

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS
SUPERIORES DE MONTERREY
CAMPUS MONTERREY

DIVISION DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA
PROGRAMA DE GRADUADOS EN INGENIERIA



TECNOLÓGICO
DE MONTERREY.

FUENTE DE PODER DE CORRIENTE ALTERNA
MONOFASICA DE ESTADO SOLIDO PARA LA
GENERACION DE DISTORSION ARMONICA

TESIS

PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA
OBTENER EL GRADO ACADEMICO DE:
MAESTRIA EN CIENCIAS
ESPECIALIDAD EN INGENIERIA ENERGETICA

POR

EDUARDO FRANCISCO TORRES PUENTE

MONTERREY, N. L.

DICIEMBRE DE 2003

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY

CAMPUS MONTERREY

DIVISIÓN DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA

PROGRAMA DE GRADUADOS EN INGENIERÍA



**TECNOLÓGICO
DE MONTERREY.**

**FUENTE DE PODER DE CORRIENTE ALTERNA MONOFÁSICA DE ESTADO
SÓLIDO PARA LA GENERACIÓN DE DISTORSIÓN ARMÓNICA**

TESIS

**PRESENTADA COMO REQUISITO PARCIAL PARA OBTENER EL GRADO
ACADÉMICO DE**

MAESTRÍA EN CIENCIAS

ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ENERGÉTICA

POR:

EDUARDO FRANCISCO TORRES PUENTE

MONTERREY, N.L.

DICIEMBRE 2003

CONTENIDO

RESUMEN	i
CAPÍTULO 1. INTRODUCCIÓN	
1.1 Motivación e Importancia del Presente Estudio	1
1.2 Objetivos	1
1.3 Usos y Aplicaciones	3
1.4 Especificaciones y Limitaciones	3
1.5 Antecedentes	4
CAPÍTULO 2. FUENTE DE PODER DE CORRIENTE ALTERNA OPERADA POR CONMUTACIONES	
2.1 Introducción	5
2.2 Etapas y Componentes	5
2.3 Generación de Formas de Onda	6
CAPÍTULO 3. DISEÑO DEL EQUIPO ELECTRÓNICO DE POTENCIA	
3.1 Diseño y Análisis de los Circuitos de Potencia	10
3.1.1 Rectificador Trifásico	10
3.1.2 Inversor Monofásico	17
3.2 Protección de los Dispositivos Semiconductores	39
3.2.1 Circuitos <i>Snubber</i>	39
3.2.2 Diseño Térmico	54
3.2.3 Otras Protecciones	62
3.3 Selección de la Estrategia de Control	64
3.4 Diseño de la Lógica y Circuitos de Encendido de los Transistores	65
CAPÍTULO 4. CONSIDERACIONES PRÁCTICAS	
4.1 Selección de Componentes Pasivos	69
4.1.1 Inductancias	69
4.1.2 Capacitores	71
4.1.3 Resistencias	73
4.2 Disposición del Circuito de Potencia	75
4.3 Disipación de Calor	77
CAPÍTULO 5. GENERACIÓN DE FORMAS DE ONDA UTILIZANDO MÉTODOS NUMÉRICOS	
5.1 Generación de la Onda PWM	80
5.1.1 Determinación de las Intersecciones de la Portadora y la Referencia	80
5.1.2 Microcontrolador PIC16F876	85

CAPÍTULO 6. PRUEBAS Y RESULTADOS

6.1 Rectificador Trifásico con filtro LC con carga R	89
6.2 Inversor Monofásico con carga R	92

CAPÍTULO 7. CONCLUSIONES

7.1 Conclusiones	106
7.2 Recomendaciones	107
7.3 Trabajos Futuros	107

BIBLIOGRAFÍA	108
--------------	-----

APÉNDICES

Apéndice A Código de Simulaciones de PSPICE	110
Apéndice B Hojas de Datos	113
Apéndice C Código del Microcontrolador PIC16F876	146

VITA	179
------	-----

LISTA DE TABLAS Y FIGURAS

Tabla 1.1 Categorías y características típicas de fenómenos electromagnéticos en sistemas de potencia según el estándar IEEE 1159 – 1995.	2
Figura 2.1 Esquema propuesto para la fuente de poder de c.a.	6
Figura 2.2 Formas de onda para la generación de formas de onda moduladas por ancho de pulso.	8
Figura 2.3 Espectros de frecuencia de la señal de referencia, $V(2)$, y la señal modulada por ancho de pulso, $V(5)$.	9
Figura 3.1 Filtro de salida con impedancias en función de la frecuencia.	11
Figura 3.2 Rectificador trifásico con filtro LC .	14
Figura 3.3 Voltaje de salida del rectificador, $V(RL:2,RL:1)$, corriente en la carga, $-I(RL)$, y corriente del capacitor, $-I(C1)$.	15
Figura 3.4 Magnitud y valor RMS de la componente de 360 Hz en el rectificador trifásico con filtro LC.	16
Figura 3.5 Conmutación simplificada de los MOSFETs.	17
Figura 3.6 Modulación PWM Bipolar.	20
Figura 3.7 Inversor de puente completo con inductancia parásita.	24
Figura 3.8 Voltaje y corriente de salida del inversor y voltaje y corriente en el MOSFET M1.	25
Figura 3.9 Gráfica de corriente vs. voltaje durante la conmutación del MOSFET.	28
Figura 3.10 Voltaje, corriente y potencia instantánea durante el encendido del MOSFET.	29
Figura 3.11 Voltaje, corriente y potencia instantánea durante el apagado del MOSFET.	30
Figura 3.12 Potencia instantánea y potencia promedio del MOSFET.	31
Figura 3.13 Filtro paso bajo de segundo orden para la salida del inversor.	32
Figura 3.14 Filtro balanceado paso bajo de segundo orden para la salida del inversor.	33
Figura 3.15 Filtro balanceado paso bajo de segundo orden para la salida del inversor.	33
Figura 3.16 Filtro de salida del inversor.	35
Figura 3.17 Respuesta a la frecuencia del filtro de salida del inversor (magnitud y fase).	36
Figura 3.18 Señal de referencia, $V(2)$, y señal PWM filtrada, $V(6)-V(7)$.	37
Figura 3.19 Espectros de la señal de referencia, $V(2)$, y de la señal PWM filtrada, $V(6)-V(7)$.	38
Figura 3.20 <i>Chopper</i> con <i>snubber</i> de apagado.	40
Figura 3.21 <i>Chopper</i> con <i>snubber</i> de encendido.	42
Figura 3.22 <i>Chopper</i> con <i>snubber</i> de sobrevoltaje.	44
Figura 3.23 Circuito equivalente durante el apagado del transistor.	44
Figura 3.24 Circuito equivalente simplificado.	45
Figura 3.25 Voltaje de colector a emisor durante el apagado sin <i>snubber</i> y con <i>snubber</i> .	45
Figura 3.26 <i>Snubber</i> de Undeland para inversor de puente completo	49
Figura 3.27 Trayectorias de conmutación con <i>snubber</i> .	50
Figura 3.28 Parámetros del MOSFET durante el encendido con <i>snubber</i> (en verde) y sin <i>snubber</i> (en rojo).	51
Figura 3.29 Parámetros del MOSFET durante el apagado con <i>snubber</i> (en verde) y sin <i>snubber</i> (en rojo).	52
Figura 3.30 Potencia promedio disipada en el MOSFET con <i>snubber</i> .	53
Figura 3.31. Circuito Térmico.	54
Figura 3.32. Disipador de calor utilizado.	58
Figura 3.33 Áreas utilizadas para el cálculo de resistencias térmicas por: (a) convección y (b) radiación utilizando un disipador en forma de “H” como ejemplo.	58
Figura 3.34 Factor de reducción en función de la distancia entre aletas del disipador.	59
Figura 3.35 Dimensiones del disipador de Aavid Thermalloy.	61
Figura 3.36 Resistencia térmica vs. flujo de aire para el disipador de Aavid Thermalloy.	61
Figura 3.37 Conexión de los MOVs para ofrecer protección en modo común y modo diferencial.	62
Figura 3.38 Varistor DNR14D391k.	63
Figura 3.39 Características de corriente – tiempo del dispositivo semiconductor y del fusible.	63
Figura 3.40 Circuito de encendido de transistores.	66
Figura 3.41 Inversor de puente completo.	67

Figura 3.42 Formas de onda en el circuito de encendido.	68
Figura 4.1 Inductancia utilizada para el filtro de c.d.	69
Figura 4.2 Bobina construida para el circuito <i>snubber</i> .	70
Figura 4.3 Inductancia utilizada en el filtro de salida del inversor.	71
Figura 4.4 Capacitor electrolítico utilizado en el filtro de c.d.	71
Figura 4.5 Capacitores de polipropileno metalizado utilizados en <i>snubbers</i> .	72
Figura 4.6 Capacitores de polipropileno metalizado de la serie 935 de Cornell Dubilier.	73
Figura 4.7 Corriente RMS por el capacitor del filtro de c.d.	74
Figura 4.8 Conexiones hacia las compuertas de los MOSFETs utilizando par trenzado.	75
Figura 4.9 Conexiones con barras de cobre.	76
Figura 4.10 Conexiones al rectificador con cable para equipo de audio de baja inductancia.	76
Figura 4.11 Inversor formado por los circuitos impresos.	77
Figura 4.12 Montaje de los MOSFETs de potencia.	78
Figura 4.13 Montaje del rectificador trifásico.	79
Figura 4.14 Montaje de los disipadores de calor en la placa metálica.	79
Figura 5.1 Indicación de parámetros de la recta en la forma de onda triangular para el primer segmento.	81
Figura 5.2 Hoja de cálculo utilizada para la obtención de los tiempos de ancho de pulso.	82
Figura 5.3 Hoja de introducción de magnitud y ángulo de armónicas.	83
Figura 5.4 Gráfica de la forma de onda utilizada como referencia.	84
Figura 5.5 Determinación de las intersecciones entre la referencia y la señal portadora.	84
Figura 5.6 Diagrama del circuito del PIC16F876.	85
Figura 5.7 Parámetros de la señal PWM.	86
Figura 6.1 Circuito de prueba del rectificador trifásico sin filtro LC con carga R.	89
Figura 6.2 Voltaje y corriente de c.d. del rectificador trifásico sin filtro LC.	90
Figura 6.3 Circuito de prueba del rectificador trifásico con filtro LC con carga R.	90
Figura 6.4 Voltaje y corriente del rectificador trifásico con filtro LC.	91
Figura 6.5 Componente de c.a. en el voltaje de c.d. con filtro LC.	91
Figura 6.6 Voltaje a la salida del inversor.	92
Figura 6.7 Circuito de prueba del inversor.	93
Figura 6.8 Espectro del voltaje de salida del inversor sin carga.	94
Figura 6.9 Voltaje y corriente del inversor con carga de casi 3 A.	94
Figura 6.10 Espectro de voltaje con carga de aproximadamente 3 A.	95
Figura 6.11 Voltaje y corriente del inversor con carga de 4.63 A.	95
Figura 6.12 Espectro del voltaje del inversor con carga de 4.63 A.	96
Figura 6.13 Espectro de corriente del inversor con carga de 4.63 A.	96
Figura 6.14 Voltaje y carga del inversor con carga de 5.76 A.	97
Figura 6.15 Espectro del voltaje del inversor con carga de 5.76 A.	97
Figura 6.16 Espectro de corriente del inversor con carga de 5.76 A.	98
Figura 6.17 Voltaje de salida del inversor con perturbaciones ocasionadas por el microcontrolador.	98
Figura 6.18 Voltaje de salida del inversor con entrada de 220 V entre líneas en el rectificador trifásico.	99
Figura 6.19 Espectro del voltaje del inversor con voltaje de entrada de 220V.	99
Figura 6.20 Voltaje y corriente del inversor a diferente carga.	100
Figura 6.21 Espectro del voltaje del inversor con carga de 6.13 A.	101
Figura 6.22 Voltaje de salida sin carga.	102
Figura 6.23 Contenido armónico del voltaje de salida.	102
Figura 6.24 Voltaje de salida con carga de 3.5 A aproximadamente.	103
Figura 6.25 Corriente de salida con carga de 3.5 A aproximadamente.	103
Figura 6.26 Espectro del voltaje de salida con carga de 3.5 A aproximadamente.	104
Figura 6.27 Voltaje de salida y señales del microcontrolador durante la operación de la fuente.	104

RESUMEN

La presente tesis describe el diseño e implementación de una fuente de poder de corriente alterna monofásica para la generación de voltajes con distorsión armónica. Las armónicas presentes así como su amplitud y fase pueden ser definidas de forma arbitraria. Se utilizaron técnicas de control electrónico de potencia (operación de semiconductores como interruptores) para la generación de estas formas de onda.

El diseño consiste en el análisis de los circuitos de potencia, la selección de los componentes, la especificación de las protecciones de los dispositivos semiconductores, el diseño térmico, la determinación de la estrategia de control y el diseño de los circuitos de disparo. Como apoyo se utilizó el software de simulación PSPICE 7.1 de Microsim, el cual permite estimar de manera más exacta el comportamiento de los circuitos electrónicos de potencia. Se describen también, las consideraciones prácticas a seguir para la construcción óptima del equipo, así como la selección y construcción de los diversos componentes pasivos utilizados.

Se describe el software desarrollado para la operación de la fuente y el procedimiento para la síntesis de las formas de onda, así como los circuitos de control.

También se presentan las pruebas y experimentos realizados para verificar el correcto funcionamiento de la fuente.

Por último se presentan resultados y conclusiones del estudio, así como recomendaciones para futuros trabajos en esta línea de investigación.

DEDICATORIA

A Dios, a mi familia, a mi novia y amigos...

AGRADECIMIENTOS

A mis asesores el Ing. Javier Rodríguez Bailey y al Dr. Sergio Omar Martínez.

A mi sinodal el Dr. Armando Llamas.

A mi mamá, Luz María Puente Ramírez y mis tías, María Teresa Puente Ramírez y María Guadalupe Gutiérrez Puente.

A mi novia Emma Collado.

A los profesores del Centro de Estudios de Energía, el Ing. Jesús Báez y el Dr. Salvador Acevedo.

A Rocío Salazar, secretaria del Centro de Estudios de Energía.

Al personal del almacén de ingeniería eléctrica Juan Rafael Barrón Mercado, Rodolfo Vargas Pérez, Salvador Garza Rojas y el Ing. Homero Núñez.

A los asistentes del Centro de Estudios de Energía, José Antonio Yamaguchi, Enrique Ian Hernández, Bernard Manríquez y Luis Sánchez.

A los instructores del Laboratorio de Conversión de Energía, Dante García, Fernando Ortiz y Efraín Gutiérrez.

A todas las personas que de alguna manera contribuyeron a la realización de esta tesis.

A todos ellos, mi gratitud y respeto. Que Dios los bendiga.

Eduardo Francisco Torres Puente

Diciembre 2003

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

1.1 Motivación e Importancia del Presente Estudio

En los últimos años ha surgido un creciente interés en el área de calidad de energía eléctrica. Por lo tanto, existe la necesidad de tener un mejor entendimiento de las causas y efectos de las perturbaciones presentes en los sistemas eléctricos industriales y comerciales.

Una de las actividades del Laboratorio de Calidad de Energía Eléctrica es el diseño y construcción de equipo especializado para reproducir estas perturbaciones de manera controlada. Actualmente se cuenta con equipo para la generación de sobrevoltajes transitorios, variaciones de voltaje, circuitos para la generación y amplificación de armónicas, etc.

Los circuitos generadores de armónicas utilizan cargas no lineales y bancos de capacitores para formar un circuito resonante paralelo o serie, el cual amplifica algunas de las armónicas generadas. La construcción de estos sistemas eléctricos a escala es muy didáctica, sin embargo no permite modificar de manera arbitraria el espectro de frecuencias o la amplitud de las armónicas generadas. De ahí, surge la necesidad de desarrollar equipo de laboratorio capaz de generar distorsión armónica de manera controlada.

1.2 Objetivos

Esta tesis tiene como objetivo el análisis, diseño e implementación de una fuente de poder de corriente alterna monofásica utilizando electrónica de potencia, que permita generar formas de onda de voltaje con contenido armónico controlado, así como otros tipos de formas periódicas de voltaje, para su uso en el Laboratorio de Calidad de Energía Eléctrica. Para describir estos fenómenos se utilizará estándar IEEE 1159-1995, el cual sirve como referencia para el monitoreo de la calidad de energía eléctrica. Cuenta también con definiciones de terminología utilizada en calidad de energía.

Tabla 1.1. Categorías y características típicas de fenómenos electromagnéticos en sistemas de potencia según el estándar IEEE 1159 – 1995.

Categorías	Contenido espectral típico	Duración típica	Magnitud típica de voltaje
1.0 Transitorios			
1.1 Impulsos			
1.1.1 Nanosegundos	5 ns de elevación	< 50 ns	
1.1.2 Microsegundos	1 μ s de elevación	50 ns – 1 ms	
1.1.3 Milisegundos	0.1 ms de elevación	> 1 ms	
1.2 Oscilatorios			
1.2.1 Baja frecuencia	< 5 kHz	0.3 – 50 ms	0 - 4 pu
1.2.2 Media frecuencia	5 - 500 kHz	20 μ s	0 - 8 pu
1.2.3 Alta frecuencia	0.5 - 5 MHz	5 μ s	0 - 4 pu
2.0 Variaciones de corta duración			
2.1 Instantáneas			
2.1.1 Sag		0.5 - 30 ciclos	0.1 - 0.9 pu
2.2.2 Swell		0.5 - 30 ciclos	1.1 - 1.8 pu
2.2 Momentáneas			
2.2.1 Interrupción		0.5 ciclos - 3 s	< 0.1 pu
2.2.2 Sag		0.5 – 3 s	0.1 - 0.9 pu
2.2.3 Swell		0.5 – 3 s	1.1 - 1.4 pu
2.3 Temporal			
2.3.1 Interrupción		3 s - 1 min	< 0.1 pu
2.3.2 Sag		3 s - 1 min	0.1 - 0.9 pu
2.3.3 Swell		3 s - 1 min	1.1 - 1.2 pu
3.0 Variaciones de larga duración			
3.1 Interrupción, sostenida		> 1 min	0.0 pu
3.2 Bajo voltaje		> 1 min	0.8 - 0.9 pu
3.3 Sobrevoltaje		> 1 min	1.1 - 1.2 pu
4.0 Desbalance de voltaje		estado estable	0.5 - 2 %
5.0 Distorsión de forma de onda			
5.1 Componente de c.d.		estado estable	0 - 0.1 %
5.2 Armónicas	0 – 100 armónica	estado estable	0 - 20 %
5.3 Interarmónicas	0 - 6 kHz	estado estable	0 - 2 %
5.4 Muecas		estado estable	
5.5 Ruido	Banda amplia	estado estable	0 - 1 %
6.0 Fluctuaciones de voltaje	< 25 Hz	Intermitente	0.1 - 7 %
7.0 Variaciones de frecuencia		< 10 s	

El principal fenómeno de la tabla que se pretende reproducir utilizando la fuente de poder es el 5.2, armónicas. La generación de otros fenómenos se dejará para investigaciones posteriores.

1.3 Usos y Aplicaciones

Algunos de los usos que pueden darse a la fuente de poder son:

- estudiar el comportamiento de equipo al aplicarse voltaje con distorsión armónica;
- analizar el comportamiento de los sistemas eléctricos en presencia de armónicas y de los filtros de armónicas;
- entender el uso de diferentes esquemas de modulación utilizados para el control de motores.

Este equipo puede servir no solo como apoyo para el curso de Calidad de Energía Eléctrica, sino también para Control Electrónico de Potencia, ya que se espera que la fuente sirva para comparar la teoría y simulaciones con parámetros reales del equipo en operación.

1.4 Especificaciones y Limitaciones

El equipo se comportará como una fuente de voltaje, similar a un controlador de motor (drive) o a un UPS.

Los tipos de formas de onda que será capaz de generar la fuente así como sus características se muestran a continuación:

- Formas de onda de voltaje senoidal de 127 VRMS y capacidad de corriente de 10 ARMS. El ancho de banda será de 60 Hz a 3 kHz.
- Formas de onda de voltaje de 60 Hz con distorsión armónica con amplitudes de hasta 225 V y amplitudes de corriente de hasta 15 A. Será capaz de generar desde 2ª hasta la 21ª armónica, con control de fase y amplitud

individual para cada componente dentro de los rangos especificados de voltaje.

1.5 Antecedentes

La idea de desarrollar este proyecto surgió de un proyecto similar que se llevó a cabo en la Escuela de Ingeniería Eléctrica y Computación de la Universidad Estatal de Oklahoma como parte de un curso de diseño electrónico ofrecido en 1997. El proyecto consistía en el desarrollo de un generador de formas de onda arbitraria de potencia utilizando un convertidor electrónico de potencia. Se menciona que este proyecto no logró terminarse al finalizar el curso, sin embargo la información proporcionada sirvió como base para el desarrollo de la presente tesis.

Otro proyecto [7]¹ describe la implementación de una fuente de poder de estado sólido de frecuencia variable con control de armónicas para alimentar cargas trifásicas, ésto con el objetivo de estudiar el comportamiento de motores de inducción trifásicos alimentados con voltajes con distorsión.

¹ Los números entre corchetes son referencias bibliográficas.

CAPÍTULO 2

FUENTE DE PODER DE CORRIENTE ALTERNA OPERADA POR CONMUTACIONES

2.1 Introducción

Para generar formas de onda de manera eficiente a los niveles de corriente y voltaje deseados, es necesaria una fuente formada por convertidores electrónicos de potencia. Estas fuentes reciben el nombre de fuentes de poder de c.a. operadas por conmutación (switching a.c. power supplies) y permiten obtener una salida de voltaje o de corriente de amplitud y frecuencia variables a partir de una alimentación monofásica o trifásica. En nuestro caso, se generará una señal de voltaje monofásica de amplitud y frecuencia variable y esta fuente recibirá la energía para operar mediante el uso de un variac trifásico del Laboratorio de Conversión de Energía y un sistema de rectificación.

2.2 Etapas y Componentes

Los principales componentes de la fuente de poder son:

- Variac trifásico
- Rectificador trifásico
- Inversor monofásico
- Circuitos de control y disparo

Se seleccionó un rectificador trifásico debido a que presenta las siguientes ventajas sobre los monofásicos:

- El rizado en el voltaje a la salida es menor.
- Debido al menor rizado, puede utilizarse un capacitor de menor tamaño, lo que ocasiona una disminución en la corriente que toma éste.

- La amplitud del voltaje de c.d. es mayor, por lo que se elimina la necesidad de tener una etapa intermedia para amplificar este voltaje.

Existen arreglos comerciales que cuentan con todos los elementos para formar el puente trifásico en un solo paquete, por lo que se seleccionará un módulo de este tipo con las capacidades de corriente y voltaje necesarias. Se utilizará un filtro LC para reducir el rizado en el voltaje de salida. Posteriormente, este voltaje de c.d. se usará para un inversor monofásico de puente completo, compuesto por MOSFETs. Este tipo de transistor se seleccionó debido a su alta velocidad de conmutación. Para el control del inversor, se utilizará un microcontrolador junto con circuitos para el control de compuertas de los MOSFETs. La generación de las formas de onda se hará en la computadora, y se enviarán datos al microcontrolador para realizar la conmutación de los transistores.

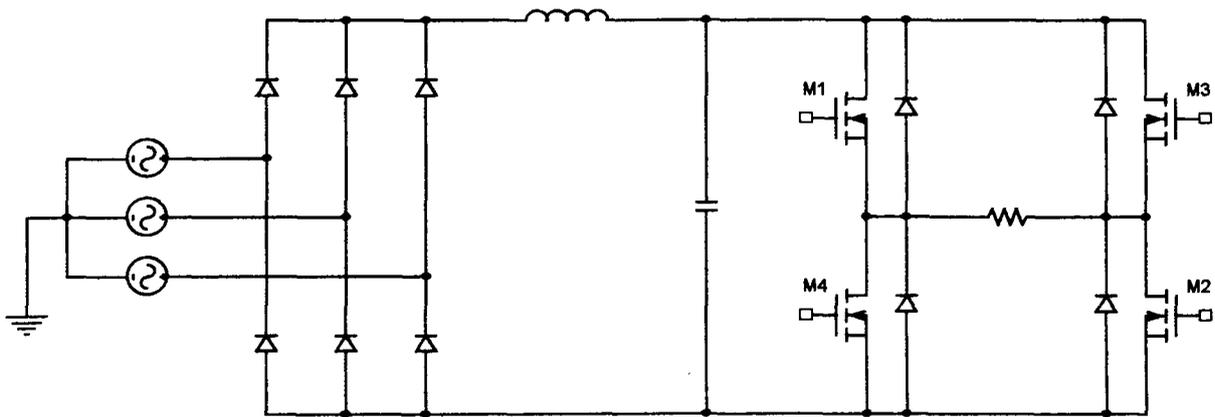


Figura 2.1 Esquema propuesto para la fuente de poder de c.a.

2.3 Generación de Formas de Onda

Para la generación de las formas de onda, se utilizará la técnica de modulación de ancho de pulso (Pulse Width Modulation). En esta técnica se comparan una señal de referencia con una señal llamada portadora. Para explicar el funcionamiento de la técnica

se muestra en la figura 2.2 una simulación en PSPICE² con una señal senoidal como referencia y una señal triangular como portadora.

Primero se realiza una comparación de la portadora con la referencia, cuando la referencia es mayor a la portadora, se encienden los transistores M1 y M2, produciendo un voltaje positivo en la carga. Cuando la referencia es menor, se encienden M3 y M4, produciendo un voltaje negativo en la carga y con esto se forma la onda de voltaje de salida. La figura 2.3 muestra el espectro de frecuencias del voltaje de referencia, V(2), y el voltaje de salida, V(5). Como se puede observar, en la frecuencia de referencia el espectro es el mismo, excepto unas componentes de alta frecuencia debidas a la forma de onda cuadrada obtenida por la conmutación de los transistores. Si se utiliza un filtro paso bajo a la salida, puede recuperarse la señal original con niveles de distorsión aceptables, pero a niveles de voltaje y corriente mayores. Para reproducir otros tipos de onda, simplemente se coloca la forma de onda deseada como referencia, sin embargo hay que tomar en cuenta el cambio de fase que introduce el filtro, el cual se analizará en el siguiente capítulo.

² El código de la simulación se anexa en el Apéndice A.

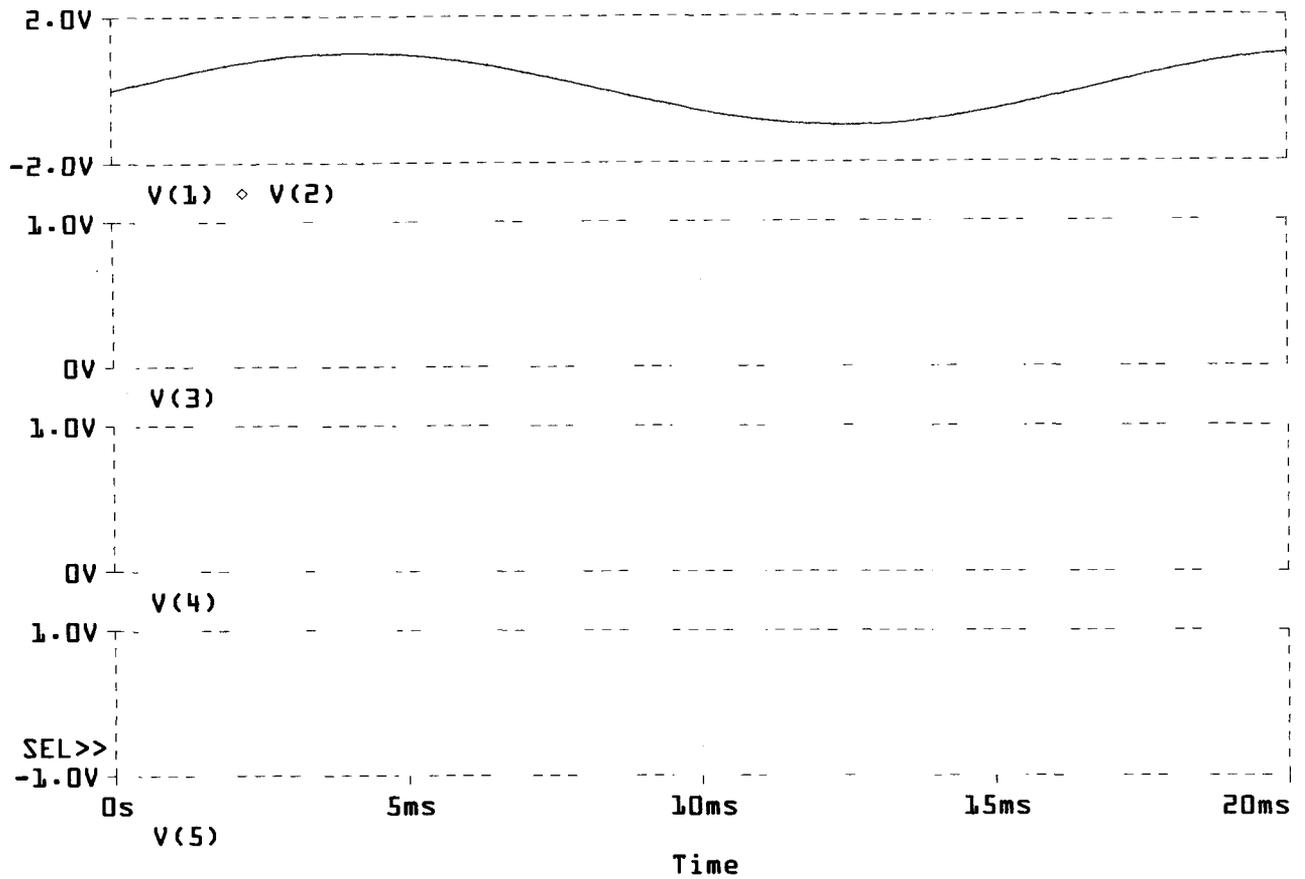


Figura 2.2 Formas de onda para la generación de formas de onda moduladas por ancho de pulso.

- V(1) = señal portadora
- V(2) = señal de referencia
- V(3) = señal de control de M1 y M2
- V(4) = señal de control de M3 y M4
- V(5) = señal modulada por ancho de pulso

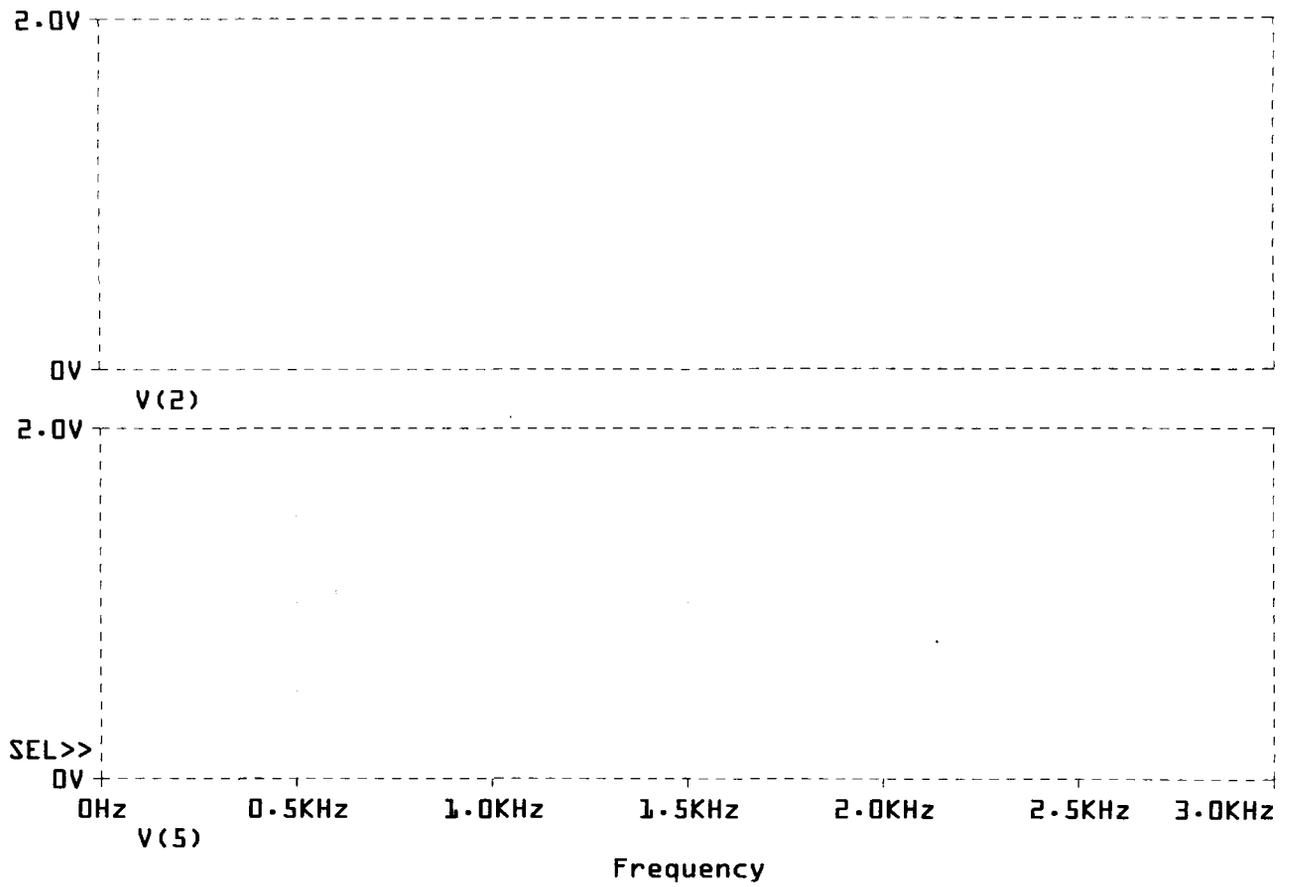


Figura 2.3 Espectros de frecuencia de la señal de referencia, V(2), y la señal modulada por ancho de pulso, V(5).

CAPÍTULO 3

DISEÑO DEL EQUIPO ELECTRÓNICO DE POTENCIA

El diseño de equipo electrónico de potencia se puede dividir en las siguientes partes:

- Diseño y análisis de los circuitos de potencia
- Protección de los dispositivos semiconductores
- Selección de la estrategia de control
- Diseño de la lógica y circuitos de control de los dispositivos semiconductores

3.1 Diseño y Análisis de los Circuitos de Potencia

3.1.1 Rectificador Trifásico

Para esta sección del circuito se necesita determinar los parámetros de operación V_{cd} (voltaje de corriente directa), V_{rms} (voltaje RMS), V_{ac} (voltaje de corriente alterna) a la salida del rectificador y determinar los valores de los componentes del filtro LC para reducir el rizado.

Para este tipo de rectificador, el valor de V_{cd} esta dado por:

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (3.1)$$

donde V_m es el voltaje pico de línea a neutro.

Para un voltaje de línea a neutro de 127 VRMS, $V_m = 127 \times \sqrt{2} = 179.61$ V y el voltaje de directa:

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} 179.61 \approx 297.06 \text{ V}$$

Con $V_{cd} = 297.06$ V y para una corriente de carga entre 10 y 15 A RMS, se puede determinar el puente trifásico de diodos a utilizar. En este caso se utilizará un 26MT40 de Internacional Rectifier, capaz de bloquear 400 V y de conducir 25 A @ 70°C.

Otro de los parámetros es el voltaje RMS del rectificador, que es igual a:

$$V_{rms} = \left(\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi} \right)^{\frac{1}{2}} V_m \quad (3.2)$$

Para el caso anterior, $V_{rms} = 297.33$ V.

Para reducir el rizado a la salida del rectificador trifásico se utiliza un filtro LC. Para el cálculo de los componentes del filtro, se hace un análisis del circuito equivalente con las reactancias en función de la frecuencia.

