dispositivo son funciones que dependen de los niveles de concentración de átomos aceptadores N_A y átomos donadores N_D , de la geometría y el material del que esta constituida la unión. Cuando la unión PN se encuentra polarizada de manera inversa, la distribución de carga eléctrica almacenada es análoga a la que presenta un condensador y efectivamente la unión presenta un comportamiento capacitivo que debe considerarse durante la conmutación de apagado a encendido.

En una unión PN bajo condiciones de polarización inversa ocurren de manera simultánea dos procesos que acarrearán dos tipos de corriente. En primer lugar, el proceso de difusión de portadores mayoritarios, huecos y electrones, que ocurre por la existencia de un gradiente de concentración, genera la corriente de difusión que inicialmente es la responsable de la aparición de una región de átomos ionizados conocida como la región de depleción o región de espacio-carga. La distribución de carga ionizada, que es análoga a la distribución de carga de un condensador de placas planas y paralelas genera un campo eléctrico que es el responsable del segundo proceso, el desplazamiento. Este campo eléctrico impulsa a los portadores minoritarios, también huecos y electrones que en conjunto forman el otro tipo de corriente, la corriente de desplazamiento. En el estado de equilibrio, cuando la unión PN está polarizada inversamente, la corriente de desplazamiento presenta una magnitud mayor a la de difusión y su diferencia con la corriente de difusión iguala a la corriente que de manera inversa está circulando por la unión.

Si la unión PN que está polarizada inversamente se somete a niveles de tensión cada vez mayores, la región de depleción se hace más profunda, almacena más carga y el campo eléctrico asociado a la distribución de carga aumenta. Existe un valor de campo eléctrico crítico en el cual los portadores que son sometidos a este nivel adquieren una velocidad lo suficientemente grande como para que después de haber colisionado con un átomo del cristal del material semiconductor, liberen nuevos portadores. Estos nuevos portadores libres contribuyen con la conducción de la corriente y se dice que la unión se encuentra trabajando en la región de ruptura.

En la Figura 9. se presenta un esquema de una unión PN bajo condiciones de polarización inversa. La primera gráfica muestra la distribución de carga en la región de depleción que está limitada por las profundidades X_a y X_b . En la segunda gráfica se muestra el resultado de la solución de la ecuación de Poisson en una dimensión y representa el campo eléctrico asociado a la distribución de carga de la primera figura. En la gráfica del campo eléctrico, se aprecia que la magnitud máxima ocurre justo en la unión de las dos regiones semiconductoras P y N. La ecuación 3.1, permite determinar la magnitud de la tensión de ruptura "BV" de la unión PN y es una función de los niveles de concentración N_A y N_D , de la magnitud del campo eléctrico crítico, E_{crit} , que es un valor que se encuentra entre 3×10^5 v/cm y 1×10^6 v/cm, la carga del electrón q y la permitividad del silicio ϵ

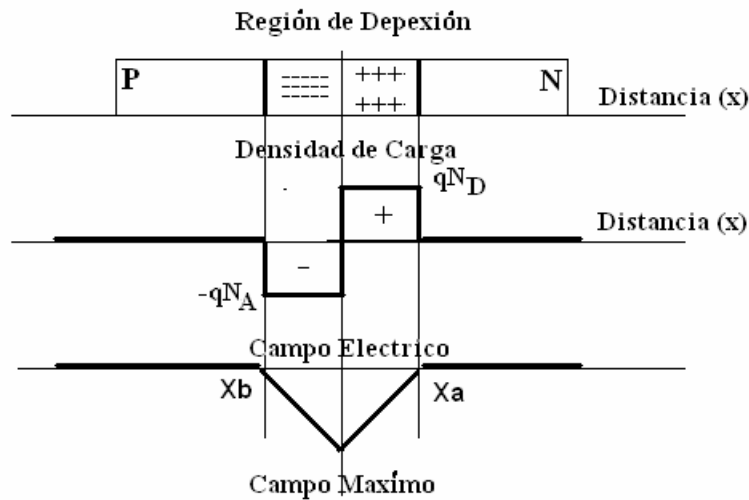


Figura 9. Unión PN en polarización Inversa.

Fuente: Autor.

$$BV = \varepsilon \frac{(N_A + N_D)}{2qN_A N_D} E_{crit}^2 \quad (3.1)$$

La ecuación 3.1 indica que la tensión de ruptura de una unión PN se puede controlar durante el proceso de diseño mediante el ajuste de los niveles de concentración de las impurezas formadas por los átomos donadores N_D y aceptadores N_A . Sin embargo esta selección debe realizarse de manera cuidadosa dado que la resistividad del material semiconductor, de manera general, se define en función de las mismas concentraciones.

La resistividad del material semiconductor se define mediante la expresión 3.2 donde intervienen las movilidades de los huecos y electrones μ_p y μ_n y la cantidad de huecos y electrones p y n . Las cantidades n y p dependen de los niveles de concentración de impurezas y se definen mediante la expresión 3.3 en donde n_{p0} representa la cantidad de electrones en un semiconductor tipo n en equilibrio térmico, p_{n0} la cantidad de huecos en un semiconductor tipo n en la misma condición y n_i^2 representa la cantidad total de portadores libres en el semiconductor.

$$\rho = \frac{1}{q(p\mu_p + n\mu_n)} \quad (3.2)$$

$$p_{no} = \frac{n_i^2}{N_D}$$

$$n_{p0} = \frac{n_i^2}{N_A}$$
(3.3)

Por otra parte, la distribución de cargas que ocurre en la unión produce un efecto capacitivo y es importante en la operación dinámica. La capacitancia de la unión C_j se cuantifica mediante la ecuación 3.4 en donde C_{j0} es la capacitancia de la unión sin polarización o en circuito abierto, VD es la tensión inversa aplicada a la unión y ϕ_0 es el potencial ínter constituido asociado al campo eléctrico que existe por la distribución de cargas.

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 - \frac{VD}{\phi_0}}}$$
(3.4)

Se concluye entonces que el nivel de tensión de ruptura así como también la resistividad de la unión dependen de manera importante de los niveles de concentración de portadores. Si la cantidad de átomos que aportan impurezas aumenta, la cantidad de huecos y electrones disponibles para la conducción aumenta y esto produce una reducción en la resistividad. En este mismo orden de ideas la disminución de la resistividad implica entonces una disminución de la tensión de ruptura descrita por la ecuación 3.1. Por otra parte, en la unión existe una capacitancia cuyos efectos deben incluirse en la operación dinámica.

3.4.2 Diodos de Potencia.

En general, un diodo es una unión PN, como la que se acaba de describir, formada por un cristal de material semiconductor en el cual una región es de material tipo P mientras que existe otra región de material tipo N. Para lograr tensiones de ruptura considerablemente altas, por encima de los 200 voltios, es necesario modificar la unión PN básica y construir una tercera región semiconductor con una concentración de impurezas considerablemente menor. En la Figura 11 se presenta la estructura básica de un diodo de potencia formado por una región P y dos regiones N de distinta concentración de átomos donadores. La concentración de impurezas de la región intermedia, notada como n^- , es considerablemente inferior a la que presenta la región cátodo notada como n^+ , lo cual se hace para lograr una tensión de ruptura considerablemente mayor, situación que se puede justificar modificando la Figura 9. 10 y la ecuación 3.1.

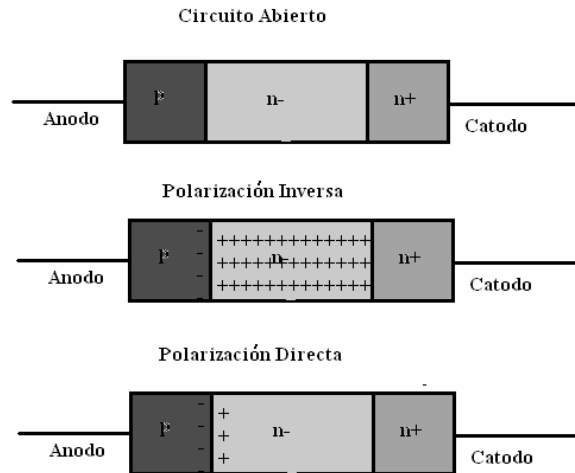


Figura 10. Diodo de Potencia.

Fuente: Autor.

Cuando el diodo se polariza inversamente, la totalidad de la región de deplexión prácticamente se encuentra en la región N de baja concentración, mientras que si la polarización es directa la región de deplexión se reduce de manera importante. Sin embargo en esta última condición, la resistividad de la región de baja concentración es considerablemente alta debido a la existencia de pocos portadores para la conducción lo que incrementa las pérdidas de conducción.

3.4.3 Conmutación de los Diodos de Potencia.

El proceso de conmutación de un diodo involucra la remoción y establecimiento de la región de deplexión que existe en todo momento en el interior de la unión PN. Como se muestra en la Figura 11, cuando el diodo se encuentra polarizado inversamente, existe una cantidad importante de átomos ionizados que deben alcanzar un estado neutro una vez se le aplica una polarización directa al diodo. Este proceso de acomodación de cargas lo estimula la fuente externa que realiza el cambio de polarización pero también, en parte, ocurre de forma espontánea.

En la se presentan la tensión y la corriente de un diodo cuando conmuta de un estado de polarización inversa a un estado de conducción y finalmente a una condición de circuito abierto. En el primer intervalo el diodo se encuentra polarizado inversamente y la corriente que circula por el dispositivo es cero. En el intervalo 2, circula alguna corriente positiva por el dispositivo y la tensión cambia

exponencialmente desde el valor negativo inicial hasta un valor positivo, trayectoria que describe la descarga de la capacitancia de unión. Cuando la tensión del diodo se hace positiva, se observa un pico de tensión que puede alcanzar algunos voltios o inclusive algunas decenas de voltios. Este fenómeno, en parte, pone en evidencia la alta resistividad que presenta la región n^- de baja concentración, la cual a su vez contribuye con la modulación de la conductividad, que se manifiesta como la variación de la magnitud de la resistencia. Una vez se ha definido la nueva profundidad de penetración de la región de deplexión, el transitorio del encendido ha finalizado y la caída de tensión directa que presenta el dispositivo se reduce, ingresando al intervalo 3 donde el diodo conduce una corriente positiva. En el intervalo 4 comienza el proceso de apagado del diodo que también involucra el intervalo 5. En el comienzo del intervalo 4, la corriente que circula por el diodo se espera que se haga cero por que así lo impone el circuito externo. Sin embargo, la corriente presenta un comportamiento bastante particular, en primer lugar, como se espera, la corriente disminuye y se hace cero pero continua disminuyendo y se hace negativa hasta un valor mínimo. Durante este intervalo, la tensión del diodo no cambia y este comportamiento en la tensión y la corriente se deriva de la necesidad de la reacomodación de cargas en la región pn^- . En el intervalo 5, la tensión del diodo comienza a disminuir, de manera exponencial y la corriente comienza a crecer desde el valor mínimo hacia cero. Cuando la corriente regresa a cero, la tensión del diodo se estabiliza en el valor negativo impuesto por el circuito externo. En el intervalo 5, la capacitancia de la unión se carga y de esta forma se establece la región de deplexión antes mencionada. Asociada a los intervalos 4 y 5 existe una carga eléctrica Q_r que debe ser entregada a la región de deplexión y que se define como la integral bajo la curva de la corriente. El tiempo durante el cual se entrega la carga y se denomina tiempo de recuperación t_r .

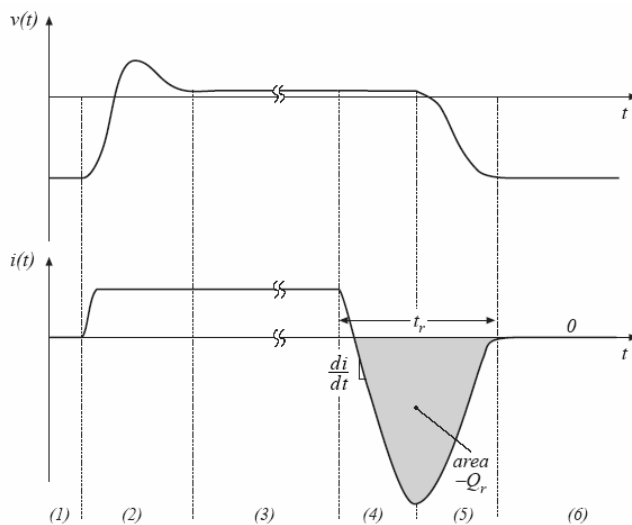


Figura 11. Conmutación del diodo de potencia.

Fuente: [10]

Los diodos son clasificados de acuerdo con la duración del tiempo de recuperación t_r . Los diodos rectificadores de recuperación estándar se utilizan en aplicaciones de 50 Hz o 60 Hz y el tiempo de recuperación generalmente no se especifica en las hojas de datos. Los diodos rectificadores rápidos y los diodos rectificadores ultra rápidos se utilizan en diversos tipos de convertidores de potencia que operan a frecuencias más altas que las de las redes eléctricas. Los tiempos de recuperación de estos tipos de diodos pueden oscilar desde las centenas de microsegundos hasta las decenas de microsegundos, logrando de esta forma reducir las pérdidas de conmutación de manera importante en ese tipo de aplicaciones.

Finalmente, es importante mencionar que los diodos presentan un coeficiente térmico negativo, lo que dificulta su conexión en paralelo, que es una característica estrechamente ligada a que el funcionamiento del diodo se controla por medio de la región de deplexión. A medida que la temperatura aumenta, la cantidad de portadores minoritarios también lo hace lo que disminuye la resistividad. Si dos diodos se conectan en paralelo, el que mayor temperatura alcance será el que mas corriente conduzca haciendo que la división de corriente no sea uniforme.

3.4.3.1 El modelo del diodo.

Cuando el diodo se encuentra polarizado directamente, la relación tensión corriente se define por medio de la expresión 3.5 que se reconoce como la ecuación de Schottky, donde V_T es el voltaje térmico, I_S la corriente de saturación V_{AK} la tensión directa aplicada al dispositivo. Bajo esta condición de polarización, el diodo de potencia se puede modelar mediante la conexión en serie de un diodo ideal, con una resistencia. El diodo ideal se comporta como un corto, cuando la tensión aplicada es positiva y un circuito abierto, cuando la tensión es negativa. De manera complementaria, cuando el diodo se polariza inversamente, se puede modelar como una capacitancia que debe ser cargada o descargada de acuerdo con la condición de conmutación. En la Figura 12. se presenta la grafica de la relación tensión corriente en los dos cuadrantes y se asume que la ruptura ocurre a niveles de tensión más negativos que el rango mostrado.

$$I_D = I_S \left(e^{\frac{V_{AK}}{V_T}} - 1 \right) \quad (3.5)$$

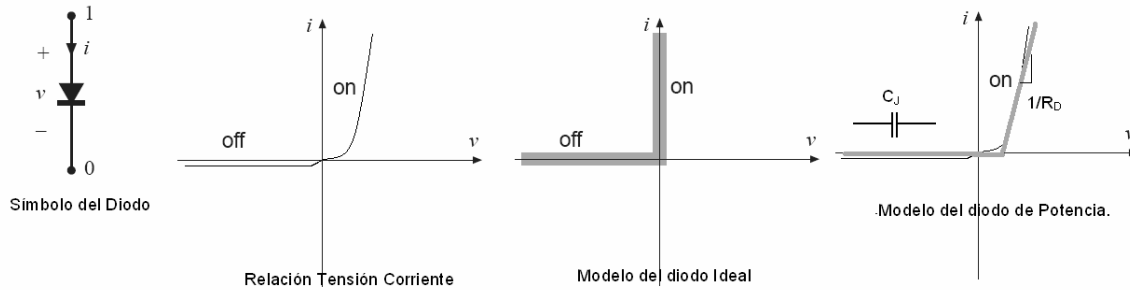


Figura 12. Símbolo y Modelos del Diodo de Potencia.