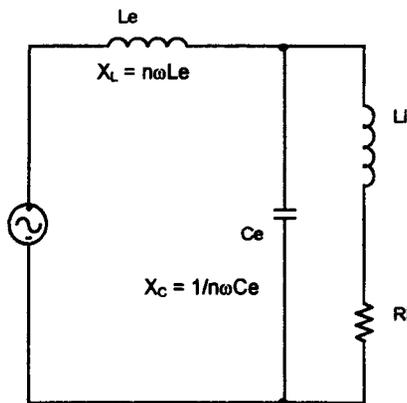


Figura 3.1 Filtro de salida con impedancias en función de la frecuencia.

Para eliminar la corriente de rizado la impedancia de la carga debe ser mucho mayor que la del capacitor, es decir:

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} \gg \frac{1}{n\omega C_e} \quad (3.3)$$

Esta condición puede cumplirse haciendo que sea 10 veces mas grande:

$$\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2} = \frac{10}{n\omega C_e} \quad (3.4)$$

Para obtener una corriente de aproximadamente 15 A, con $V_{cd} = 300$ V, se necesita una resistencia $R = 20 \Omega$. La salida del rectificador trifásico es de 6 pulsos ($n = 6$). La frecuencia $\omega = 60 \times 2\pi$. Por último, para simplificar el cálculo se desprecia la inductancia de la carga.

$$C_e = \frac{10}{6 \times 60 \times 2\pi \times 20} = 221.05 \mu\text{F}$$

La condición para obtener el valor del capacitor C_e , hace que el efecto de la carga sea despreciable. Para obtener el valor RMS del voltaje de la armónica n que aparece a la salida se utiliza la regla de división de voltaje, la cual se expresa como:

$$V_{on} = \left| \frac{-1/(n\omega C_e)}{(n\omega L_e) - 1/(n\omega C_e)} \right| V_n = \left| \frac{-1}{(n\omega)^2 L_e C_e - 1} \right| V_n \quad (3.5)$$

La armónica dominante en el rizado es la 6ª, y la única manera de obtener el voltaje rms de la 6ta armónica es obtener la serie de Fourier que forma la señal del voltaje de salida. Para no realizar este cálculo, supondremos que la componente de alterna del voltaje esta compuesta únicamente por la 6ª armónica. Entonces, para obtener el voltaje rms de la componente de alterna a la salida, utilizamos la siguiente ecuación:

$$V_{ca} = \sqrt{V_{rms}^2 - V_{cd}^2} \quad (3.6)$$

Colocando los valores obtenidos en los puntos anteriores, $V_{ca} = 11.69$ V.

El voltaje de salida se puede obtener de la ecuación 3.5:

$$V_{on} = \left| \frac{-1}{(6 \times 377)^2 221.05 \times 10^{-6} L_e - 1} \right| 11.69$$

$$V_{on} = \left| \frac{-11.69}{1130.97 L_e - 1} \right| \quad (3.7)$$

El factor de rizado deseado es de 1%. Este esta dado por:

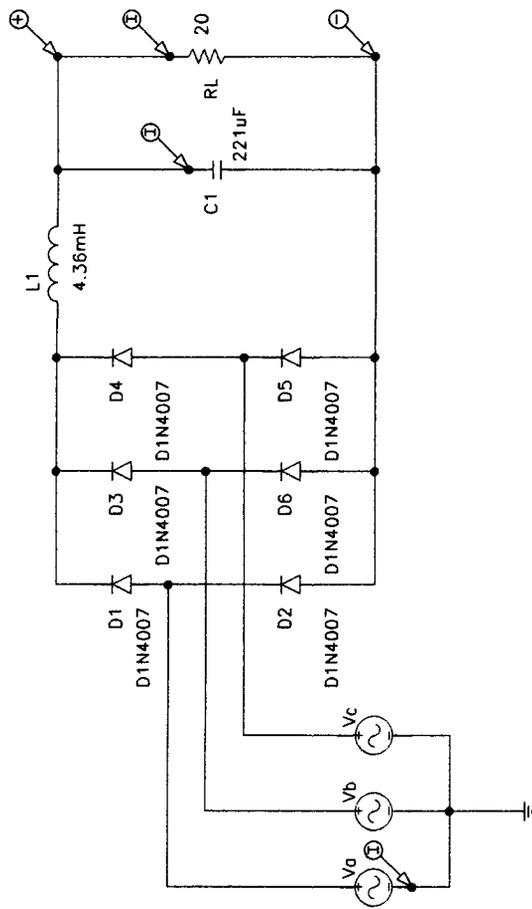
$$FR = \frac{V_{ca}}{V_{cd}} \quad (3.8)$$

Sustituyendo la ecuación 3.7 en la 3.8, con $V_{cd} = 297.1$ V e igualando $FR = .01$, obtenemos $L_e = 4.36$ mH.

Para predecir el comportamiento de este circuito, se realizó un análisis transitorio en PSpice con los valores calculados de L_e y de C_e . La figura 3.2 muestra el circuito utilizado para la simulación.

La figura 3.3 muestra las gráficas obtenidas para el voltaje de salida de c.d., la corriente en la resistencia de 20Ω y la corriente del capacitor en el tiempo en estado estable. Para obtener un factor de rizado de 1%, el voltaje RMS del rizado debe ser de 3 V.

Para obtener el valor RMS del rizado se siguió el siguiente procedimiento: primero se seleccionó el botón de FFT en la ventana del programa PROBE para obtener el espectro del voltaje de salida. Como se cuenta con una componente de directa cercana a los 300 V, se cambió la escala para ver de manera clara el valor de la componente de 360 Hz. El valor obtenido de la FFT es la amplitud para esa frecuencia, por lo que se tiene que dividir entre $\sqrt{2}$ para obtener el valor RMS de la señal de 360 Hz, el cual nos da aproximadamente 3 V, igual que el calculado, como se muestra en la figura 3.4.



Figuro 3.2

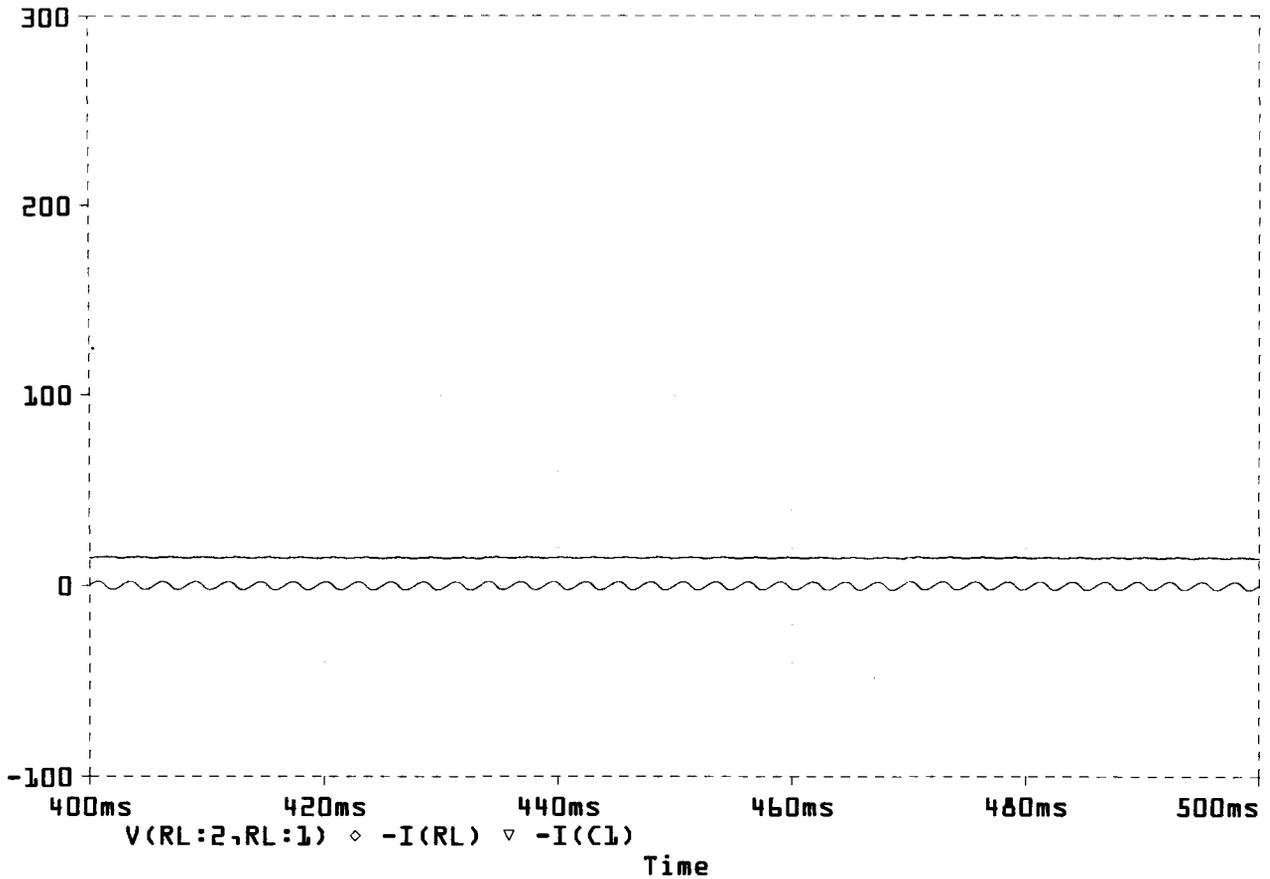


Figura 3.3 Voltaje de salida del rectificador, $V(RL:2,RL:1)$, corriente en la carga, $-I(RL)$, y corriente del capacitor, $-I(C1)$.

B1:(360.000,3.0330) B2:(0.000,208.348) DIFF(B):(360.000,-205.315)

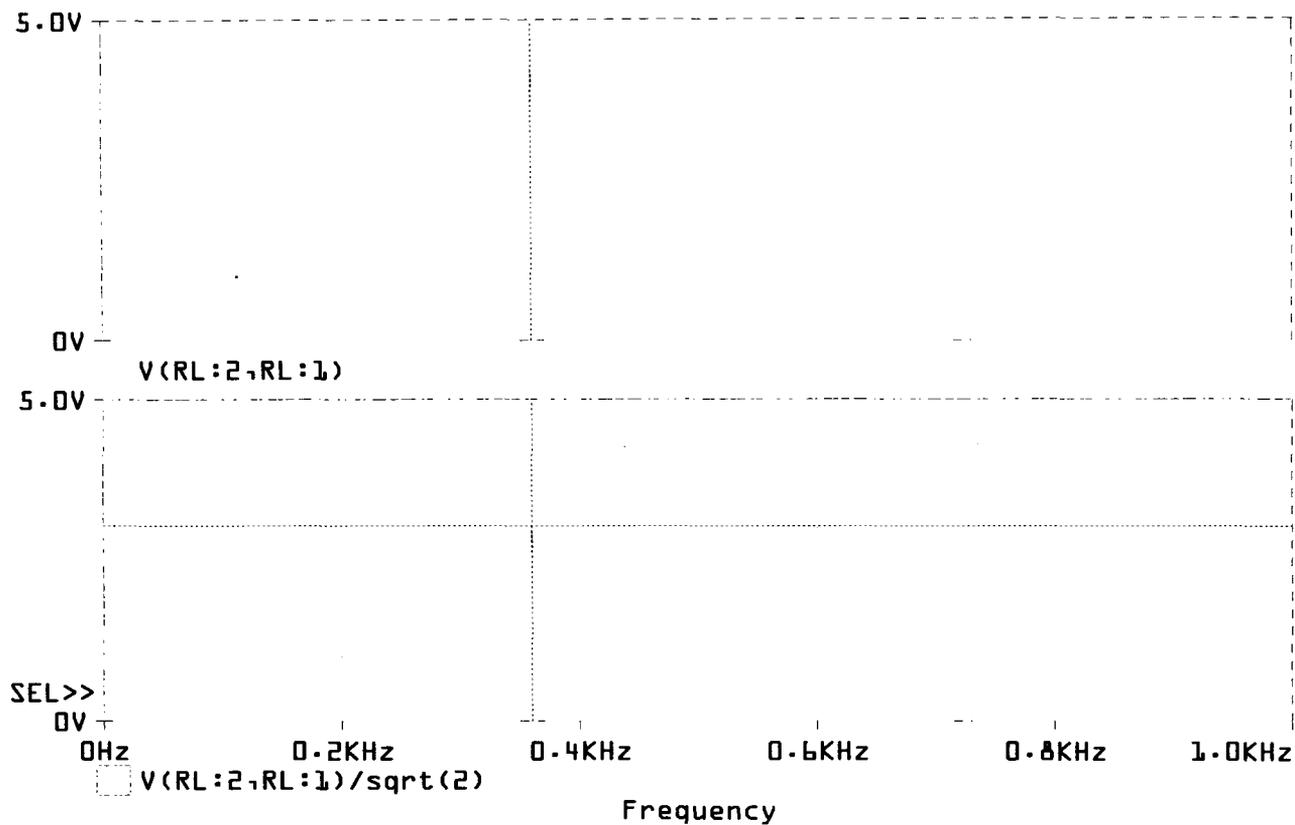


Figura 3.4 Magnitud y valor RMS de la componente de 360 Hz en el rectificador trifásico con filtro LC.

3.1.2 Inversor Monofásico

Para este circuito es necesario estimar las condiciones de operación como son: voltajes presentes en los dispositivos, las corrientes que circularán y principalmente, la potencia que disiparán. También es necesario conocer el comportamiento dinámico (transitorios durante la conmutación, etc.). Estos datos son necesarios para posteriormente diseñar las protecciones adecuadas. Por último, se diseñará un filtro paso bajo para eliminar las componentes de alta frecuencia a la salida del inversor,.

El voltaje máximo que aparecerá (sin considerar sobrevoltajes transitorios) en el inversor es de aproximadamente 300 V. Para manejar estos niveles de voltaje y de entre 10 y 15 A RMS, se seleccionó el MOSFET IRFP360 de Internacional Rectifier, el cual es capaz de bloquear 400 V y de conducir 14 A CD @ 100°C.

Para la estimación de las pérdidas de potencia pueden utilizarse las siguientes formas de onda, que describen de manera muy simplificada el comportamiento de conmutación en el MOSFET.

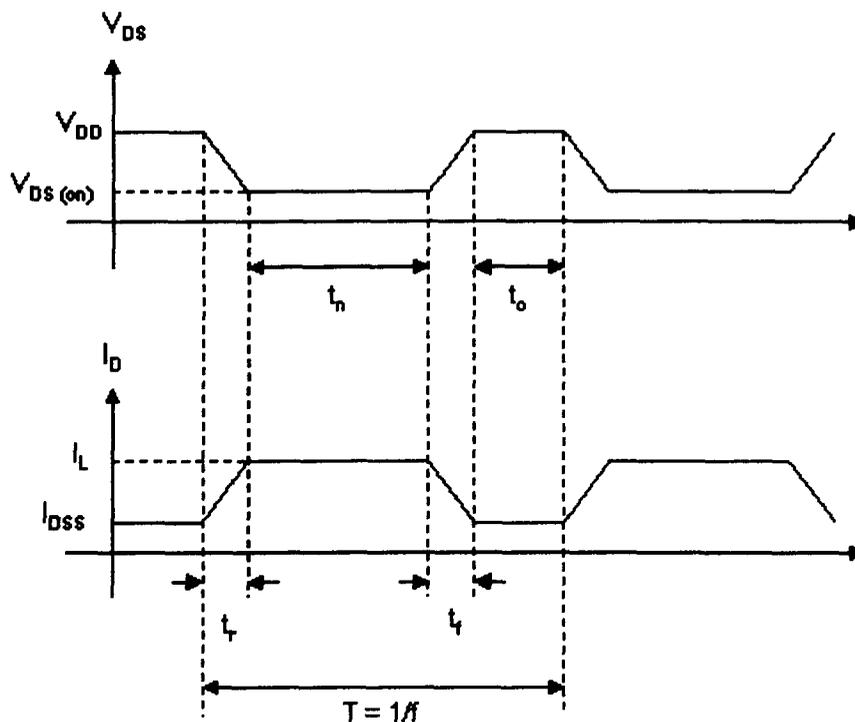


Figura 3.5 Conmutación simplificada de los MOSFETs.

Los parámetros mostrados en la figura 3.5 son:

V_{DS} = Voltaje entre las terminales *drain* y *source* del MOSFET

V_{DD} = Voltaje de la fuente de CD que alimenta al MOSFET

$V_{DS(on)}$ = Voltaje en el MOSFET durante la conducción

I_D = Corriente en el MOSFET

I_L = Corriente de la carga

I_{DSS} = Corriente de fuga del MOSFET

t_n = tiempo de conducción del MOSFET

t_o = tiempo de no conducción del MOSFET

t_r = tiempo de elevación de la corriente

t_f = tiempo de caída de la corriente

T = período

f = frecuencia de conmutación

Como se puede observar, existen corrientes de fuga mientras el MOSFET está en estado de bloqueo y existe una pequeña caída de voltaje en el estado de conducción. Además, los cambios de estado no son instantáneos. Esto da lugar a que existan dos tipos de pérdidas:

1. Pérdidas estáticas

- Pérdidas en estado de conducción (P_n)
- Pérdidas en estado de no conducción (P_o)

2. Pérdidas dinámicas (o pérdidas por conmutación)

- Pérdidas durante el encendido del dispositivo (P_{on})
- Pérdidas durante el apagado del dispositivo (P_{off})

Los parámetros a utilizar para el cálculo de pérdidas son:

$V_{DD} = 300 \text{ V}$

$I_L = 15 \text{ A}$

$I_{DSS} = 25 \mu\text{A}$

$$V_{DS(on)} = 2 \text{ V}$$

$$t_r = 79 \text{ ns}$$

$$t_f = 67 \text{ ns}$$

$$f = 30 \text{ kHz}$$

Para obtener las pérdidas estáticas, primero se obtiene la potencia instantánea durante la conducción:

$$p_n(t) = V_{DS(on)} \times I_L \quad (3.9)$$

$$2 \text{ V} \times 15 \text{ A} = 30 \text{ W}$$

La potencia promedio en el transistor es:

$$P_n = \frac{1}{T} \int_0^{t_n} p(t) dt = V_{DS(on)} I_L t_n f \quad (3.10)$$

En el estado de no conducción la potencia instantánea es:

$$p_o(t) = V_{DD} \times I_{DSS} \quad (3.11)$$

$$300 \text{ V} \times 25 \text{ } \mu\text{A} = 7.5 \text{ mW}$$

la potencia promedio queda como:

$$P_o = \frac{1}{T} \int_0^{t_o} p(t) dt = V_{DD} I_{DSS} t_o f \quad (3.12)$$

Para una onda PWM bipolar, solo se tienen 2 voltajes, +V y -V, por lo que siempre se encuentra un par de transistores en conducción.

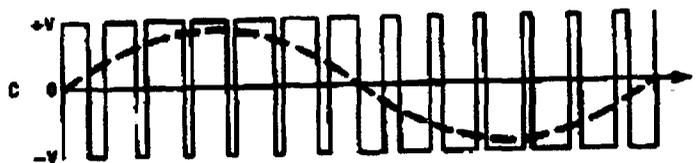


Figura 3.6 Modulación PWM Bipolar.

Para la modulación de una señal senoidal como la que se muestra en la figura, el tiempo que conduce un par (ya sea el que genera el voltaje +V o el que genera -V) es la mitad del periodo. Entonces, tenemos que $t_n = t_o = T/2$. Por lo tanto las ecuaciones de pérdidas estáticas quedan como:

$$P_n = \frac{V_{DS(on)} I_L}{2} \quad (3.13)$$

$$2 \text{ V} \times 15 \text{ A} \times 0.5 = 15 \text{ W}$$

$$P_o = \frac{V_{DD} I_{DSS}}{2} \approx 0 \quad (3.14)$$

Las pérdidas estáticas son 15 W, ya que las pérdidas en el estado de no conducción son despreciables.

Para el cálculo de las pérdidas dinámicas, se necesita describir el comportamiento de la corriente en el tiempo, el cual está dado por:

$$i_{on}(t) = I_{DSS} - (I_{DSS} - I_L) \frac{t}{t_r} \quad (3.15)$$

Debido a que $I_L \gg I_{DSS}$, la ecuación queda como:

$$i_{on}(t) = I_L \frac{t}{t_r} \quad (3.16)$$

De manera similar, el voltaje durante el encendido puede expresarse como:

$$v_{on}(t) = V_{DD} + (V_{DS(on)} - V_{DD}) \frac{t}{t_r} \quad (3.17)$$

Como $V_{DD} \gg V_{DS(on)}$, la ecuación se simplifica a:

$$v_{on}(t) = V_{DD} \left(1 - \frac{t}{t_r} \right) \quad (3.18)$$

La potencia instantánea durante el encendido es:

$$P_{on}(t) = V_{DD} I_L \left[\left(1 - \frac{t}{t_r} \right) \frac{t}{t_r} \right] \quad (3.19)$$

Integrando, la potencia promedio esta dada por:

$$P_{on} = \frac{1}{T} \int_0^{t_r} P_{on}(t) dt = \frac{V_{DD} I_L t_r f}{6} \quad (3.20)$$

$$(300 \text{ V} \times 15 \text{ A} \times 79 \text{ ns} \times 30 \text{ kHz})/6 = 1.7775 \text{ W}$$

Durante el apagado del transistor, se utilizan ecuaciones similares para obtener la potencia promedio.

El voltaje es:

$$v_{off}(t) = V_{DS(on)} - (V_{DS(on)} - V_{DD}) \frac{t}{t_f} \quad (3.21)$$

despreciando $V_{DS(on)}$:

$$v_{off}(t) = V_{DD} \frac{t}{t_f} \quad (3.22)$$

La corriente es:

$$i_{off}(t) = I_L + (I_{DSS} - I_L) \frac{t}{t_f} \quad (3.23)$$

despreciando I_{DSS} :

$$i_{off}(t) = I_L \left(1 - \frac{t}{t_f} \right) \quad (3.24)$$

La potencia instantánea esta dada por:

$$p_{off}(t) = V_{DD} I_L \left[\left(1 - \frac{t}{t_f} \right) \frac{t}{t_f} \right] \quad (3.25)$$

La potencia promedio es:

$$P_{off} = \frac{1}{T} \int_0^{t_f} p_{off}(t) dt = \frac{V_{DD} I_L t_f f}{6} \quad (3.26)$$

$$(300 \text{ V} \times 15 \text{ A} \times 67 \text{ ns} \times 30 \text{ kHz})/6 = 1.5075 \text{ W}$$

Las potencias dinámicas totales son de apenas 3.285 W para obtener pérdidas totales en el transistor de 18.285 W.

Sin embargo estos cálculos no son del todo correctos debido a que se simplificó demasiado la característica durante la conmutación, sin embargo, sirve como aproximación inicial para ver que rango de potencia va a estar disipando el transistor.

Para conocer el comportamiento del inversor, se realizó una simulación en PSPICE. La figura 3.7 muestra el inversor compuesto por MOSFETs IRFP360, alimentados por una fuente de c.d. de 300 V y aplicando la señal salida de c.a de 30 kHz a una carga resistiva de 20 Ω . Se agregaron también 2 inductancias de 100 nH que simulan el efecto de inductancia parásita de los cables. Esta simulación permitirá:

- Estimar la magnitud de sobrecorrientes y sobrevoltajes que aparecen durante la conmutación en terminales de los MOSFETs debido a la inductancia parásita para justificar el uso de circuitos para protección y posteriormente comparar las formas de onda del circuito sin proteger y el circuito protegido.
- Estimar la potencia instantánea que disiparán los MOSFETs.
- A partir de la potencia instantánea obtener de manera más exacta la potencia promedio que se disipará en el dispositivo semiconductor.
- Obtener las trayectorias de conmutación (gráfica de corriente contra voltaje) del MOSFET para justificar el uso de circuitos de protección.

La figura 3.8 muestra los siguientes parámetros:

- $V(M4:d,M2:d)$ = Voltaje en la carga.
- $I(RL)$ = Corriente en la carga.
- $V(M1:d,M1:s)$ = Voltaje en terminales del MOSFET M1 (voltaje entre *drain* y *source*).
- $I_d(M1)$ = Corriente del MOSFET M1.

Se puede observar que existen sobrevoltajes transitorios durante la conmutación. Si el circuito se operara en estas condiciones, existirían problemas ya que el voltaje presente en terminales del MOSFET durante el transitorio excede el voltaje máximo de bloqueo del IRFP360.

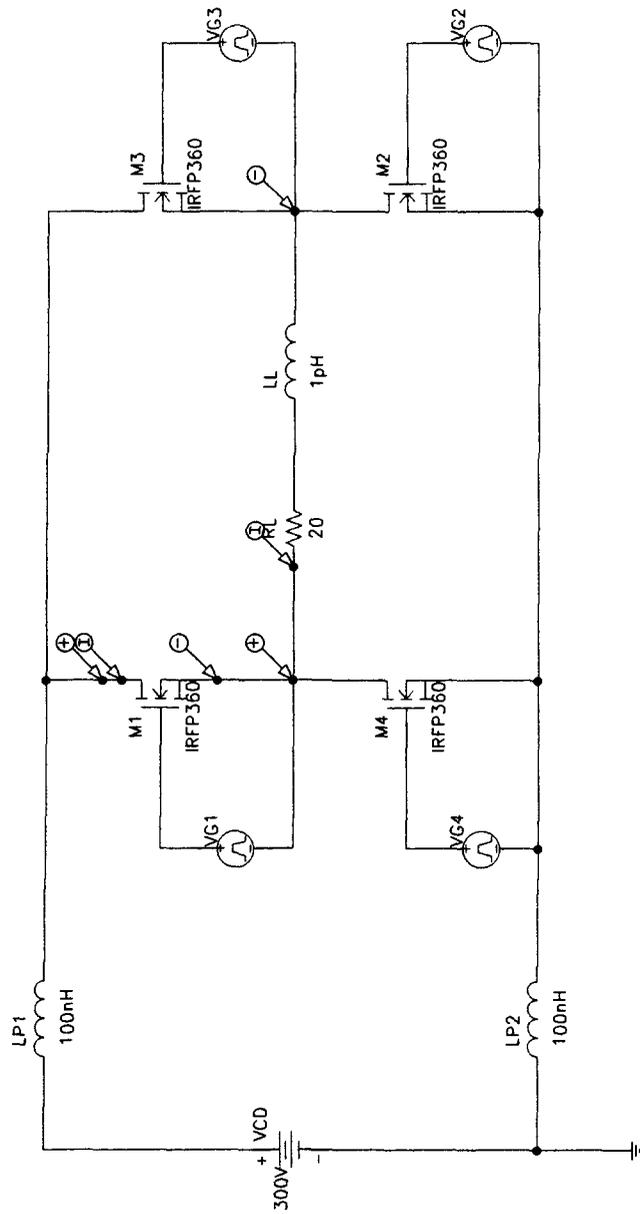


Figura 3.7

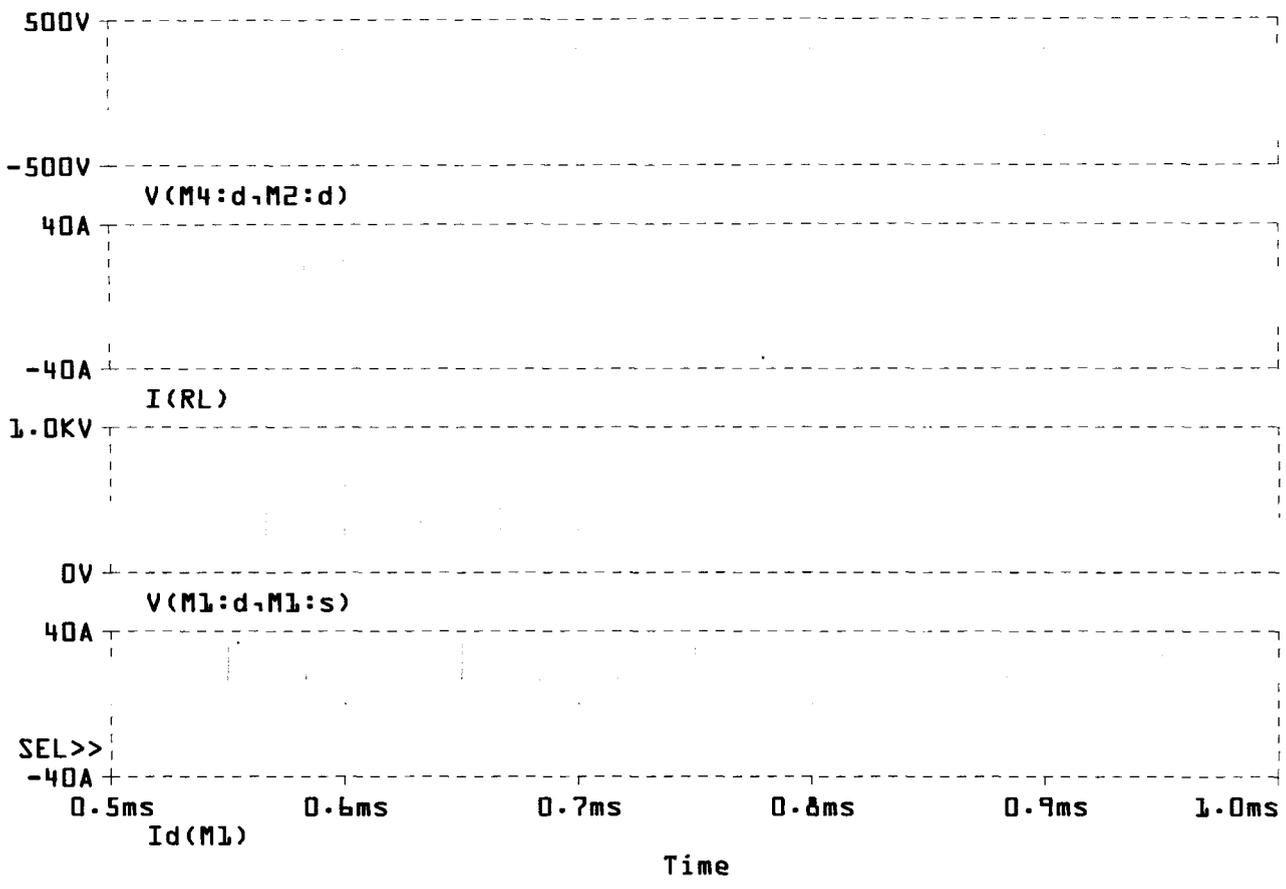


Figura 3.8 Voltaje y corriente de salida del inversor y voltaje y corriente en el MOSFET M1.

A partir de los datos obtenidos para el MOSFET, se puede construir una gráfica de corriente vs. voltaje, la cual recibe el nombre de trayectoria de conmutación, mostrada en la figura 3.9. El área dentro de esta trayectoria nos indica que existe una gran disipación de potencia en el dispositivo semiconductor.

La figura 3.10, además de mostrar las formas de onda de voltaje y corriente durante el encendido del MOSFET, nos muestra la potencia instantánea, obtenida de multiplicar los datos de voltaje y corriente. La caída de voltaje es prácticamente lineal, sin embargo la corriente se eleva de manera transitoria a casi 40 A, lo que genera picos de 1 kW, además que se genere mas área en la curva de potencia debido al tiempo que tarda en amortiguarse el transitorio de corriente.

Durante el apagado del dispositivo semiconductor, mostrado en la figura 3.11, se agrava la situación. El voltaje en terminales del MOSFET no solo empieza a crecer antes de que la corriente disminuya, sino que existe un elevación transitoria de corriente que ocasiona que el voltaje y la corriente coincidan en el tiempo en valores superiores a los de estado estable (300 V, 15 A) y el pico de potencia exceda los 7 kW.

Como se puede observar, la potencia disipada durante el apagado del semiconductor es mayor, ya que los tiempos de apagado son mayores al de encendido debido a las propiedades de los materiales semiconductores.

Se podría pensar que estos picos de potencia podrían sobrepasar el límite de disipación del semiconductor, sin embargo, debido a que los tiempos de conmutación para MOSFETs andan en el rango de nanosegundos, al integrar esta potencia en el tiempo el efecto no es tan grande, sin embargo podría ser equiparable a las pérdidas estáticas, dependiendo de la frecuencia de operación del inversor, por lo que se deben tomar en cuenta en los cálculos para la correcta selección del disipador de calor.

La figura 3.12 muestra la potencia instantánea en el rango de tiempo de la simulación. La potencia promedio se obtuvo utilizando la función AVG () de PSPICE y da un valor aproximado de 33 W. Esta potencia difiere considerablemente del valor calculado con la forma de onda simplificada debido a las variaciones transitorias que ocurren durante la conmutación del MOSFET, ocasionadas por las inductancias parásitas del cableado. El resultado de esta simulación es más aceptable, sin embargo no será el utilizado para calcular el disipador, ya que falta agregar circuitos *snubber* en el inversor que eliminen los

sobrevoltajes que podrían dañar los MOSFETs. Estos circuitos alteran las trayectorias de conmutación, y por lo tanto tiene que realizarse una nueva simulación tomando en cuenta estos efectos y poder así, determinar la potencia disipada por cada MOSFET en este nuevo circuito. Esta potencia obtenida se utiliza para determinar el disipador de calor a utilizar.

En la sección 3.2.1, se describe a detalle el propósito de los circuitos *snubber*, su diseño, y se realiza un simulación del inversor con un “*snubber* de Undeland” para estimar el comportamiento del circuito de potencia con estos nuevos elementos.

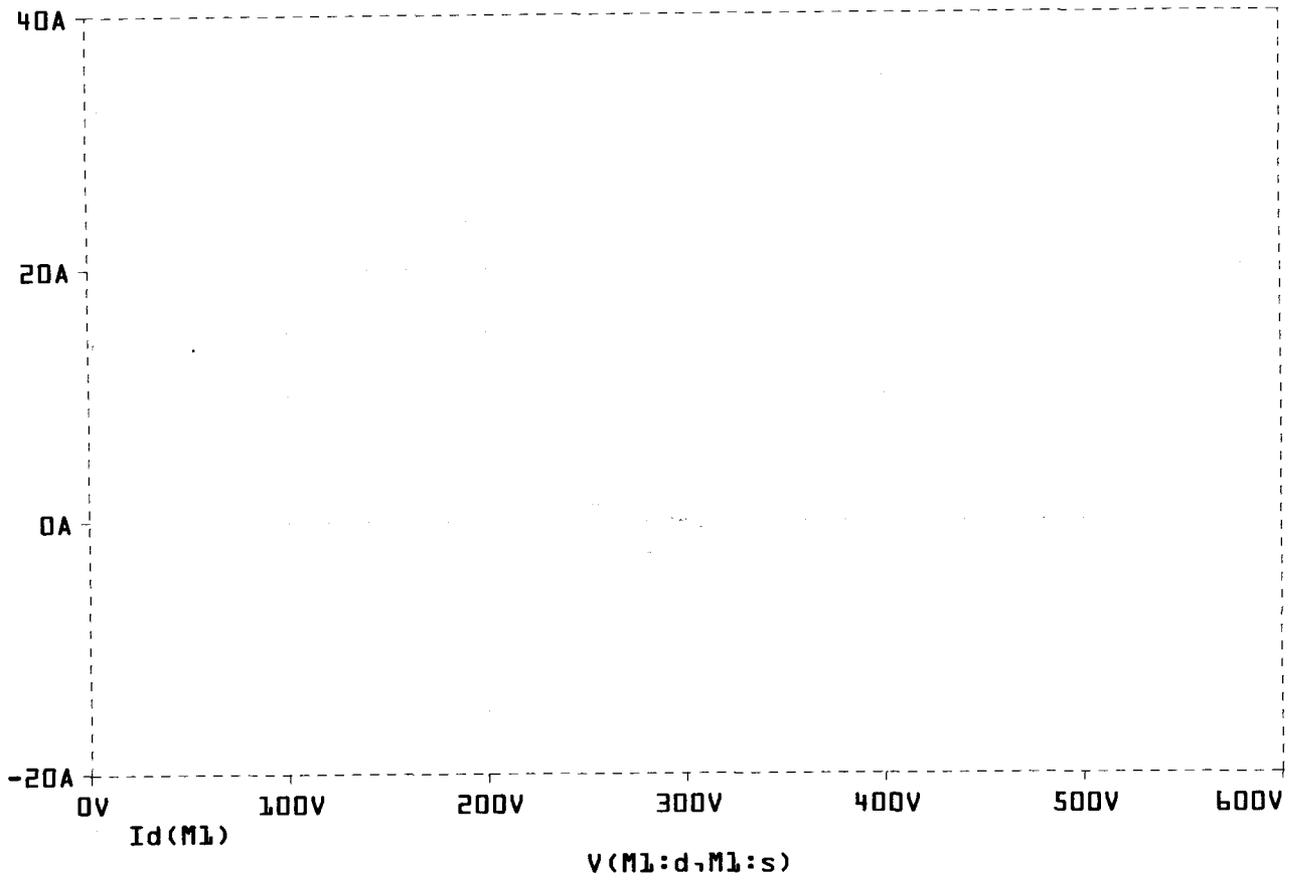


Figura 3.9 Gráfica de corriente vs. voltaje durante la conmutación del MOSFET.