Fuente: Autor

3.4.4 El transistor MOSFET.

Un transistor Mosfet de potencia se construye mediante la conexión en paralelo de diversos transistores Mosfet similares al esquema que se presenta en la Figura 14. Al igual que en el caso del diodo de potencia existen dos regiones o difusiones tipo n y n^- que han sido construidas para lograr una tensión de ruptura considerablemente alta. En la operación normal del dispositivo se asume que todas las uniones PN se encuentran polarizadas inversamente. En la Figura 14.2 se puede apreciar el estado de conducción en el cual la corriente que ingresa por el terminal drenador D, continua por las regiones n y n^- , atraviesa el canal de electrones inducido bajo la puerta - gracias a la aplicación de una tensión V_{GS} mayor que un parámetro del dispositivo llamado V_{th} - y finalmente sale por la fuente. La resistencia de encendido del dispositivo se forma por la conexión serie de la resistencia de contacto en la fuente y el drenador, la resistencia del canal de electrones, que ha sido inducido por la tensión V_{GS} , y la resistencia de las regiones n y n^- siendo esta ultima la dominante dado que existen pocos portadores que contribuyan con la conducción.

Por otra parte la unión $p n^-$, que se denomina diodo del cuerpo, se encuentra conectado en paralelo con el canal. Este diodo puede conducir la corriente máxima para la cual fue diseñado el transistor cuando la tensión V_{DS} es negativa, sin embargo al ser un elemento parásito, generalmente no es optimizado por los fabricantes y en particular presenta un tiempo de recuperación importante que desde luego contribuye con las pérdidas de conmutación.

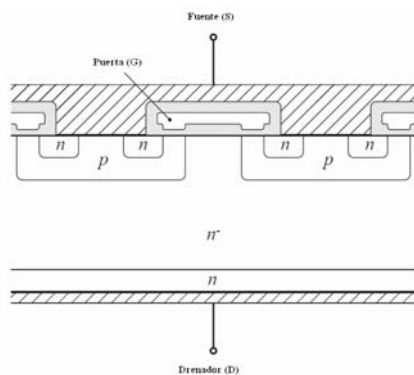


Figura 14.1

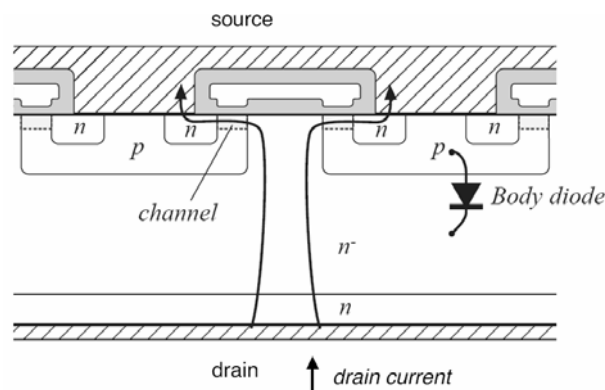


Figura 14.2

Figura 13. Transistor Mosfet

Fuente: [10]

Para que exista la conducción de la corriente desde el drenador hasta la fuente es necesario que exista un canal formado únicamente por electrones, y que aparece debajo de la puerta. Esta es una diferencia importante que presenta el transistor Mosfet respecto al diodo de potencia, en el cual la conducción de corriente involucra el desplazamiento de los dos tipos de portadores, electrones y huecos. Dado que no es necesario durante el apagado del Mosfet la remoción de portadores minoritarios presentes en el canal, la velocidad de conmutación del transistor Mosfet es considerablemente alta, permitiendo su operación a frecuencias elevadas.

3.4.4.1 Conmutación del Mosfet.

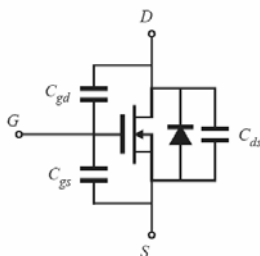


Figura 14. Transistor Mosfet con Capacitancias Parásitas.

Fuente: Autor

Para modelar el dispositivo durante la conmutación se deben incluir los efectos capacitivos asociados a las uniones PN con polarización inversa y a la estructura como tal del dispositivo. Dado que bajo el terminal de compuerta existe un material aislante, generalmente SiO_2 , el puerto de entrada del dispositivo es básicamente una capacitancia C_{gs} que presenta un comportamiento lineal.

Existen otro par de capacitancias, entre la puerta y el drenador C_{gd} y entre el drenador y la fuente C_{ds} , de naturaleza no lineal que también deben ser cargadas y descargadas durante la conmutación. En la se muestra el símbolo del transistor Mosfet junto con las tres capacitancias que determinan el comportamiento dinámico.

En la se presentan las graficas de la tensión y la corriente cuando el transistor Mosfet conmuta una carga inductiva, situación en la cual las pérdidas son importantes dado que la tensión y la corriente no cambian de manera instantánea.

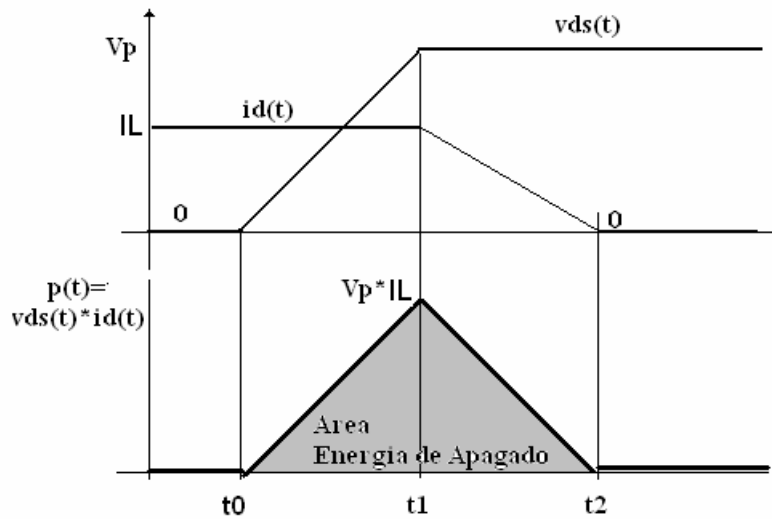


Figura 15. Apagado del Transistor Mosfet.

Fuente: Autor.

Antes del tiempo t_0 , se asume que el transistor está conduciendo una corriente de una carga inductiva de valor constante I_L y que la tensión entre el drenador y la fuente V_{ds} es cero voltios. En el tiempo t_0 , se aplica un nivel de tensión adecuado entre la puerta y la fuente iniciándose el proceso de apagado del transistor. Durante el intervalo $t_0 - t_1$ la capacitancia C_{gd} se descarga y la tensión V_{ds} aumenta de forma aproximadamente lineal hasta el valor V_p . Durante este intervalo la corriente del drenador permanece constante en el valor I_L . A partir del tiempo t_1 y hasta el tiempo t_2 , la capacitancia C_{gs} comienza a descargarse y

cuando su tensión se hace inferior a V_{th} el transistor se encuentra apagado. Se observa durante este intervalo que la corriente comienza a disminuir de manera lineal desde el valor I_L hasta cero, situación que coincide con la disminución de la tensión V_{GS} a un nivel inferior a V_{th} . La potencia instantánea $p(t)$ que el transistor disipa durante la conmutación es el producto de la tensión V_{ds} y la corriente del drenador I_d . La energía asociada al proceso de apagado es el área sombreada bajo la curva.

Para el proceso del encendido del transistor Mosfet también existe una energía asociada, que implica la transferencia de carga desde la fuente que determina la tensión V_{GS} hasta las capacitancias C_{gs} y C_{gd} durante un tiempo. Las pérdidas totales del dispositivo se pueden obtener mediante la expresión 3.6 que las cuantifica y en donde E_{on} y E_{off} es la energía requerida durante el encendido y apagado respectivamente y f_{switch} es la frecuencia de conmutación del dispositivo.

$$P_{switch} = f_{switch} * (E_{on} + E_{off}) \quad (3.6)$$

3.4.5 Transistor IGBT.

En la Figura 16 se presenta el esquema general del transistor IGBT que guarda una similitud importante con el transistor Mosfet. En la parte inferior, después del contacto metálico, que ahora se llama colector C, existe una región semiconductor tipo p en el lugar donde en el transistor Mosfet existe una región tipo n. Esta nueva región se adiciona con el fin de disminuir la resistividad del dispositivo ya que al existir una unión p n̄ son los dos tipos de portadores, electrones y huecos, los cuales forman la corriente durante la operación normal. En la parte superior se encuentra el emisor E que es análogo a la fuente del transistor Mosfet y también se aprecia la compuerta G. Al igual que en el caso del transistor Mosfet, se debe crear un canal de conducción que se establece mediante la aplicación de una tensión V_{th} entre la puerta y el emisor, sin embargo son ambos portadores los que contribuyen con la corriente. El símbolo del dispositivo y su circuito equivalente, teniendo en cuenta la distribución de capas de material semiconductor se presenta en la Figura 17. .

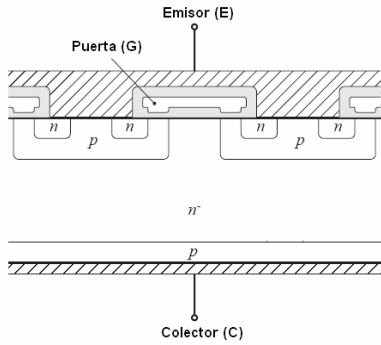


Figura 16 Transistor IGBT

Fuente: [10]

Desde el punto de vista del funcionamiento, el transistor IGBT presenta ventajas y desventajas comprado con el transistor MOSFET. Al ser un dispositivo bipolar, que implica una conducción mediante los dos tipos de portadores, presenta una menor resistencia durante la conducción de corriente, pero también la bipolaridad implica una respuesta de conmutación más lenta. En particular, durante el proceso de apagado del dispositivo, los portadores minoritarios que hacen parte de la corriente, deben desaparecer de su interior mediante el proceso de recombinación que no es controlado por el circuito externo que lo gobierna. El apagado del transistor evidencia un fenómeno conocido como “corriente de cola” que aumenta las pérdidas de manera considerable. Al referirse al circuito equivalente del IGBT que se encuentra en la Figura 17. , se aprecia que la corriente del dispositivo tiene dos componentes, una corriente proveniente del transistor MOSFET y otra del transistor PNP. Una vez que la tensión VGS se hace cero, el transistor MOSFET efectivamente se apaga y la corriente i_1 desaparece. Sin embargo, la corriente del colector del transistor PNP, i_2 , que cuenta con ambos tipos de portadores demora un tiempo en desaparecer hasta que el exceso de carga almacenada en las uniones se recombinde de manera natural.

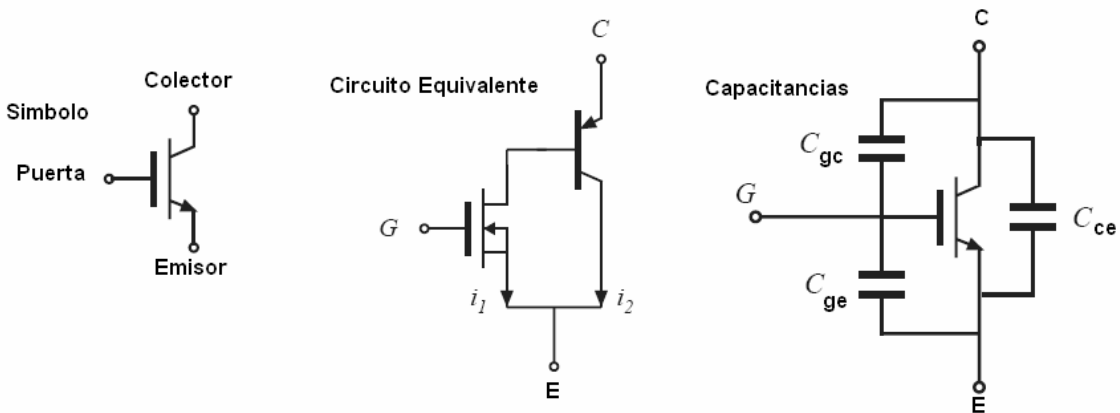


Figura 17. Símbolo y circuito Equivalente del IGBT

Fuente [10]

3.4.5.1 Conmutación del IGBT.

Debido a que existe una semejanza en el puerto de entrada de los transistores MOSFET e IGBT, los procesos de encendido son considerablemente equivalentes, sin embargo, el apagado del IGBT presenta la corriente de cola que aumenta las pérdidas del dispositivo cuando maneja cargas inductivas. En la se muestra la evolución en el tiempo de la corriente del colector y la tensión colector emisor cuando el IGBT se apaga. En el intervalo $t_0 - t_1$ la capacitancia C_{gc} se carga y la tensión colector emisor aumenta de manera lineal. En el intervalo $t_1 - t_2$ la capacitancia C_{ge} se descarga y la tensión V_{GE} se hace menor que V_{th} y el transistor MOSFET se apaga. Durante el intervalo $t_2 - t_3$ la corriente que circula por el transistor IGBT es el remanente de corriente asociado al exceso de carga almacenado en las uniones PN del transistor bipolar PNP y sobre el cual no se tiene control desde el exterior del dispositivo. La energía requerida para apagar el dispositivo, de nuevo es el área bajo la curva de la potencia instantánea y las pérdidas de conmutación, que son más altas que para el caso del MOSFET de potencia, se definen por la expresión 3.6.

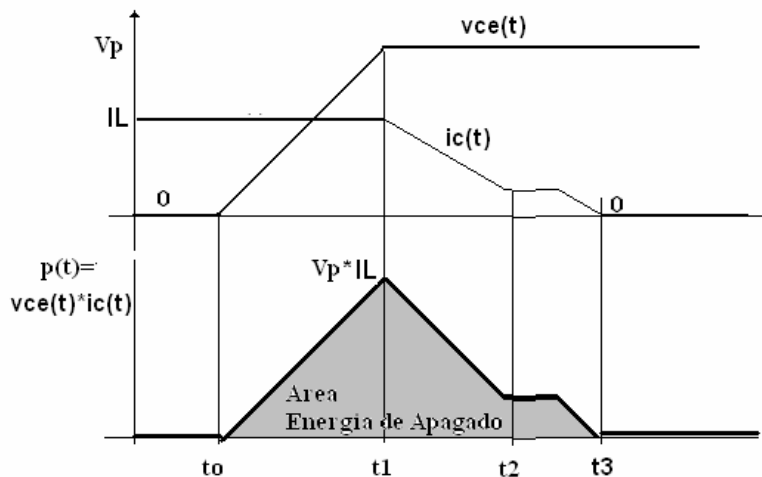


Figura 18 Apagado del transistor IGBT.

Fuente [10]

3.5 Tecnología del Interruptor recomendada y valores nominales.

En el segundo capítulo de esta tesis se presentaron las condiciones de apagado y encendido de los interruptores cuando el puente inversor energiza la carga RLC. Se determinó que si la frecuencia de conmutación del puente era inferior a la frecuencia de resonancia de la carga, el encendido ocurre en una condición dura, mientras que el apagado ocurre en forma ZVS. Para el caso de operación a una frecuencia superior a la frecuencia de resonancia el encendido de los interruptores ocurre en forma ZCS mientras que el apagado es de tipo duro. A la frecuencia de resonancia el encendido y el apagado se realizan en condiciones suaves.

Dadas estas condiciones, el dispositivo que teóricamente puede tener un mejor desempeño es el transistor MOSFET si únicamente se tienen en cuenta las pérdidas durante el encendido y el apagado. Desde luego que el transistor IGBT aparentemente tiene un mejor desempeño durante la conducción, en especial cuando se manejan potencias grandes, pero este comportamiento solo puede ser evidenciado eventualmente en un prototipo que se desarrolle. Sin embargo, mediante la realización de la solución numérica asociada a la simulación en Pspice se puede en parte corroborar esta afirmación.

La tensión de ruptura que cada uno de los interruptores debe soportar fue definida previamente y no debe superar los 600 voltios. La corriente pico que deben soportar esta definida por la expresión 3.1 en función de la potencia que se desea entregar a la carga. Un aspecto que se debe tener presente en el momento de definir la cantidad de corriente es la temperatura de operación del dispositivo. Los fabricantes proporcionan el valor de corriente pico que el dispositivo soporta a dos temperaturas, las cuales generalmente son 25°C y 100°C. En el momento de construir el puente inversor, se debe realizar el modelamiento térmico del disipador para de esta forma obtener un valor de la temperatura de operación del encapsulado y realizar la selección definitiva del valor de la corriente mediante una interpolación lineal.

3.6 Nivel de Tensión a la entrada del Puente Inversor.

El conjunto de ecuaciones desde la 3.7 hasta la 3.11 describe la potencia de salida del convertidor resonante cuando se alimenta de un rectificador trifásico con filtro LC (siendo predominante el componente inductivo). La ecuación 3.7 determina el valor medio de la tensión de salida del rectificador trifásico controlado. La ecuación 3.8 permite expresar la potencia de salida en función del ángulo de disparo α . Las ecuaciones 3.9, 3.10 y 3.11 especifican los niveles de corriente promedio, eficaz y la tensión de ruptura mínima que deben soportar los interruptores que conforman el rectificador. En la Figura 20 se presenta el resultado de calcular la potencia en la resistencia equivalente R_{eq} y normalizarla respecto al nivel máximo que se puede obtener cuando el valor del ángulo α es cero. Para generar esta figura se puede utilizar una ecuación análoga a la ecuación 3.8, sin embargo se presenta de manera gráfica ya que permite obtener

un valor inicial del ángulo en función del nivel de potencia que se pretende entregar a la carga. En la Figura 20, la línea superior se alcanza con un ángulo α de cero grados, el paso de cada curva es de 10 grados y el valor mínimo que se muestra se logra con un ángulo de 170 grados.

$$V_{dc} = \frac{3\sqrt{3}V_p}{\pi} \cos(\alpha) \quad (3.7)$$

$$P = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} \left(\frac{4V_p\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} \right)^2 \left(\text{sen}(\omega_0 t) * \text{sen}\left(\omega_1 t + \frac{\pi}{6}\right) \right) dt \quad (3.8)$$

$$I_{avg_sw} = \frac{\sqrt{3}V_p}{\pi * R_{eq}} \cos(\alpha) \quad (3.9)$$

$$I_{rms_sw} = V_p \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos(2\alpha) \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.10)$$

$$V_{isw_min} = 2\sqrt{3}V_p \quad (3.11)$$

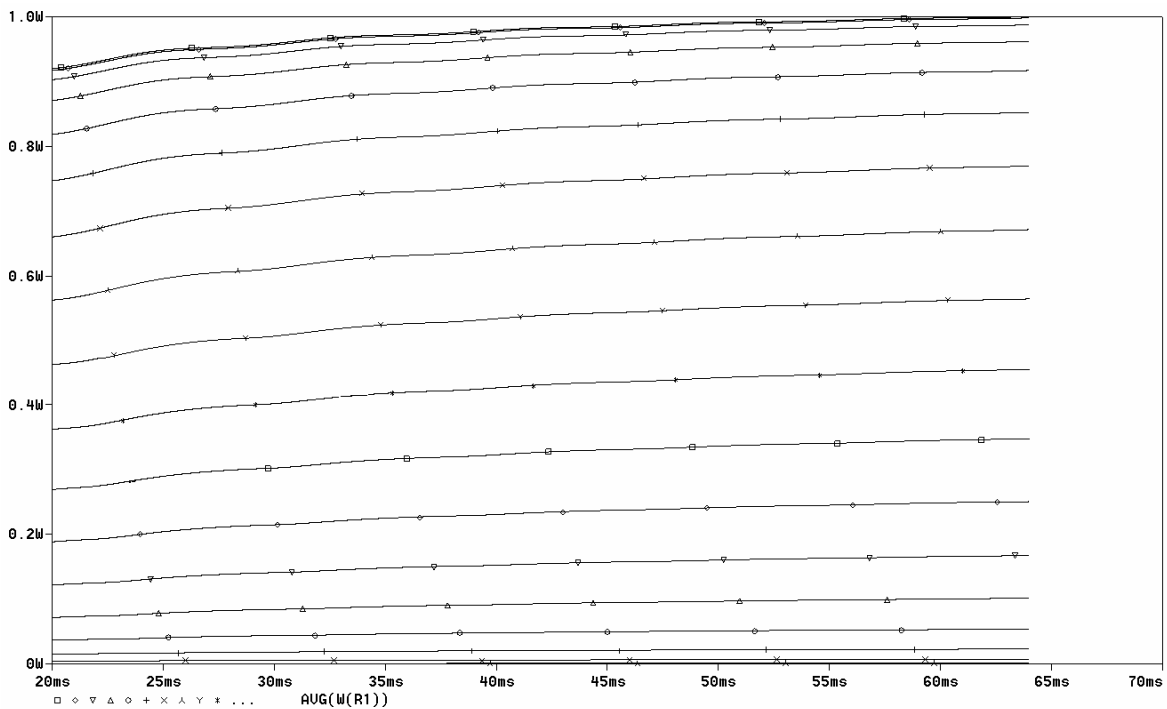


Figura 19 Potencia normalizada en Req en función del ángulo α .

Fuente: Autor.

4 Simulación de un Sistema de Calentamiento mediante Inducción Electromagnética para una potencia de 1kW.

En el mismo orden de ideas en que se estructura el capítulo tres de esta tesis, la simulación y comprobación de la metodología para el diseño del sistema de calentamiento por inducción electromagnética requiere caracterizar o construir una carga RLC resonante que permita la formulación del respectivo modelo eléctrico.

Se construyó una bobina de 14 cm de largo, 10 cm de diámetro interno y 10 espiras. Se utilizó tubería de cobre de 6mm de diámetro externo y 4mm de diámetro interno. Se eligió esta geometría para albergar un crisol de fundición de material cerámico con su respectivo recubrimiento térmico. La inductancia calculada mediante la expresión 1.7 del capítulo 1, indica que el valor teórico es de $15.7\mu\text{H}$.

Se utilizó un condensador fabricado por Cornell Dubilier que está diseñado para manejar corrientes pulsantes de alta frecuencia, dado que es un dispositivo pensado en primera instancia como condensador para las redes Snubber de grandes interruptores. La referencia es SCR248N y presenta una capacitancia de $1\mu\text{F}$, tensión máxima pico que soporta 2kV y corriente eficaz máxima de 60 amperios.

La carga formada por la combinación RLC se sometió a diversos escalones de tensión y mediante el procesamiento de la señal digitalizada de corriente se determinó que la R_{eq} es de 1.4Ω y el valor de la inductancia es de $14\mu\text{H}$. Esta carga teóricamente presenta una frecuencia de resonancia próxima a los 42.535 kHz.

4.1 Definición de la tensión de alimentación.

Cuando se utiliza la expresión 3.1 del capítulo tres, se determina que para una resistencia de 1.4Ω y una potencia de salida de 1kW, en frecuencias próximas a los 43.535 kHz se requiere alimentar el puente inversor con una tensión de 41.5 voltios. Dado que en las ecuaciones que describen el comportamiento del rectificador se asumen elementos ideales, se alimenta inicialmente el puente

inversor con un nivel de continua de 50 voltios. El valor pico de la corriente que se espera que circule por la carga es de 29.6 amperios.

4.2 Selección del Transistor MOSFET para el puente Inversor.

Dado que se va a realizar una simulación, en primer lugar se debe contar con un transistor Mosfet que soporte la corriente y la tensión hasta el momento definidas, y además que exista un modelo para la simulación el cual debe ser generado por el fabricante. Se selecciona el transistor STW45NM60 fabricado por la compañía “ST Semiconductors” dado que existe el modelo para utilizarse en Pspice y que se cuenta con un canal de distribución en el país, lo que facilita su adquisición. El dispositivo presenta una tensión de ruptura mínima de 600 voltios, una corriente continua en el drenador de 45 amperios a una temperatura de 25°C y presenta una $R_{DS(on)} < 0.11\Omega$.

4.2.1 Verificación de la temperatura del encapsulado en función de la corriente.

Para determinar la temperatura permitida en el encapsulado se utiliza la expresión 4.1 que se propone en [15] y que permite determinar la temperatura permitida en el encapsulado para una corriente continua que circula por el drenador del transistor. Como cada transistor conduce únicamente medio periodo de la onda senoidal que circula por la carga RLC, el valor medio de la corriente es 9.54 amperios. En la Figura 20. C se presenta la grafica de la expresión 4.1 en donde se muestra que la temperatura de la cápsula, en teoría, puede llegar a los 145°C lo que sugiere que los requerimientos del disipador, cuando se construya el sistema, no son muy exigentes.

$$I_D = \sqrt{\frac{T_{J(max)} - T_{case}}{R_{\theta JC}} * \frac{1}{R_{DS(on)@J(max)}}} \quad (4.1)$$

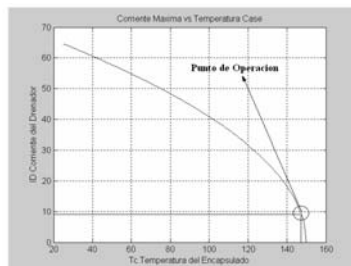


Figura 20. Corriente Máxima de Drenador como función de la temperatura del Encapsulado.

Fuente: Autor.

4.2.2 Pérdidas de Conducción y Conmutación.

En este caso, se parte de las observaciones experimentales que han resultado de los prototipos desarrollados, para suponer un valor de temperatura máximo en el encapsulado. Se asume que esta temperatura es de 65°C lo que mediante la grafica de la Figura 21, que ha sido tomada de las hojas de datos del transistor en cuestión, muestra que el valor de la resistencia R_{DSON} presente a la temperatura de 55°C debe ser multiplicada por 1.5.

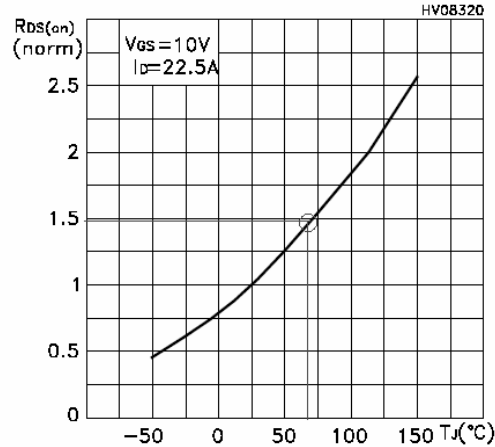


Figura 21 Variación de R_{DSON} respecto a la Temperatura.

Fuente: ST Semiconductors.

Bajo esta suposición se espera que las pérdidas por conducción en cada uno de los transistores sean próximas a los 15 vatios dado que esta manejando una corriente promedio de 9.54 amperios y una resistencia R_{DSON} de 0.165Ω .

Las pérdidas de conmutación, que ocurren durante el encendido y el apagado del dispositivo no pueden ser calculadas con la información que proporciona el fabricante. Para determinarlas se utiliza la expresión 3.6, que fue presentada en el capítulo 3 y que requiere el conocimiento de los parámetros E_{on} y E_{off} así como la frecuencia de operación del dispositivo. Desde un punto de vista cualitativo se puede afirmar que este último tipo de pérdidas es dominante en el transistor Mosfet.

4.2.3 Calculo de la Resistencia de Puerta.

La selección de la resistencia de puerta tiene una alta importancia en el desempeño del convertidor resonante que se esta diseñando. Un valor pequeño de la resistencia que conecta el circuito manejador de puerta con el terminal de entrada del dispositivo, implica un alto di/dt en la corriente del drenador de los Mosfets, situación que contribuye con la disminución de las pérdidas durante la conmutación pero acarrea problemas de oscilaciones de alta frecuencia durante las transiciones de la tensión drenador surtidor.

Un punto de partida para el cálculo de esta resistencia se presenta en la expresión 4.2, tomada de [16], en donde V_{drive} es la tensión de alimentación del circuito manejador de puerta, $V_{GS(AVG)}$ es el punto medio de la excursión que debe sufrir la tensión de la puerta cuando se requiere un valor determinado en la corriente del drenador del transistor, G_{FS} es la transconductancia que se obtiene de la información presentada por el fabricante, C_{ISS} es la capacitancia de entrada del dispositivo y finalmente di/dt es el cambio en la corriente que se pretende lograr en la corriente del drenador del dispositivo.

$$R_{gate} = [V_{drive} - V_{GS(AVG)}] \frac{G_{FS}}{\left(\frac{di}{dt}\right) C_{ISS}} \quad (4.2)$$

Para la simulación se asume que la tensión de alimentación del driver es de 12 voltios DC, y se requiere obtener un valor de $di/dt = I_p * \omega_0 = 8A/\mu s$. De la hojas de datos del dispositivo se determina que $C_{ISS} = 3800$ pF y utilizando la graficas de la transconductancia y la CTV que se muestra en la Figura 22 se determina que el voltaje promedio de la compuerta es de 6.5 voltios y el valor de $G_{FS} = 34\Omega^{-1}$

El valor de 6151Ω , que se obtiene a partir de reemplazar los datos seleccionados en la ecuación 4.2, es un punto de partida que debe ser evaluado no solo en la simulación sino también en el prototipo desarrollado.

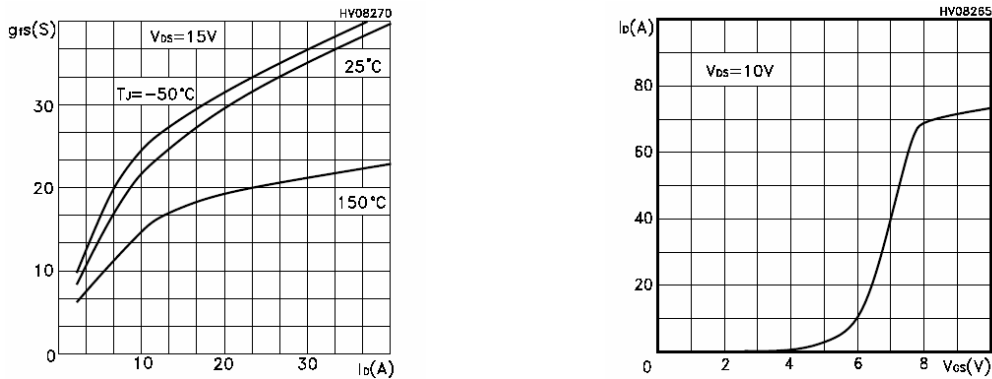


Figura 22 Transconductancia y característica de transferencia del Mosfet STW45NM60

Fuente: ST Semiconductors

4.3 Resultados de la simulación del convertidor manejando una carga RLC en la frecuencia de resonancia.

Para la simulación del sistema propuesto, se utilizó la versión de evaluación del programa "Orcad Family Release Lite Edition 9.2" que es un demo del programa completo. Este paquete permite, entre otras cosas, ejecutar el algoritmo de Pspice y realizar la representación gráfica de las variables del circuito.