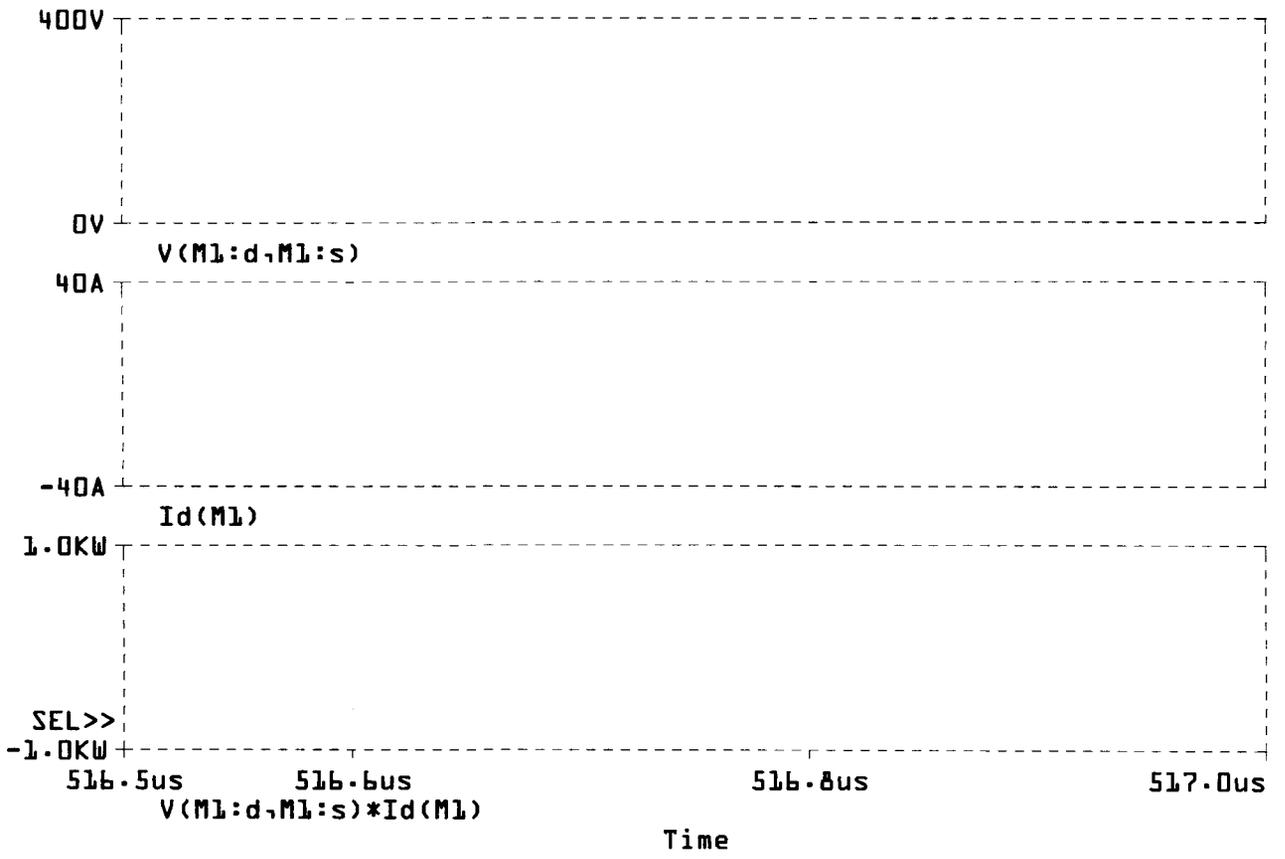


Figura 3.10 Voltaje, corriente y potencia instantánea durante el encendido del MOSFET.

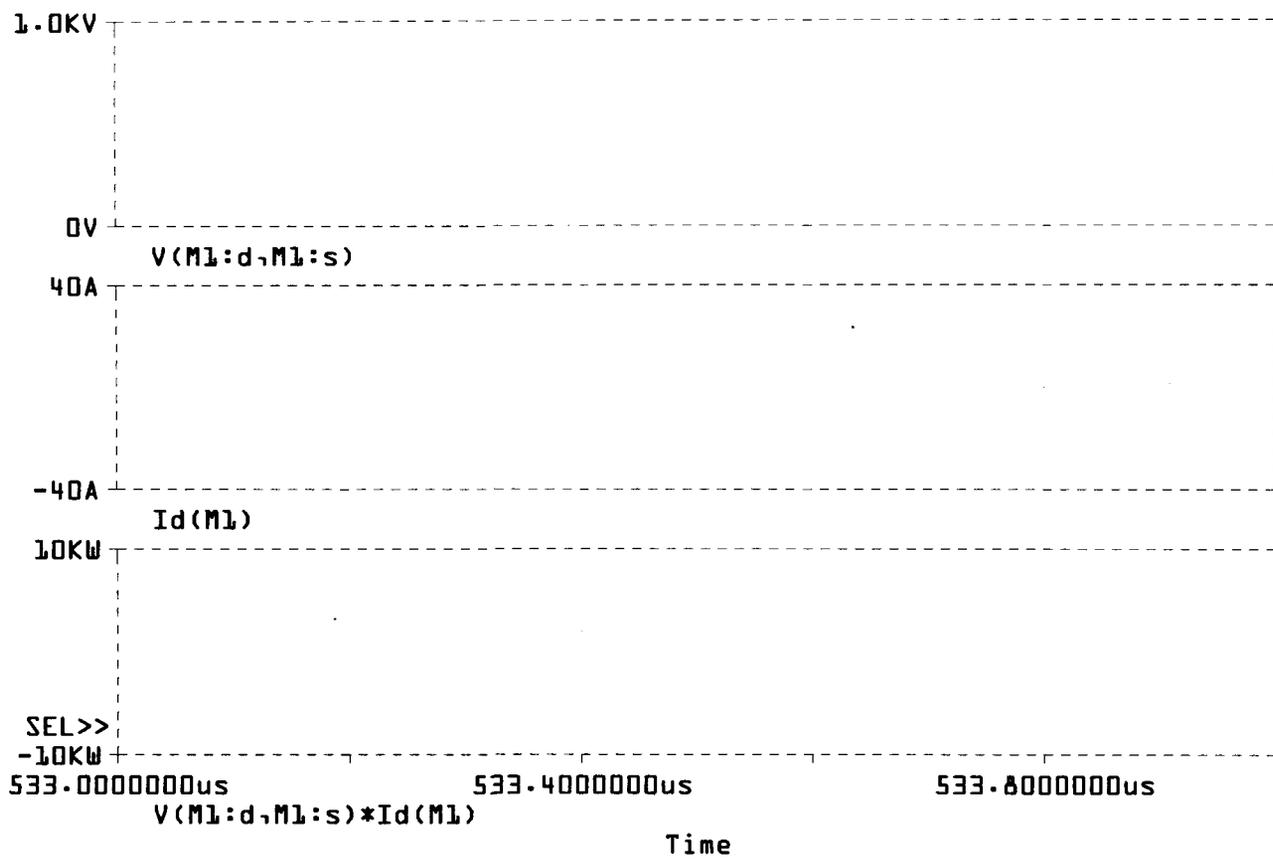


Figura 3.11 Voltaje, corriente y potencia instantánea durante el apagado del MOSFET.

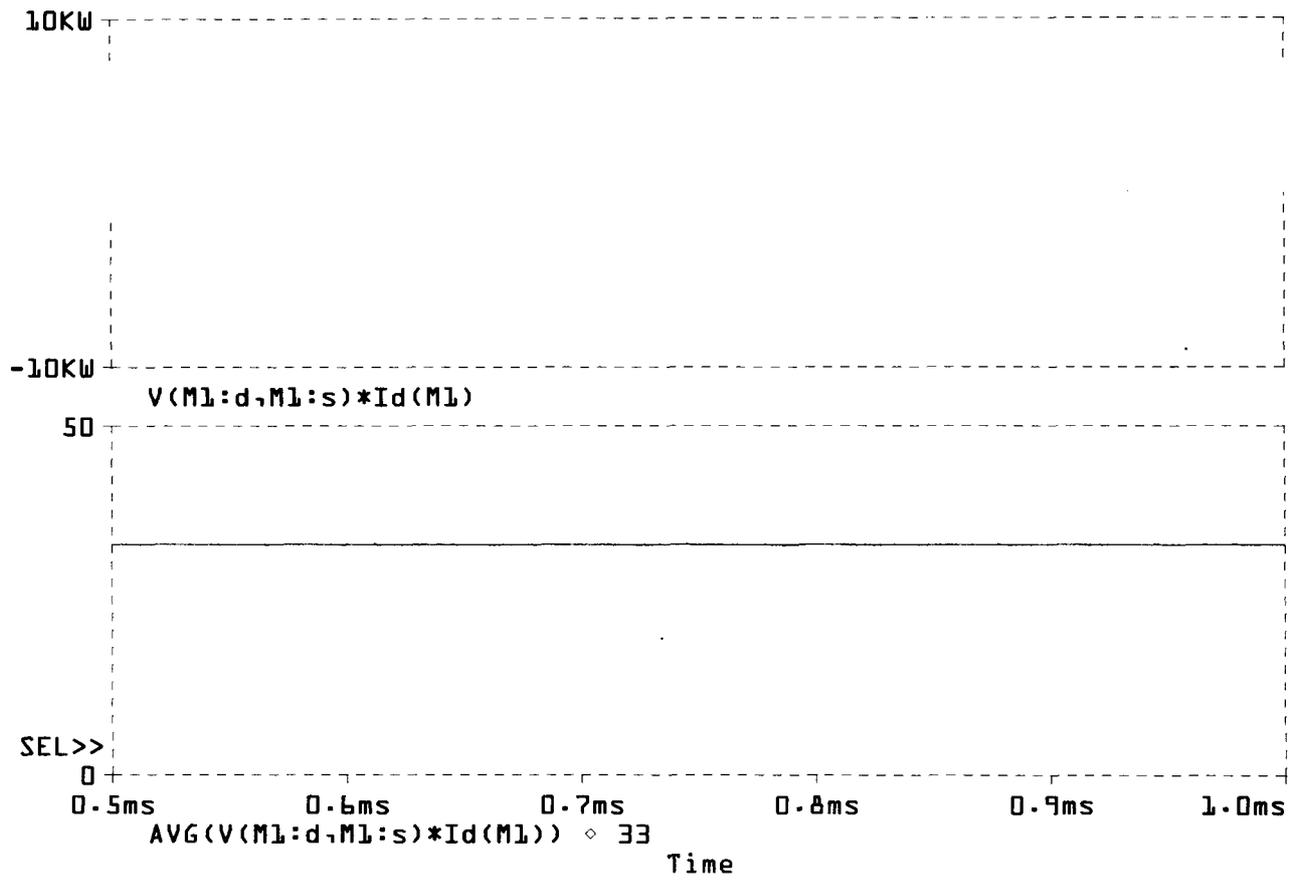


Figura 3.12 Potencia instantánea y potencia promedio del MOSFET.

El último paso en el diseño del inversor es el filtro de salida del inversor.

Al utilizar la técnica de modulación de ancho de pulso, el voltaje de salida del inversor cuenta con un espectro igual al de la señal de referencia en las frecuencias de interés, sin embargo, también existen componentes de alta frecuencia que pueden ser prácticamente eliminadas utilizando un filtro paso bajo. El filtro más simple que se puede utilizar a la salida del inversor es un filtro LC, igual al utilizado para reducir el rizado del rectificador trifásico.

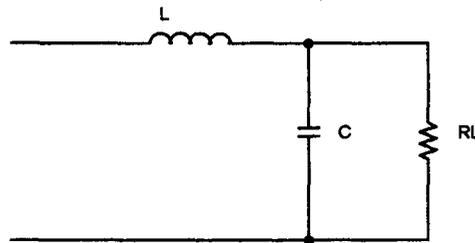


Figura 3.13 Filtro paso bajo de segundo orden para la salida del inversor.

Para el diseño del filtro se utilizará una metodología similar a la usada en el filtro LC del rectificador. Se vuelve a utilizar para el cálculo la ecuación 3.4 con $R = 20 \Omega$, $L = 0 \text{ H}$ y ω se obtendrá utilizando una frecuencia de 30,000 kHz, que es la frecuencia de la señal portadora.

$$C_e = \frac{10}{30,000 \times 2\pi \times 20} = 2.65 \mu\text{F}$$

Ahora, para obtener el valor de la inductancia, se vuelve a utilizar el circuito de la figura 3.1. En este caso, para el voltaje de frecuencia de 30 kHz, nos interesa que aparezca solamente el 1% en el capacitor. Combinando estos requerimientos con la ecuación 3.5 obtenemos:

$$0.01 = \left| \frac{-1}{(30,000 \times 2\pi)^2 L(2.65 \mu\text{F}) - 1} \right|$$

y resolviendo para L :

$$\left| \frac{-101}{(30,000 \times 2\pi)^2 \times 2.65 \mu F} \right| = L = 1.1 \text{ mH}$$

El filtro balanceado mostrado en la figura 3.14 disminuye la generación de interferencia electromagnética con respecto al filtro LC anterior, por lo que se recomienda su utilización como filtro de salida para inversores.

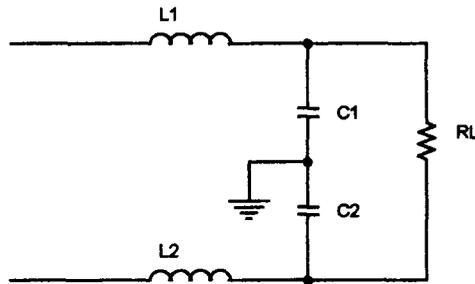


Figura 3.14 Filtro balanceado paso bajo de segundo orden para la salida del inversor.

El diseño de este filtro se puede simplificar “dividiendo” el circuito a la mitad como muestra la figura 3.15.

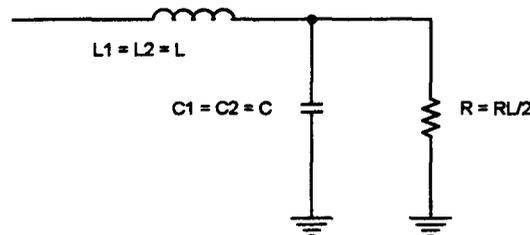


Figura 3.15 Filtro balanceado paso bajo de segundo orden para la salida del inversor.

El primer paso es para obtener los valores de L y C es dividir la resistencia de carga RL entre 2, obteniendo una resistencia de 10Ω . Utilizando nuevamente la ecuación 3.4:

$$C_e = \frac{10}{30,000 \times 2\pi \times 10} = 5.3 \mu\text{F}$$

Como puede notarse, el valor de la capacitancia se duplica. La inductancia da:

$$\left| \frac{-101}{(30,000 \times 2\pi)^2 \times 5.3 \mu\text{F}} \right| = L = 0.5 \text{ mH}$$

Al duplicarse la capacitancia, el valor de la inductancia se reduce a la mitad.

Para conocer la respuesta a la frecuencia del filtro tanto en magnitud como en fase, se utilizó una simulación en PSPICE del filtro paso bajo balanceado. Esta información servirá para que el circuito de control pueda programarse para compensar las variaciones en amplitud y fase en el rango de frecuencias que se generarán con la fuente.

El circuito utilizado en la simulación varía ligeramente del filtro balanceado original, ya que se combinaron los 2 capacitores en uno solo. La figura 3.16 muestra el circuito utilizado. En la figura 3.17 se muestra la respuesta a la frecuencia en magnitud y en fase del filtro. Existe un pequeño pico entre las frecuencias de 1 kHz a 3 kHz. Este efecto y el retraso en fase se deben compensar en el microcontrolador para obtener la forma de onda deseada a la salida. Por último se realizó otra simulación³ para ver que tan bien se puede recuperar la forma de onda utilizando este filtro. Se realizó una simulación transitoria con una forma de onda de 60 Hz a 127 VRMS, con 25% de 9na armónica y 12.5% de 21ra armónica, todas en fase con la fundamental. Se seleccionaron estas armónicas para tratar de abarcar la mayor parte del rango de frecuencias de la fuente. La figura 3.18 muestra la forma de onda de referencia comparada con la forma de onda de salida en el tiempo. La figura 3.19 muestra los espectros de ambas señales. Como se puede ver, la señal de salida es prácticamente igual a la señal de referencia tanto en el tiempo como en las amplitudes de las diferentes componentes de frecuencia. Existe un desfase entre la señal de referencia y la salida, sin embargo no parece afectar de manera diferente a las diversas componentes armónicas que forman la onda.

³ El código de la simulación se anexa en el apéndice A.

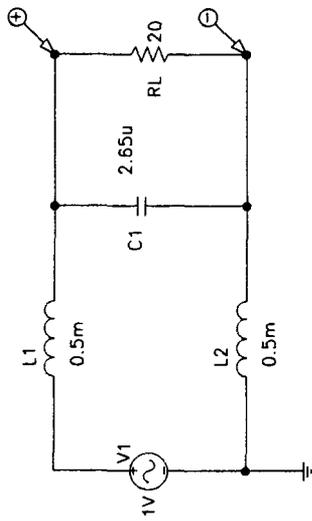


Figura 3.16

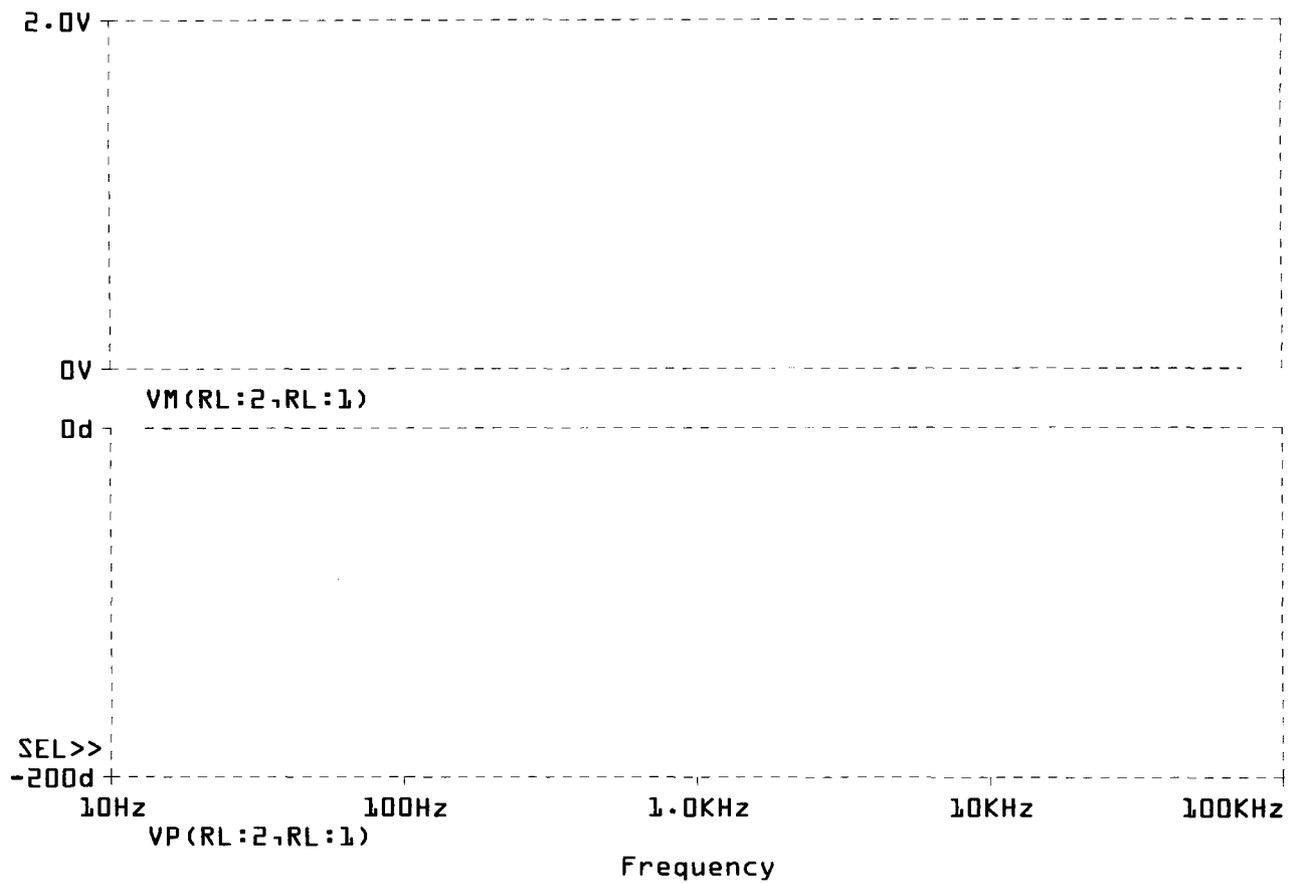


Figura 3.17 Respuesta a la frecuencia del filtro de salida del inversor (magnitud y fase).

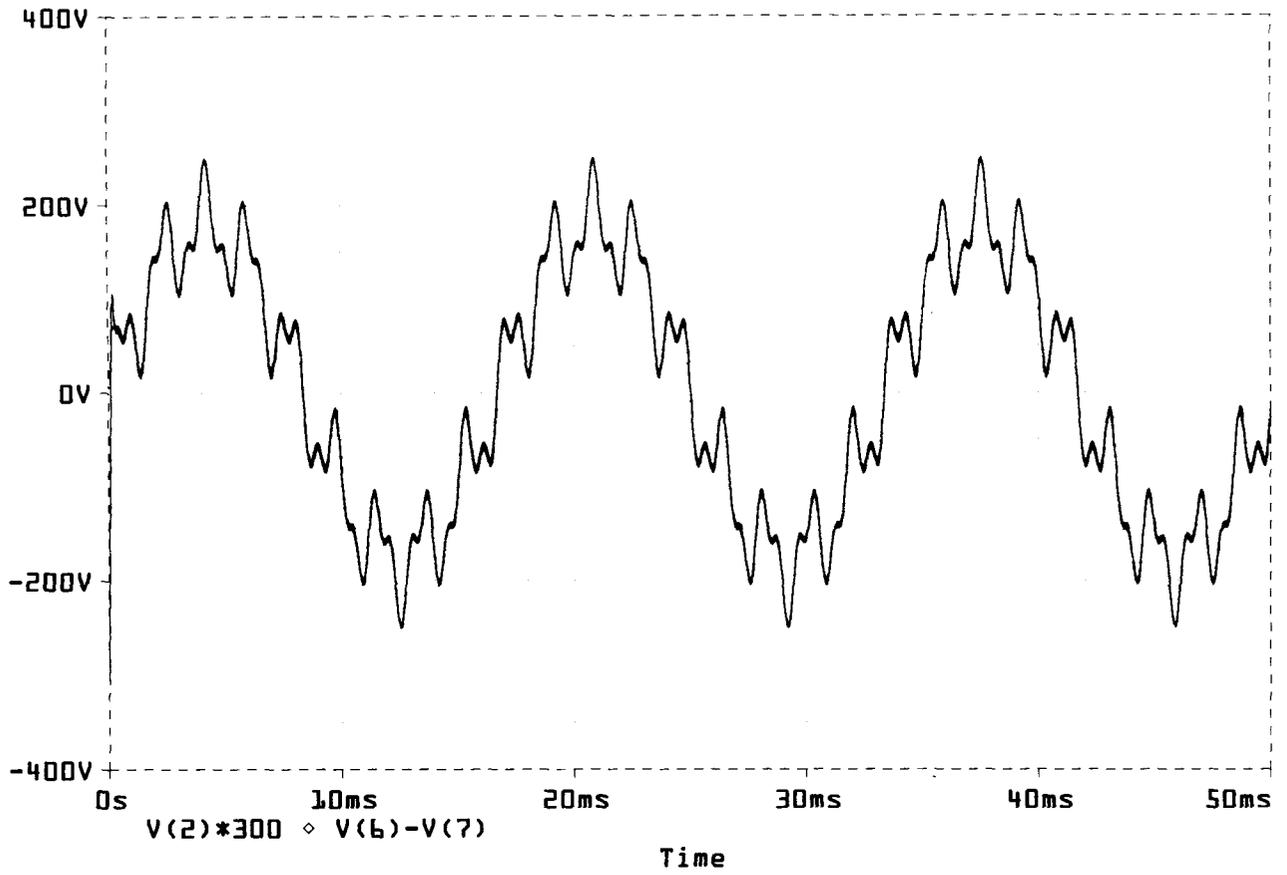


Figura 3.18 Señal de referencia, V(2), y señal PWM filtrada, V(6)-V(7).

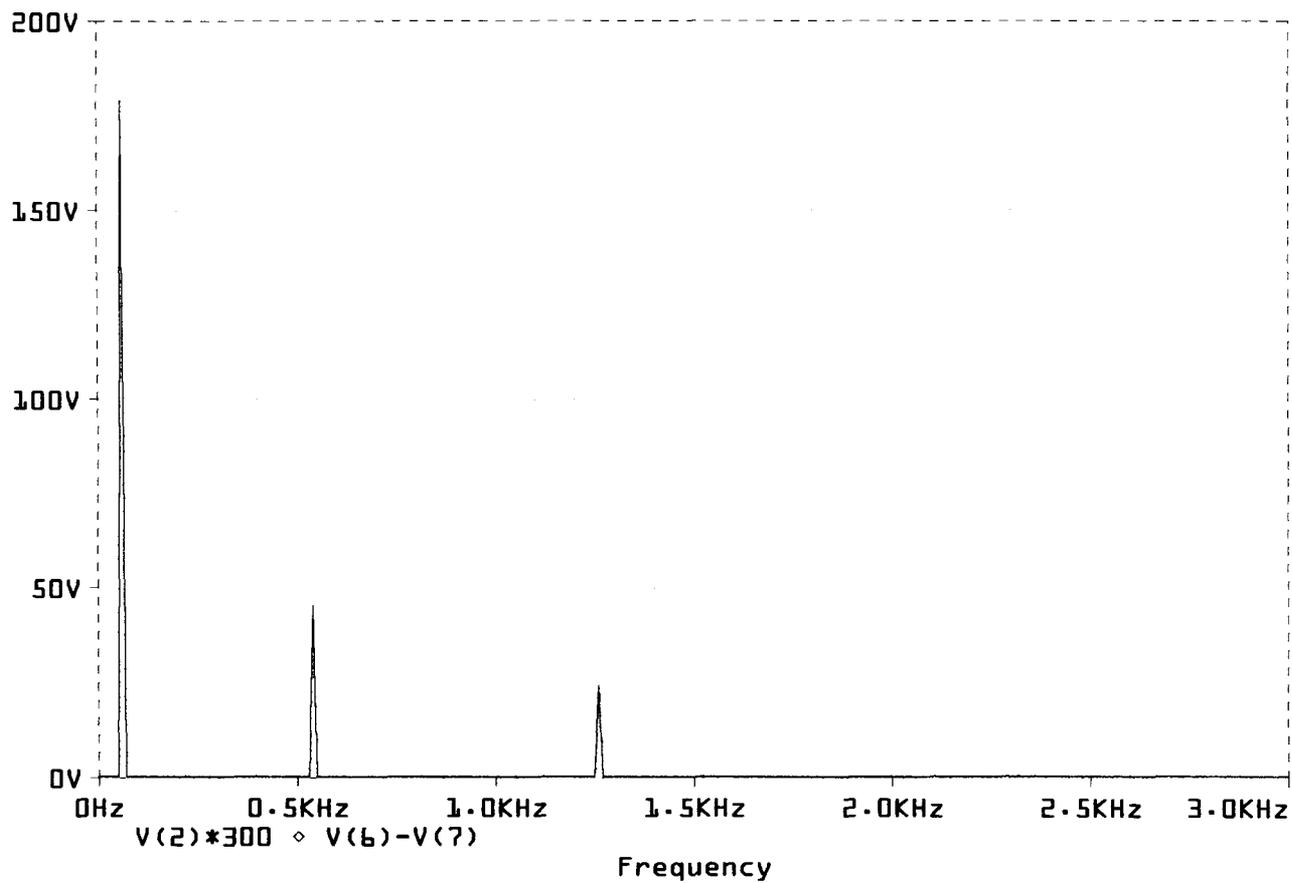


Figura 3.19 Espectros de la señal de referencia, V(2), y de la señal PWM filtrada, V(6)-V(7).

3.2 Protección de los Dispositivos Semiconductores

Durante la operación normal del circuito, la acción de conmutación en los MOSFETs de potencia en combinación con la presencia de inductancias y capacitancias parásitas en los circuitos electrónicos de potencia hace que aparezcan transitorios en los circuitos convertidores, además resultando en pérdidas de potencia que generan calor ocasionando que la temperatura del semiconductor pueda elevarse por encima del límite permitido. En caso de ocurrir un corto circuito, esta corriente circularía por los componentes.

Para asegurar el correcto funcionamiento del convertidor, debe protegerse de sobrevoltajes, sobrecorrientes y sobrecalentamiento. Esto se logra utilizando disipadores de calor, circuitos *snubber* para limitar las razones de cambio de voltaje y corriente, di/dt y dv/dt , durante las conmutaciones, supresores de sobrevoltajes transitorios (TVSS) y fusibles para limitar la corriente.

3.2.1 Circuitos *Snubber*

Los circuitos *snubber* son una serie de componentes que reducen los esfuerzos eléctricos que se generan en los dispositivos de conmutación del convertidor a niveles que se encuentren dentro de los rangos de operación del dispositivo.

Estos fenómenos transitorios pueden apreciarse en las figuras 3.10 y 3.11 de la sección 3.1.2.

Al utilizar circuitos *snubber* se logra:

1. Limitar los voltajes transitorios en terminales del dispositivo durante el apagado.
2. Limitar las corrientes transitorias durante el encendido.
3. Limitar el di/dt durante el encendido.
4. Limitar el dv/dt en terminales del dispositivo durante el apagado.
5. Mejorar las trayectorias de conmutación.
6. Reducir la interferencia electromagnética (EMI) generada por el convertidor.
7. Reducir las pérdidas en los dispositivos semiconductores.

Existen diversos tipos de *snubbers* para proteger diferentes dispositivos. Para la fuente de poder, solo se utilizarán en el inversor, por lo que se enfocará el análisis únicamente a los *snubbers* utilizados en circuitos con transistores.

Existen tres tipos para este caso:

1. *Snubber* de apagado
2. *Snubber* de encendido
3. *Snubber* de sobrevoltaje

El primer tipo de *snubber* evita problemas durante el apagado del MOSFET haciendo que aparezca un voltaje de cero volts al iniciar el decremento de corriente por el dispositivo y controlando su dv/dt . Para explicar el funcionamiento de este *snubber* se utilizará el circuito mostrado en la figura 3.20⁴, el cual se utiliza para el control de voltaje de c.d.. Este arreglo se conoce comúnmente como *chopper*, o cortador, y se agrega un *snubber* de apagado formado por una resistencia, un diodo y un capacitor.

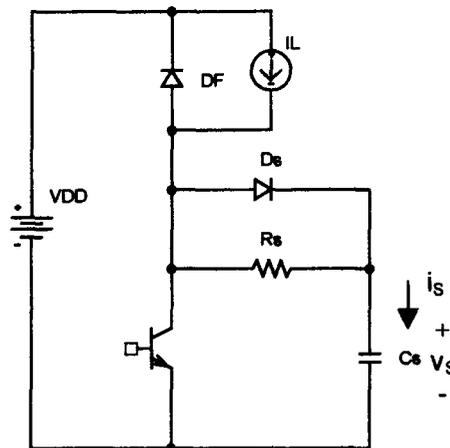


Figura 3.20 *Chopper* con *snubber* de apagado.

La relación corriente - voltaje para un capacitor esta dada por:

$$i_S(t) = C_S \frac{dv(t)}{dt} \quad (3.27)$$

⁴ Las figuras para ilustrar la sección de *snubbers* se obtuvieron de [2]

La acción del transistor puede describirse utilizando la ecuación 3.24, suponiendo el mismo esquema de conmutación simplificada que se utilizó para determinar las pérdidas de en los dispositivos semiconductores.

A partir de la ecuación 3.27, despejando para $v(t)$, se puede describir la acción del *snubber* de apagado como:

$$v_S(t) = \frac{1}{C_S} \int_0^t (I_L - i_{off}) dt \quad (3.28)$$

$$\text{donde: } i_{off}(t) = I_L \left(1 - \frac{t}{t_f} \right)$$

Sustituyendo la ecuación 3.24 en la 3.28 obtenemos:

$$v_S(t) = \frac{I_L}{C_S} \int_0^t \frac{t}{t_f} dt \quad (3.29)$$

Resolviendo la integral se obtiene:

$$v_S(t) = \frac{I_L t^2}{2C_S t_f} \quad (3.30)$$

Si $t = t_f$, entonces $v(t_f) = V_{DD}$. Posteriormente se despeja C_S :

$$C_S = \frac{I_L t_f}{2V_{DD}} \quad (3.31)$$

Una vez que el voltaje del capacitor llega a V_{DD} , la corriente pasa por el diodo D_F y tanto el transistor como el capacitor dejan de tener corriente.

La ecuación 3.31 nos permite obtener el valor del capacitor del *snubber* a partir de parámetros conocidos como la corriente de carga, el tiempo de apagado del MOSFET y el

voltaje de c.d. que bloquea el MOSFET. La resistencia del *snubber* sirve para limitar la corriente al encender de nueva cuenta el transistor. Se debe verificar que el capacitor pueda descargarse considerablemente (al 10% de V_{DD}) antes del siguiente apagado con esa resistencia, para que el circuito *snubber* pueda operar de manera adecuada.

En el caso del *snubber* de encendido, se controla el di/dt , y las ecuaciones son bastante similares al caso anterior. Este circuito se muestra en la figura 3.21 y consiste de otro *chopper*, ahora con un arreglo *LRD* que forma el *snubber* de encendido.

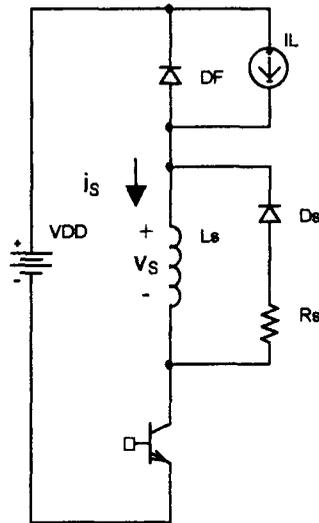


Figura 3.21 *Chopper* con *snubber* de encendido.

La relación corriente - voltaje en una inductancia esta dada por:

$$v_S(t) = L_S \frac{di_S(t)}{dt} \quad (3.32)$$

La acción del transistor durante el encendido la describe la ecuación 3.18.