En la Tabla 2 se presenta la lista de nodos del circuito que se va a simular y el circuito esquemático se muestra en la Figura 23. En este caso se optó por alimentar el puente con un nivel de DC de 50 voltios, la resistencia de puerta de los transistores Mosfet igual 6151Ω , la carga RLC formada por una resistencia de 1.4Ω , una inductancia de $14\mu\text{H}$ y una capacitancia de $1\mu\text{F}$.

Tabla 2. Lista de Nodos del Circuito a Simular.

```
* source RESONANTE1KWTESIS
V_V12    N02218 0
+PULSE 0 12 {TD} 100N 100N {1/(2*F)} {1/F}
L_L1     G1- N05210 {L}
X_X2     G3- G2 0 STW45NM60
X_X4     G1- G3 0 STW45NM60
R_R8b    N33598 N33604 {R}
C_C1     G3- N05240 {C}
C_C2     0 N01480 1000u
```

```

V_V1      N01480 0 50
R_R8      N05240 N05210 {R}
X_X1      N01480 G1+ G1- STW45NM60
E_E2      N04179 G3- N03031 0 1
V_V36     N26070 0 {R}
V_V3      N34026 0 AC 1
+PULSE 0 1 10u 1n 1n 1
R_R9      0 N26070 1k
L_L2      N34026 N33604 {L}
C_C1b     0 N33598 {C}
R_R4      N02361 G1+ {RG}
X_X3      N01480 G3+ G3- STW45NM60
V_V34     N03031 0
+PULSE 0 12 {1/(2*F)+DZ+TD} 100N 100N {1/(2*F)-2*DZ} {1/F}
R_R6      N02218 G2 {RG}
E_E1      N02361 G1- N02218 0 1
R_R3      G3 N03031 {RG}
R_R5      N04179 G3+ {RG}
.PARAM TD=0 F={1/(2*3.1415926535897932384626433832795*SQRT(L*C))} ZM=2 DZ=
+ {(ZM/100)/F} RG=6151 L=14U R=1.4 C=1U

```

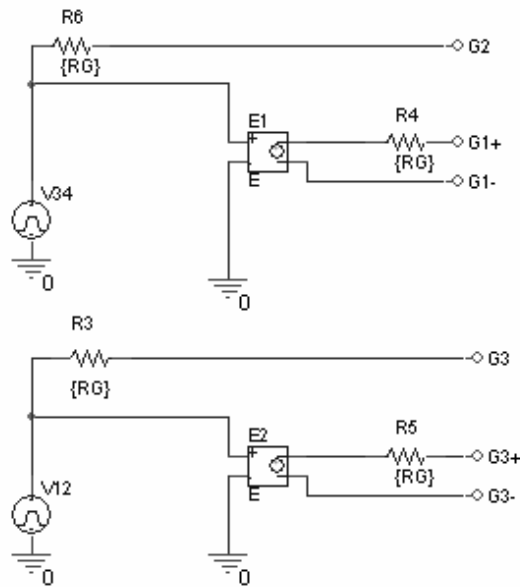
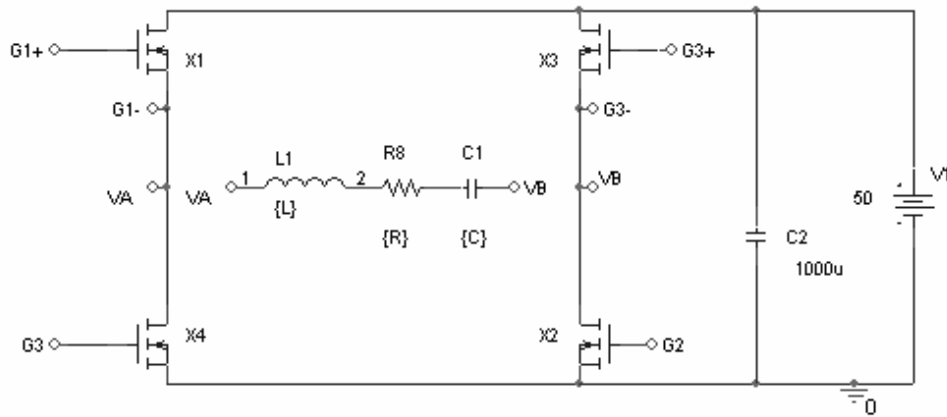


Figura 23 Circuito Esquemático del Convertidor Resonante.

Fuente: Autor.

En la se presentan las graficas de la tensión de las puertas, la tensión en la carga RLC, la corriente en la carga RLC y la tensión drenador surtidor en en el Mosfet X4. En la Figura 25. se presentan las graficas de la corriente en la carga, la potencia promedio disipada por la resistencia y el espectro de la corriente. En la Figura 26. se muestra la corriente y la tensión en el Mosfet X4

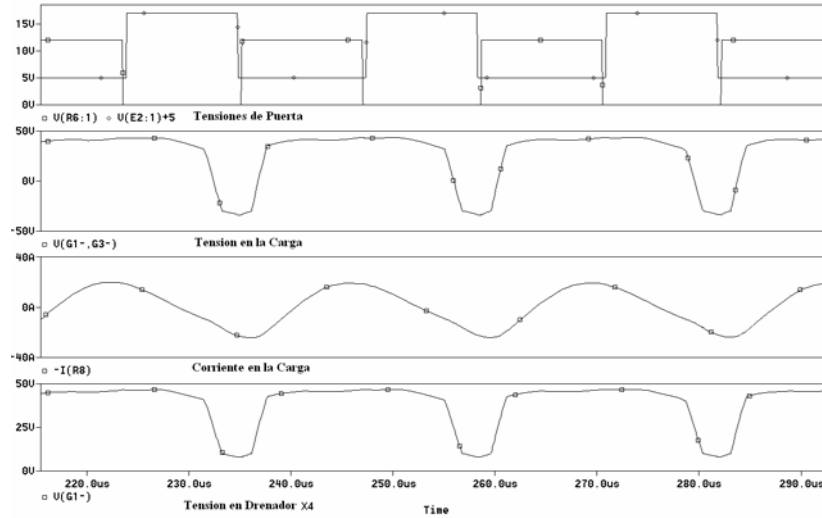


Figura 24. Tensiones y corrientes de la primera simulación.

Fuente: Autor

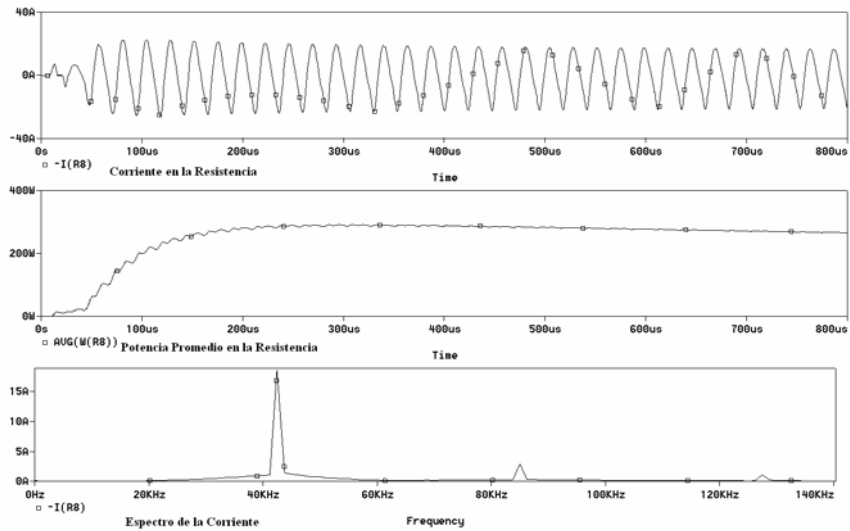


Figura 25. Corriente y potencia en la resistencia de carga.

Fuente: Autor

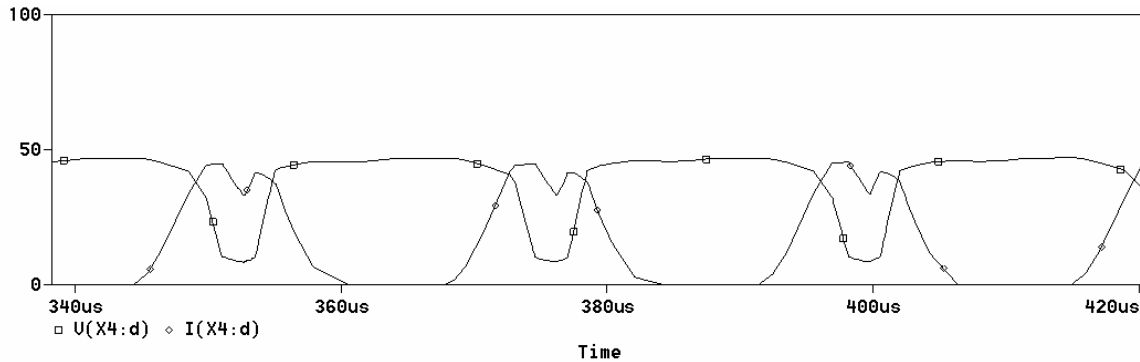


Figura 26. Tensión y corriente en el transistor X4

Fuente: Autor

La primera conclusión que se obtiene del conjunto de graficas mostrado es que el sistema funciona incorrectamente. En la se aprecia un retraso importante entre la tensión que están aplicando las fuentes de las puertas y la tensión que se le aplica a la carga, la cual presenta un ciclo de trabajo considerablemente distinto al 50% como era esperado. La forma de onda de la corriente sugiere que presenta una distorsión armónica importante y esto lo confirma el espectro que se presenta en la Figura 25. . En la y en la Figura 25. también se evidencia la conmutación incorrecta de los dispositivos dado que la tensión drenador surtidor no es próxima a los cero voltios como se esperaba. Finalmente y lo mas importante es que la potencia promedio que disipa la carga es próxima a los 300 vatios, valor considerablemente inferior a los 1000 vatios esperados.

La clave para corregir este comportamiento consiste en observar la tensión drenador surtidor que se muestra en la Figura 26. . El transistor no esta conmutando como se requiere y esto se debe al valor de la resistencia de puerta que se ha calculado utilizando la expresión 4.2 es considerablemente alto. Esta afirmación también se puede sustentar al evaluar la potencia disipada por cada uno de los transistores que presenta un valor promedio de 200 vatios, el cual es importante.

Partiendo de esta última observación, en donde se evidencian unas pérdidas importantes en los transistores, al utilizar el simulador se puede obtener un valor óptimo de la resistencia de puerta que produzca que las pérdidas en los transistores sean optimizadas. En la Figura 27. se presenta la familia de curvas que describen la potencia promedio disipada en uno de los transistores y en ella se evidencia cualitativamente que a menor valor de resistencia de puerta, menor es la cantidad de potencia desperdiciada.

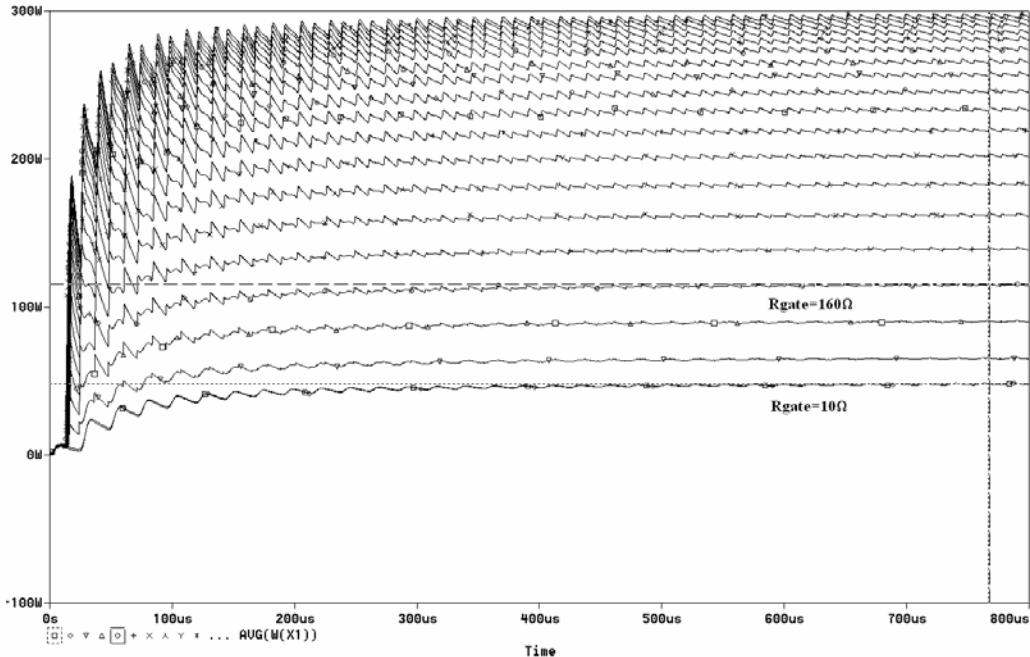


Figura 27. Potencia disipada en un transistor en función de la resistencia de puerta.

Fuente: Autor

Para la realización de esta grafica se hizo un barrido del valor de la resistencia de puerta desde 10Ω hasta 1650Ω con paso de 50Ω . Cuando la resistencia es de 160Ω la potencia disipada por cada uno de los transistores es de 114.5 vatios mientras que si el valor de la resistencia es de 10Ω , la potencia es de 47 vatios.

Una vez cuantificado el intervalo de valores de resistencia que producen una disipación de potencia aceptable en los interruptores, se evalúa el comportamiento de la conmutación buscando identificar y cuantificar las transiciones rápidas en el voltaje drenador surtidor acompañadas de las oscilaciones de alta frecuencia. En la simulación se evidenció un pico de tensión del 13% sobre el nivel de la fuente de una frecuencia cercana a los 200Mhz, cuando la resistencia fue de 10Ω . Para el caso de la resistencia de 160Ω el pico fue de tan solo un 3% y no se presento oscilación de alta frecuencia. Sin embargo la utilización de esta ultima resistencia implica unas pérdidas de conmutación de 458 vatios en los cuatro transistores que es prácticamente el 50% de la potencia que se supone se debe entregar a la carga.

Una vez definido el valor de la resistencia de puerta, se evaluó el comportamiento del circuito para frecuencias 10% por encima y por debajo de la frecuencia de resonancia y se cuantificaron las pérdidas de conmutación y la potencia promedio que se entrego a la carga y la eficiencia del sistema. Los resultados se encuentran en la . El mejor comportamiento se logra en la frecuencia de resonancia de la carga como era esperado, sin embargo pequeñas variaciones de la frecuencia de

operación hacia valores superiores de la frecuencia de resonancia sugieren mayor eficiencia que los desplazamientos hacia valores de frecuencia menores.

Tabla 3. Relaciones de potencia entregada a la carga en la vecindad de la frecuencia de resonancia.

Frecuencia de Conmutación	Potencia Promedio Req	Potencia en los Mosfets	Potencia fuente DC	Eficiencia
$0.9 \cdot \omega_0$	1.03kvatios	195.7 vatios	1.22kvatios	84.4%
ω_0	1.05kvatios	190.5 vatios	1.21kvatios	86.7%
$1.1 \cdot \omega_0$	834 vatios	149 vatios	969 vatios	86.0%

La información obtenida de la simulación realizada, sugiere que el sistema de control del puente inversor debe buscar que durante todo el tiempo que dure el proceso de calentamiento, la frecuencia de conmutación del puente debe ser lo mas cercana posible a la frecuencia de resonancia del sistema para lograr la mayor eficiencia posible.

5 Sistema de Control del puente Resonante.

En el capítulo 4, mediante la utilización del simulador, se concluyó que el sistema de control debe mantener una frecuencia de conmutación del puente inversor próxima a la frecuencia de resonancia de la carga RLC durante todo el proceso de calentamiento, para de esta forma realizar un máximo aprovechamiento de la potencia de la fuente de corriente continua que lo alimenta. Una estrategia de control que puede cumplir con este objetivo ha sido propuesta en [17] y evaluada en [18] y consiste básicamente en la implementación de un lazo de fase enclavada o PLL que pretende mantener la diferencia de fase entre la tensión y la corriente que circula por la carga en un valor mínimo.

En la Figura 28. se presenta circuito esquemático del convertidor resonante serie con el hardware adicional para realizar la estrategia de control. Se requiere utilizar sensores de tensión y de corriente para realizar una detección de fase por medio de una compuerta XOR que junto a un filtro pasa bajos de primer orden proporcionan la información al procesador digital de señales o DSP sobre la diferencia de fase que existe entre la tensión y la corriente de la carga.

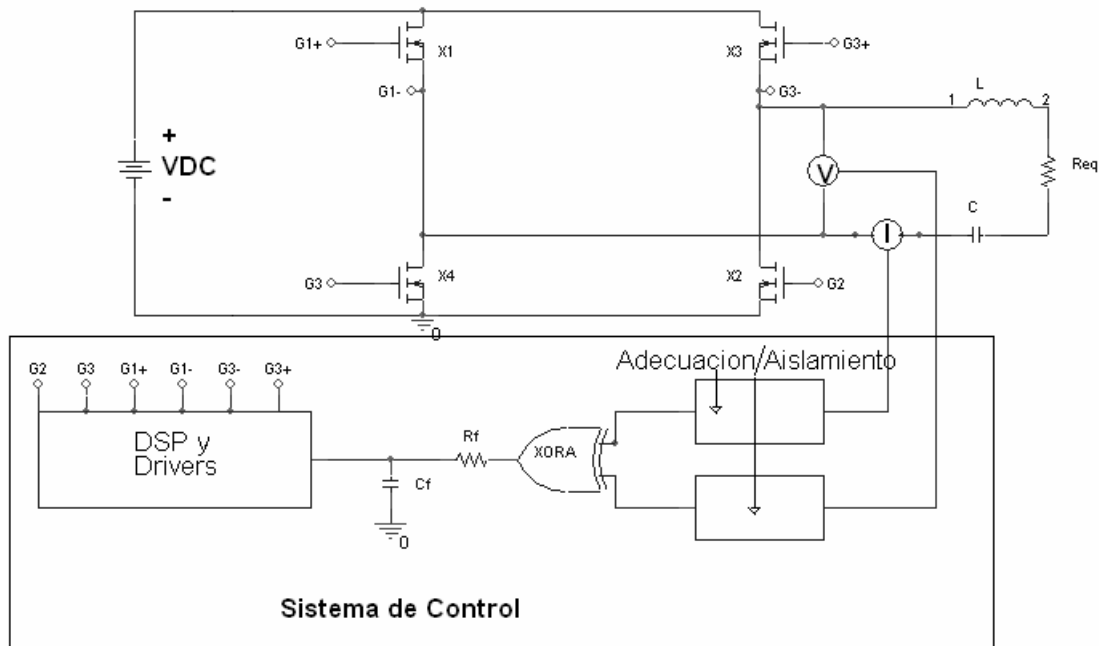


Figura 28. Convertidor resonante con el sistema de control.

Fuente: Autor.

El procesador de señales digitales o DSP debe ejecutar el algoritmo descrito en la ecuación 5.1, que fue originalmente propuesta en [17] y que fue evaluada en [18]. En esta ecuación $T[n+1]$ es el periodo de conmutación actual, $T[n]$ es el periodo de conmutación del ciclo anterior, K_c es la ganancia del lazo y $e[n+1]$ es el error del ciclo actual, obtenido de la digitalización de la señal proveniente del filtro pasa bajos que se encuentra a la salida de la compuerta XOR. La estabilidad del sistema de control se logra mediante el cumplimiento de la ecuación 5.2 que tiene la misma fuente y que acota el valor de ganancia K_c . En la ecuación 5.2, R_{eq} es la resistencia equivalente de la inductancia de la carga resonante definida por la ecuación 1.7, C es el valor de la capacitancia de la carga sintonizada, $R_f * C_f$ es la constante de tiempo del filtro pasa bajos que produce el valor medio de la tensión que determina la diferencia de fase entre la tensión y la corriente de la carga y τ_s es el periodo de muestreo del conversor de datos que se usa para digitalizar la señal de error de la diferencia de fase.

$$T[n+1] = T[n] + K_c e[n+1] \quad (5.1)$$

$$0 < kc < \frac{1+a}{1-a} 2\pi^2 R_{eq} C \quad (5.2)$$

$$a = e^{-\frac{\tau_s}{R_f * C_f}}$$

5.1 ARQUITECTURA DEL DSP

La familia DSP56800 se fabrica en tecnología CMOS y maneja registros de 16 bits en una arquitectura HARVARD, que se caracteriza por contar con la memoria de datos y la memoria de programa físicamente ubicada de forma independiente, lo que repercute favorablemente en una mayor velocidad en el procesamiento. El circuito integrado esta conformado por la memoria, el PLL, la CPU, los periféricos, puertos de entrada/salida y bus de interfaz externa como se muestra en la Figura 30. Posee un núcleo de procesador de propósito general desarrollado para un alto desempeño en las aplicaciones del procesamiento digital de señales y esta conformado básicamente por la unidad aritmética lógica, la unidad generadora de señales, la unidad controladora de programas y la unidad generadora de direcciones. Una de las características más interesantes es que posee un amplio repertorio de instrucciones que facilita su programación.

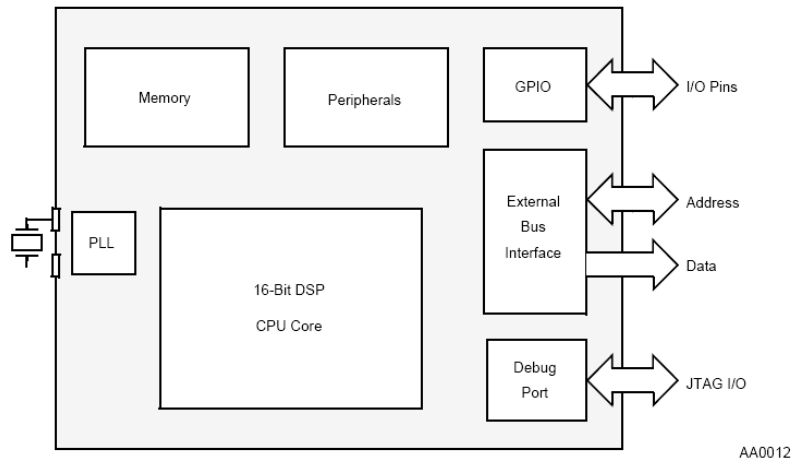


Figura 29. Diagrama de Bloques del DSP

Fuente: Motorola, DSP56F800 Family Manual

Las características más representativas del procesador son:

- Velocidad de 35 MIPS. (Million Instruction per Second)
- 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

5.1.1 PERIFERICOS

Una de las ventajas más representativas del DSP es la simplicidad con la cual se programan los periféricos, los cuales son lo suficientemente versátiles a la hora de desarrollar e implementar el control de un proceso. Se hace una descripción general de los periféricos más representativos en la aplicación realizada.

- Conversor analógico/digital ADC

Permite convertir una señal analógica presente en el terminal correspondiente en una señal digital de 12 bits de resolución. La magnitud de la señal debe ser 0 V y

3.3 V, y la frecuencia de muestreo es configurable por el usuario y el valor máximo en teoría, es de 5 MHz. En el entorno de programación, el convertidor permite configurar una interrupción de fin de conversión, el cruce por cero y desborde de límites de conversión, además existe la posibilidad de sincronizar un módulo ADC con un módulo PWM.

- Modulador de ancho de pulso PWM

Este periférico permite generar ondas cuadradas con frecuencia y ancho de pulso determinados por el usuario. Una característica muy importante es que tanto la frecuencia como el ancho de pulso pueden ser modificados mientras el módulo PWM se encuentra funcionando. Dado que es un hardware de propósito específico diseñado para el control de puentes inversores o rectificadores, tiene la flexibilidad necesaria para la introducción de la zona muerta, que se requiere para asegurar la conmutación correcta cuando los transistores efectivamente se han apagado.

5.2 Algoritmo y Programa del DSP.

En la actualidad la oferta de sistemas digitales que permiten implementar el control del puente inversor es considerablemente alta. La optimización y el desarrollo de herramientas que permiten la programación de los sistemas digitales en lenguajes de alto nivel han alcanzado un nivel de madurez que permite la implementación de algoritmos como el descrito por la ecuación 5.1 sin retrasos importantes en la ejecución. Dentro de la amplia gama de procesadores digitales de señales que actualmente existen en el mercado se ha seleccionado el producto DSP56F801 (DEMOBOARD) ya que contiene las características necesarias para implementar la estrategia de control y además se cuenta en la E3T con las licencias del software necesarias y tiene un costo relativamente bajo.

Dentro de los múltiples periféricos con los que cuenta el DSP seleccionado, el PWM de 6 canales, el conversor de datos ADC de 6 canales y de 12 bits de resolución así como también los puertos de propósito general permiten la implementación de la estrategia de control que se representa como el diagrama de flujo de la Figura 31 y que se ajusta a la ecuación 5.1.

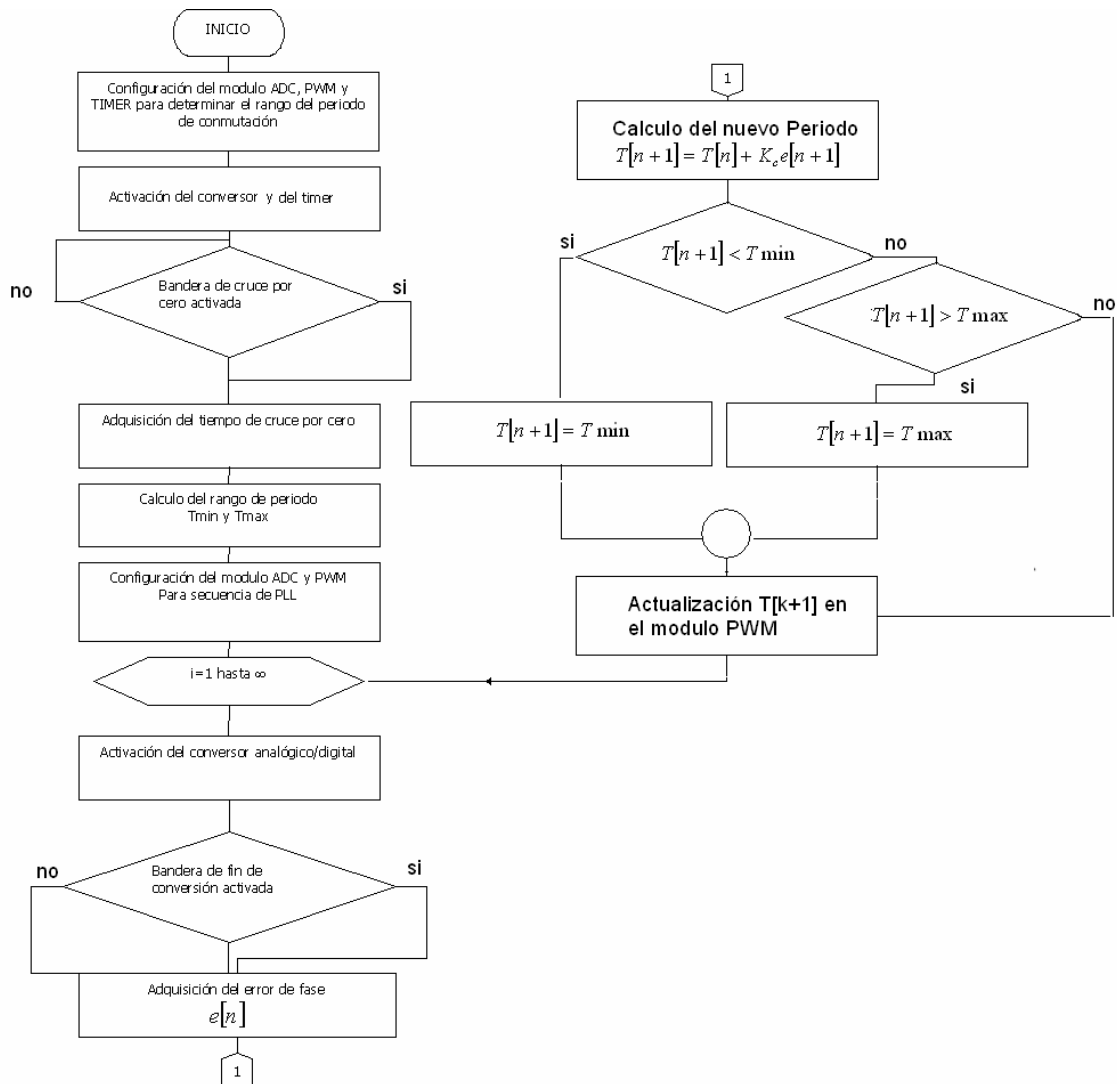


Figura 30. Algoritmo de control del puente Inversor.

Fuente: Autor.

En el Anexo 1 se presenta el código en lenguaje C que se ha generado dentro del ambiente de programación que ofrece el paquete Codewarrior utilizando el programa ProcessorExpert, diseñado por la empresa Metrowerks. El programa ProcessorExpert cuenta con las funciones y métodos necesarios para programar el módulo PWM, el conversor de datos ADC, así como los terminales de propósito general. Los métodos “*PWMC1_Enable()*, *PWMC1_OutputPadEnable()*, *PWMC1_SetPeriod()* y *PWMC1_SetDutyPercent()*” permiten la activación y configuración del módulo de PWM. En particular el método *PWMC1_SetPeriod()* permite variar el periodo de la conmutación del puente inversor. La variable de entrada a este método, es el valor del periodo actual de conmutación que ya ha sido calculado por el DSP y que en el diagrama de flujo se llama $T[n+1]$. Para la adquisición de la señal de

error, el convertidor analógico a digital se programa mediante los métodos "AD1_Measure(1) y AD1_GetValue16() que proporcionan la lectura del valor medido en la variable que ha sido llamada "*error1*". En el capítulo 6 donde se presentan los resultados obtenidos del sistema desarrollado, se expone el comportamiento del sistema de control desarrollado.

6 Pruebas y Resultados.

En este capítulo se presentan los bloques funcionales que hacen parte de los prototipos desarrollados y los resultados obtenidos que caracterizan su funcionamiento.

Entre la etapa de potencia y la etapa de control debe existir un aislamiento galvánico que proteja a los sistemas digitales de los niveles de tensión y corriente que se manejan en la etapa de potencia. Todas las salidas y las entradas de realimentación que maneja el DSP deben contar con este tipo de aislamiento, no solo para proteger el equipo sino también para proteger al operario. Las señales provenientes del DSP y que controlan los Mosfets, son adecuadas y aisladas utilizando un opto acoplador de propósito específico. Las señales que son adquiridas en la etapa de potencia también son aisladas mediante otro opto acoplador de propósito general antes de ingresarlas al DSP

6.1 Adecuación de la señal PWM.

En la se muestra el esquema general de la adecuación que se le hace a cada una de las cuatro señales que controlan el encendido y apagado de los transistores Mosfet. Esta formado por un inversor lógico, un opto acoplador de propósito específico TLP 250 y su fuente de alimentación, la resistencia de puerta del transistor Mosfet y el limitador formado por los diodos Zener.