Despejando ahora para $i(t)$:

$$i_S(t) = \frac{1}{L} \int_0^t (V_{DD} - v_{on}) dt \quad (3.33)$$

donde: $v_{on}(t) = V_{DD} \left(1 - \frac{t}{t_r}\right)$

Sustituyendo la ecuación 3.18 en la 3.33 se obtiene:

$$i_S(t) = \frac{V_{DD}}{L} \int_0^t \frac{t}{t_r} dt \quad (3.34)$$

Resolviendo la integral:

$$i_S(t) = \frac{V_{DD} t^2}{2L t_r} \quad (3.35)$$

Con $t = t_r$, entonces $i(t_r) = I_L$ y despejando L_S , la ecuación queda como:

$$L_S = \frac{V_{DD} t_r}{2I_L} \quad (3.36)$$

Durante el proceso de encendido y mientras no deje de conducir el diodo D_F , el voltaje se reparte entre la inductancia y el MOSFET y la corriente se pasa gradualmente de D_F al MOSFET. Una vez que la corriente de la carga pasa por el transistor, el voltaje aparece en la carga y el diodo D_F . Utilizando la ecuación 3.36 podemos obtener el valor de L_S a partir de los mismos parámetros que C_S , con excepción del tiempo t_r . La resistencia utilizada para disipar la energía almacenada en la inductancia cuando el MOSFET se apaga genera un sobrevoltaje en éste, y debe ser seleccionada de manera que este sobrevoltaje no afecte al dispositivo y, al igual que para la resistencia del *snubber* de apagado, ésta debe permitir que la corriente en la inductancia disminuya a un valor considerable para que el *snubber* funcione de manera adecuada durante el siguiente encendido.

En los circuitos anteriores utilizados para describir los *snubbers* de encendido y de apagado, se despreciaron las inductancias parásitas. Como pudimos observar en la

simulación del inversor en la sección 3.1.2, estos efectos parásitos ocasionan sobrevoltajes que pueden dañar los dispositivos semiconductores. Estos efectos no deseados pueden controlarse utilizando un *snubber* de sobrevoltaje, el cual se muestra en la figura 3.22. Inicialmente, tenemos al transistor en conducción, y el voltaje del capacitor C_{ov} es igual a V_{DD} . Durante el inicio del apagado, la corriente a través de L_{σ} es igual a I_L y cuando la corriente del transistor se reduce a cero la corriente I_L pasa a través del diodo de rueda libre. Por lo tanto, se tiene un corto circuito entre la inductancia parásita y el capacitor a través de los diodos D_F y D_{ov} como se muestra en la figura 3.23.

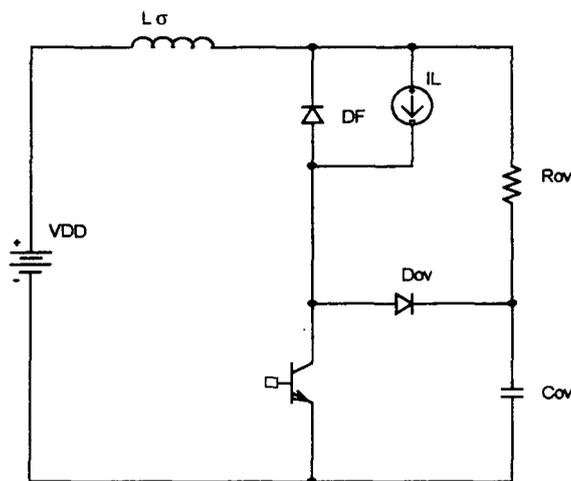


Figura 3.22 Chopper con *snubber* de sobrevoltaje.

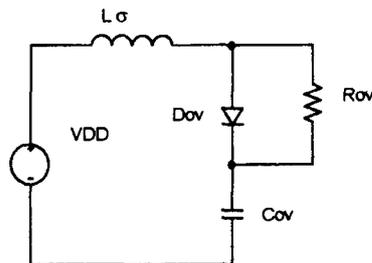


Figura 3.23 Circuito equivalente durante el apagado del transistor.

La energía almacenada en la inductancia parásita se transmite al capacitor. Sustituyéndolo por su circuito equivalente (fuente de voltaje y capacitor), se obtiene el circuito de la figura 3.24.

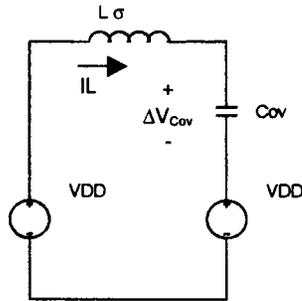


Figura 3.24 Circuito equivalente simplificado.

Como en este estado, el voltaje del capacitor es igual al voltaje entre colector y emisor del transistor ($V_{CE} = V_{DD} + \Delta V_{Cov}$ y por lo tanto $\Delta V_{Cov} = \Delta V_{CE}$), la ecuación de energía de ambos elementos es:

$$\frac{C_{ov} \Delta V_{CE, \max}^2}{2} = \frac{L_\sigma I_L^2}{2} \quad (3.37)$$

De esta ecuación podemos notar que si se aumenta el valor del capacitor se puede reducir el sobrevoltaje. Para obtener el valor de C_{ov} , se utilizan las formas de onda sin *snubber* y con *snubber*, ésto con el fin de determinar el valor de L_σ en función de otros parámetros.

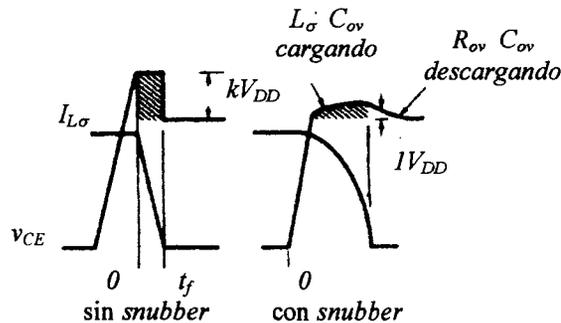


Figura 3.25 Voltaje de colector a emisor durante el apagado sin *snubber* y con *snubber*.

El sobrevoltaje queda expresado como:

$$kV_{DD} = \frac{L_{\sigma} I_L}{t_f} \quad (3.38)$$

Para un sobrevoltaje $V_{CE,max} = 0.1V_{DD}$, se utiliza la ecuación 3.37 y sustituyendo L_{σ} por la ecuación 3.38 obtenemos:

$$C_{ov} = \frac{100kI_L t_f}{V_{DD}} \quad (3.40)$$

Combinando esta ecuación con la 3.31, para dejar el valor de C_{ov} en términos de C_S , obtenemos:

$$C_{ov} = 200kC_S \quad (3.41)$$

Esto nos muestra que se necesita una mayor capacitancia para controlar los sobrevoltajes. Se recomienda que esta capacitancia sea aproximadamente 10 veces mayor a C_S [5].

Los circuitos de protección descritos utilizaron un circuito con un solo elemento actuando como interruptor. Para el circuito puente que forma el inversor, existe un circuito que combina los 3 tipos de *snubber* y fue propuesto por Tore M. Undeland en [4] y [5] y se lo conoce como *snubber* de Undeland.

Este circuito tiene la ventaja que cuenta con una menor cantidad de componentes al combinar los elementos de los 3 tipos de *snubber*, y solo cuenta con una resistencia, lo que permite que se sustituya este elemento por otro convertidor que retroalimente esta energía a la etapa de c.d, mejorando aun más la eficiencia del medio puente.

A pesar de lo complicado que pudiera parecer el arreglo, aun pueden utilizarse las ecuaciones obtenidas para los *snubbers* individuales para obtener el valor de L_S y C_S .

En el caso de nuestro inversor:

$$V_{DD} = 300 \text{ V}$$

$$I_L = 15 \text{ A}$$

Los tiempos utilizados en las ecuaciones 3.31 y 3.36 son los tiempos de elevación y caída del MOSFET IRFP360, sin embargo, para los cálculos de los componentes del *snubber*, se incrementaran estos tiempos a 150 ns, para proteger a los MOSFETS.

Utilizando estos valores en la ecuación 3.31 obtenemos:

$$C_S = \frac{15\text{A} \times 150\text{ns}}{2 \times 300\text{V}} = 3.75 \text{ nF}$$

De manera similar, para obtener la inductancia utilizamos la ecuación 3.36:

$$L_S = \frac{300\text{V} \times 150\text{ns}}{2 \times 15\text{A}} = 1.5 \text{ } \mu\text{H}$$

La capacitancia C_{ov} se recomienda del orden de 15 veces C_S y por lo tanto:

$$C_{ov} = 56.25 \text{ nF}$$

Para obtener la resistencia en el *snubber* de Undeland, se tiene que analizar el circuito equivalente que se tiene al cerrar los transistores en el medio puente.

El circuito equivalente es un *RLC* paralelo, donde se considera $C = C_{ov}$, por ser mucho mayor que C_S .

Se recomienda para circuitos con transistores, que este circuito *RLC* paralelo sea sobreamortiguado.

La R crítica esta dada por:

$$R_{crit} = 0.5 \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3.42)$$

Para los valores obtenidos de L y C , $R_{crit} = 10 \Omega$.

Para lograr un circuito sobreamortiguado, se puede reducir la resistencia al 25% del valor crítico, por lo que la $R_S = 2.5 \Omega$.

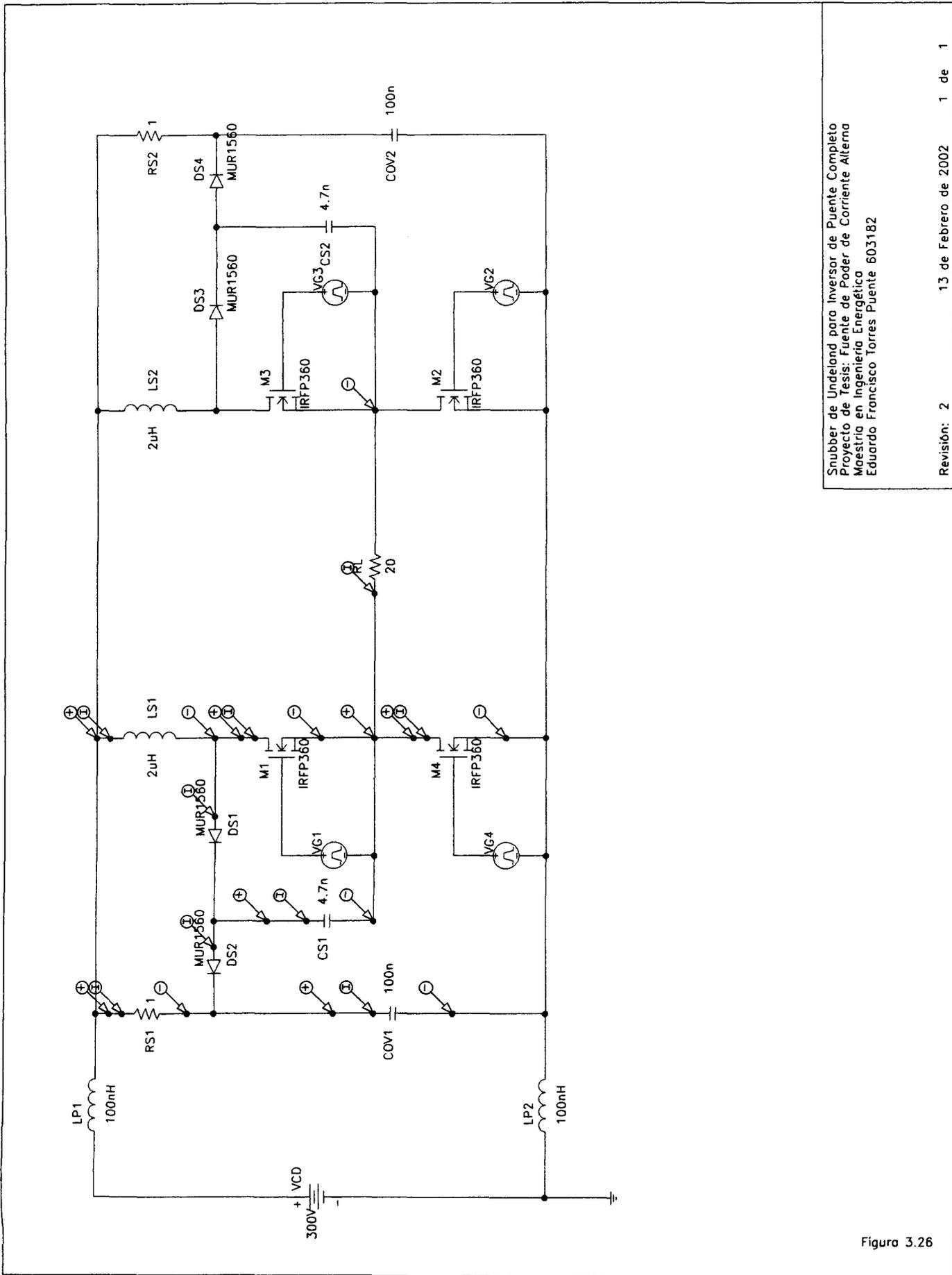
Para predecir el comportamiento del inversor con el circuito *snubber* de Undeland, se realizó una simulación en PSPICE, sin embargo se modificaron los valores de los componentes utilizando los siguientes criterios:

1. C_S se cambió a 4.7 nF por ser valor comercial.
2. C_{ov} se modificó a 20 veces el valor de C_S (el valor comercial mas cercano es de 100 nF), para reducir los sobrevoltajes.
3. L_S se incrementó ligeramente a 2 μ H ya que mejora el comportamiento durante el encendido y no introduce mayor sobrevoltaje.

El circuito utilizado en la simulación se muestra en la figura 3.26.

Las siguientes figuras muestran una comparación entre las formas de onda con *snubber* y sin *snubber*. La figura 3.27 muestra las trayectorias de conmutación para el inversor. Se puede observar que el comportamiento tiende a ser similar al ideal y por lo tanto la disipación de potencia en el semiconductor se reduce considerablemente.

La figuras 3.28 y 3.29 muestran el comportamiento durante el encendido y el apagado del MOSFET respectivamente. Los sobrevoltajes y sobrecorrientes se han reducido a niveles que se encuentran dentro de los rangos de operación del dispositivo, además, se han reducido los picos de potencia durante la conmutación, y con esto, se reduce la potencia promedio disipada por el MOSFET. La figura 3.30 muestra la potencia instantánea y la potencia promedio obtenida utilizando la función AVG () de PSPICE, la cual tiene un valor aproximado de 20 W. Esta potencia se utilizará para la selección del disipador de calor en la siguiente sección.



Snubber de Undeland para Inversor de Puentes Completo
 Proyecto de Tesis: Fuente de Poder de Corriente Alterna
 Maestría en Ingeniería Energética
 Eduardo Francisco Torres Puentes 603182

Figuro 3.26

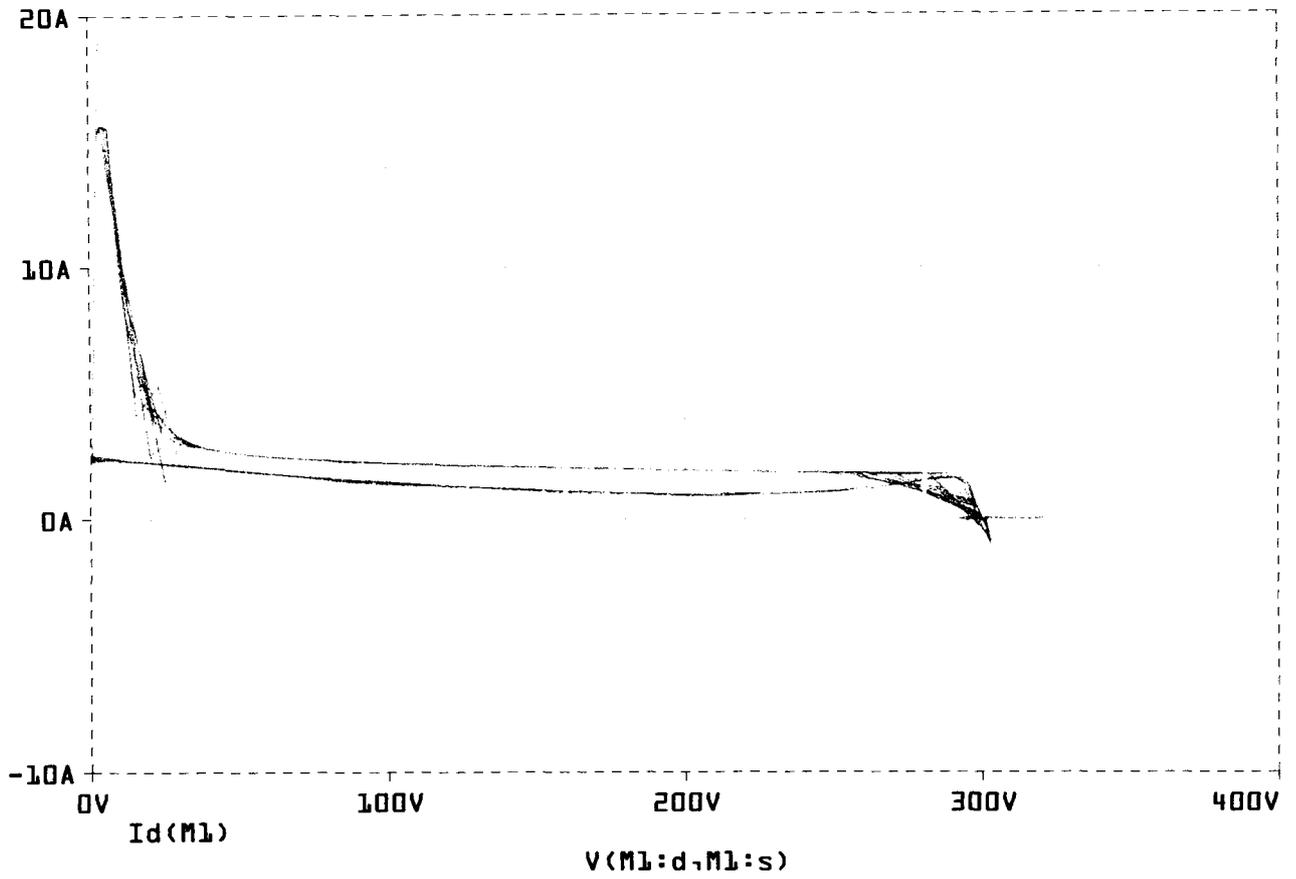


Figura 3.27 Trayectorias de conmutación con *snubber*.

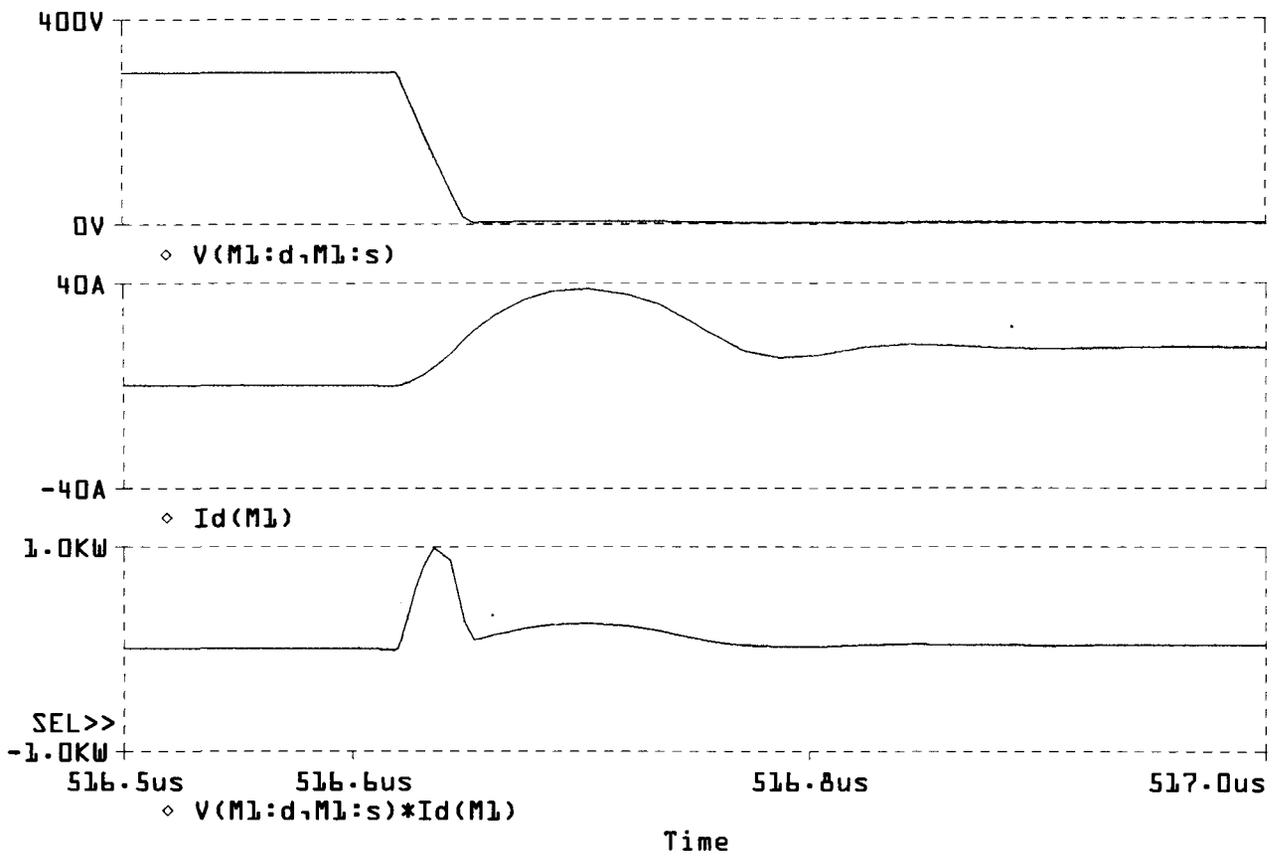


Figura 3.28 Parámetros del MOSFET durante el encendido con *snubber* (en verde) y sin *snubber* (en rojo).

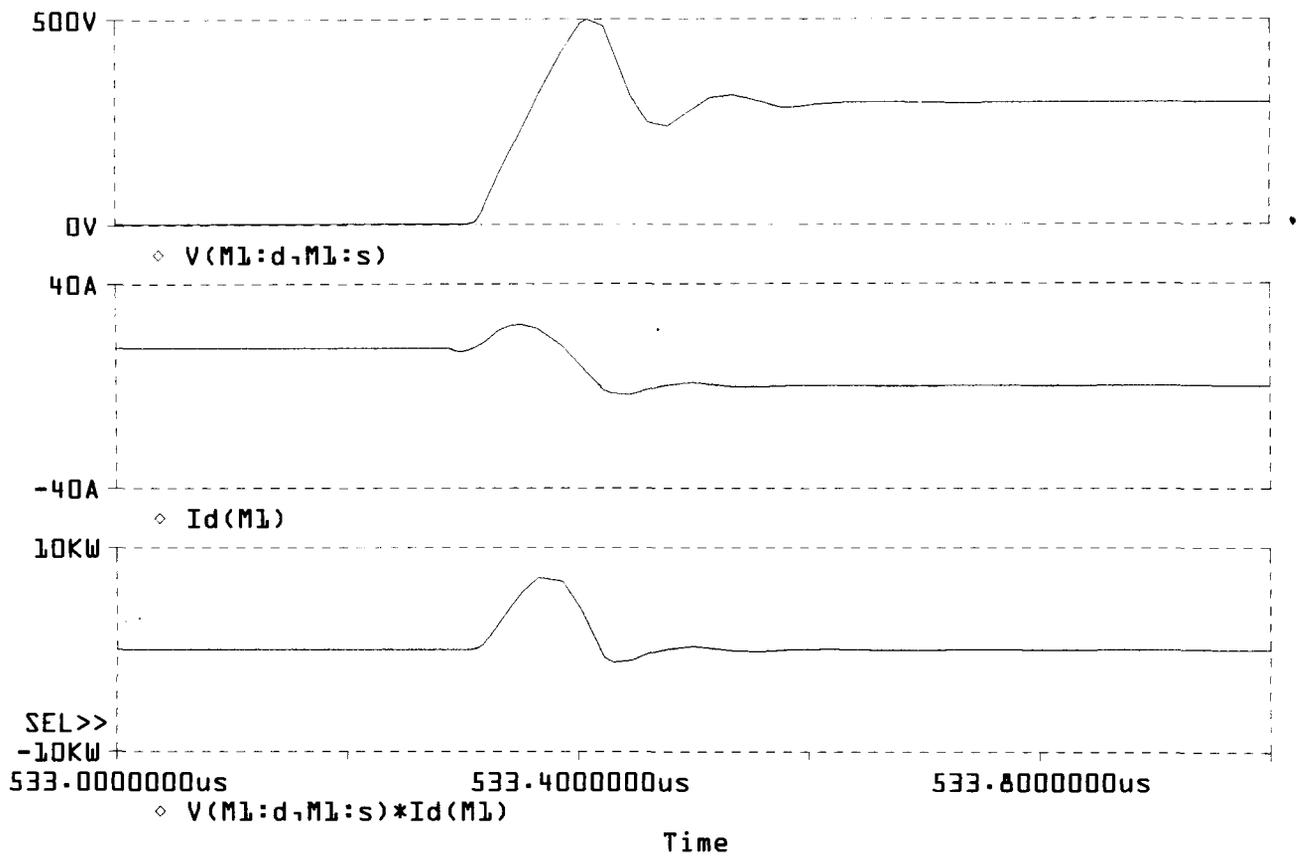


Figura 3.29 Parámetros del MOSFET durante el apagado con *snubber* (en verde) y sin *snubber* (en rojo).

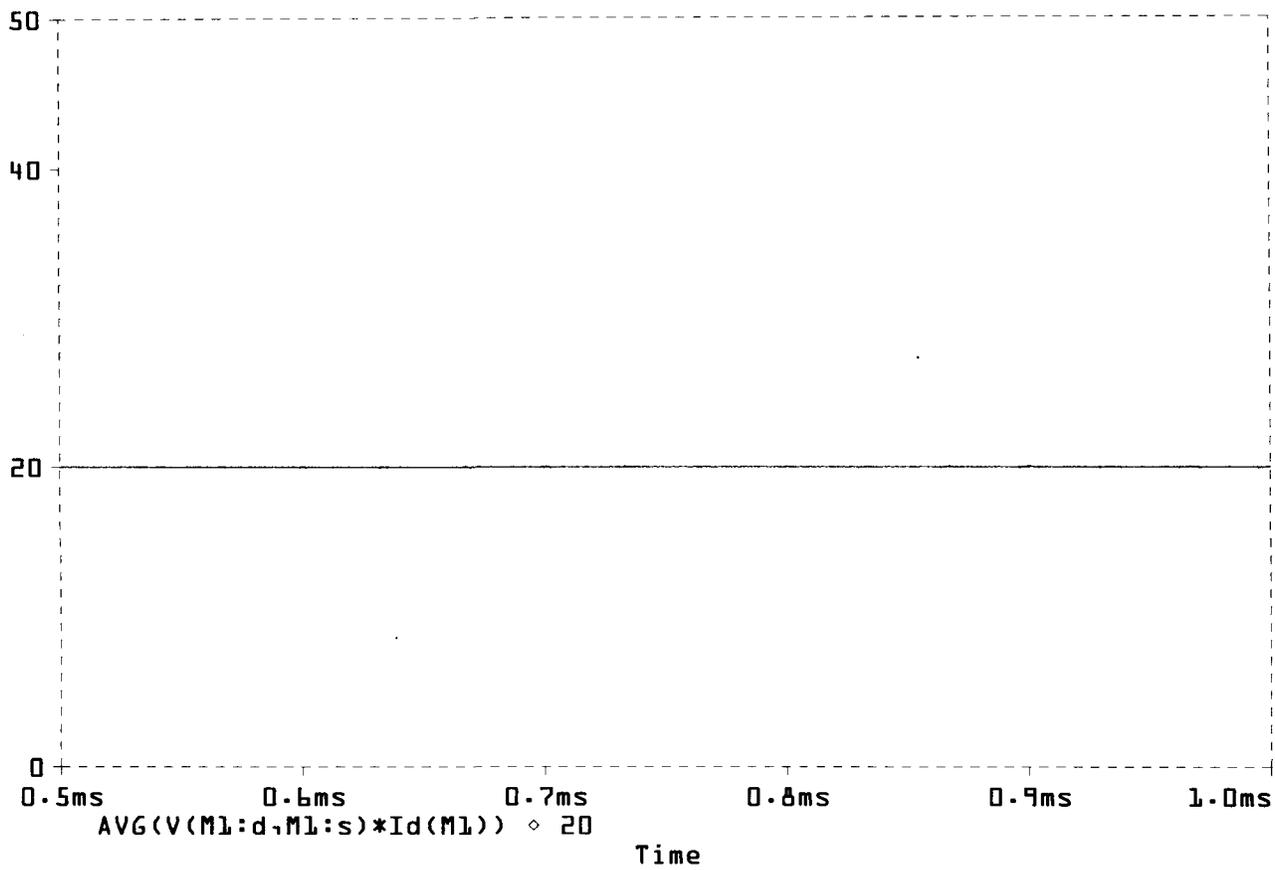


Figura 3.30 Potencia promedio disipada en el MOSFET con *snubber*.

3.2.2 Diseño Térmico

Una vez obtenidas las pérdidas de los MOSFETs en el inversor con *snubber*, se puede seleccionar el disipador de calor.

Como se ha mencionado anteriormente, las pérdidas en el MOSFET ocasionan una elevación de temperatura en el material semiconductor, la cual debe mantenerse dentro de los límites especificados por el fabricante. Con este propósito se utilizan los disipadores de calor.

Este calor generado debe fluir desde la unión del semiconductor al encapsulado, después al disipador de calor y finalmente al ambiente. Utilizando la potencia promedio disipada en el transistor P_p (la cual también se conoce como Q , o relación de disipación de calor medida en W) y las temperaturas en las diferentes partes del arreglo con disipador, la medida de la eficiencia de la transferencia de calor entre dos medios puede expresarse por medio de la resistencia térmica R , la cual se define como:

$$R = \frac{\Delta T}{P_p} \quad (3.43)$$

Esta ecuación es análoga a la ley de Ohm, por lo tanto puede construirse un “circuito térmico” para poder seleccionar el disipador necesario para la correcta operación del transistor.

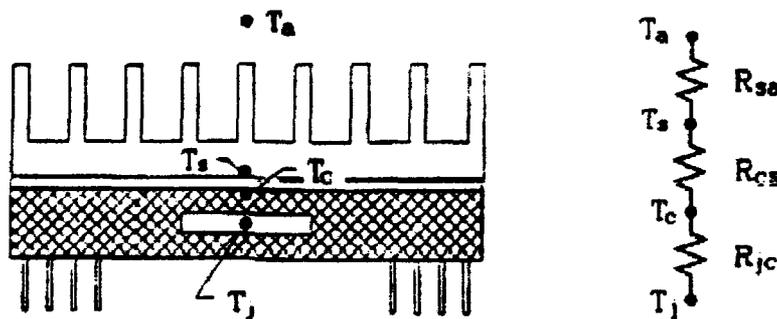


Figura 3.31. Circuito Térmico.

La temperatura de la unión del semiconductor puede expresarse como:

$$T_j = P_p (R_{jc} + R_{cs} + R_{sa}) + T_a \quad (3.44)$$

donde:

R_{jc} = resistencia térmica entre la unión y el encapsulado en °C/W

R_{cs} = resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador en °C/W

R_{sa} = resistencia térmica entre el disipador y el ambiente en °C/W

T_j = Temperatura de la unión del semiconductor en °C

T_c = Temperatura del encapsulado en °C

T_s = Temperatura del disipador en °C

T_a = Temperatura ambiente en °C

R_{jc} y R_{cs} son datos proporcionados por el fabricante. Para el MOSFET seleccionado, el IRFP360, $R_{jc} = 0.45$ °C/W y $R_{cs} = 0.24$ °C/W (para una superficie plana con grasa térmica). Obteniendo la P_p en los MOSFETs y especificando una T_a de operación, se selecciona un disipador con la resistencia térmica necesaria para disipar esa potencia promedio.

Los parámetros a utilizar son:

$$P_p = 20 \text{ W}$$

$$T_j = 100 \text{ °C}$$

$$T_a = 30 \text{ °C}$$

El valor de 20 W se aproximó con la simulación del inversor con *snubber* de Undeland MOSFETs. La temperatura de 100 °C se seleccionó debido a que generalmente, el peor caso se considera entre 20 °C a 40 °C por debajo de 125 °C, ésto para dar una mayor confiabilidad al equipo electrónico de potencia. La temperatura ambiente es de 30 °C ya que el equipo se utilizará en laboratorio, donde se tiene generalmente la temperatura ambiente controlada.

Colocando valores en la ecuación 3.44 obtenemos:

$$100\text{ }^{\circ}\text{C} = 20\text{ W} \times (0.45\text{ }^{\circ}\text{C/W} + 0.24\text{ }^{\circ}\text{C/W} + R_{sa}) + 30\text{ }^{\circ}\text{C}$$

Posteriormente, despejando la ecuación, $R_{sa} = 2.81\text{ }^{\circ}\text{C/W}$. Esta es la resistencia térmica que debe tener el disipador para poder ser usado en este diseño.

Una vez obtenida esta resistencia térmica, se procede al análisis del disipador de calor para ver si cumple con los requerimientos necesarios para la aplicación. El criterio principal de selección es la resistencia térmica. Sin embargo, en nuestro caso, se consideró también la forma para permitir un ensamble más fácil del circuito y permitir realizar mediciones con mayor facilidad.

La resistencia térmica del disipador tiene dos componentes, ya que existen dos mecanismos de transferencia de calor: la radiación y la convección.

La transferencia de calor por radiación esta dada por la ley de Stefan-Boltzman:

$$P_{rad} = 5.7 \times 10^{-8} EA(T_S^4 - T_A^4) \quad (3.45)$$

Esta ecuación puede reescribirse como:

$$P_{rad} = 5.7EA \left[\left(\frac{T_S}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_A}{100} \right)^4 \right] \quad (3.46)$$

Donde P_{rad} es la potencia radiada en W, E es la emisividad de la superficie, T_S es la temperatura de la superficie en $^{\circ}\text{K}$, T_A es la temperatura del ambiente que rodea a la superficie en $^{\circ}\text{K}$ y A es la superficie de área externa. Combinando esta ecuación con la de resistencia térmica se obtiene:

$$R_{rad} = \frac{\Delta T}{5.7EA \left[\left(\frac{T_S}{100} \right)^4 - \left(\frac{T_A}{100} \right)^4 \right]} \quad (3.47)$$

La transferencia por convección para una superficie con altura vertical d_{vert} menor a 1 metro (a nivel del mar) se da con la siguiente relación:

$$P_{conv} = 1.34 A \frac{(\Delta T)^{1.25}}{(d_{vert})^{0.25}} \quad (3.48)$$

P_{conv} es la potencia transferida por convección en W, ΔT es la diferencia de temperaturas entre la superficie del cuerpo y el aire circundante en °C, A es el área vertical (la superficie total del cuerpo) en m² y d_{vert} es la altura vertical en m.

Para esta ecuación de P_{conv} , se debe especificar además, un factor de reducción si la separación entre aletas del disipador es menor a 25 mm, ya que se reduce el efecto del enfriamiento por convección natural en estos casos.

Le ecuación queda entonces de la siguiente manera:

$$P_{conv} = 1.34 A F_{red} \frac{(\Delta T)^{1.25}}{(d_{vert})^{0.25}} \quad (3.49)$$

Utilizando esta potencia en la ecuación de resistencia térmica obtenemos:

$$R_{conv} = \frac{1}{1.34 A F_{red}} \left(\frac{d_{vert}}{\Delta T} \right)^{1/4} \quad (3.50)$$

Con estas ecuaciones, se puede obtener la resistencia térmica del disipador mostrado en la figura, y determinar si es adecuado para mantener la temperatura del semiconductor en el nivel deseado.

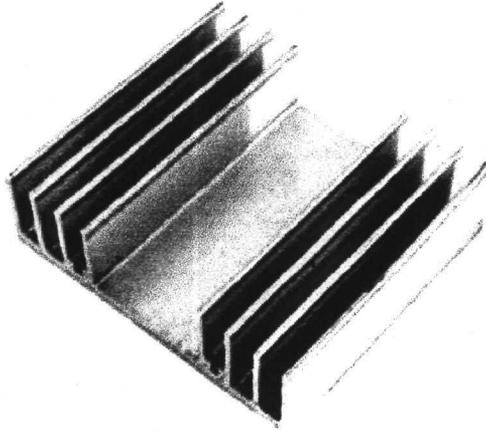


Figura 3.32. Disipador de calor utilizado.