Dado que la máxima corriente que puede entregar cada una de las 6 salidas PWM es de 10 mA, es necesario introducir un seguidor o inversor que pueda entregar la corriente necesaria para encender el diodo LED del opto acoplador que se recomienda sea próxima a los 15 mA . Se utilizó un 74LS14 que es un inversor con histéresis que introduce un retardo despreciable entre la entrada y la salida e interpreta de manera adecuada los niveles cero y uno lógico que provienen del DSP que se alimenta con 3.3 voltios. La razón de la resistencia R2 es asegurar que siempre la salida del inversor sea cero cuando no se encuentre conectado el DSP. La resistencia R1 se selecciono de 320Ω para asegurar el nivel suficiente de corriente en el diodo LED y evitar retardos en esta parte del circuito.

La fuente de alimentación del opto acoplador se selecciono de 15 voltios por que así lo recomienda el fabricante, la resistencia de puerta de 10Ω en virtud de los resultados de simulación obtenidos en el capítulo 4. El limitador fabricado con los diodos Zener busca recortar cualquier pico de tensión que supere los 12 voltios y que eventualmente pueda destruir la capa de oxido del Mosfet. Un aspecto importante que es necesario resaltar es la conexión de la fuente que polariza al opto acoplador; su terminal negativo siempre debe coincidir con el terminal de

fuerza del transistor Mosfet, para de esta forma asegurar la tensión VGS adecuada.

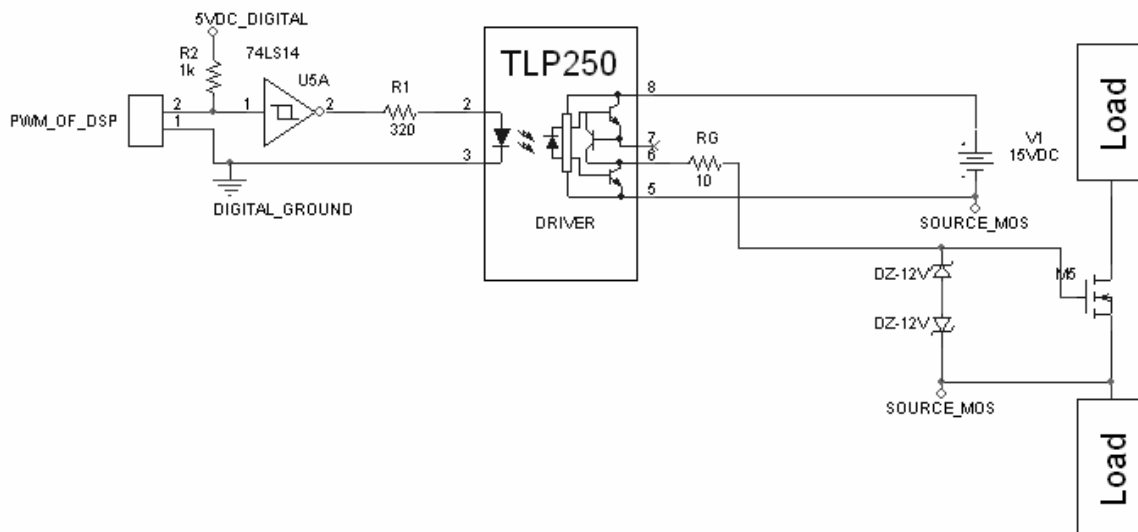


Figura 31. Adecuación de la señal PWM.

Fuente: Autor

6.2 Adecuación de la señal de Tensión de la carga resonante.

En el mercado existe una oferta relativamente pequeña de sensores de tensión que ofrezcan simultáneamente el aislamiento gálvanico, nivel de tensión máximo de 600 voltios y en especial respuesta en frecuencia en el intervalo comprendido entre los 20kHz y los 100kHz. La compañía LEM-USA ofrece una gama de sensores de tensión conocida como LV 25-P que tienen un rango de medida desde 10 voltios hasta 1500 voltios. El problema que existe con este producto es la información que proporciona el fabricante ya que no especifica la respuesta en frecuencia y además el costo es considerablemente alto.

Dado que no se contó con un producto que satisficiera las necesidades de la aplicación a un costo razonable, se decidió diseñar y construir un sensor de tensión diferencial que presentara el aislamiento gálvanico adecuado y una respuesta en frecuencia que fuera lo suficientemente amplia.

En la Figura 32. se presenta el esquema del sensor desarrollado. Su funcionamiento se basa en el opto acoplador de propósito general 4N26 pero la forma de operación es poco convencional. La idea básicamente consiste en acoplar el diodo de entrada del circuito opto acoplador con el diodo base emisor del transistor de salida. Dado que el área de silicio de la unión base emisor es considerablemente más pequeña que la del emparedado de material

semiconductor colector-base-emisor que forma el transistor de salida, la velocidad de operación del circuito integrado aumenta considerablemente permitiendo frecuencias de trabajo próximas a los 200kHz con este circuito integrado de propósito general. Sin embargo al aumentar el ancho de banda del sistema se debe pagar el precio de contar con una menor ganancia situación que compromete la inmunidad al ruido que pueda presentar el sistema y que se mejora seleccionando valores de resistencia en R3 y R4 altos.

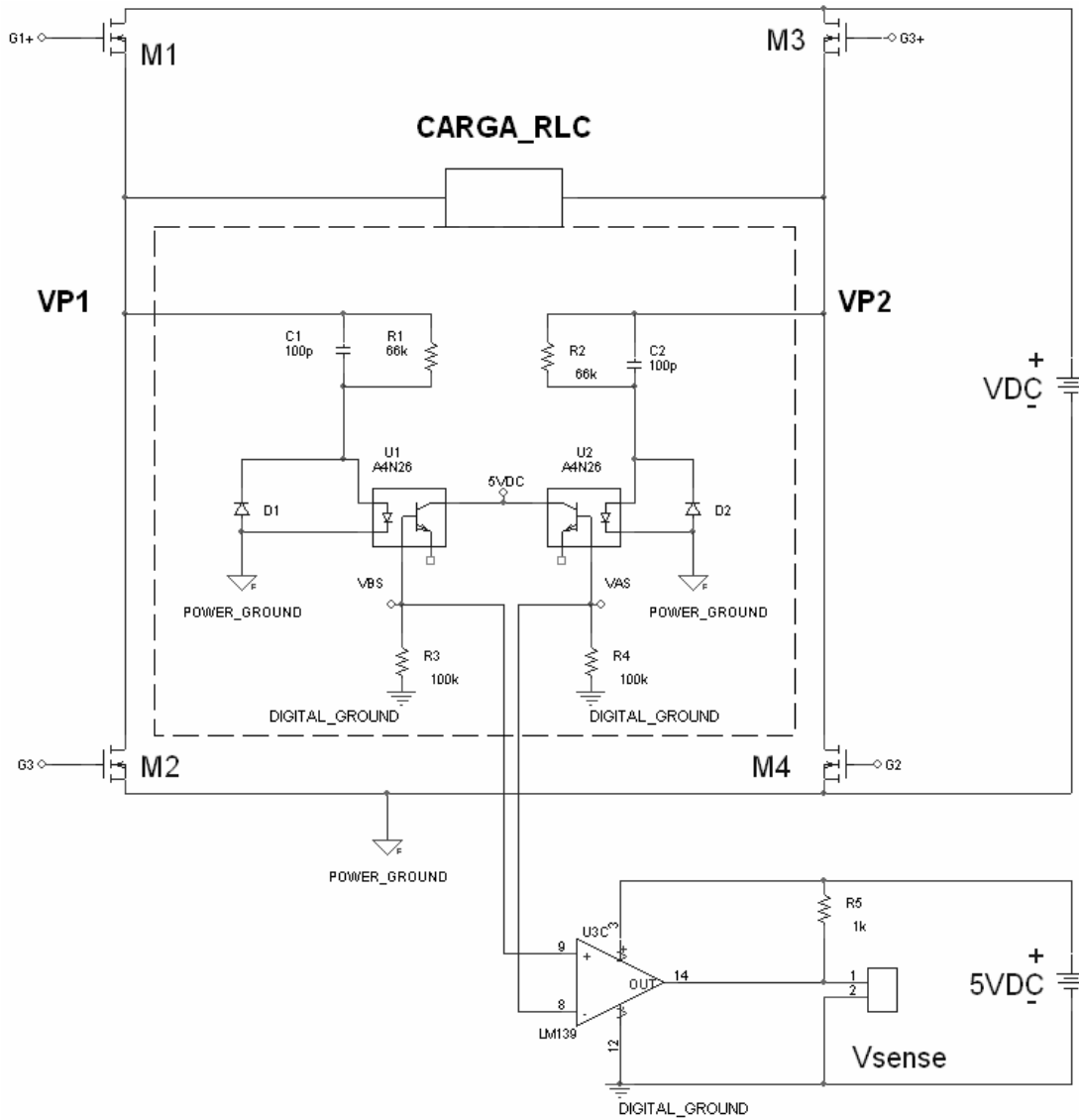


Figura 32. Sensor de Tensión para la carga RLC

Fuente: Autor

Las redes formadas por R1C1 y R2C2 mantienen la corriente del diodo del opto acoplador dentro de los niveles adecuados para una rango de tensión de entrada

comprendido entre los 30 voltios y los 300 voltios. Los diodos D1 y D2, del tipo de recuperación ultrarrápida, bloquean cualquier tensión inversa que pueda aparecer a la entrada del CI. Como ya se mencionó las resistencias R3 y R4 convierten la corriente que circula por los diodos base-emisor del transistor, inducida únicamente por los fotones provenientes del diodo emisor de luz, en tensión que el comparador LM139 convierte en una onda cuadrada con valor mínimo igual a cero. La salida del comparador se convierte en una de las entradas de la compuerta XOR que produce una de tensión cuyo valor medio es proporcional a la diferencia de fase entre las ondas de tensión y corriente presentes en la carga resonante.

6.3 Adecuación de la señal de Corriente de la carga resonante.

Por la carga resonante RLC circula una onda de corriente que es prácticamente senoidal. La frecuencia de la corriente se ha acotado desde los 20kHz hasta los 100kHz y la amplitud máxima se puede acotar a los 100 amperios. Teniendo en cuenta estos límites se ha seleccionado el sensor de corriente LA 150-P fabricado por LEM_USA que presenta una corriente de escala máxima de 150 amperios y un ancho de banda de 150 kHz. Proporciona aislamiento gálvanico de 5kv y presenta una relación de reducción de 1:2000, es decir si por el sensor circula una corriente de 150 amperios, en el terminal de salida existen 75mA que se deben convertir en tensión mediante una resistencia.

En la Figura 33. se presenta el circuito esquemático del sensor de corriente. Se ha seleccionado una resistencia de carga de $RL = 220\Omega$ que produce un valor máximo de tensión de 3.3 voltios pico cuando circula una corriente de 30 amperios pico por la carga. Los diodos D5 y D6 conforman un limitador que recortan los semiciclos negativos de la onda de tensión que aparece en la resistencia de carga RL y permiten la operación del LM 139 como comparador alimentado por una sola fuente de 5 voltios. El sensor se alimenta con tensiones duales de 15 voltios por que así lo recomienda el fabricante. La salida del comparador de nuevo es una onda cuadrada con valor mínimo igual a cero.

6.4 Circuito Detector de Fase.

El circuito detector de fase esta compuesto por una compuerta XOR, un filtro pasa bajos pasivo de primer orden, un amplificador no inversor de ganancia positiva y un limitador de 3.3 voltios. Al circuito detector le ingresan las ondas cuadradas provenientes de los sensores de tensión y de corriente produciendo, sobre un nivel de polarización de 1.5 voltios, una tensión que es proporcional a la diferencia de fase entre la tensión y la corriente de la carga resonante. A la salida del amplificador operacional LM324 existe un limitador Zener a 3.3 voltios ya que el DSP no debe recibir señales con amplitudes superiores a 3.3 voltios En la se presenta el diagrama esquemático del circuito implementado.

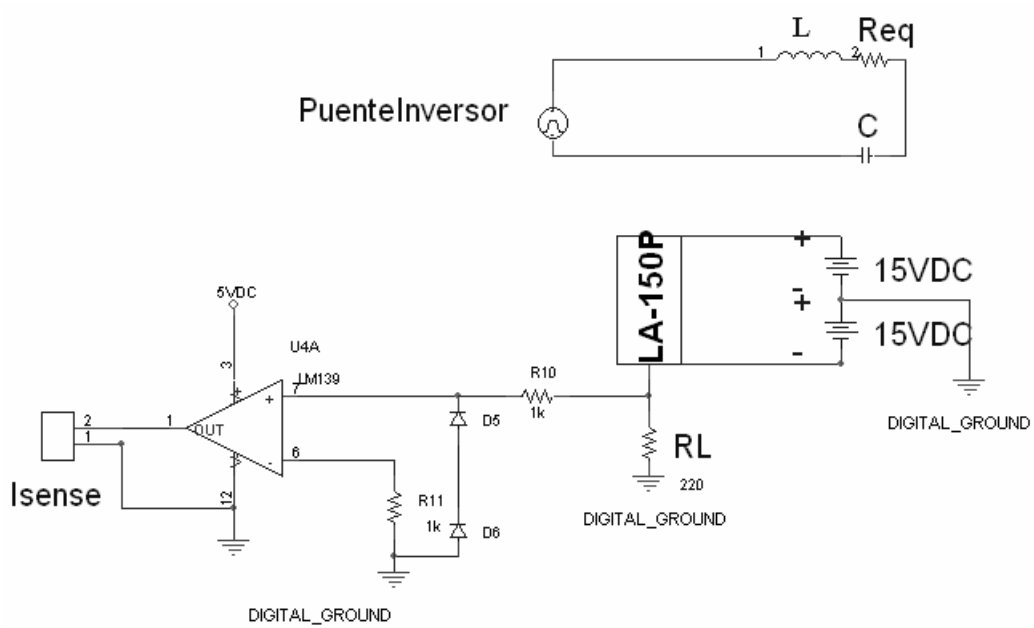


Figura 33. Adecuación de la corriente de la carga RLC

Fuente: Autor.

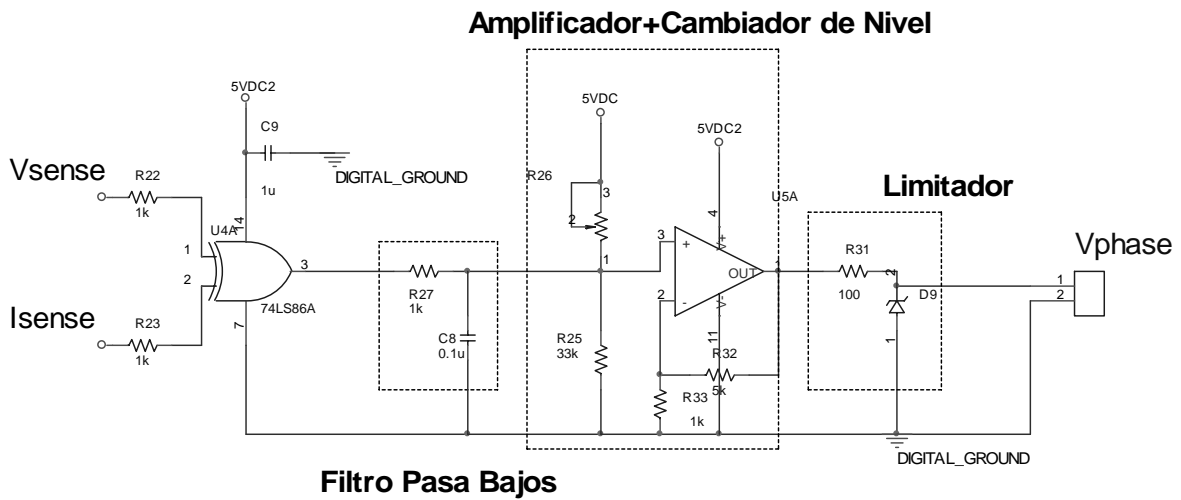


Figura 34. Circuito Detector de Fase.