El área a utilizar para el cálculo de la resistencia térmica por convección es diferente al área para la resistencia por radiación. En el caso de la convección, se utiliza el área superficial, mientras que para el caso de radiación, se utiliza el área que forma cada lado del disipador. La figura 3.33 ilustra estas áreas para un disipador en forma “H” solo como ejemplo, ya que se utilizará el disipador de la figura 3.32, el cual tiene una distancia entre aletas de 0.006 m, longitud de 0.075 m, ancho es de 0.08 m y altura de 0.03 m.

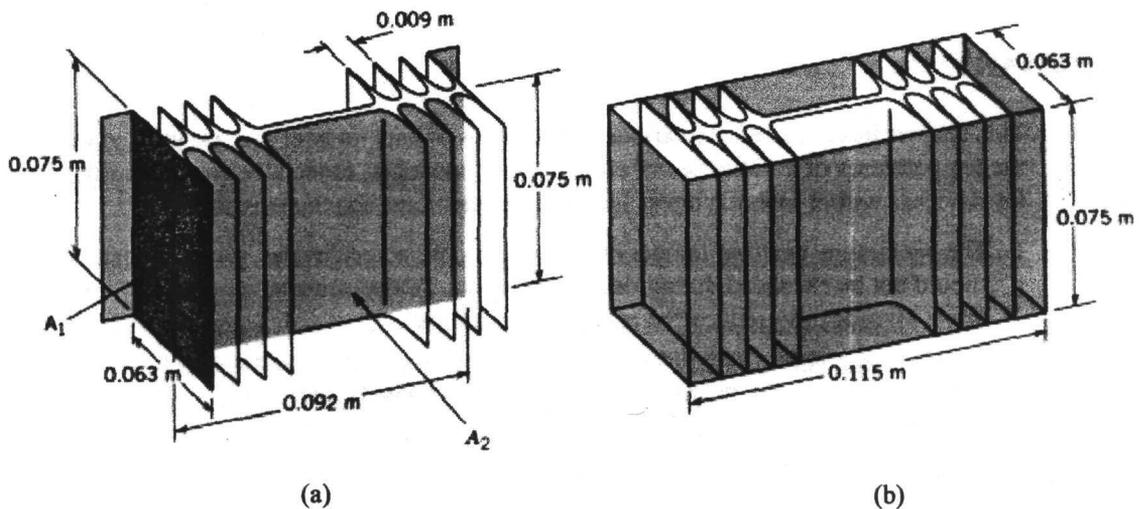


Figura 3.33 Áreas utilizadas para el cálculo de resistencias térmicas por: (a) convección y (b) radiación utilizando un disipador en forma de “H” como ejemplo.

De esta manera el área para el cálculo de la resistencia debido a la convección queda como:

$$A_{conv} = 2A_1 + 16A_2 = 2 (0.08 \text{ m} \times 0.075 \text{ m}) + 16 (0.075 \text{ m} \times 0.03 \text{ m}) = 0.048 \text{ m}^2$$

El área para el cálculo de resistencia debido a la radiación está dada por:

$$A_{rad} = 2A_1 + 2A_2 = 2 (0.08 \text{ m} \times 0.075 \text{ m}) + 2 (0.075 \text{ m} \times 0.03 \text{ m}) = .0165 \text{ m}^2$$

Habiendo obtenido estas áreas, se puede proceder a calcular la resistencia térmica del disipador.

Las temperaturas a utilizar son $T_S = 373 \text{ °K}$ (100 °C) y $T_A = 298 \text{ °K}$ (25 °C).

Para la resistencia por convección se necesita, además, la distancia vertical (d_{vert}), que es de 0.075 m y un factor de reducción (F_{red}). Para obtener el factor de reducción se obtiene la distancia entre aletas, que es de 6 mm en nuestro caso, y de la figura 1 obtenemos un factor de aproximadamente 0.45.

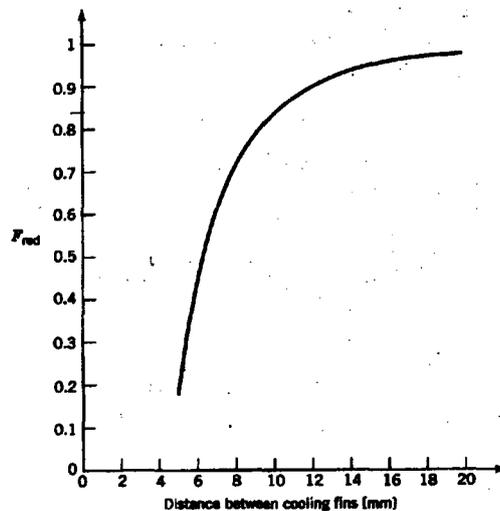


Figura 3.34 Factor de reducción en función de la distancia entre aletas del disipador.

Introduciendo estos valores en la ecuación 3.50:

$$R_{conv} = \frac{1}{1.34(0.048)(.45)} \left(\frac{0.075}{75} \right)^{1/4} = 6.1438^\circ \text{C/W}$$

Para obtener la resistencia térmica debido a la radiación, se necesita, además de las temperaturas, la emisividad (E). Para el caso del aluminio pulido, la emisividad puede considerarse de 0.05.

Con estos valores, la ecuación 3.47 queda:

$$R_{rad} = \frac{75}{5.7(0.05)(0.0165) \left[\left(\frac{373}{100} \right)^4 - \left(\frac{298}{100} \right)^4 \right]} = 139.0405^\circ \text{C/W}$$

Estos efectos se combinan como resistencias en paralelo, obteniendo:

$$R = \frac{R_{conv} \times R_{rad}}{R_{conv} + R_{rad}} \quad (3.51)$$

Esta combinación nos da una resistencia térmica del disipador de 5.8838 °C/W.

Esta resistencia térmica es más alta que la necesaria para operar el circuito dentro de la temperatura especificada, lo que quiere decir que la temperatura en el semiconductor se elevará por encima de los 100 °C. Para tener un mayor control de la temperatura, estos disipadores se montan en una placa metálica para dar una mayor área para la disipación de calor y también se usan ventiladores para generar un flujo forzado de aire y así incrementar la transferencia de calor y con esto reducir la resistencia térmica del sistema.

Para determinar el comportamiento del disipador en condiciones de flujo de aire forzado, los fabricantes de disipadores proporcionan gráficas de resistencia térmica vs. velocidad de aire. En nuestro caso se desconoce el fabricante del disipador, sin embargo Aavid Thermalloy, otro fabricante, maneja un disipador con similares dimensiones, el cual se muestra en la figura 3.35. La figura 3.36 muestra la curva de resistencia térmica vs. velocidad del aire, para el disipador de Aavid Thermalloy. En este caso, para una velocidad de aproximadamente 2.2 m/s, se logra disminuir la resistencia térmica a la mitad.

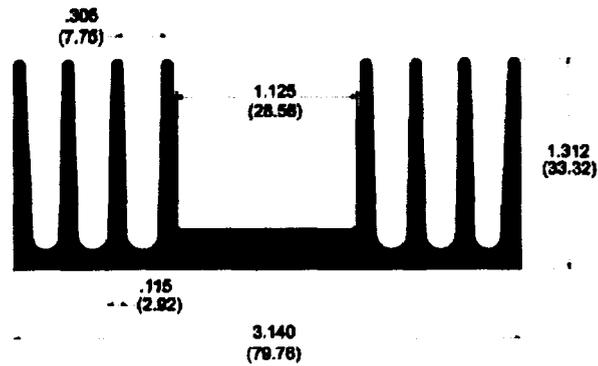


Figura 3.35 Dimensiones del disipador de Aavid Thermalloy.

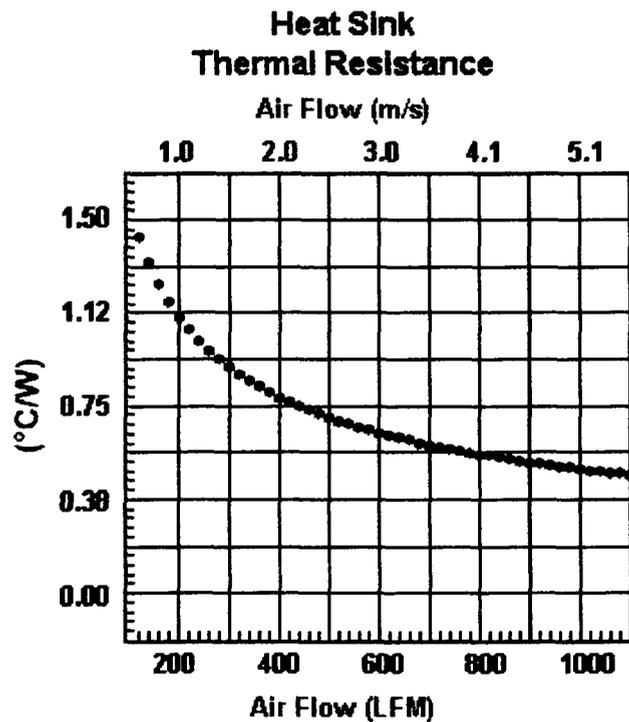


Figura 3.36 Resistencia térmica vs. flujo de aire para el disipador de Aavid Thermalloy.

A partir de esta gráfica, se puede deducir que la resistencia térmica obtenida para el disipador que se utiliza en nuestra fuente puede reducirse a la mitad, de $5.8838 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ a $2.9419 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$, con una velocidad del aire de 2.2 m/s y con esto cumplir prácticamente con el requerimiento de $2.81 \text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ necesaria para mantener la temperatura del dispositivo semiconductor dentro de los rangos especificados.

3.2.3 Otras Protecciones

Para proteger al equipo de sobrevoltajes, se utilizan los MOVs (Metal Oxide Varistors), los cuales limitan el voltaje a un valor definido. Los criterios de selección del MOV son el voltaje de operación normal (de c.a. o de c.d.), el voltaje al cual limitan (*clamping voltage*) y la energía que pueden manejar, en Joules.

En el caso de la fuente de poder, utilizaremos MOVs para proteger contra sobrevoltajes transitorios de la fuente de alimentación trifásica. Estos componentes deben de conectarse para ofrecer protección contra transitorios de modo diferencial (entre líneas) y transitorios de modo común (línea a tierra).

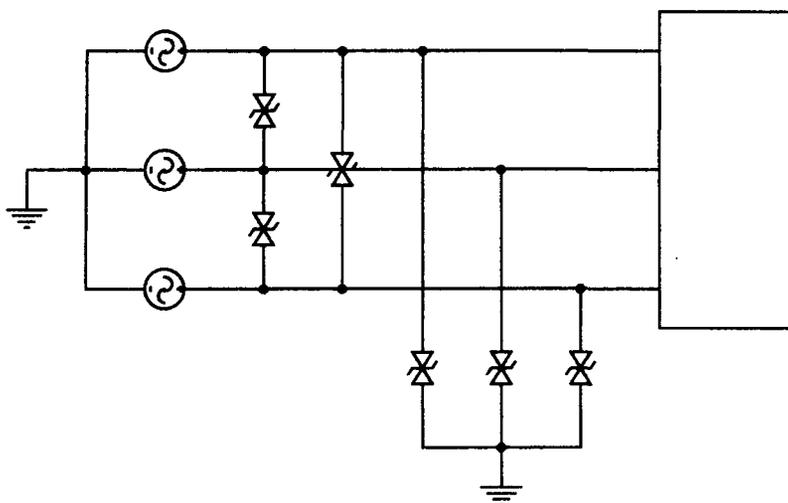


Figura 3.37 Conexión de los MOVs para ofrecer protección en modo común y modo diferencial.

Para la protección en modo diferencial se seleccionaron varistores DNR14D391K, cuyo voltaje de operación de c.a. es de 250 VRMS, y limitan el voltaje a 650 V. Para la protección en modo común se utilizaron varistores DNR14D201K, cuyo voltaje de operación de c.a. es de 130 VRSM y limitan el voltaje a 320 V.



Figura. 3.38 Varistor DNR14D391k.

Para proteger a los semiconductores contra corto circuito, los fabricantes recomiendan utilizar fusibles en serie con cada dispositivo semiconductor. Esto permite tener una mejor protección en caso de que existan problemas con el disparo o encendido de semiconductores y accidentalmente se coloque en corto la fuente de alimentación. Para seleccionar los fusibles se debe calcular la corriente de corto circuito y tomar en cuenta las siguientes consideraciones:

1. El fusible debe conducir de manera continua la corriente del dispositivo semiconductor.
2. La curva de corriente – tiempo del fusible debe estar por debajo de la curva de daño del dispositivo, como se muestra en la figura 3.39.
3. El fusible debe soportar el voltaje presente una vez que el arco se extingue.
4. El voltaje pico de arqueo debe ser menor al voltaje pico que puede soportar el dispositivo.

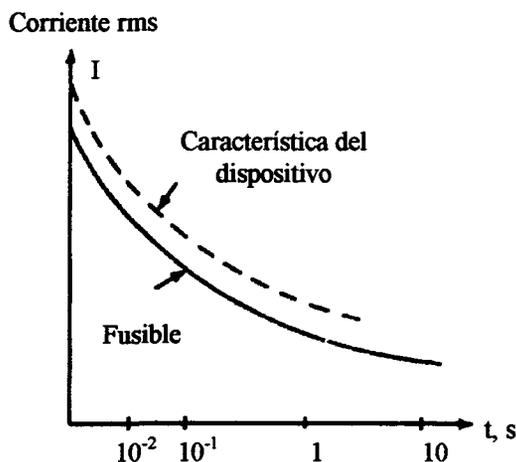


Figura 3.39 Características de corriente – tiempo del dispositivo semiconductor y del fusible.

En el caso de nuestra fuente, no se utilizaron fusibles, ya que los fusibles para dispositivos semiconductores son componentes de costo muy elevado, sin embargo se realizó la selección de fusibles para la protección del puente de rectificador.

La información del circuito rectificador es la siguiente:

Voltaje de entrada: 220 VAC, trifásico.

Porcentaje de impedancia del variac trifásico: 5%.

Corriente de salida de c.d.: 15 A.

La información del dispositivo es:

$I^2t @ 60 \text{ Hz}: 580 \text{ A}^2\text{s}$.

IFSM (corriente pico no repetitiva máxima): 375 A.

VRSM (voltaje pico inverso no repetitivo máximo): 500 V.

Para seleccionar el fusible primero se realiza lo siguiente:

La corriente nominal del variac trifásico es de 150 A, por lo tanto, suponiendo una impedancia del variac de 5%, la corriente de corto esperada sería de aproximadamente $150/5\% = 3000 \text{ A}$.

La relación $I_{CD} / I_{CARMS} = .816$ para un rectificador trifásico, por lo que la corriente que pasaría normalmente por cada fase es de $15 \text{ A} \times .816 = 12.24 \text{ A}$. Esta corriente es la que debe manejar el fusible en condiciones normales. Con estos datos el fusible seleccionado es un fusible de 15 A de la serie SFA de Fusegear Electric. Este fusible puede conducir 20 A a 240 V, corta corrientes de corto de hasta 100 kA y tiene un valor máximo de I^2t de 138, el cual está por debajo del valor del rectificador trifásico.

3.3 Selección de la estrategia de control

Las fuentes de poder de c.a. se utilizan típicamente en variadores de velocidad. Esta aplicación requiere de un estricto control de voltaje y frecuencia, lo que permite controlar ciertas características del motor como el par que genera y la velocidad. En estos casos, se utilizan diversas técnicas de control para lograr una buena respuesta del sistema.

En el caso de esta fuente, no se requiere de un estricto control de voltaje y frecuencia debido a su uso exclusivo como equipo de laboratorio para pruebas. Por lo tanto, este

equipo trabajará como un sistema de lazo abierto.

3.4 Diseño de la Lógica y Circuitos de Encendido de los Transistores

El uso de formas de onda PWM bipolares permite tener una lógica de encendido bastante simple en comparación con las formas de onda PWM monopolares ya que solo se tienen dos estados: +V y -V, por lo tanto, a partir de una sola señal PWM se pueden generar los disparos para los 4 MOSFETs. El circuito utilizado se muestra en la figura 3.40.

Este circuito está formado por un optoacoplador QTC2631 y un *driver* IRF2184. La señal PWM puede alimentarse de un circuito TTL o CMOS, y en caso de algún problema con el circuito de potencia, el optoacoplador provee aislamiento eléctrico para evitar daños al equipo que genera la señal PWM. Este aislamiento está indicado con los cuadros punteados en la figura 3.40. La sección 1 está alimentada por una fuente de 5 V, mientras que la sección 2 está alimentada por otras fuentes de 15 V y 5 V, aisladas de la fuente de la sección 1, por lo tanto, los puntos comunes (o referencias) de las 2 secciones están aislados y no deben conectarse entre sí. La manera en que están conectadas las entradas del optoacoplador permite que una de las salidas sea la negada de la otra. Las señales PWM y $\overline{\text{PWM}}$ se alimentan a los *drivers* IR2184. Estos circuitos sirven para encender los MOSFETs en configuración de medio puente y cuentan con las siguientes características.

- Cuentan con un canal “flotado” para alimentar el transistor de la parte superior del medio puente.
- Genera las señales de encendido para ambos transistores a partir de una sola señal (genera la señal complementaria).
- Genera un tiempo muerto de 500 ns que evita que ambos transistores entren en conducción al mismo tiempo aunque sea por un pequeño instante para evitar que se ponga en corto a la fuente.
- Cuenta con una entrada de apagado para deshabilitar el *driver*.

Sección 1 Sección 2

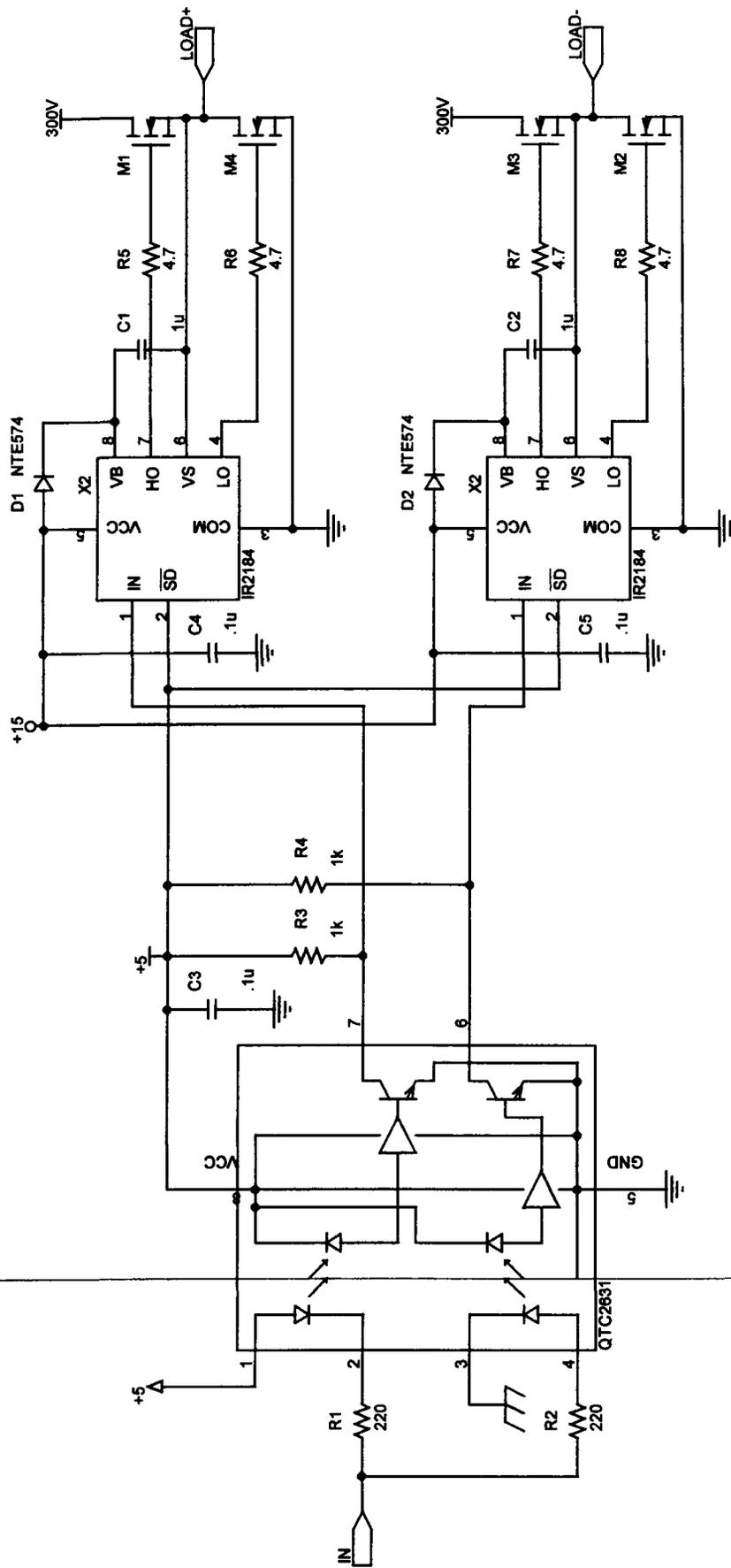


Figura 3.4 0

Las salidas de los *drivers* se alimentan a los MOSFETs indicados como M1, M2, M3 y M4. La posición de estos MOSFETs en el inversor se muestra en la figura 3.41. En estas salidas, la conexión que va a la compuerta es la que tiene la resistencia de 4.7Ω , mientras que la otra salida va a la terminal fuente (*source*) del MOSFET. Para entender mejor el funcionamiento de este circuito la figura 3.42 muestra las formas de onda en los diferentes puntos del circuito para la generación de una onda cuadrada en el inversor.

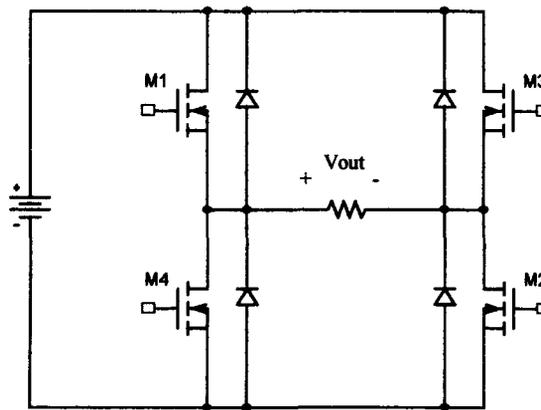


Figura 3.41 Inversor de puente completo.

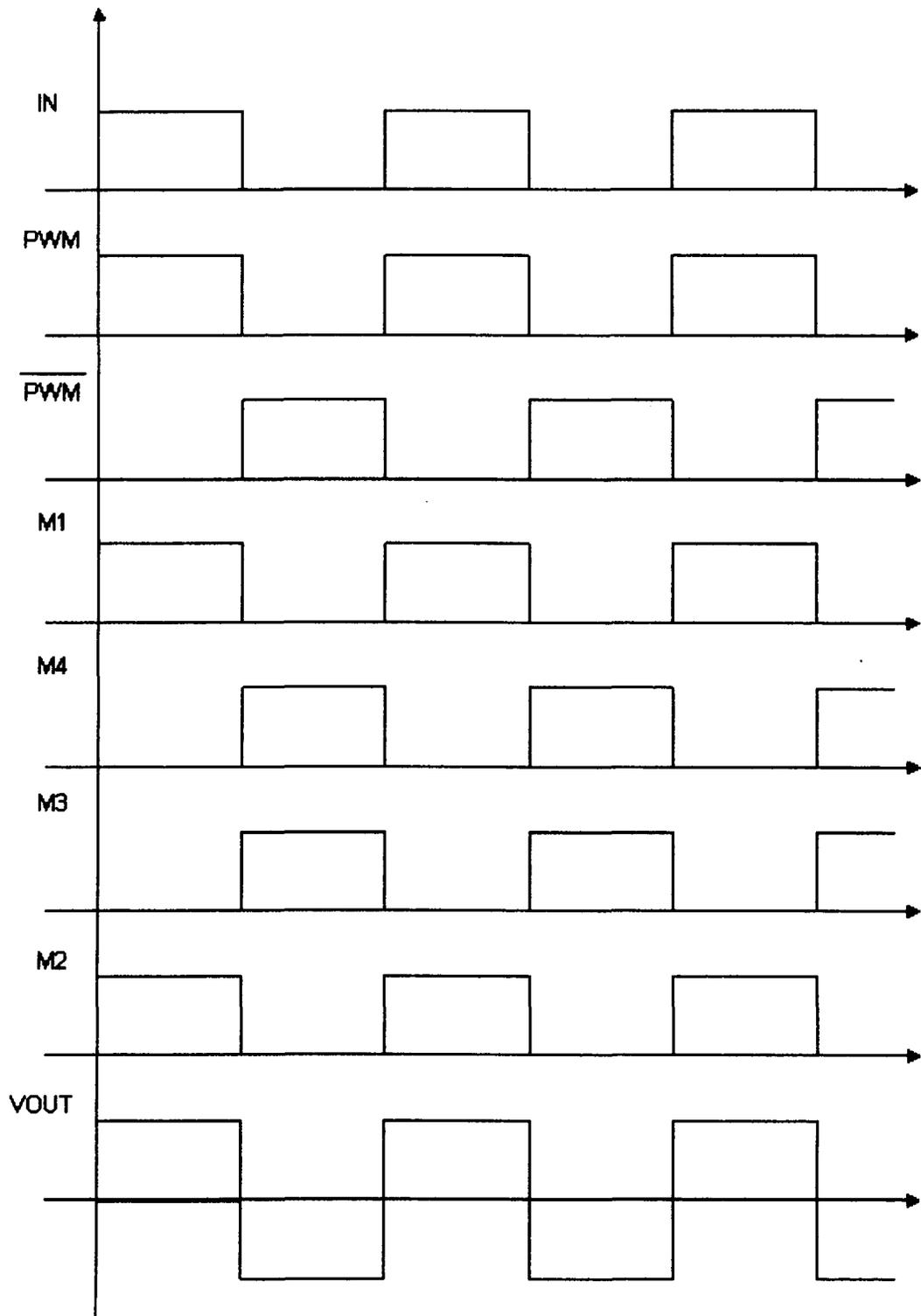


Figura 3.42 Formas de onda en el circuito de encendido.

CAPÍTULO 4

CONSIDERACIONES PRÁCTICAS

Para la construcción del equipo electrónico de potencia, además de utilizar la información obtenida en la etapa de diseño, se deben considerar otros detalles, como el tipo de componentes pasivos a utilizar, la disposición del circuito de potencia y el montaje de los dispositivos semiconductores en los disipadores de calor.

4.1 Selección de Componentes Pasivos⁵

4.1.1 Inductancias

Estos componentes tienen gran aplicación en el área de electrónica de potencia.

En el caso de esta fuente de poder, se utilizaron diversas inductancias: la inductancia del filtro de c.d., las inductancias de los circuitos *snubbers* y las inductancias del filtro de salida del inversor. Para el filtro de c.d. se utilizó una inductancia con núcleo de hierro laminado, utilizada en el Laboratorio de Calidad de Energía para reproducir los efectos de resonancia serie, paralelo y filtros de armónicas en sistemas eléctricos industriales. El valor de esta inductancia es de aproximadamente 4 mH.

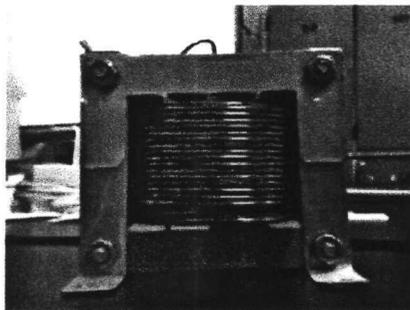


Figura 4.1 Inductancia utilizada para el filtro de c.d.

⁵ Las hojas de datos de los componentes utilizados se anexan en el apéndice B

Para el *snubber*, se tuvo que construir una inductancia en aire, con valor aproximado de 2 μH . Para obtener las dimensiones de la inductancia se utilizó la siguiente ecuación:

$$L = \frac{d^2 n^2}{180d + 40l} \quad (4.1)$$

donde:

L = inductancia en μH

d = diámetro de la bobina en pulgadas (de centro a centro del alambre)

n = número de vueltas de la bobina

l = longitud de la bobina en pulgadas

Para obtener el valor necesario de inductancia de 2 μH , primero se fijó el diámetro en 1.5 pulgadas. Cada vuelta de la bobina genera una longitud aproximada de .1 pulgadas, por lo tanto, $l = .1n$, y con esto se varió solo el parámetro n hasta obtener el valor de inductancia cercano a 2 μH . Con $n = 12$ vueltas, se obtuvo una bobina con longitud de 1.2 pulgadas y un valor de inductancia aproximado de: 2.18 μH .



Figura 4.2 Bobina construida para el circuito *snubber*.

En el caso de las inductancias del filtro de salida del inversor, se requiere que sean capaces de manejar corrientes de aproximadamente 10 a 15 ARMS y que además tengan un valor de inductancia alto con respecto a las inductancias de los *snubbers*. Para esta

aplicación, se seleccionaron las inductancias IHV-15-500 de Vishay Dale, las cuales se utilizan como filtros en fuentes de poder operadas por conmutación. Estas inductancias pueden manejar hasta 15 A de c.d. y pueden operar en rangos de kHz.

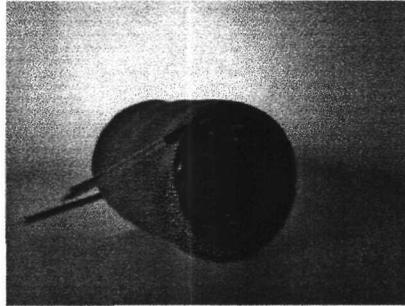


Figura 4.3 Inductancia utilizada en el filtro de salida del inversor.

4.1.2 Capacitores

Además del valor de capacitancia, los capacitores se seleccionan en base a voltaje de operación, corriente RMS y frecuencia de operación. En el área de electrónica de potencia se utilizan principalmente tres tipos de capacitores: electrolíticos, polipropileno metalizado y cerámicos. Los capacitores electrolíticos se utilizan principalmente como filtros en circuitos rectificadores. Este es el componente de menor tiempo de vida utilizado en electrónica de potencia, por lo tanto, se debe de cuidar principalmente que la corriente RMS de rizado no exceda los rangos recomendados para el capacitor.

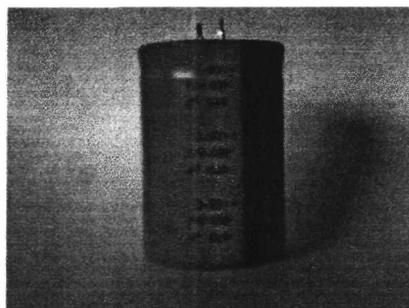


Figura 4.4 Capacitor electrolítico utilizado en el filtro de c.d.

Para el rectificador trifásico, se seleccionó un capacitor de la serie 381LX de 470 μF de Cornell Dubilier, el 381LX471M450A052, especialmente diseñado para aplicaciones de electrónica de potencia por su capacidad para manejar una mayor corriente de rizado que los capacitores electrolíticos convencionales. En el capítulo anterior se especificó un capacitor de aproximadamente 220 μF , sin embargo éste es el mínimo recomendado para los requerimientos de rizado, por lo que se optó por utilizar un capacitor de mayor valor.

El voltaje que puede manejar este capacitor es de 450 VCD y sobrevoltajes de hasta 500 V. La corriente de rizado máxima es de 1.7 ARMS a 120 Hz, y 105 °C. La figura 4.7 muestra la corriente RMS del capacitor obtenida en la simulación. Para obtener esta gráfica se utilizó la función RMS () de PSPICE. El valor obtenido es de 1.5 A, por lo que estamos dentro del rango, además, el circuito va a operar a una temperatura mucho menor de 105 °C, entre 25 °C y 30 °C de temperatura ambiente, por lo que la capacidad para manejar la corriente se incrementa, debido a la menor temperatura de operación.

En los circuitos *snubber*, los capacitores deben manejar grandes picos de corriente, con un valor pequeño de capacitancia. Los capacitores de polipropileno metalizado tienen un bajo coeficiente de pérdidas en el material dieléctrico, lo que hace que sean una buena opción para este tipo de aplicaciones. Se seleccionaron 2 capacitores, el 14292104, de la serie MPP de Xicon, con valor de 100 nF y voltaje máximo de operación de 630 VCD, y el DPPM10D47K, de 4.7 nF y voltaje máximo de operación de 1000 VCD.



Figura 4.5 Capacitores de polipropileno metalizado utilizados en *snubbers*.

Para el filtro de salida del inversor, también se utilizaron capacitores de polipropileno metalizado. Se seleccionó un capacitor del tipo 935 de Cornell Dubilier de 5 μF y voltaje

máximo de operación de 400 VCD, el 935C4W5K, el cual puede soportar hasta 15 ARMS de corriente de rizado en condiciones de temperatura de 25 °C a 65 °C. Al incrementarse la temperatura por encima de 75 °C disminuye la capacidad de corriente que puede manejar el capacitor.

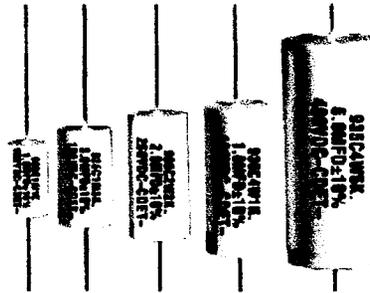


Figura 4.6 Capacitores de polipropileno metalizado de la serie 935 de Cornell Dubilier.

4.1.3 Resistencias

Para las resistencias utilizadas en *snubbers* se utilizan empaquetados que puedan ser montados en un disipador de calor, lo que les permite manejar una mayor potencia. Además, estas resistencias tienen un bajo valor de inductancia. Para este proyecto se utilizaron resistencias TCH35 de Ohmite, que cuentan con las características antes mencionadas y con capacidad de consumo de hasta 35 W con el disipador de calor apropiado.

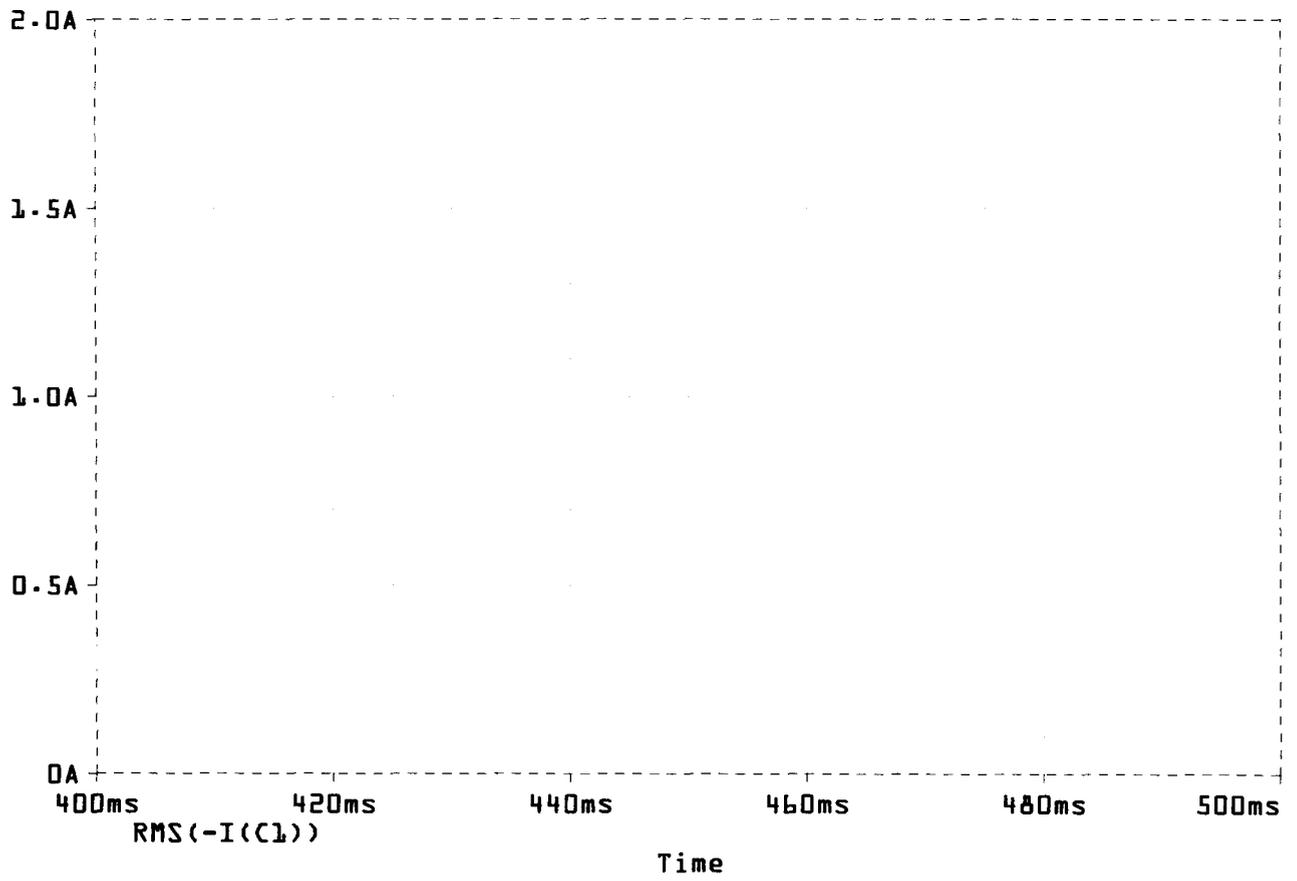


Figura 4.7 Corriente RMS por el capacitor del filtro de c.d.