Fuente: Autor.

6.5 Circuito detector de nivel de DC

En la Figura 35. se presenta el diagrama esquemático del detector utilizado. El nivel de tensión que se aplica al puente inversor lo sensa el opto acoplador mediante la resistencia R33 la cual controla la corriente que circula por el diodo LED. Esta corriente a su vez cambia el punto de polarización del colector del transistor que cambia desde 3.3 voltios hasta 0.2 cuando la tensión de entrada varía desde 30 voltios hasta 300 voltios.

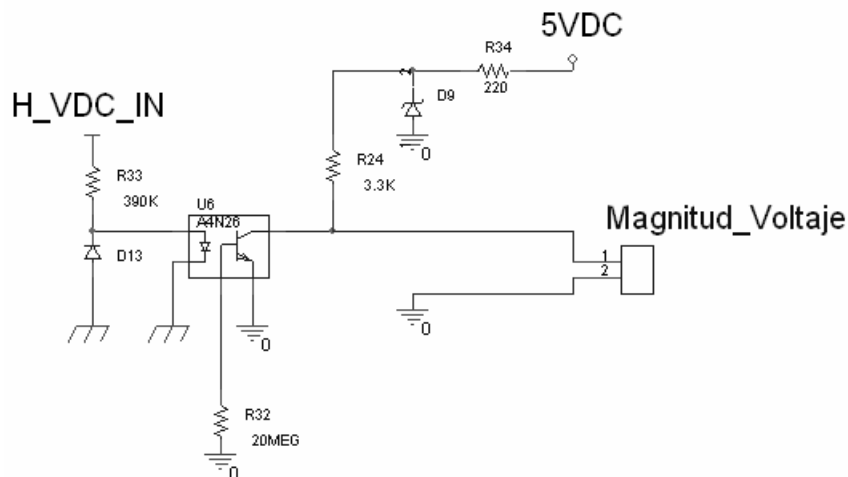


Figura 35. Detector de Nivel de DC

Fuente: Autor

6.6 Comportamiento eléctrico del prototipo desarrollado.

En la Figura 36. se presenta un diagrama con las referencias de tensión y corriente del puente inversor construido. En la inductancia que hace parte de carga resonante se ha construido un recipiente que contiene la muestra que se desea fundir y esta es fabricado de material aislante. En el interior se ha dejado un trozo de tubería de acero de 10cm de largo, 5 cm de diámetro interno y espesor de 0.4 cm que hace la función de sostener un crisol. En virtud de que el núcleo y la geometría de la inductancia también han cambiado la nueva frecuencia de resonancia se encuentra en la vecindad de los 51kHz. El transistor utilizado en el puente inversor fue el Mosfet STW45NM60 fabricado por ST Semiconductors que fue el mismo que se utilizó en la simulación.

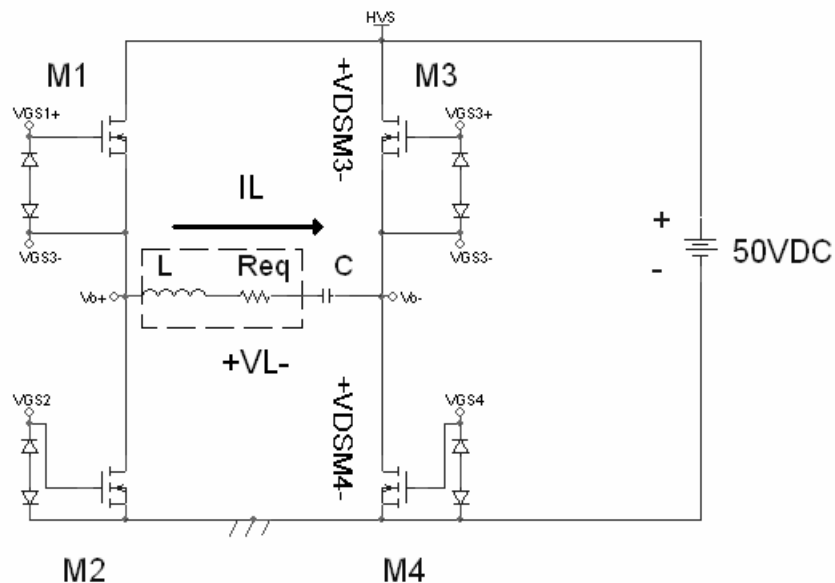


Figura 36. Circuito Esquemático Puente Inversor

Fuente: Autor.

6.6.1 Comportamiento en frecuencias inferiores a la de resonancia.

En la Figura 37. se presentan las ondas de tensión y corriente en la carga cuando se trabaja a una frecuencia inferior (42 kHz) a la frecuencia de resonancia de la carga RLC. En la parte superior se puede apreciar la tensión a la que es sometida a la carga, mientras que en la figura inferior se puede observar la corriente que circula por la carga. En la Figura 38, de manera simultánea, se presentan las tensiones entre los drenadores y las fuentes de los transistores M4 y M3 (v_{dsm3} y v_{dsm4}) así como también la corriente en la carga. En la primera figura se aprecia una oscilación de alta frecuencia justo en la transición de la tensión. En la se puede observar que el pico de tensión que debe soportar el transistor presenta una amplitud comparable con el nivel de tensión que esta conmutando, o dicho de otra manera, el transistor debe estar en capacidad de soportar una sobre tensión igual al 100% de la tensión continua que esta manejando. En la simulación este comportamiento no se evidenció y tiene que ver con la inductancia parásita que resulta del circuito impreso utilizado y será justificada mas adelante en este capítulo. Al utilizar los valores de la tensión y la corriente digitalizados mediante el software del osciloscopio TDS210 fabricado por Tecktronix y con un algoritmo de corrección (que elimina la parte del vector de corriente que no circula por cada transistor) se determinó que los transistores tienen unas pérdidas de 390 vatios aproximadamente. La potencia que entregó la fuente de tensión continua fue

próxima a los 1200 vatios. De acuerdo con estas observaciones, la eficiencia del sistema fue del 67.5% y la potencia entregada a la carga no superó los 810 vatios.

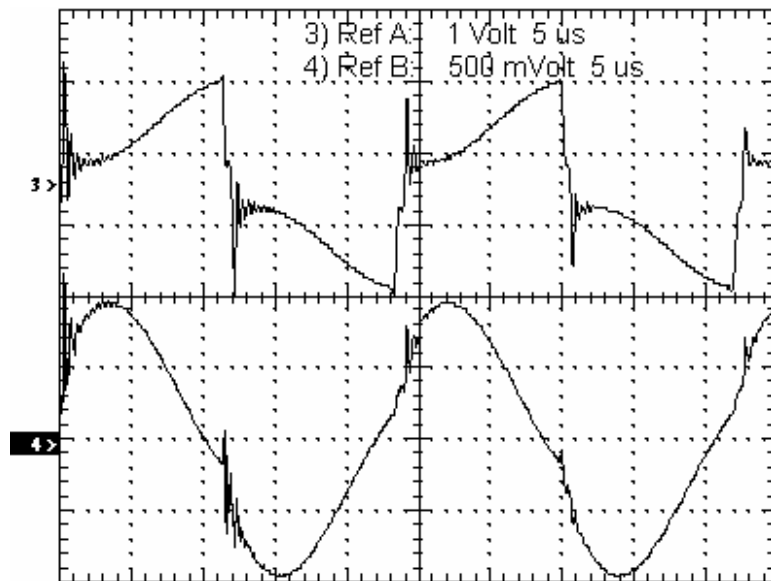


Figura 37. Oscilograma de la Tensión y la Corriente en carga para $f < f_0$

Fuente: Autor

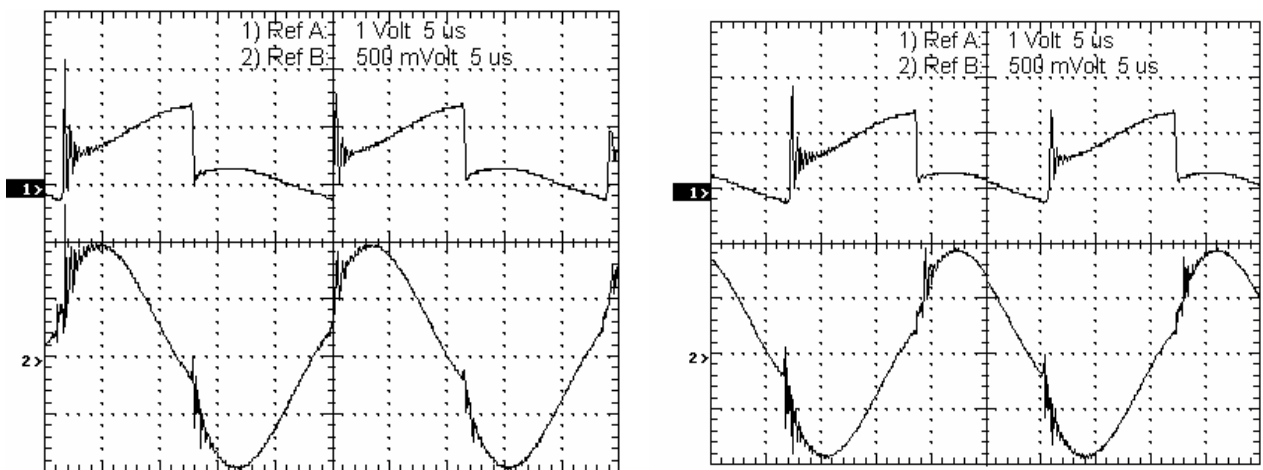


Figura 38. Oscilogramas de Tensiones v_{dsM4} , v_{dsM3} y Corriente de Carga para $f < f_0$

Fuente: Autor

6.6.2 Comportamiento en frecuencias superiores a la de resonancia.

En la Figura 39 se presenta la tensión junto con la corriente de la carga cuando se trabaja a una frecuencia mayor (62.5kHz) a la de resonancia del sistema. De nuevo se experimenta una amplia oscilación en la tensión v_{ds} durante el encendido, alcanzando en algunos casos valores pico 180% mayores al nivel de tensión de la fuente de alimentación. Sin embargo, en este caso se entregó a la carga 1000 vatios y la eficiencia fue cercana al 83%

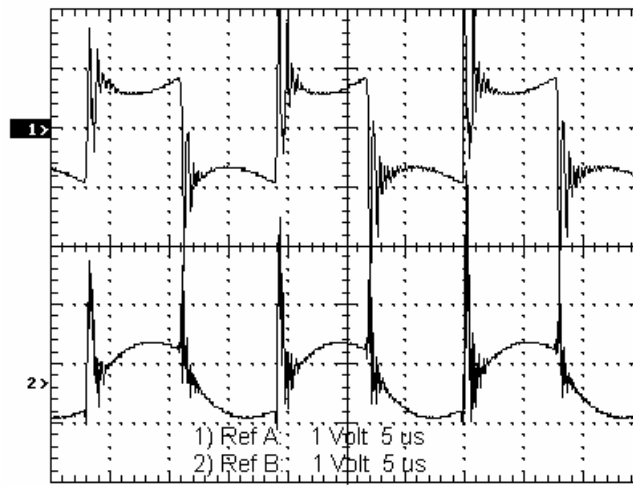


Figura 39. Oscilogramas de Tensión y Corriente en carga para $f > f_o$

Fuente: Autor.

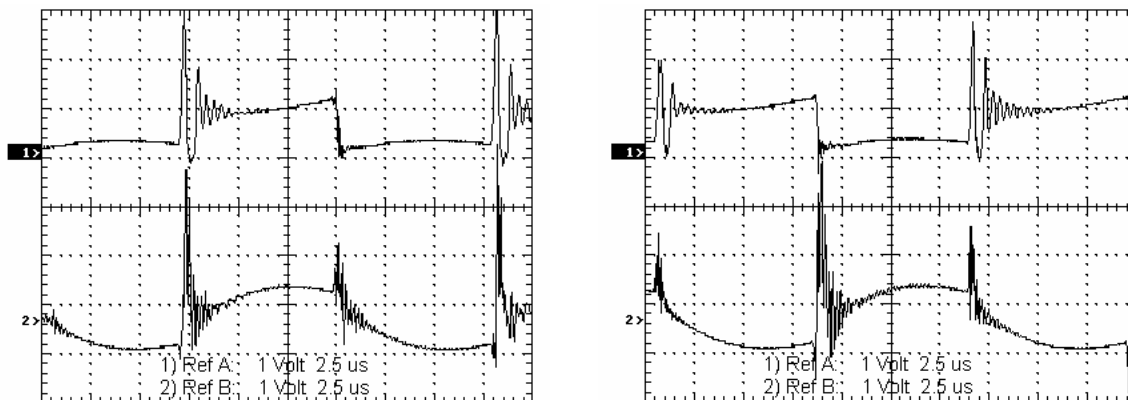


Figura 40. Oscilogramas de Tensión v_{dsM4} , y Corriente de Carga para $f > f_o$

Fuente: Autor

6.6.3 Comportamiento en la frecuencia de resonancia.

En la Figura 41 se muestra la tensión y la corriente de la carga RLC en una frecuencia muy próxima (53.2 kHz) a la frecuencia de resonancia. En este caso el sistema de control se encuentra habilitado y realiza la función de seguimiento de la fase y la mantiene en el valor mínimo posible. Bajo este modo de operación la potencia que se le extrae a la carga se aproxima a los 1050 vatios y la eficiencia sube al 88% pero de todas formas se presentan las oscilaciones de alta frecuencia en los drenadores de los transistores que definitivamente repercute en su selección cuando se desea trabajar con niveles de tensión mas elevados.

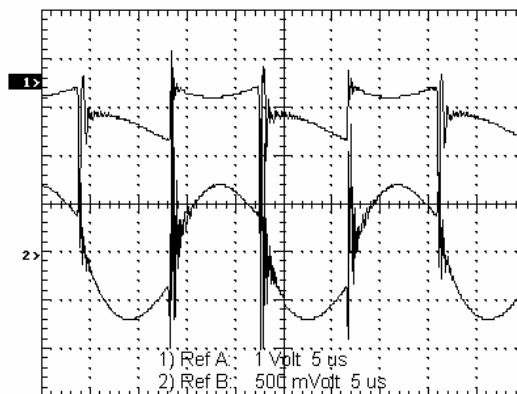


Figura 41. Oscilogramas de Tensión y Corriente en carga en frecuencia de Resonancia.