4.2 Disposición del Circuito de Potencia

Las consideraciones que deben tomarse en cuanto al arreglo y disposición de los circuitos utilizados en el equipo electrónico de potencia tienen varios objetivos:

- Reducir la inductancia parásita en los *drivers*.
- Reducir la inductancia parásita en los circuitos de potencia.
- Reducir la interferencia electromagnética que pudiera ocasionar fallas intermitentes en la electrónica de control.
- Facilitar el ensamble y desarmado del circuito de potencia en caso de que se requiera sustituir un componente dañado.

Así como la inductancia parásita en el circuito de potencia genera sobrevoltajes que pueden dañar los MOSFETs, la inductancia parásita en el circuito del *driver* puede ocasionar sobrevoltajes que dañen los circuitos integrados.

Para reducir la inductancia en el circuito del *driver*, los fabricantes recomiendan que las pistas en la tarjeta estén compuestas de líneas rectas y no se presenten curvas pronunciadas. Además, como regularmente el *driver* no se encuentra cerca del circuito de potencia, la conexión entre estos debe realizarse con un par trenzado, y de ser necesario, utilizar un cable blindado para evitar que el ruido electromagnético pueda afectar las señales de encendido que van a los MOSFETs. En nuestro caso solo se utilizó cable categoría 5 sin blindaje para la conexión de los *drivers* a los MOSFETs.



Figura 4.8 Conexiones hacia las compuertas de los MOSFETs utilizando par trenzado.

Para reducir la inductancia parásita en el circuito de potencia se utilizaron barras de cobre para conectar el capacitor del filtro de c.d. al inversor. En las otras secciones del circuito, se utilizó cable para conexión de bocinas calibre 14. Los cables utilizados en equipo de audio están contruidos para tener una menor inductancia que los cables convencionales y así evitar una degradación de la señal eléctrica que lleva la información de audio, por lo que este tipo de cable es una buena opción para ser utilizado en circuitos de electrónica de potencia.

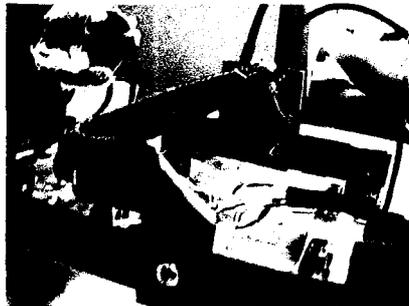


Figura 4.9 Conexiones con barras de cobre.



Figura 4.10 Conexiones al rectificador con cable para equipo de audio de baja inductancia.

Para facilitar el ensamble, se construyeron circuitos impresos para los circuitos *snubber* y los MOSFETs. Se trató de dejar la mayor área posible para permitir un mayor paso de corriente, cuidando también que exista suficiente espacio entre pistas para evitar que existan arcos debido al voltaje de aprox. 300 V que se maneja en la etapa de c.d. En los puntos críticos, donde pudiera existir la posibilidad de que ocurran arcos, se utilizó una resina llamada Sili-Volt para aislar estas secciones y evitar posibles fallas.



Figura 4.11 Inversor formado por los circuitos impresos.

4.3 Disipación de Calor

Uno de los puntos mas importantes a considerar para el correcto funcionamiento del equipo es el montaje de los diversos componentes para lograr una disipación de calor óptima. Para el montaje del MOSFET se coloca una mica para aislamiento eléctrico. Se recomienda utilizar grasa térmica entre el MOSFET y la mica así como entre la mica y el disipador para mejorar la transferencia de calor. Esto se debe a que las superficies no son perfectamente planas, y la grasa rellena los espacios que quedan entre las 2 superficies. La figura 4.12 muestra como se realizó el montaje de los MOSFETs de potencia. Al utilizar solo un tornillo para apretar los MOSFETs contra la superficie del disipador, el contacto se carga hacia un solo punto y el MOSFET hace contacto de manera uniforme, lo que puede ocasionar puntos calientes y la eventual destrucción del semiconductor. Para lograr que la presión ejercida por el tornillo se distribuya de una mejor manera, se coloca una pequeña rondana en la parte superior del transistor, y con éste se mejora el contacto entre las dos superficies.

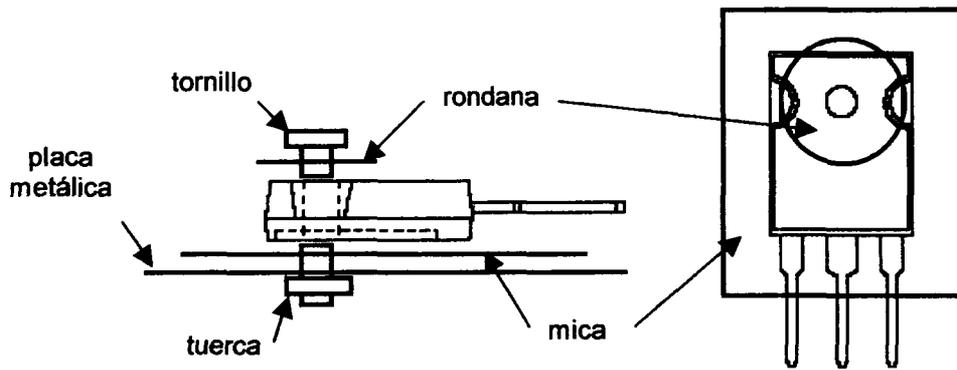


Figura 4.12 Montaje de los MOSFETs de potencia.

Al realizar el diseño térmico en el capítulo anterior, se hicieron algunas consideraciones que cambiaron al implementar la fuente. Estas son:

- Se consideró que el transistor está montado directamente al disipador. En el equipo armado, se montaron los transistores sobre una placa metálica y por el otro lado se montaron los disipadores. El uso de la placa ocasiona una reducción en la resistencia térmica, sin embargo el doble contacto (MOSFET con placa y placa con disipador) incrementa la resistencia térmica.
- La temperatura ambiente se tomó como 30 °C, aunque la temperatura en el laboratorio normalmente se mantiene a 23 °C, lo que mejora la transferencia de calor y reduce los requerimientos de la resistencia térmica.

El rectificador trifásico también requiere de un disipador de calor, por lo que se aprovechó la placa metálica para montar el rectificador. En este caso solo se colocó la grasa térmica entre la placa y el rectificador, ya que el encapsulado está aislado eléctricamente de las terminales.



Figura 4.13 Montaje del rectificador trifásico.

En el otro lado de la placa metálica se colocaron los disipadores de calor. Además, para disminuir la resistencia térmica durante las pruebas, se colocaron ventiladores.

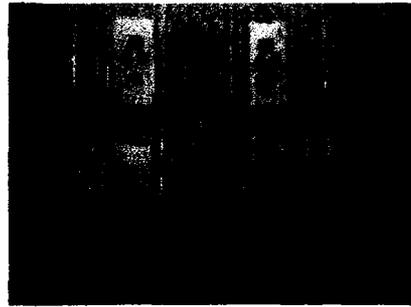


Figura 4.14 Montaje de los disipadores de calor en la placa metálica.

CAPÍTULO 5

GENERACIÓN DE FORMAS DE ONDA UTILIZANDO MÉTODOS NUMÉRICOS

5.1 Generación de la forma de onda PWM

Existen diversos métodos para generar las señales moduladas que controlan el encendido de los transistores:

- Generación de formas de onda de baja señal utilizando circuitos generadores de funciones y amplificadores operacionales. Estas señales se modulan utilizando un circuito integrado para la modulación de ancho de pulso.
- Generación de formas de onda por computadora utilizando un convertidor digital – análogo y se modulan utilizando un circuito integrado para modulación de ancho de pulso.
- Generación directa de la onda modulada en la computadora. Se describen las señales de referencia y la portadora como ecuaciones matemáticas y se determina el tiempo de los cruces mediante métodos numéricos. Estos tiempos se utilizan para determinar el ancho de los pulsos.

Para evitar el uso de circuitos analógicos que complicarían el circuito de control, se optó por el tercer método. En este caso, la cantidad de componentes se reduce a un microcontrolador y si se desea, un circuito de interfase para conectar el microcontrolador al puerto serie de la computadora.

5.1.1 Determinación de las Intersecciones de la Portadora y la Referencia

Para determinar las intersecciones la portadora (señal triangular) con la referencia (señal senoidal con armónicas) se utilizó una hoja de cálculo.

El primer paso es determinar las ecuaciones de la señal de referencia y de las rectas que componen la señal triangular utilizada como portadora.

Para realizar una comparación con la simulación, la señal de referencia estará compuesta por una senoidal de 60 Hz como frecuencia fundamental, 25 % de 9na armónica en fase y 12.5 % de 21ra armónica en fase. La ecuación de la forma de onda que se alimenta en la hoja de cálculo es:

$$v_{ref} = 0.6 \sin(\omega t) + 0.15 \sin(9 \times \omega t) + 0.075 \sin(21 \times \omega t) \quad (5.1)$$

La señal triangular es de 30 kHz con amplitud de 1.

Se seleccionó una amplitud de 0.6 para la fundamental y una amplitud de 1 para la triangular, ya que esto permite tener una forma de onda de 127 VRMS de fundamental a la salida del inversor, con un voltaje de 300 VCD.

Para obtener las ecuaciones de las rectas que forman la señal triangular se utiliza la ecuación general de la recta:

$$y - y_0 = (x - x_0) \left(\frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} \right) \quad (5.2)$$

La gráfica 5.1 muestra la forma de onda triangular, la cual se utilizará para determinar los valores necesarios para construir la ecuación.

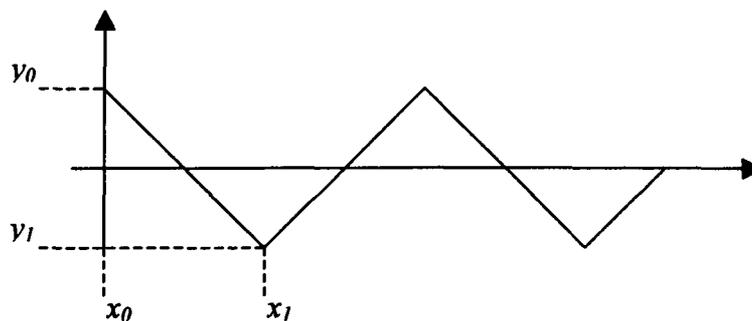


Figura 5.1 Indicación de parámetros de la recta en la forma de onda triangular para el primer segmento.

En la hoja de cálculo se utilizaron los parámetros A, B, C y D para construir la recta. El parámetro A es y_0 . El parámetro B es $(y_1 - y_0) / (x_1 - x_0)$. El parámetro C es igual

a $x_0 \times B$, y el parámetro D es igual a $A - C$. Con estos parámetros, la ecuación de la recta queda expresada como:

$$y = Bx + D \quad (5.3)$$

Con los valores antes mencionados, la pendiente de la primera recta (el parámetro B) es de -12000. Para la siguiente recta la pendiente es positiva y los valores de x_0 y y_0 se recorren. Esto se realiza fácilmente en la hoja de cálculo.

Para obtener el punto de intersección, se resta la ecuación 5.3 de la ecuación 5.1 y se corre el *solver* de Excel. Esto nos arroja los tiempos de la intersección y posteriormente se saca la diferencia entre los tiempos obtenidos para determinar el ancho de pulso.

	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L
1	Freq. PWM	ω	Parámetros para la obtención de las rectas				Solución	Ancho	Pulso		
2	30,000	376.9911184	A	B	C	D					
3											
4	tiempo										
5	0.000000	0	1						0.000008	-	
6	0.000017	0.006283144	-1	1	-120000	0	1	0	0.000008	0.000017	+
7	0.000033	0.01256604	1	-1	120000	2	-3	0	0.000025	0.000016	-
8	0.000050	0.01884844	-1	1	-120000	-4	5	0	0.000041	0.000018	+
9	0.000067	0.025130095	1	-1	120000	6	-7	0	0.000059	0.000015	-
10	0.000083	0.031410759	-1	1	-120000	-8	9	0	0.000074	0.000018	+
11	0.000100	0.037690183	1	-1	120000	10	-11	0	0.000093	0.000015	-
12	0.000117	0.043968118	-1	1	-120000	-12	13	0	0.000107	0.000019	+
13	0.000133	0.050244318	1	-1	120000	14	-15	0	0.000126	0.000014	-
14	0.000150	0.056518534	-1	1	-120000	-16	17	0	0.000140	0.000020	+
15	0.000167	0.06279052	1	-1	120000	18	-19	0	0.000160	0.000013	-
16	0.000183	0.069060026	-1	1	-120000	-20	21	0	0.000173	0.000020	+
17	0.000200	0.075328806	1	-1	120000	22	-23	0	0.000193	0.000013	-
18	0.000217	0.081590612	-1	1	-120000	-24	25	0	0.000207	0.000020	+
19	0.000233	0.087851197	1	-1	120000	26	-27	0	0.000227	0.000013	-
20	0.000250	0.094108313	-1	1	-120000	-28	29	0	0.000240	0.000021	+
21	0.000267	0.100361715	1	-1	120000	30	-31	0	0.000260	0.000013	-
22	0.000283	0.106611154	-1	1	-120000	-32	33	0	0.000273	0.000013	+
23	0.000300	0.112856385	1	-1	120000	34	-35	0	0.000294	0.000013	-
24	0.000317	0.11909716	-1	1	-120000	-36	37	0	0.000306	0.000013	+
25	0.000333	0.125333234	1	-1	120000	38	-39	0	0.000327	0.000013	-
26	0.000350	0.131564359	-1	1	-120000	-40	41	0	0.000340	0.000013	+
27	0.000367	0.137790291	1	-1	120000	42	-43	0	0.000360	0.000013	-

Figura 5.2 Hoja de cálculo utilizada para la obtención de los tiempos de ancho de pulso.

La hoja de cálculo anterior solo sirve para generar los cruces para la forma de onda de la ecuación 5.1. Por lo tanto, se hicieron modificaciones para obtener los tiempos de los cruces entre la portadora y cualquier referencia compuesta por una señal de 60 Hz y armónicas desde la 2ª hasta la 21ª.

	A	B	C	D	E	F	G	H	I
1									
2	armónica	amplitud (%)	ángulo (°)	ángulo (rad)		frecuencia de portadora (Hz)			
3	2	0.00%	0	0		30,000			
4	3	0.00%	0	0					
5	4	0.00%	0	0		ω (rad/s)			
6	5	12.50%	0	0		376.99			
7	6	0.00%	0	0					
8	7	6.25%	0	0					
9	8	0.00%	0	0					
10	9	0.00%	0	0					
11	10	0.00%	0	0					
12	11	6.25%	0	0					
13	12	0.00%	0	0					
14	13	0.00%	0	0					
15	14	0.00%	0	0					
16	15	0.00%	0	0					
17	16	0.00%	0	0					
18	17	0.00%	0	0					
19	18	0.00%	0	0					
20	19	0.00%	0	0					
21	20	0.00%	0	0					
22	21	0.00%	0	0					
23									
24									
25									
26									

Figura 5.3 Hoja de introducción de magnitud y ángulo de armónicas.

En la primera hoja del archivo, se introduce la amplitud de las armónicas expresadas como porcentaje de la fundamental y el ángulo. En este caso, se generó una referencia con 12.5% de 5ª armónica, 6.25% de 7ª y 6.25% de 11ª armónica, todas ondas senoidales sin ángulo de desfaseamiento.

Con estos datos, se construye en otra hoja del documento la gráfica de la forma de onda. La única restricción que se tiene es que en ningún instante de tiempo la señal construida (mostrada en la figura 5.4) debe ser mayor a 1, ya que esa es la amplitud de la portadora, y al intentar determinar los cruces, obtendríamos valores fuera del rango de interés, lo que nos daría anchos de pulso negativos en la señal PWM.

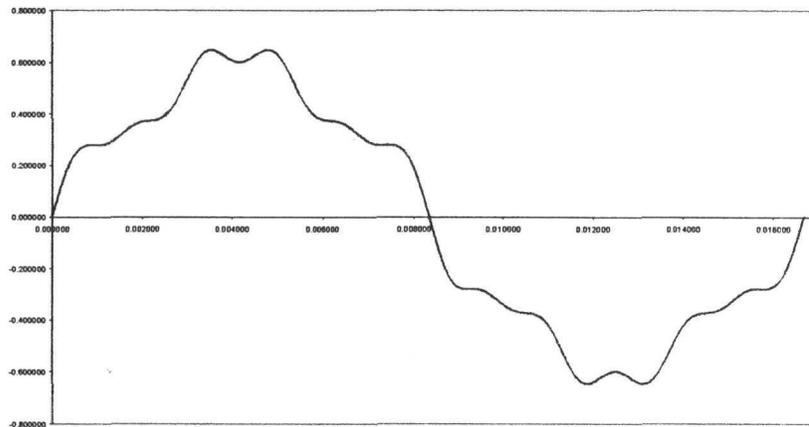


Figura 5.4 Gráfica de la forma de onda utilizada como referencia.

En la hoja de cálculo anterior, para obtener los cruces se igualaba la ecuación 5.1 con la recta que formaba la señal triangular. En este caso, se iguala la suma de las 21 armónicas a la recta y se utiliza la función Solver de Excel para determinar los cruces.

	AH	AJ	AK	AL	AM	AN	AO	AP	AQ	AR
	Ecuación a resolver	pulso	Archo de pulso (s)	CCP1RL + CCP1CON	CCP1RL decimal	CCP1RL binario	CCP1RL hexadecimal			
1										
2			0	0.000000	0	0	0			
3		0.000000	1	0.000017	337	84	1010100			54
4		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
5		0.000000	2	0.000017	344	86	1010110			56
6		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
7		0.000000	3	0.000018	350	87	1010111			57
8		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
9		0.000000	4	0.000018	357	89	1011001			59
10		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
11		0.000000	5	0.000018	364	91	1011011			5B
12		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
13		0.000000	6	0.000019	370	92	1011100			5C
14		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
15		0.000000	7	0.000019	376	94	1011110			5E
16		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
17		0.000000	8	0.000019	382	95	1011111			5F
18		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
19		0.000000	9	0.000019	387	96	1100000			60
20		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
21		0.000000	10	0.000020	393	98	1100010			62
22		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
23		0.000000	11	0.000020	397	99	1100011			63
24		0.000000	0	0.000000	0	0	0			0
25		0.000000	12	0.000020	402	100	1100100			64

Figura 5.5 Determinación de las intersecciones entre la referencia y la señal portadora.

Además de obtener los tiempos de los cruces entre señales, también se obtienen los anchos de pulso y los valores que requiere el microcontrolador para la generación de la señal PWM, el cual se explica en la siguiente sección.

5.1.2 Microcontrolador PIC16F876

Para alimentar al circuito de encendido de transistores se optó por utilizar el microcontrolador PIC16F876. Este microcontrolador presenta las siguientes ventajas:

- Es capaz de operar a velocidades de hasta 20 MHz.
- Ejecuta las instrucciones (excepto las de saltos) en un ciclo de reloj.
- Tiene bajo consumo de energía
- Cuenta con un módulo de hardware para la generación de señales de PWM.

El circuito implementado es relativamente sencillo, solo se requiere de un cristal de 20 MHz, 2 capacitores de 22 pF, una resistencia de pull-up de 4.7 k Ω en la pata de /MCLR, un capacitor entre V_{CC} y V_{SS} para reducir el ruido en la alimentación y una fuente de 5V, como se muestra en la figura 5.6.

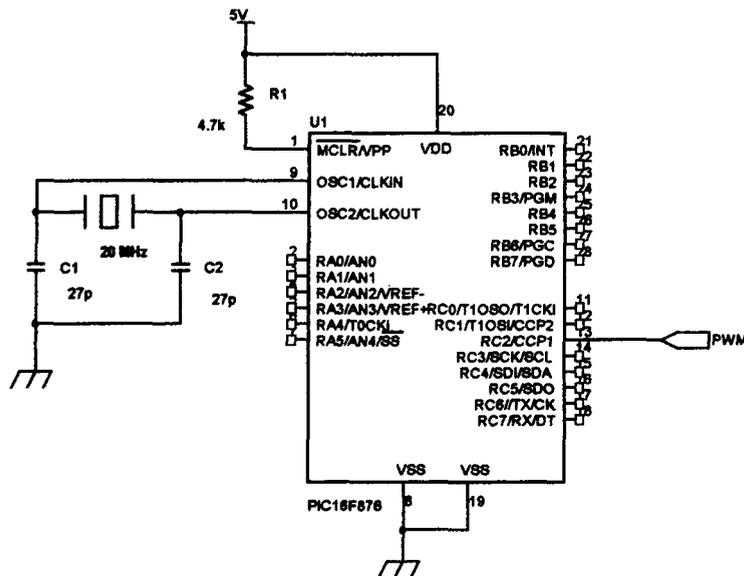


Figura 5.6 Diagrama del circuito del PIC16F876.

Para la generación de la señal de PWM se utiliza el módulo CCP (Capture/Compare/PWM Module). La salida de este módulo es capaz de producir una salida PWM con resolución de 10 bits. Este módulo depende del reloj TMR2.

Existen 2 patas que se pueden utilizar para generar dos señales de PWM. Estas se encuentran en el puerto C del microcontrolador, por lo que hay que habilitarlas como salidas. En nuestro caso se utilizará la pata 13, o CCP1, por lo que se requiere escribir un 0 en el bit 2 del registro TRISC.

Los parámetros que describen a la forma de onda PWM son el período, y el tiempo en el que la salida se mantiene en estado alto (ciclo de trabajo), como se muestra en la figura 5.4.

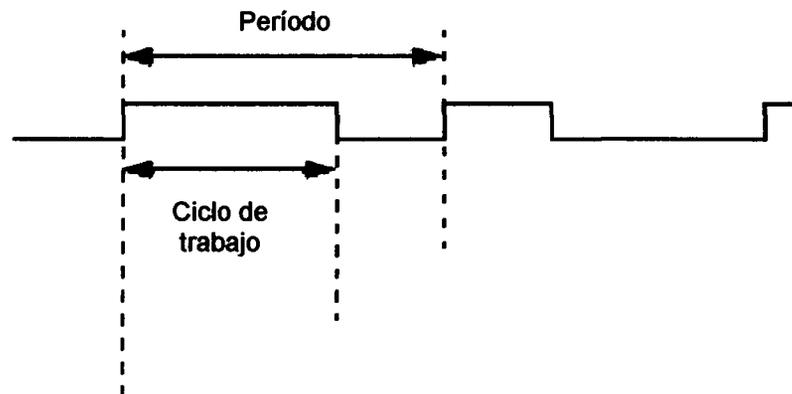


Figura 5.7 Parámetros de la señal PWM.

El período de la señal se especifica escribiendo el valor en el registro PR2. Este período en unidades de tiempo (segundos) se calcula con la siguiente ecuación:

$$\text{Período} = [(PR2)+1] \cdot 4 \cdot T_{osc} \cdot (\text{Valor de preescalamiento del TMR2}) \quad (5.4)$$

T_{osc} es el inverso de la frecuencia del cristal del circuito oscilador que opera el microcontrolador. El valor de preescalamiento de TMR2 sirve para dividir la frecuencia

del reloj entre 4 o entre 16. En nuestro caso se dejó el valor de 1, ya que esto permite generar la frecuencia de PWM deseada de 30 kHz.

Para definir el ciclo de trabajo, se escribe al registro CCP1RL y a los bits 5 y 4 del registro CCP1CON. Los bits más significativos se encuentran en el registro CCP1RL y los menos significativos en los bits 5 y 4 del CCP1CON.

El ciclo de trabajo en unidades de tiempo (segundos) se calcula como:

$$\text{Ciclo de trabajo} = (\text{CCP1RL:CCP1CON}\langle 5:4 \rangle) \cdot T_{\text{osc}} \cdot (\text{Valor de preescalamiento del TMR2}) \quad (5.5)$$

El ciclo de trabajo puede ser escrito en los registros en cualquier momento, sin embargo no se carga en el registro CCP1H, hasta finalizar el período de la señal de PWM ($\text{TMR2} = \text{PR2}$).

Para inicializar el módulo CCP para operar como generador de señal PWM, se siguen los siguientes pasos:

1. Se define el período escribiendo el valor en el registro PR2.
2. Se define el ciclo de trabajo escribiendo en los registros CCP1RL y los bits 5 y 4 del CCP1CON.
3. Habilitar la pata de CCP1 como salida escribiendo un 0 en el bit 2 del registro TRISC.
4. Definir el valor de preescalamiento del TMR2 y activar el Timer 2 escribiendo el valor correspondiente en el registro T2CON.
5. Configurar el módulo CCP1 para operación en modo de generación de PWM.

El programa utilizado para la generación de la señal PWM (el cual se anexa en el apéndice C) consta básicamente de dos secciones, la sección de inicialización de los diversos registros de memoria, y la sección donde se carga el ciclo de trabajo.

Para obtener una frecuencia de 30 kHz, utilizando la ecuación 5.4, se obtiene un valor de PR2 de 166 decimal.

El valor del ciclo de trabajo de la forma de onda debe cambiar cada vez que termina un período de la señal de PWM, por lo que se tiene que cargar un nuevo valor en ese

instante. A partir del tiempo calculado en la hoja de cálculo se debe obtener el valor que se introduce en los registros CCP1L y CCP1CON. En el CCP1CON se introducen los bits menos significativos. Si solo se utiliza el CCP1L para indicar el tiempo y el CCP1CON <5:4> se deja en 00, la menor resolución de tiempo que se puede lograr es de 0.2 μ s, la cual es suficiente para indicar la duración del ancho de pulso y reproducir la forma de onda de referencia de manera adecuada. Se hizo de esta manera para eliminar la gran cantidad de código necesaria para escribir los bits en CCP1CON.

CAPÍTULO 6

PRUEBAS Y RESULTADOS

Durante el desarrollo de este proyecto se realizaron una gran cantidad de pruebas para verificar el funcionamiento de las diferentes secciones del circuito. En este capítulo únicamente se describirán los experimentos y mediciones más relevantes realizadas. Para las mediciones se utilizaron un analizador de calidad de energía Fluke 43B y un osciloscopio digital Tekscope THS720P, que permiten ver formas de onda y el contenido armónico presente.

6.1 Rectificador Trifásico con filtro LC con carga R

El primer experimento consiste en probar el funcionamiento del circuito rectificador con el filtro LC, debido a que se utilizaron componentes de diferentes valores a los calculados. Primero se utilizó el módulo rectificador 26MT40 sin el filtro LC, con una carga R compuesta por las torres de resistencias del Laboratorio de Conversión de Energía. La carga utilizada fue de aproximadamente 37Ω .

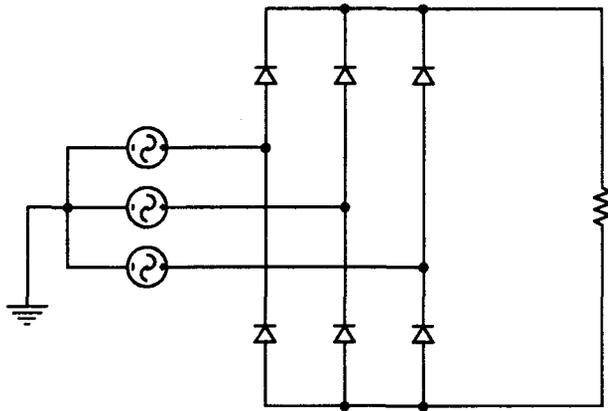


Figura 6.1 Circuito de prueba del rectificador trifásico sin filtro LC con carga R.

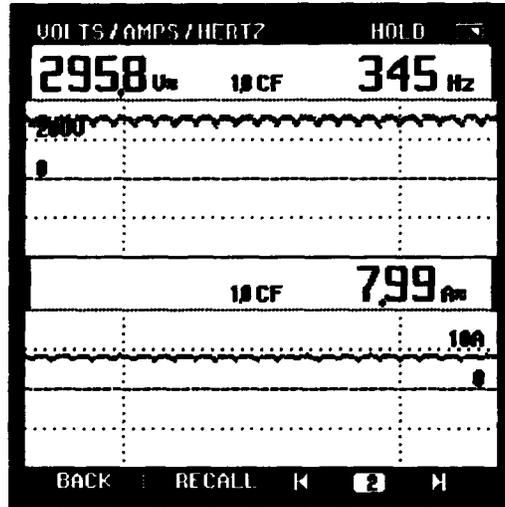


Figura 6.2 Voltaje y corriente de c.d. del rectificador trifásico sin filtro LC.*

Para reducir este rizado, utilizamos un filtro LC. Este filtro está compuesto de un capacitor de 470 μF y de un reactor de 18 mH. Se utilizaron estos componentes debido a que eran los que se encontraban disponibles en el laboratorio.

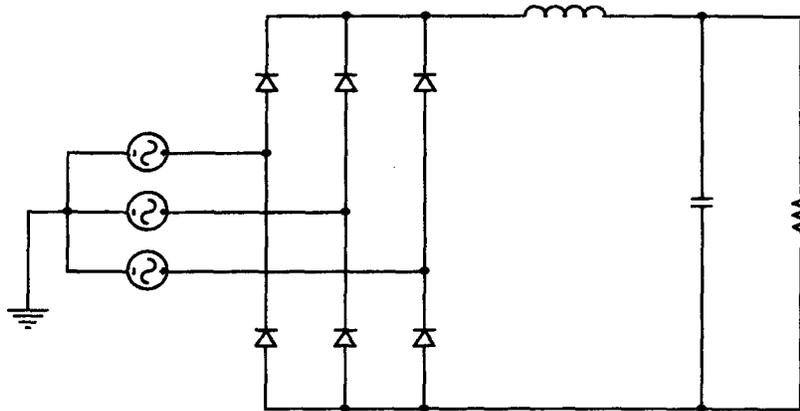


Figura 6.3 Circuito de prueba del rectificador trifásico con filtro LC con carga R.

* En esta figura aparece una medición incorrecta de 345 Hz provocada por el aparato. El valor correcto es de 360 Hz.

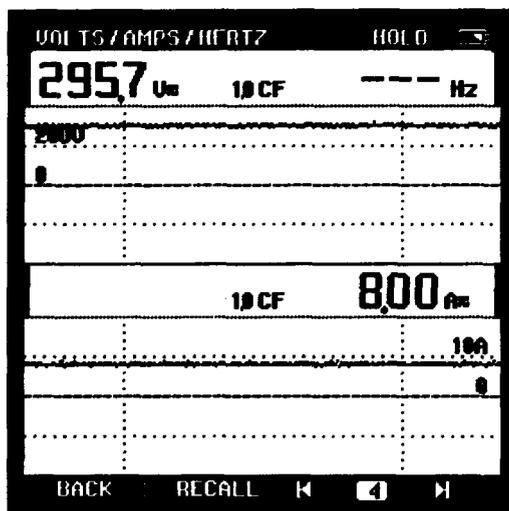


Figura 6.4 Voltaje y corriente del rectificador trifásico con filtro LC.

Como se muestra en la figura 6.4, el rizado a disminuido considerablemente en comparación con el caso anterior. En otra medición posterior, figura 6.5, se observa de forma más detallada la componente de corriente alterna presente en la carga.

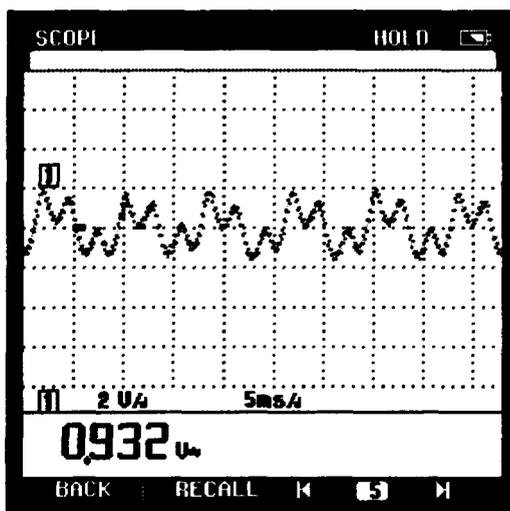


Figura 6.5 Componente de c.a. en el voltaje de c.d. con filtro LC.

Esta forma de onda difiere de la simulada ya que existe un ligero desbalance de voltaje en la alimentación trifásica. El valor RMS de la componente de c.a. es de 0.932 V. En la simulación se logró un valor de 3 VRMS con los componentes calculados. En este

caso, al incrementar los valores de los componentes, se reduce aun más el rizado. Por lo tanto se pueden utilizar elementos L y C con valores mayores ya que mejoran las características de rizado del voltaje de c.d. a la salida del rectificador trifásico.

6.2 Inversor Monofásico con carga R

Para verificar el funcionamiento del inversor de puente completo se ensambló el circuito completo junto con el rectificador trifásico en el Laboratorio de Conversión de Energía. La carga esta compuesta por 2 focos en serie de 220 V y 100 W. El voltaje del variac trifásico se ajusta para obtener un voltaje de c.d. entre 12 V y 50 V (Fig. 6.7).

El voltaje obtenido a la salida del inversor después del filtro se muestra en la figura 6.6.

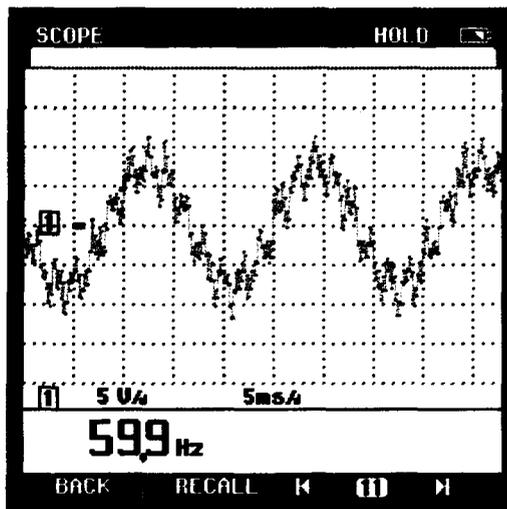


Figura 6.6 Voltaje a la salida del inversor.

Como podemos observar en la figura 6.8, el contenido armónico de la forma de onda es bastante cercano al simulado.

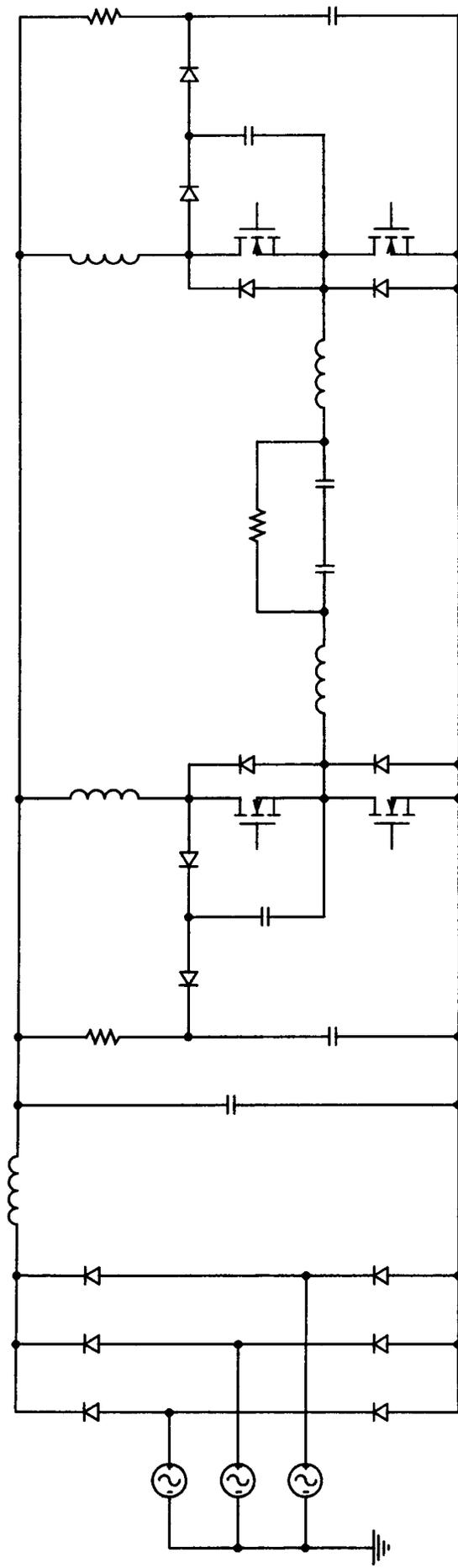


Figura 6.7

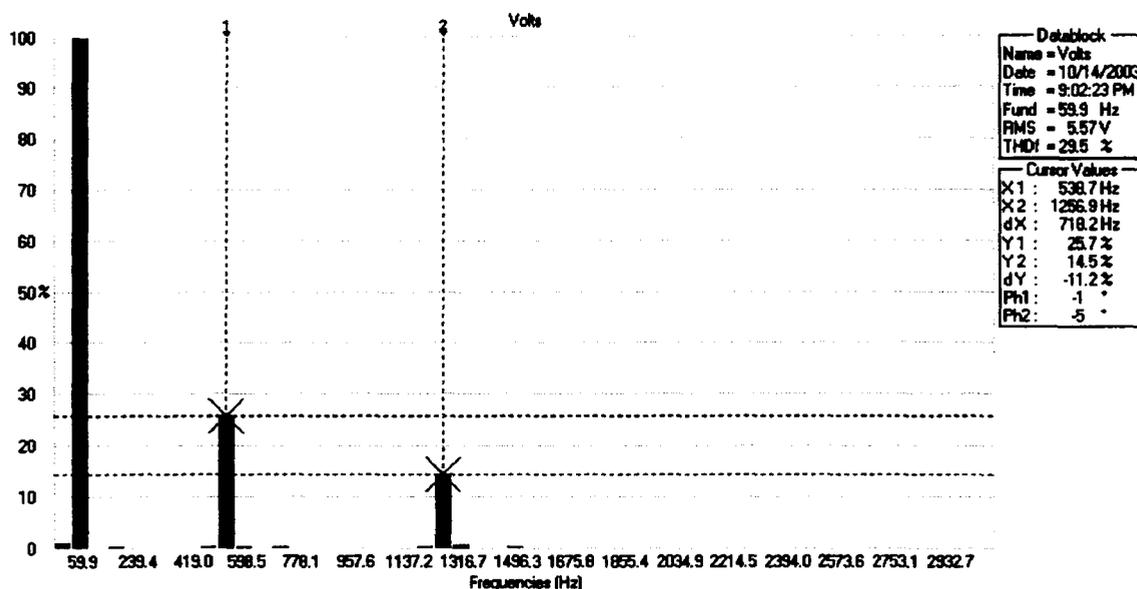


Figura 6.8 Espectro del voltaje de salida del inversor sin carga.

El porcentaje de 9na armónica es de 25.7% y el de 21ra armónica es de 14.5%.

La siguiente prueba consistió en incrementar la carga del inversor y verificar el comportamiento del voltaje de salida. En esta ocasión, se utilizaron las torres de resistencias del laboratorio de conversión de energía como carga.

En el primer paso se colocó una carga de casi 3 A.

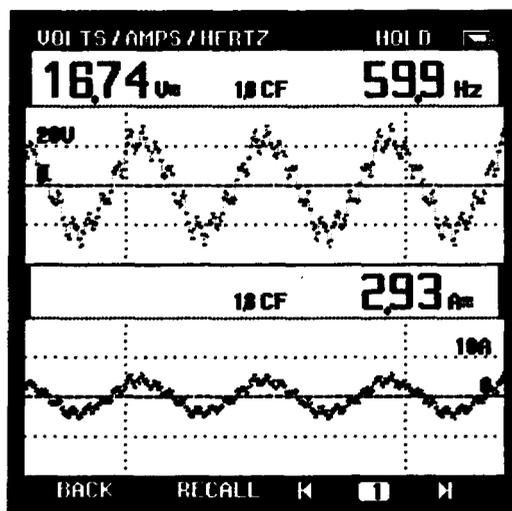


Figura 6.9 Voltaje y corriente del inversor con carga de casi 3 A.

En la siguiente figura podemos observar que el espectro de voltaje es prácticamente igual al espectro sin carga.

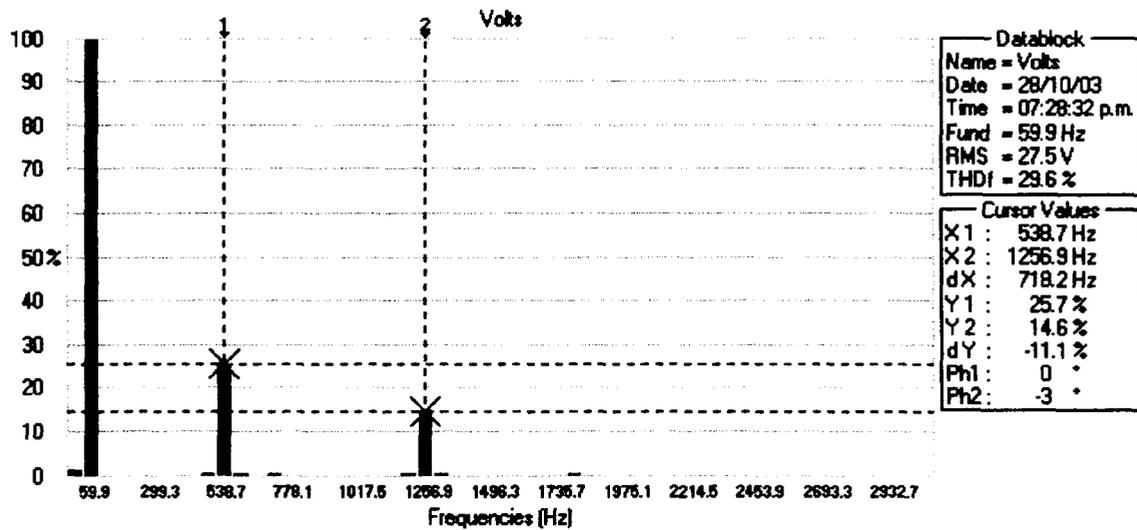


Figura 6.10 Espectro de voltaje con carga de aproximadamente 3 A.

En el siguiente paso se incrementó la corriente a 4.63 A.

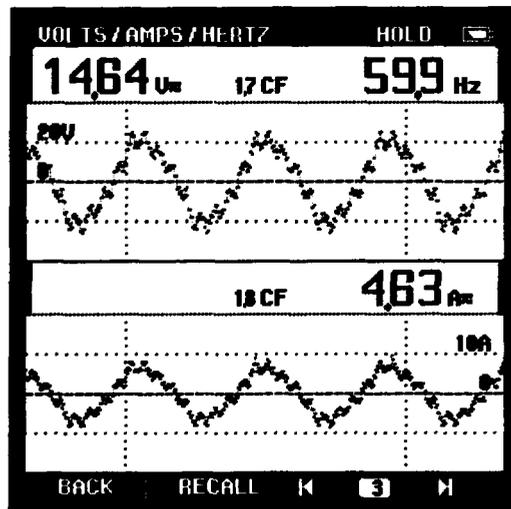


Figura 6.11 Voltaje y corriente del inversor con carga de 4.63 A.

Se puede observar que se presenta una ligera distorsión en el voltaje, ya que se pierde la forma senoidal de los casos anteriores.

Al incrementar la corriente, aparece una componente de tercera armónica la cual es la que ocasiona la distorsión en el voltaje.

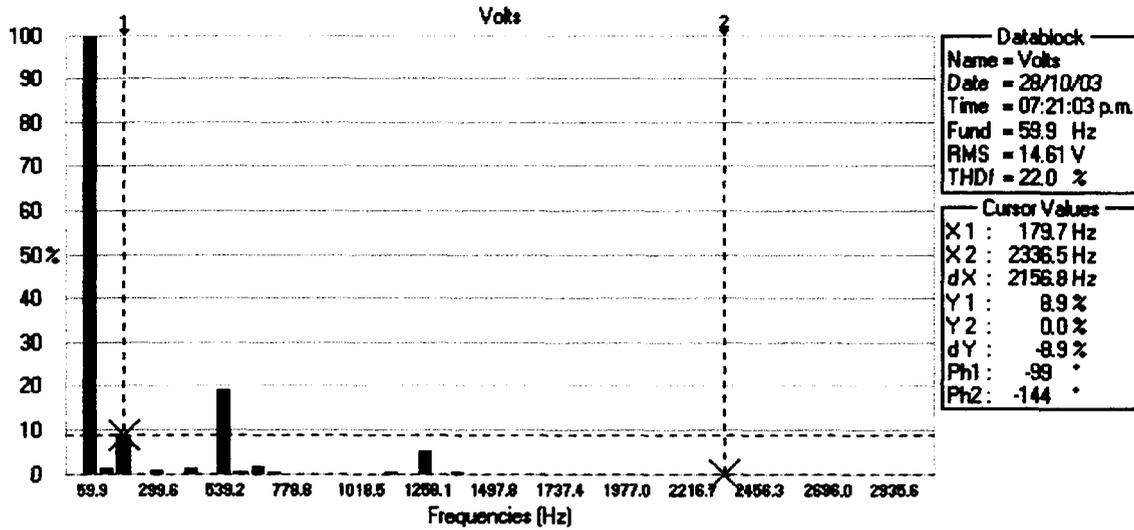


Figura 6.12 Espectro del voltaje del inversor con carga de 4.63 A.

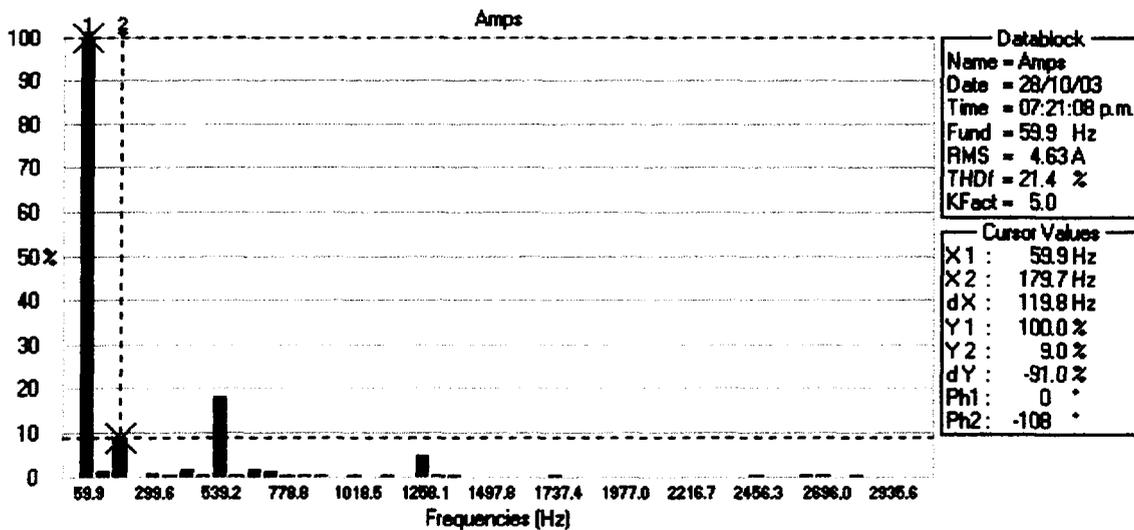


Figura 6.13 Espectro de corriente del inversor con carga de 4.63 A.

En el último paso se incrementó la corriente a 5.76 A, observándose el mismo efecto que en el paso anterior.

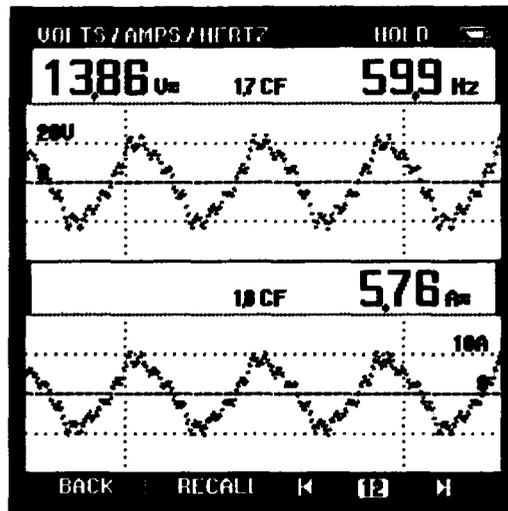


Figura 6.14 Voltaje y carga del inversor con carga de 5.76 A.

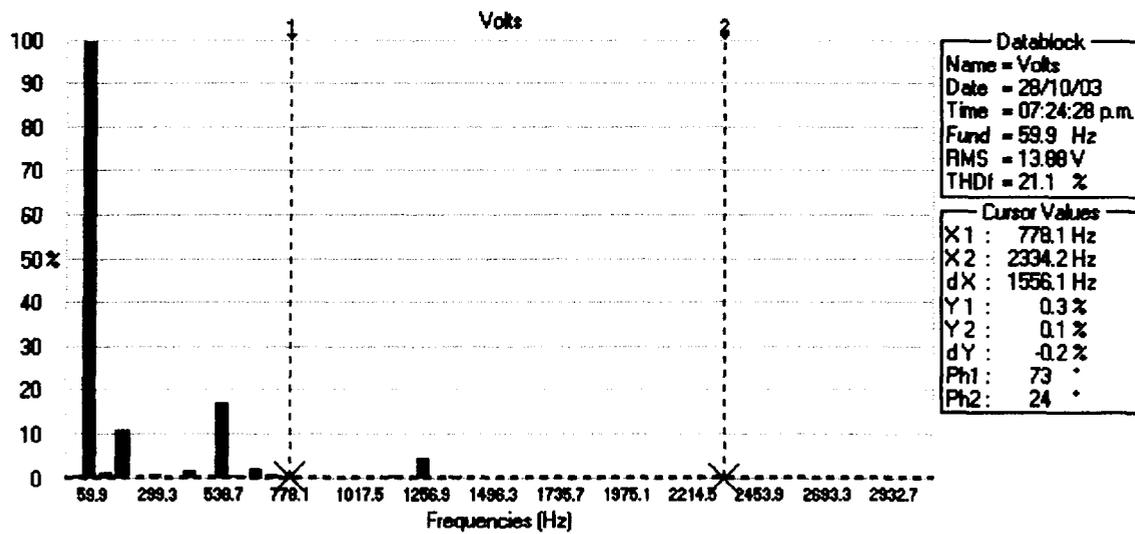


Figura 6.15 Espectro del voltaje del inversor con carga de 5.76 A.

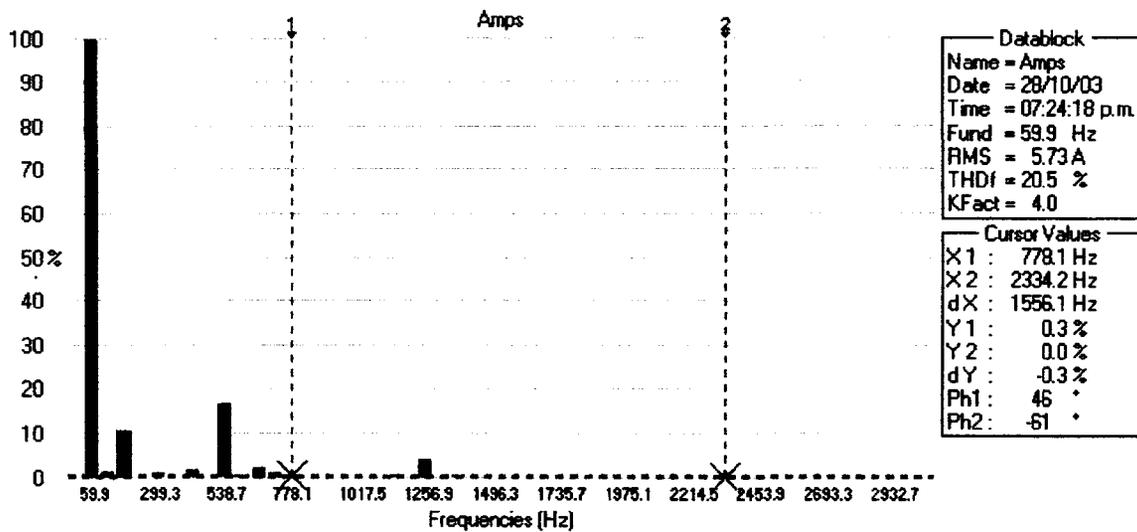


Figura 6.16 Espectro de corriente del inversor con carga de 5.76 A.

La siguiente prueba consistió en elevar el voltaje de corriente directa para verificar si el circuito puede operar al voltaje de 300 V de c.d. especificado. Sin embargo, problemas de ruido con las fuentes de poder ocasionaron que al incrementarse el voltaje por encima de los 63 V, la señal del microcontrolador se volviera errática, ocasionando que el voltaje de salida se caiga a 0 durante ciertos intervalos, como se muestra en la figura 6.17.

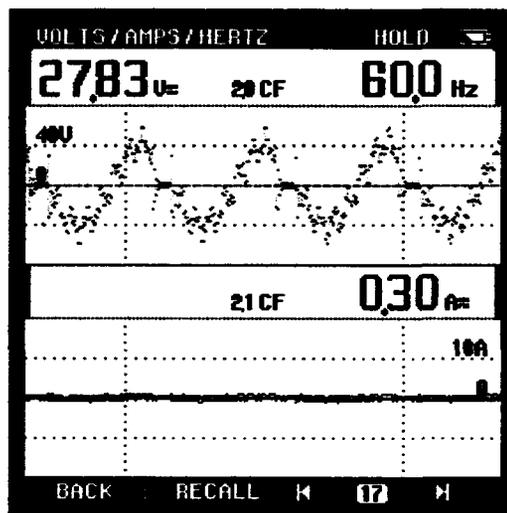


Figura 6.17 Voltaje de salida del inversor con perturbaciones ocasionadas por el microcontrolador.

Para eliminar el problema de la figura 6.17, se colocó una resistencia de 2.2 k Ω entre los negativos de las fuentes de c.d. Con esto se resolvió el problema y se logro elevar el voltaje a 130 VRMS.

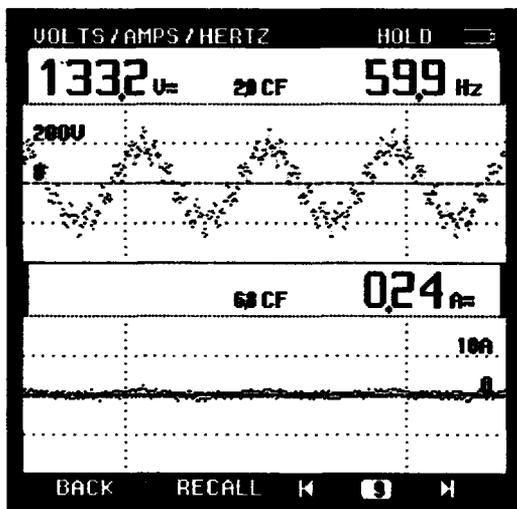


Figura 6.18 Voltaje de salida del inversor con entrada de 220 V entre líneas en el rectificador trifásico.

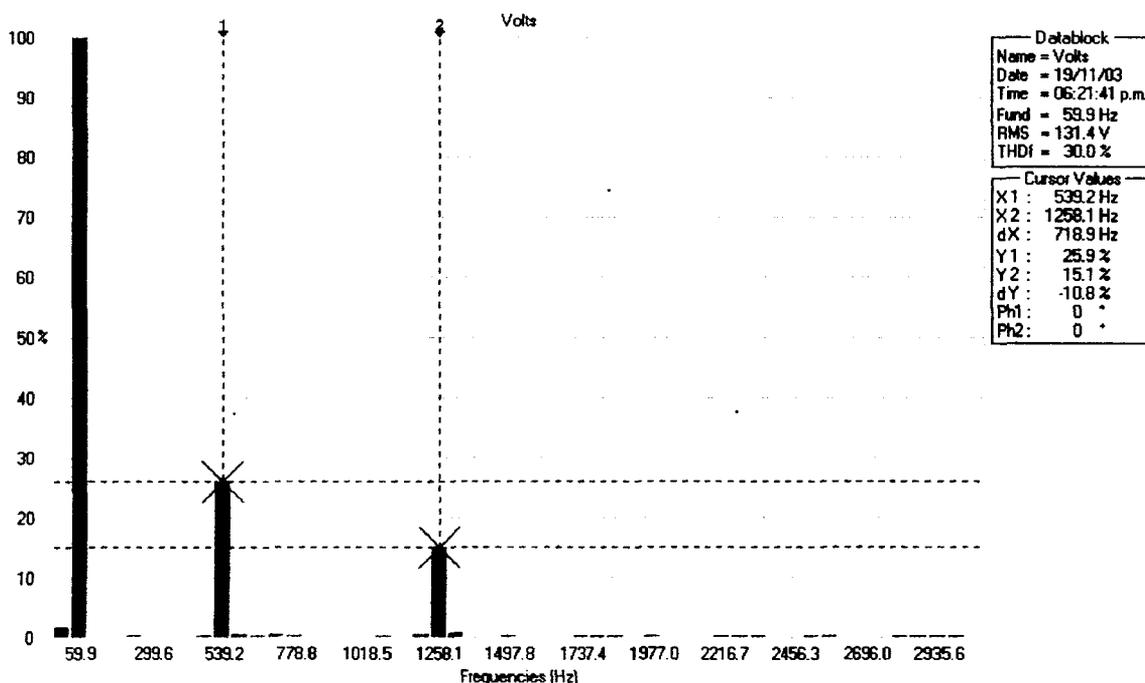


Figura 6.19 Espectro del voltaje del inversor con voltaje de entrada de 220V.

Una vez resuelto el problema del corte de la forma de onda, se colocó carga al inversor. Se utilizaron diferentes arreglos de 6 focos en paralelo para incrementar la carga.

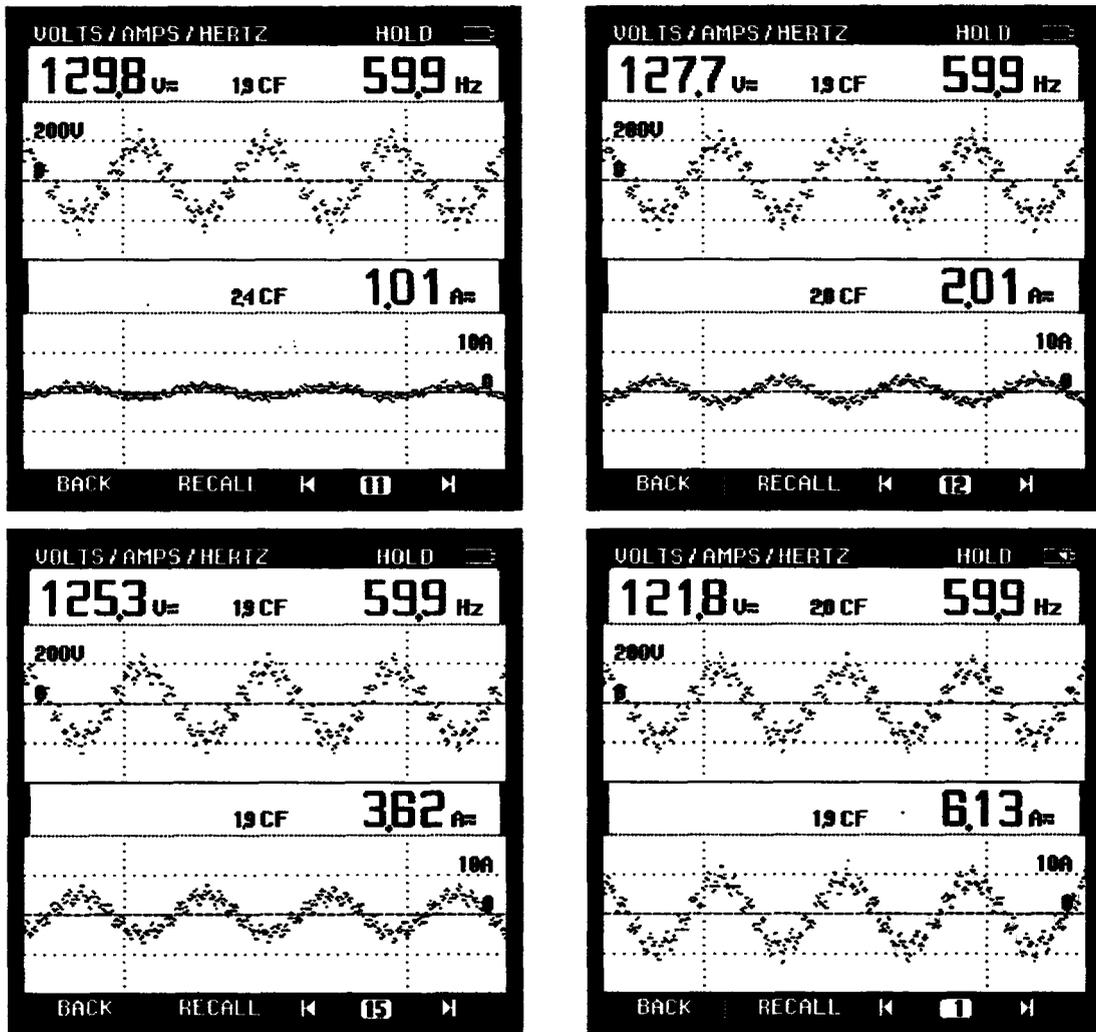


Figura 6.20 Voltaje y corriente del inversor a diferente carga.

Las formas de onda tanto de corriente como de voltaje se ven bien, ya que se presenta muy poca distorsión de tercera armónica, como se muestra en la siguiente figura, para el caso de corriente de 6.13 A. La componente de tercera armónica que aparecía anteriormente era ocasionada por el variac al ser operado a bajo voltaje. Al incrementarse

el voltaje del variac desapareció la componente de tercer armónica tanto a la entrada del rectificador como a la salida del inversor.

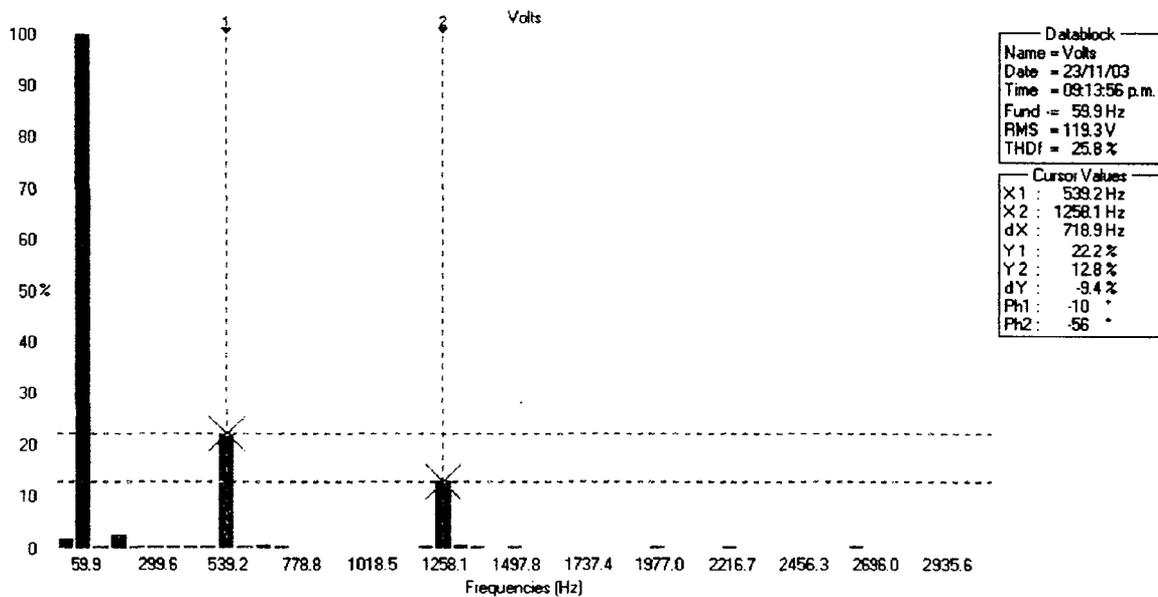


Figura 6.21 Espectro del voltaje del inversor con carga de 6.13 A.

Para poder lograr un mayor control del voltaje de salida, se tendría que utilizar control retroalimentado y medir tanto el voltaje como la corriente de salida.

Como última prueba se cambió la forma de onda del inversor y se realizaron mediciones con el osciloscopio digital Tekscope THS720P, el cual permite ver con mayor detalle las formas de onda generadas.

En esta ocasión, se generó una señal con 12.5% de 5ª armónica, y 6.25 % de 7ª y 11ª armónica, todas senoidales sin ángulo de fase. Primero se realizaron mediciones del voltaje sin carga y posteriormente se realizó la medición con carga. En el caso de la medición con carga no se elevó el nivel de voltaje a los valores de las pruebas anteriores por problemas de ruido electromagnético que ocasionan la operación errática del microcontrolador.

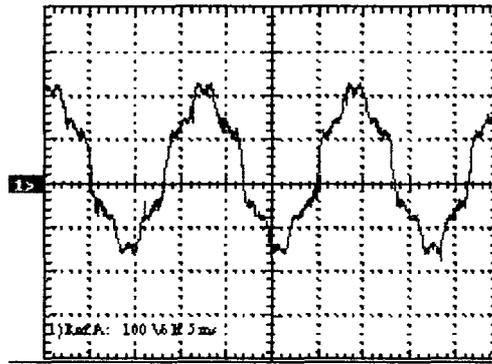


Figura 6.22 Voltaje de salida sin carga.

En la prueba sin carga, si se logró elevar el voltaje a los niveles obtenidos con los experimentos anteriores.

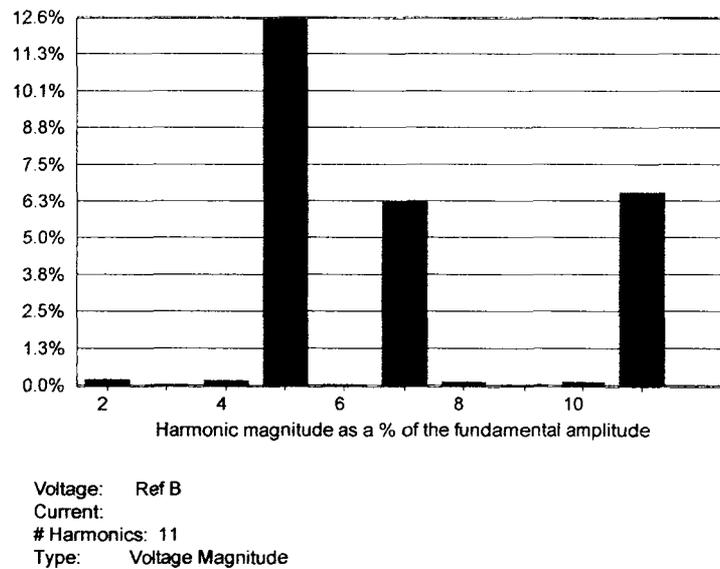


Figura 6.23 Contenido armónico del voltaje de salida.

El porcentaje de las armónicas es bastante cercano a los valores esperados. Aparece solamente una ligera diferencia entre la 7^a y 11^a armónica.

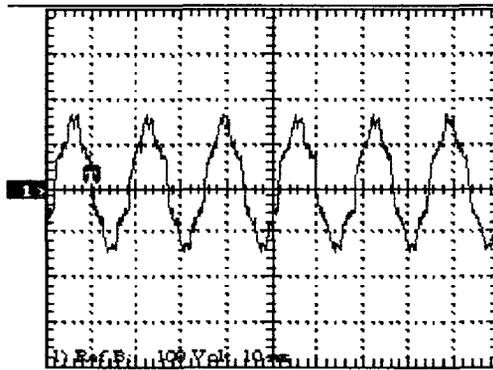


Figura 6.24 Voltaje de salida con carga de 3.5 A aproximadamente.

En este caso el voltaje ya no se pudo elevar al valor deseado ya que como se mencionó con anterioridad el microcontrolador ya no funcionaba de manera adecuada.

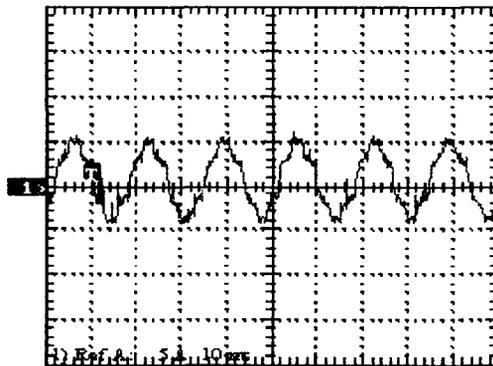


Figura 6.25 Corriente de salida con carga de 3.5 A aproximadamente.

Se tuvieron algunos problemas para medir la corriente, ya que el instrumento es muy sensible al ruido. La pinza utilizada para las mediciones del caso anterior obtenía una señal con mucho ruido, por lo que se tuvo que utilizar una pinza corriente de efecto Hall para capturar las formas de onda.

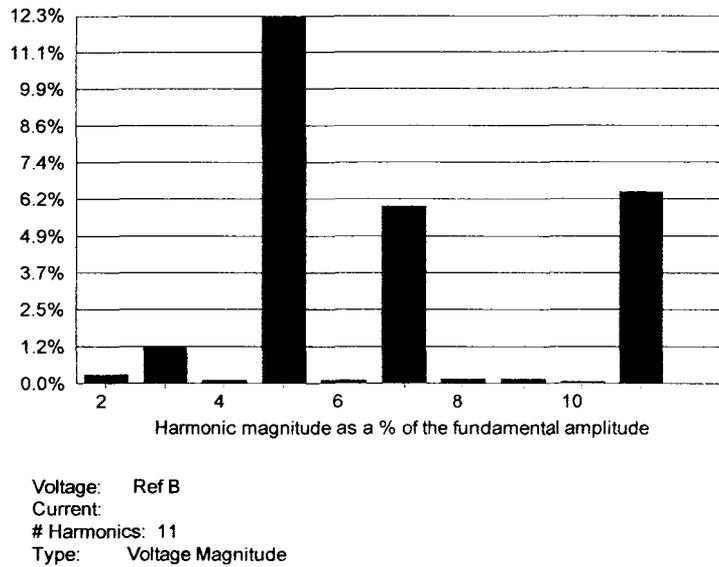


Figura 6.26 Espectro del voltaje de salida con carga de 3.5 A aproximadamente.

Se puede observar que aparece de nueva cuenta 1% de 3ª armónica al tener carga en la fuente, al igual que en el caso anterior. En cuanto a las armónicas que se están generando, existe una mínima variación.