Fuente: Autor

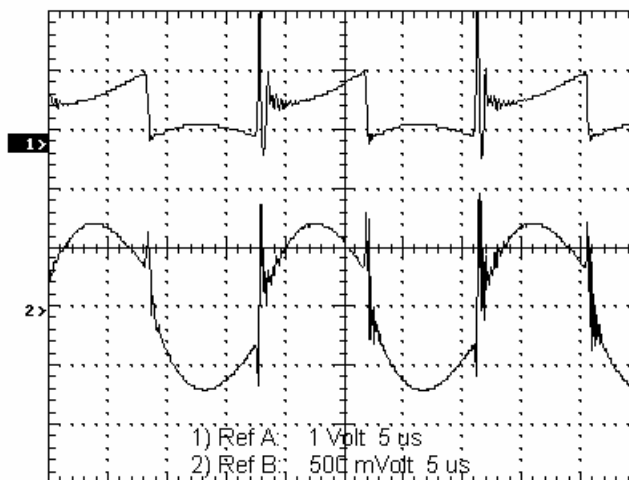


Figura 42. Oscilogramas de Tensión v_{dsM4} , y Corriente de Carga para $f=f_0$

Fuente: Autor

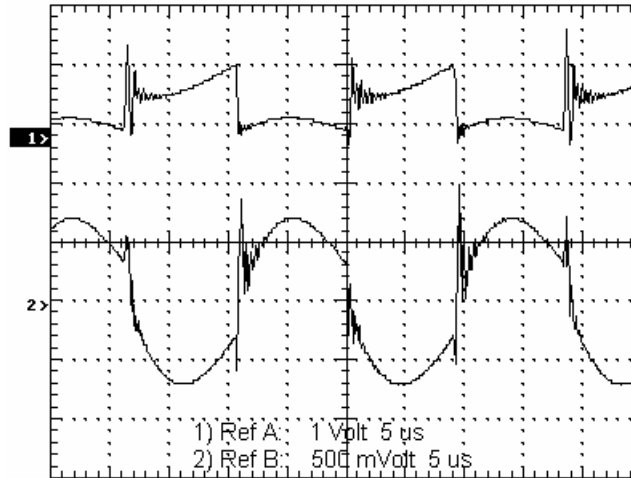


Figura 43. Oscilogramas de Tensión v_{dsM4} , y Corriente de Carga para $f=f_0$

Fuente: Autor.

6.7 Reducción de los picos de tensión durante la transición de la tensión de la carga.

Al observar las figuras que muestran la tensión drenador surtidor de los transistores se detecta que efectivamente existe un problema durante la conmutación que hasta el momento no había sido tenido en cuenta. En particular, se asumió que los únicos efectos parásitos de carácter inductivo eran los que se incluían en los modelos de los transistores, sin embargo, el circuito impreso también presenta inductancias parásitas que deben ser minimizadas pero que de todas formas siempre estarán haciendo parte del sistema que se construya.

Al complementar el modelo de simulación mediante la adición de una inductancia parásita, en serie con la fuente de tensión, de aproximadamente 140 nH se evidenció en la simulación un comportamiento análogo al encontrado en el sistema desarrollado, lo cual justifica en alguna medida, la presencia de picos de tensión que no pudieron ser reducidos mediante la manipulación de los valores de resistencia de puerta como se sugirió en el capítulos 4 y 5.

Sobredimensionar los transistores mediante la selección de aquellos con tensiones de ruptura mayor a 600 voltios, no es una opción válida en el rango de frecuencia y potencia en el cual se está trabajando dado que sus pérdidas aumentan de manera considerable.

En la referencia [10] se sugiere que cuando se trabaja el convertidor resonante a frecuencias superiores a la frecuencia natural, las capacitancias C_{ds} del Mosfet funcionan como redes Snubber que se encargan de disipar esa energía sobrante en otro elemento distinto al transistor teniendo este que soportar un nivel pico de sobre tensión mas bajo. En la práctica este comportamiento no se evidencia y tal vez se deba a que los efectos inductivos del PCB diseñado no puedan ser mitigados por la capacitancia de salida del transistor que es de 1.25 nF.

Para comprobar la validez de la recomendación propuesta en [10] se conecto entre el drenador y la fuente de cada transistor que hace parte del puente inversor un condensador cerámico de $0.1\mu F$, se alimentó el puente con 12 voltios y se obtuvieron los resultados que se muestran en la Figura 41. , en donde están la tensión y la corriente de carga. Se aprecia una reducción significativa en el valor del pico de tensión que debe soportar cada transistor pero ahora existe un rizado en la tensión drenador surtidor que antes no se evidenciaba. Ese rizado también afecta la forma de onda de la corriente y produce un calentamiento excesivo de los condensadores. Cuando se intentó realizar la medición con la fuente de tensión de 50 voltios, los condensadores soportaron los esfuerzos durante unos pocos segundos y luego explotaron aun cuando su tensión de ruptura fue especificada en 250 voltios.

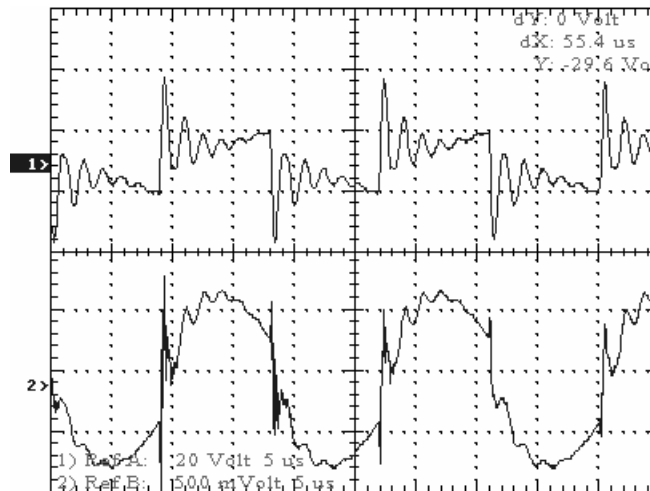


Figura 44. Tensión y corriente de carga con $C_{gs} = 0.1\mu F$

Fuente: Autor.

Una serie de simulaciones que se realizaron sugieren que el pico de corriente que deben soportar los condensadores, asumiendo una inductancia serie de la fuente tensión continua de 140nH, era próximo a los 20 amperios. Se realizaron mas ensayos en el prototipo con distintos condensadores cerámicos y de poliéster y en definitiva si fue posible reducir los picos de tensión durante las transiciones pero se realizó de manera iterativa sobre el prototipo. En particular se utilizaron condensadores cerámicos de tensión de ruptura de 600 voltios, y se ajustó la zona

muerta del módulo PWM en la vecindad de la frecuencia de resonancia de forma manual hasta que el nivel de sobre tensión fuera de tan solo un 20% del nivel de tensión de alimentación de la carga.

7 Conclusiones y Recomendaciones.

Se concluye:

El objetivo general de la investigación se ha cumplido ya que se han especificado las características de los elementos que intervienen en un sistema que realiza el calentamiento por medio de la inducción electromagnética. La construcción de la carga resonante ha sido definida mediante la ecuación 1.7, que determina el valor de la inductancia de la bobina en función de su geometría y la selección de un condensador, disponible en el mercado, que soporta los niveles adecuados de potencia. Se han presentado argumentos que indican que se deben utilizar transistores Mosfet para la implementación de los interruptores que hacen parte del convertidor resonante cuando se trabaja en niveles de potencia próximos a 1 k vatio y frecuencias de trabajo comprendidas en el intervalo desde los 20kHz hasta los 100kHz. Se han identificado comportamientos en los prototipos desarrollados que sugieren necesidad de conectar condensadores en paralelo con los transistores Mosfet para reducir el pico de tensión que aparece como resultado de la presencia de inductancias parásitas en el circuito impreso que se realice.

Mediante la comparación del comportamiento que presentan los prototipos realizados se ha complementado el modelo de simulación inicialmente propuesto y se ha identificado un nuevo problema que puede resolverse desde una investigación de maestría, dado que existe la necesidad de conocer los elementos parásitos de los circuitos impresos de los convertidores de potencia cuando se diseñan a nivel local y en especial aquellos que son construidos por las empresas nacionales.

Se ha diseñado y construido un sistema de calentamiento por medio de la inducción electromagnética que entrega una potencia superior a los 1000 vatios a la muestra que se esta calentando. En el momento de caracterizar el sistema se evidenció la necesidad de modificar la topología inicialmente propuesta mediante la adición de los condensadores en paralelo con los transistores para reducir sus requerimientos en el voltaje de ruptura.

El sistema de control se ha implementado en un sistema de desarrollo de la plataforma DSP56F801 mediante la realización de la programación en un compilador de C. La penalización en el desempeño de la estrategia de control implementada no se evidencia y sugiere continuar realizando aplicaciones que involucren convertidores de potencia utilizando este sistema y la programación en lenguaje C. Sin embargo teniendo en cuenta las normativas que regulan la calidad del servicio de energía eléctrica, es necesario en un futuro próximo diseñar y construir un rectificador controlado con corrección de factor de potencia para que alimente el sistema de calentamiento por medio de la inducción electromagnética. Los periféricos con los que cuenta la plataforma seleccionada son insuficientes, pero procesadores de la misma familia con 12 señales PWM pueden simultáneamente realizar la rectificación con control del factor de potencia

e implementar el control del convertidor resonante mediante la respectiva programación en código C.

Se recomienda:

Iniciar trabajos de investigación que permitan determinar los elementos parásitos asociados a los circuitos impresos o a las conexiones de los dispositivos utilizados en las aplicaciones de electrónica de potencia.

Continuar con las investigaciones referentes al diseño y la construcción de rectificadores con control del factor de potencia y filtros activos que permitan adecuar la tensión y la corriente, que energizan el sistema de calentamiento por inducción electromagnética, a la normativa correspondiente.

Ya que se cuenta con el conocimiento para desarrollar sistemas de calentamiento mediante la inducción electromagnética es necesario comenzar investigaciones para proponer modelos de calentamiento en piezas que se construyen en la industria metalmeccánica y de esta forma contribuir con los programas que buscan la substitución de importaciones y creación de bienes de capital.

8 Referencias.

- 1 F. P. Dawson, Praveen Jain, "Systems for induction heating and melting application a comparison of load commutated inverter" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, pp. 282–286, Jun 1979.
- 2 ESTEVE GÓMEZ. VICENTE, Influencia de los componentes parásitos en el análisis y diseño de inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción." Tesis Doctoral, Universidad de Valencia, España, 1999.
- 3 Kifune, H.; Hatanaka, Y.; Nakaoka 'Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications'
- 4 P. Jain & S.B. Dewan, 'Analysis of a Clamped Series Inverter with a Transformer Coupled Load', IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 25, no. 1, Jan/Feb 1989, pp.153-161.
- 5 P. Jain, J. Espinoza and S. Dewan, ' Self-started voltage source series resonant converter for high power induction heating and melting applications', IEEE Transactions on Industry Applications, vol .34, no. 3, pp. 518-525, June 1998.
- 6 P. Jain, J. Espinoza and S. Dewan, ' Self-started voltage source series resonant converter for high power induction heating and melting applications', IEEE Transactions on Industry Applications, vol .34, no. 3, pp. 518-525, June 1998.
- 7 Warburton-Brown, D. 'Induction Heating Practice; A Handbook On The High-Frequency Induction Process For All Concerned With Engineering Production', Odhams Press, London 1956.
- 8 Rashid, Muhammad Harunur. Power Electronics: Circuits, Devices, and applications. 2ed. PRENTICE-HALL. C1993.
- 9 Ned Mohan, Tore M Undeland, William P. Robbins "Power Electronics: Converters, Applications, and Design ",Wiley; 33 edition (October 10, 2002)
- 10 Robert W. Erickson, Dragan Maksimovic. "Fundamentals of Power Electronics (2ed)" Springer; 2nd ed. edition (January 2001)
- 11 Pittet, Serge and Rufer, Alfred: Analytical Analysis of Quasi-Saturation Effect in PT and NPT IGBTs. PCIM, Europe 2002. Available in http://www.epfl.ch/publications/pittet_rufer_pcim_02.pdf
- 12 Kolar, J.W., Ertl, H., and Zsch, F.C. (1998) How to Include the Dependency of the $R_{ds(on)}$ of Power MOSFETs on the Instantaneous Value of the Drain

Current into the Calculation of the Conduction Losses of High-Frequency Three-Phase PWM Inverters. IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 45, No.3, pp. 369-375, June 1998.

13 Masserant, B. and Stuart, T.A., (1996) Experimental Verification of Calculated IGBT Losses in PFCs. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 32, No. 3, pp. 1154-1158, July 1996.

14 Stuart, T.A., and Shaoyan Ye (1995) Computer Simulation of IGBT Losses in PFC Circuits. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 31, No. 3, pp. 1167-1173, July 1995. [4] Stuart, T.A., and Shaoyan Ye (1994) Computer Simulation of IGBT Losses in PFC Circuits. IEEE 4th Workshop on Computers.

15 APT-0403 Rev B. Advaced Power Technology, March 2, 2006.

16 Ron Randall, Choosing Power Switching Devices for SMPS Designs

17 Afanador Rafael, Idarraga Luis F. "CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN. Diseño y construcción del sistema de control de un puente inversor resonante". Tesis UIS 2007

18 N.S. Bayindir, O. Kukrer and M. Yakup. "DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frecuency induction heating system for surface hardening and welding applications". IEEE, 2002

9 Bibliografía.

F. P. Dawson, Praveen Jain, "Systems for induction heating and melting application a comparison of load commutated inverter" IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, pp. 282–286, Jun 1979.

ESTEVE GÓMEZ. VICENTE, Influencia de los componentes parásitos en el análisis y diseño de inversores resonantes paralelo para aplicaciones de calentamiento por inducción." Tesis Doctoral, Universidad de Valencia, España, 1999.

Kifune, H.; Hatanaka, Y.; Nakaoka 'Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating applications'

P. Jain & S.B. Dewan, 'Analysis of a Clamped Series Inverter with a Transformer Coupled Load', IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 25, no. 1, Jan/Feb 1989, pp.153-161.

P. Jain, J. Espinoza and S. Dewan, ' Self-started voltage source series resonant converter for high power induction heating and melting applications', IEEE Transactions on Industry Applications, vol .34, no. 3, pp. 518-525, June 1998.

P. Jain, J. Espinoza and S. Dewan, ' Self-started voltage source series resonant converter for high power induction heating and melting applications', IEEE Transactions on Industry Applications, vol .34, no. 3, pp. 518-525, June 1998.

Warburton-Brown, D. 'Induction Heating Practice; A Handbook On The High-Frequency Induction Process For All Concerned With Engineering Production', Odhams Press, London 1956.

Rashid, Muhammad Harunur. Power Electronics: Circuits, Devices, and applications. 2ed. PRENTICE-HALL. C1993.

Pittet, Serge and Rufer, Alfred: Analytical Analysis of Quasi-Saturation Effect in PT and NPT IGBTs. PCIM, Europe 2002. Available in http://www.epfl.ch/publications/pittet_rufer_pcim_02.pdf

Kolar, J.W., Ertl, H., and Zzch, F.C. (1998) How to Include the Dependency of the $R_{ds(on)}$ of Power MOSFETs on the Instantaneous Value of the Drain

Current into the Calculation of the Conduction Losses of High-Frequency Three-Phase PWM Inverters. IEEE Trans. Ind. Electronics, Vol. 45, No.3, pp. 369-375, June 1998.

Masserant, B. and Stuart, T.A., (1996) Experimental Verification of Calculated IGBT Losses in PFCs. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 32, No. 3, pp. 1154-1158, July 1996.

Stuart, T.A., and Shaoyan Ye (1995) Computer Simulation of IGBT Losses in PFC Circuits. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 31, No. 3, pp. 1167-1173, July 1995. [4] Stuart, T.A., and Shaoyan Ye (1994) Computer Simulation of IGBT Losses in PFC Circuits. IEEE 4th Workshop on Computers.

APT-0403 Rev B. Advanced Power Technology, March 2, 2006.

Ron Randall, Choosing Power Switching Devices for SMPS Designs

Afanador Rafael, Idarraga Luis F. "CALENTAMIENTO POR INDUCCIÓN. Diseño y construcción del sistema de control de un puente inversor resonante". Tesis UIS 2007

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