Como última prueba, se trató de identificar las causas de ciertos transitorios que ocasionalmente aparecen.

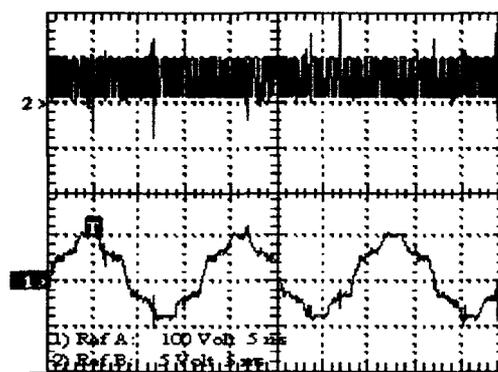


Figura 6.27 Voltaje de salida y señales del microcontrolador durante la operación de la fuente.

Se capturó la forma de onda de voltaje y la señal del microcontrolador, en la cual existen algunos espacios en la señal del microcontrolador que no se alcanzan a apreciar

en la figura, y que se pensaba que pudieran estar ocasionando transitorios en la salida, sin embargo en este caso la forma de onda se mantuvo estable.

CAPÍTULO 7

CONCLUSIONES

7.1 Conclusiones

Al terminar el desarrollo de este proyecto, se llegaron a las siguientes conclusiones:

- La metodología de diseño dió buenos resultados en la simulación, permitiendo la operación de los dispositivos semiconductores dentro de sus capacidades de voltaje, corriente y potencia a través del uso de circuitos *snubber* de Undeland. Estos *snubbers* también incrementan la eficiencia de los convertidores electrónicos de potencia.
- La técnica PWM, en conjunto con el filtro de salida del inversor, permite obtener formas de onda prácticamente iguales a la referencia.
- La selección de componentes pasivos es tan importante como la selección de dispositivos semiconductores, ya que no solo se requiere cumplir con valores de capacitancia, inductancia o resistencia, sino que hay que especificar capacidades de voltaje, corriente, frecuencia de operación y en algunos casos la potencia o energía que son capaces de disipar. Si se escoge el tipo de componente incorrecto, el circuito puede no funcionar de manera adecuada o destruirse durante las pruebas de operación.
- La etapa más complicada es el armado del circuito. Debe tomarse en cuenta los tipos de conductores a utilizar, ya sea cable, barra de cobre o circuitos impresos. Los rangos de operación especificados al principio del presente documento no se lograron debido principalmente al diseño de circuitos impresos, selección de transistores (debido al tipo de encapsulado), montaje de los transistores en los disipadores, entre otros. Por lo tanto, de nada sirve un buen diseño que opere en simulación si no se realiza una construcción adecuada de los circuitos de potencia.

7.2 Recomendaciones

Para el desarrollo de una fuentes de poder de este tipo se recomienda lo siguiente:

- Utilizar transistores con encapsulado TO-3, el cual permite un mejor diseño de circuitos impresos ya que sus patas tienen mayor distancia entre si que las del encapsulado TO-247 utilizado en este circuito.
- Para lograr un sistema más automatizado de generación de formas de onda, se recomienda construir las formas de onda en computadora y generarlas a baja señal con un convertidor digital – análogo y posteriormente modularlas con circuitos especializados.
- Explorar otras técnicas de construcción, como son la utilización de placas grandes de cobre en lugar de barras, las cuales le dan más robustez y rigidez mecánica al circuito.

7.3 Trabajos Futuros

Como desarrollos futuros se podría:

- Realizar una interfase de control en LabVIEW para el control por computadora de la fuente.
- Implementar un sistema de control retroalimentado para regular el voltaje y corriente a la salida de la fuente basado en un DSP. Se mide el voltaje y corriente a la salida y esa información se envía a un DSP, el cual estaría encargado de generar los pulsos de la señal PWM.
- Implementar las recomendaciones y mejoras descritas en la sección anterior.
- Extender las capacidades de la fuente para generar otro tipo de disturbios como variaciones momentáneas de voltaje, transitorios, entre otros.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] Angulo Usategui, José María. Microcontroladores PIC: Diseño Práctico de Aplicaciones, Segunda parte PIC 16F87x. 2a. ed. Madrid, McGraw-Hill, 2000.
- [2] Burden, Richard L. Numerical Analysis. 6th ed. Pacific Grove, CA: Brooks/Cole Pub. Co., 1997.
- [3] Mohan, Ned, Tore M. Undeland and William P. Robbins. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. 2nd ed. New York: Wiley, 1995.
- [4] Rashid, Muhammad H. Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications. 2nd. ed. Englewood Cliffs, N.J.: Prentice Hall, 1988.
- [5] IEEE Std. 1159-1995. IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality.
- [6] McMurray, W. "Selection of Snubbers and Clamps to Optimize the Design of Transistor Switching Converters" IEEE Trans. on Industry Applications. Vol. IA-16, No. 4, pp. 513-523, July – Aug. 1980.
- [7] Pedder, A. G. Donald, Amin M. Issawi and Hugh R. Bolton. "A Solid State, Variable Frequency 3-Phase Power Source with Individual Harmonic Control" IEEE Trans. on Industrial Electronics and Control Instrumentation. Vol. IECI – 24, No. 1, pp. 100-108, February 1977.
- [8] Undeland, T. M. "A Snubber configuration for both Power Transistors and GTO PWM Inverters" IEEE PESC pp. 42-53, 1984.
- [9] Undeland, T.M. et al. "Snubbers for Pulse Width Modulated Bridge Converters with Power Transistors and GTOs" IPEC-Tokyo, pp.1320-1327, 1984.

[10] Torres Zamora, Ana. Diseño de un Inversor Monofásico con SCRs, implementando la técnica SPWM para el control de los disparos en la compuertas. Tesis (Maestría en Ciencias, Especialidad en Ingeniería Electrónica), ITESM, 1993.

[11] Application Note AN-949, Current Ratings of Power Semiconductors. International Rectifier.

[12] Application Note AN-978, HV Floating MOS-Gate Driver ICs. International Rectifier.

[13] Lee, Seri. How to Select a Heat Sink. Aavid Thermal Technologies.

[14] Aavid Thermal Technologies www.aavid.com

[15] International Rectifier www.irf.com

[16] Microchip www.microchip.com

Apéndice A

Código de Simulaciones de PSPICE

```

SPWM
.param per=16.6667m pul=10
vtri 1 0 pulse(2,-2,0,{per/(pul*2)},{per/(pul*2)},{per/pul+.2u})
vsen 2 0 sin(0,1,{1/per},0,0,0)
ecom1 3 0 table {v(2)-v(1)} (0 0) (1u 1)
ecom2 4 0 table {-v(2)+v(1)} (0 0) (1u 1)
esum 5 0 value = {v(3)-v(4)}
rsum 5 6 5.0
lsum 6 0 .0016
rcom2 4 0 1
rcom1 3 0 1
rtri 1 0 1
rsin 2 0 1
.probe
.tran .1m 20m
.end

```

```

INVERTER OUTPUT FILTER
.param per=16.6667m pul=500
vtri 1 0 pulse(1,-1,0,{per/(pul*2)},{per/(pul*2)},{per/pul+.2u})
vsen1 2 8 sin(0,.6,{1/per},0,0,0)
vsen9 8 9 sin(0,.15,{9/per},0,0,0)
vsen21 9 0 sin(0,.075,{21/per},0,0,0)
ecom1 3 0 table {v(2)-v(1)} (0 0) (1u 300)
ecom2 4 0 table {-v(2)+v(1)} (0 0) (1u 300)
esum 5 0 value = {v(3)-v(4)}
lf2 5 6 .0005
lf1 7 0 .0005
cf 6 7 2.65e-6
r1 6 7 20
rcom2 4 0 1
rcom1 3 0 1
rtri 1 0 1
rsin 2 0 1
.probe
.tran .1u 100m 0m .1u
.end

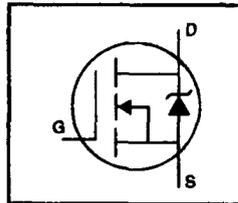
```

Apéndice B

Hojas de Datos

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 400V$$

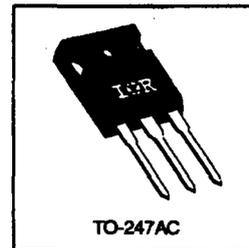
$$R_{DS(on)} = 0.20\Omega$$

$$I_D = 23A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



DATA SHEET

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	23	A
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	14	
I_{DM}	Pulsed Drain Current $\text{\textcircled{1}}$	92	
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy $\text{\textcircled{2}}$	1200	mJ
I_{AR}	Avalanche Current $\text{\textcircled{3}}$	23	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy $\text{\textcircled{1}}$	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt $\text{\textcircled{3}}$	4.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

IRFP360



Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	400	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS/ΔT_J}	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.56	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{D6(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.20	Ω	V _{GS} =10V, I _D =14A ③
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	14	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =14A ③
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V _{GS} =400V, V _{GS} =0V
		—	—	250	μA	V _{DS} =320V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
I _{OSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	210	nC	I _D =23A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	30	nC	V _{DS} =320V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110	nC	V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V _{DD} =200V
t _r	Rise Time	—	79	—	ns	I _D =23A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	100	—	ns	R _G =4.3Ω
t _f	Fall Time	—	67	—	ns	R _D =8.3Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L _S	Internal Source Inductance	—	13	—	nH	
C _{iss}	Input Capacitance	—	4500	—	pF	V _{GS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	1100	—	pF	V _{GS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	490	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	23	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	92	A	
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T _J =25°C, I _S =23A, V _{GS} =0V ②
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	420	630	ns	T _J =25°C, I _F =23A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	5.6	8.4	μC	dI/dt=100A/μs ③
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=4.0mH R_G=25Ω, I_{AS}=23A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤23A, dI/dt≤170A/μs, V_{DD}≤V_{(BR)DSS}, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

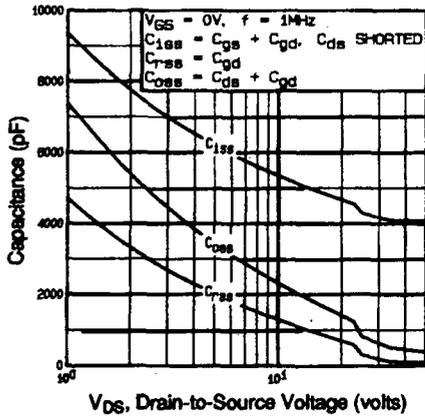


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

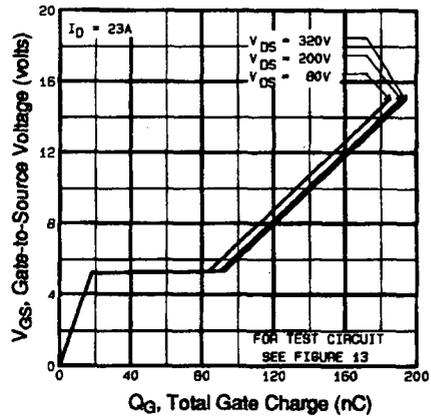


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

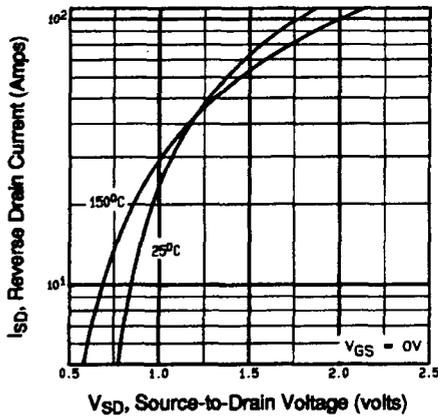


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

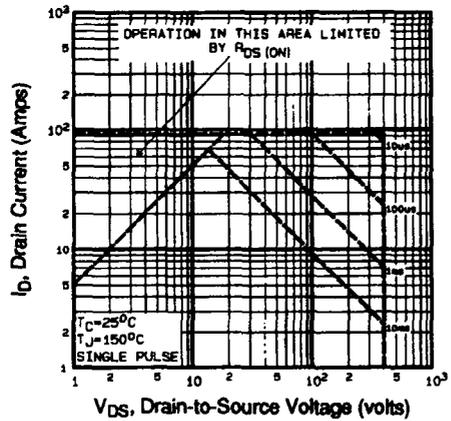


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

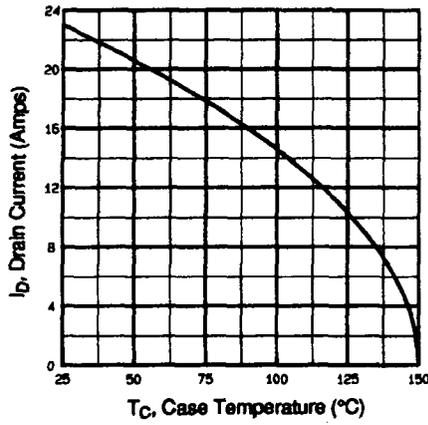


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

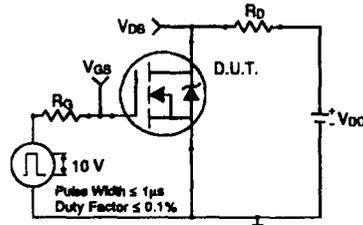


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

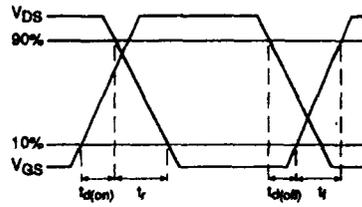


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

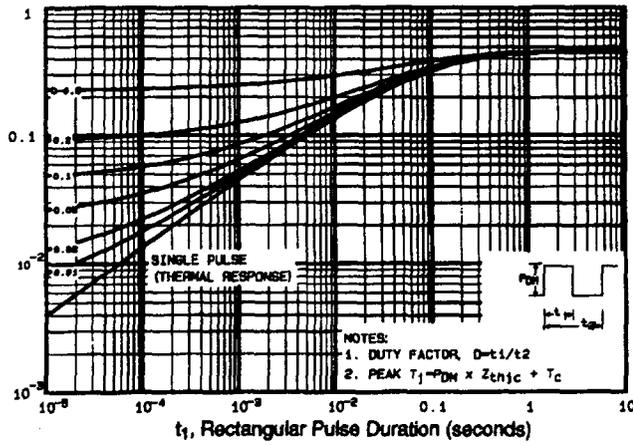


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

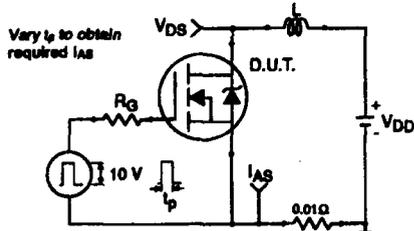


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

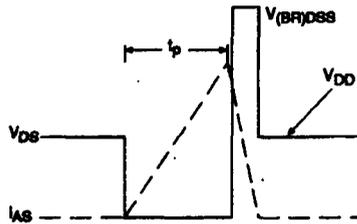


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

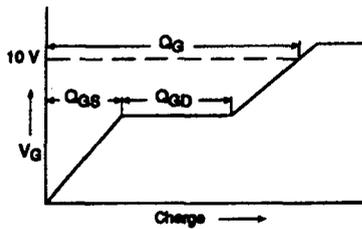


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

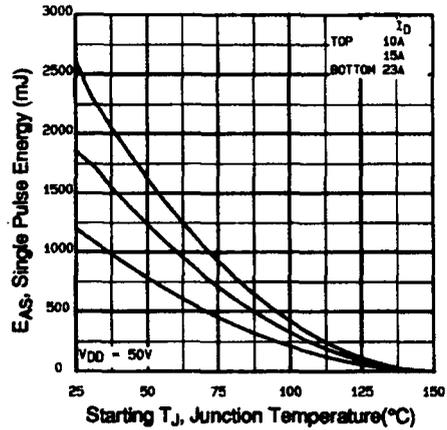


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

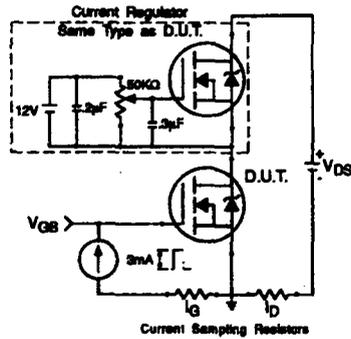


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International
IGR Rectifier

THREE PHASE BRIDGE

Power Modules

Features

- Universal, 3 way terminals:
push-on, wrap around or solder
- High thermal conductivity package,
electrically insulated case
- Center hole fixing
- Excellent power/volume ratio
- UL E 62320 approved 

<p>25 A 35 A</p>

Description

A range of extremely compact, encapsulated three phase bridge rectifiers offering efficient and reliable operation. They are intended for use in general purpose and instrumentation applications.

Major Ratings and Characteristics

Parameters	26MT	36MT	Units
I_O	25	35	A
	@ T_C 70	60	°C
I_{FSM}	@50Hz 360	475	A
	@60Hz 375	500	A
I^2t	@50Hz 635	1130	A ² s
	@60Hz 580	1030	A ² s
V_{RRM} range	50 to 1800		V
T_J	-40 to 150		°C

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Voltage Ratings

Typenumber	Voltage Code	V _{RRM} , maximum repetitive peak reverse voltage V	V _{RSM} , maximum non-repetitive peak rev. voltage V	I _{RRM} max. @ T _J max. mA
26MT../36MT..	5	50	75	2
	10	100	150	
	20	200	275	
	40	400	500	
	60	600	725	
	80	800	900	
	100	1000	1100	
	120	1200	1300	
	140	1400	1500	
	160	1600	1700	

Forward Conduction

Parameters	26MT	36MT	Units	Conditions
I _o Maximum DC output current @ T _c	25	35	A	120° Rect Conduction angle
	70	60	°C	
I _{FSM} Maximum peak, one-cycle non-repetitive forward current Initial T _J = T _J max.	360	475	A	t = 10ms No voltage reappplied
	375	500		t = 8.3ms reappplied
	300	400		t = 10ms 100% V _{RRM} reappplied
	314	420		t = 8.3ms reappplied
I ² t Maximum I ² t for fusing Initial T _J = T _J max.	635	1130	A ² s	t = 10ms No voltage reappplied
	580	1030		t = 8.3ms reappplied
	450	800		t = 10ms 100% V _{RRM} reappplied
	410	730		t = 8.3ms reappplied
I ² /t Maximum I ² /t for fusing	6360	11300	A ² /s	I ² t for time t _x = I ² t x √t _x ; 0.1 ≤ t _x ≤ 10ms, V _{RRM} = 0V
V _{F(TO)1} Low-level of threshold voltage	0.88	0.86	V	(16.7% xx x I _{F(AV)}) < I < π x I _{F(AV)} , @ T _J max.
V _{F(TO)2} High-level of threshold voltage	1.13	1.03	V	(I > π x I _{F(AV)}), @ T _J max.
r _{f1} Low-level forward slope resistance	7.9	6.3	mΩ	(16.7% xx x I _{F(AV)}) < I < π x I _{F(AV)} , @ T _J max.
r _{f2} High-level forward slope resistance	5.2	5.0	mΩ	(I > π x I _{F(AV)}), @ T _J max.
V _{FM} Maximum forward voltage drop	1.26	1.19	V	T _J = 25°C, I _{FM} = 40A _{pk} - Per single Junction
I _{RRM} Max. DC reverse current		100	μA	T _J = 25°C, per Junction at rated V _{RRM}
V _{INS} RMS Isolation voltage		2700	V	T _J = 25°C, All terminal shorted f = 50Hz, t = 1s

Thermal and Mechanical Specifications

Parameters	26MT	36MT	Units	Conditions
T_j Max. junction temperature range	-40 to 150		°C	
T_{stg} Max. storage temperature range	-40 to 150		°C	
R_{thJC} Max. thermal resistance junction to case	1.42	1.16	K/W	DC operation per bridge (Based on total power loss of bridge)
R_{thCS} Max. thermal resistance, case to heatsink	0.2	0.2	K/W	Mounting surface, smooth, flat and greased
wt Approximate weight	20		g	
T Mounting Torque \pm 10%	2.0		Nm	Bridge to heatsink with screw M4

Ordering Information Table

Device Code

36
MT
160

①

②

③

- 1 - Current rating code: 28 = 25A (Avg)
36 = 35A (Avg)
- 2 - Basic part number
- 3 - Voltage code (code x 10 = V_{RRM})

Outline Table

8,3 x .8 (.25 x .03)

10 (.39) | 23 (.90) | 21 (.83)

25,3 (.99) MAX

16 (.63) | 5,2 (.20) | 28,5 (1.12)

Not To Scale

Suggested plugging force:
400 N max; axially applied to faston terminals

All dimensions in millimeters (inches)

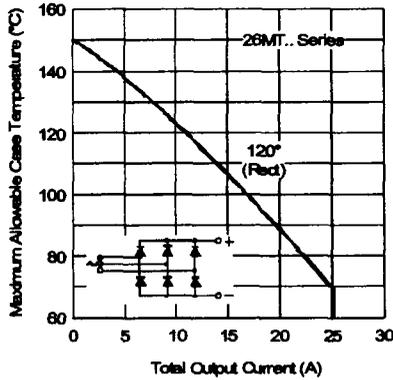


Fig. 1 - Current Ratings Characteristics

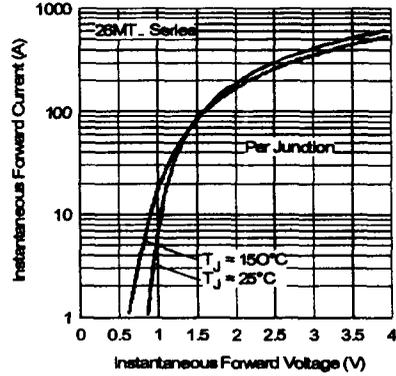


Fig. 2 - Forward Voltage Drop Characteristics

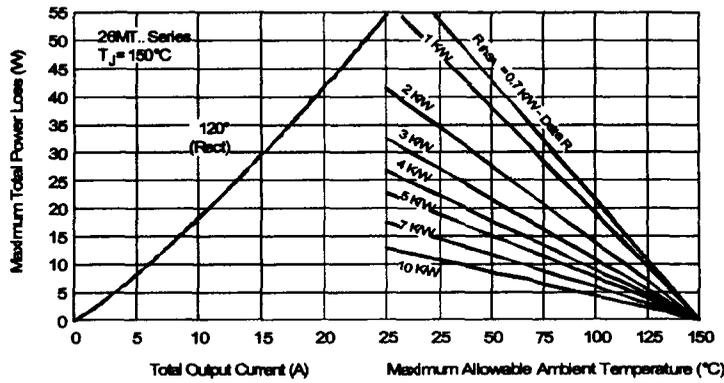


Fig. 3 - Total Power Loss Characteristics

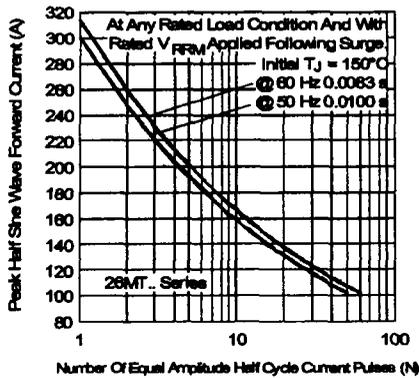


Fig. 4 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

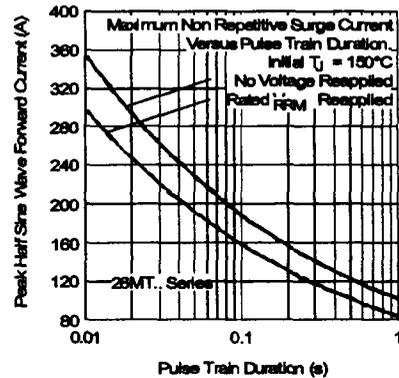


Fig. 5 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

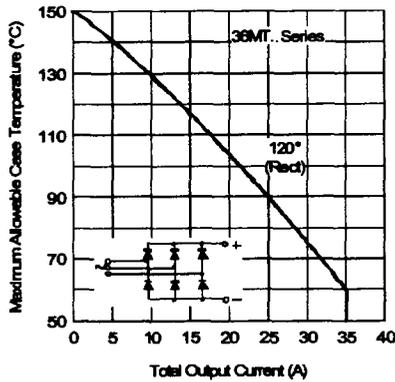


Fig. 6 - Current Ratings Characteristics

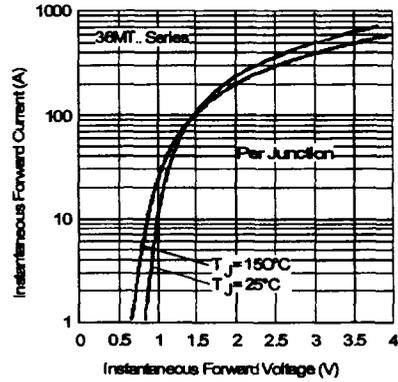


Fig. 7 - Forward Voltage Drop Characteristics

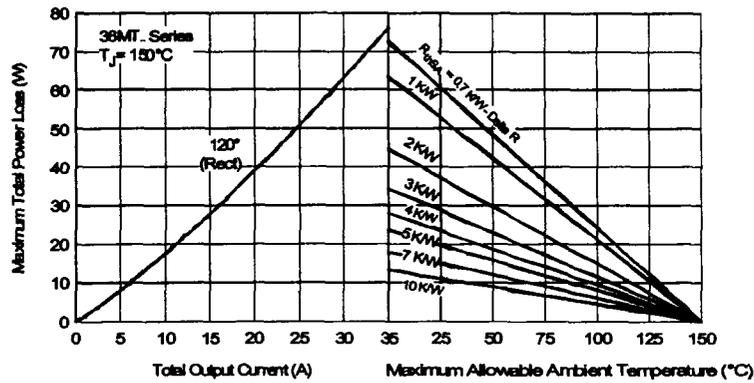


Fig. 8 - Total Power Loss Characteristics

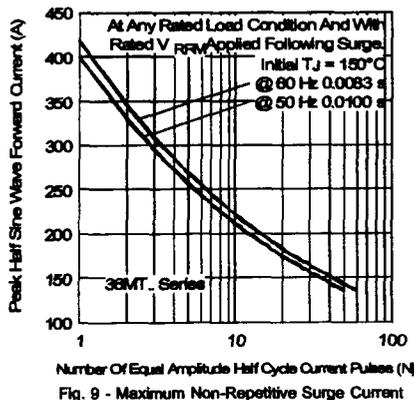


Fig. 9 - Maximum Non-Repulsive Surge Current

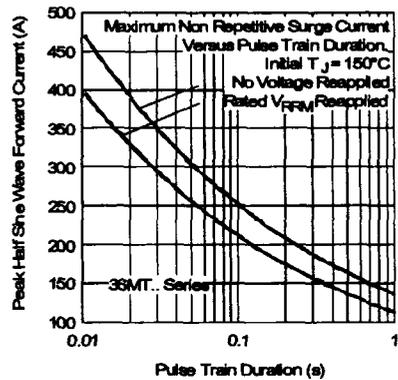


Fig. 10 - Maximum Non-Repulsive Surge Current

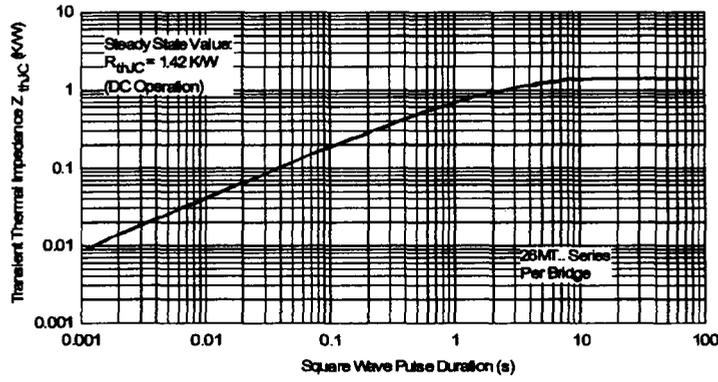


Fig. 11 - Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

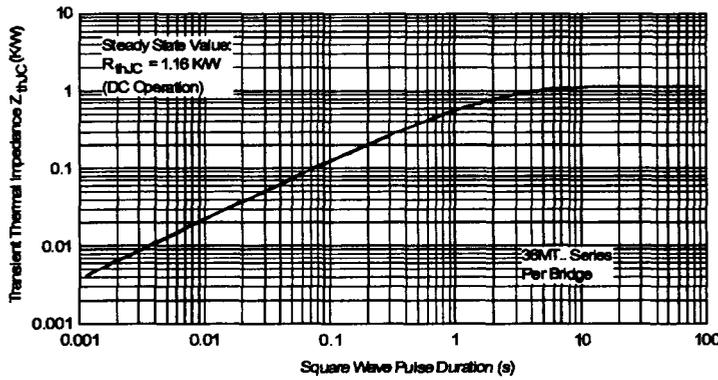


Fig. 12 - Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics

TURBOSWITCH™ "A". ULTRA-FAST HIGH VOLTAGE DIODE

MAIN PRODUCTS CHARACTERISTICS

$I_{F(AV)}$	12A
V_{RRM}	600V
t_{tr} (typ)	28ns
V_F (max)	1.5V

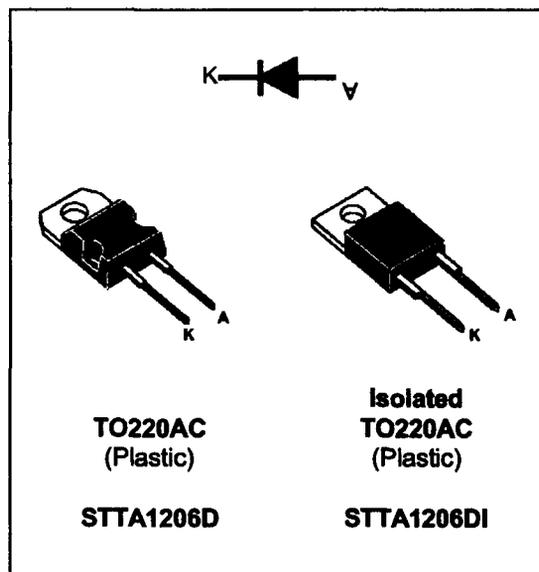
FEATURES AND BENEFITS

- SPECIFIC TO "FREEWHEEL MODE" OPERATIONS: Freewheel or Booster Diode.
- ULTRA-FAST RECOVERY.
- VERY LOW OVERALL POWER LOSSES IN BOTH THE DIODE AND THE COMPANION TRANSISTOR.
- HIGH FREQUENCY OPERATIONS.
- CECC APPROVED

DESCRIPTION

The TURBOSWITCH is a very high performance series of ultra-fast high voltage power diodes from 600V to 1200V.

TURBOSWITCH, A family, drastically cuts losses in both the diode and the associated switching IGBT or MOSFET in all "Freewheel Mode" operations and is particularly suitable and efficient



in Motor Control Freewheel applications and in Booster diode applications in Power Factor Control circuitries.

Packaged in TO220AC and in isolated TO220AC, these 600V devices are particularly intended for use on 240V domestic mains.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter		Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage		600	V
V_{RSM}	Non repetitive peak reverse voltage		600	V
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current	STTA1206D STTA1206DI	30 20	A
I_{FRM}	Repetitive peak forward current ($t_p = 5 \mu s, f = 5 kHz$)	STTA1206D STTA1206DI	140 120	A
T_j	Max operating junction temperature		-65 to 150	°C
T_{stg}	Storage temperature		-65 to 150	°C

TM : TURBOSWITCH is a trademark of SGS-THOMSON MICROELECTRONICS.

STTA1206D(I)

THERMAL AND POWER DATA

Symbol	Parameter	Conditions	Value	Unit
$R_{th(j-c)}$	Junction to case thermal resistance	STTA1206D STTA1206DI	1.9 3.0	°C/W
P_1	Conduction power dissipation (see fig. 2)	$I_{F(AV)} = 12A$ $\delta = 0.5$ STTA1206D $T_c = 108^\circ C$ STTA1206DI $T_c = 84^\circ C$	22	W
P_{max}	Total power dissipation $P_{max} = P_1 + P_3$ ($P_3 = 10\% P_1$)	STTA1206D $T_c = 104^\circ C$ STTA1206DI $T_c = 78^\circ C$	24	W

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (see Fig.2)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
V_F	Forward voltage drop	$I_F = 12A$ $T_J = 25^\circ C$ $T_J = 125^\circ C$			1.75 1.5	V V
I_R	Reverse leakage current	$V_R = 0.8$ $\times V_{RRM}$ $T_J = 25^\circ C$ $T_J = 125^\circ C$			100 5	μA mA

Test pulses widths : * $t_p = 380 \mu s$, duty cycle < 2%
** $t_p = 5 ms$, duty cycle < 2%

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

TURN-OFF SWITCHING (see Fig.3)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
t_{rr}	Reverse recovery time	$T_J = 25^\circ C$ $I_F = 0.5 A$ $I_R = 1A$ $I_{rr} = 0.25A$ $I_F = 1 A$ $di_F/dt = -50A/\mu s$ $V_R = 30V$		28	55	ns
I_{RM}	Maximum reverse recovery current	$T_J = 125^\circ C$ $V_R = 400V$ $I_F = 12A$ $di_F/dt = -96 A/\mu s$ $di_F/dt = -500 A/\mu s$		16	7.5	A
S factor	Softness factor	$T_J = 125^\circ C$ $V_R = 400V$ $I_F = 12A$ $di_F/dt = -500 A/\mu s$		0.45		/

TURN-ON SWITCHING (see Fig.4)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
t_{fr}	Forward recovery time	$T_J = 25^\circ C$ $I_F = 12 A$, $di_F/dt = 96 A/\mu s$ measured at, $1.1 \times V_{Fmax}$			500	ns
V_{FP}	Peak forward voltage	$T_J = 25^\circ C$ $I_F = 12A$, $di_F/dt = 96 A/\mu s$			10	V

APPLICATION DATA

The TURBOSWITCH "A" is especially designed to provide the lowest overall power losses in any "FREEWHEEL Mode" application (Fig.1) considering both the diode and the companion

transistor, thus optimizing the overall performance in the end application. The way of calculating the power losses is given below:

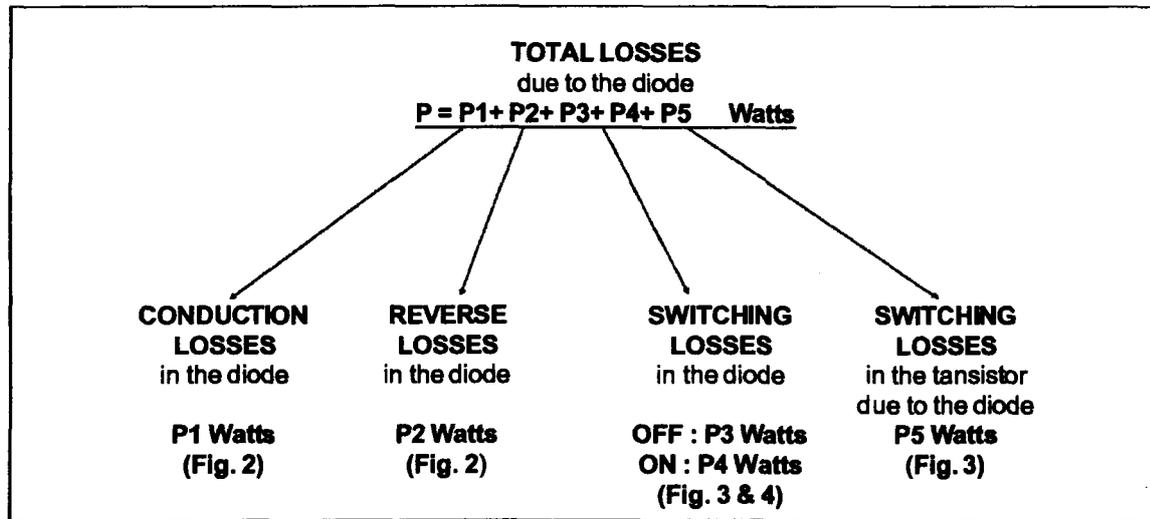
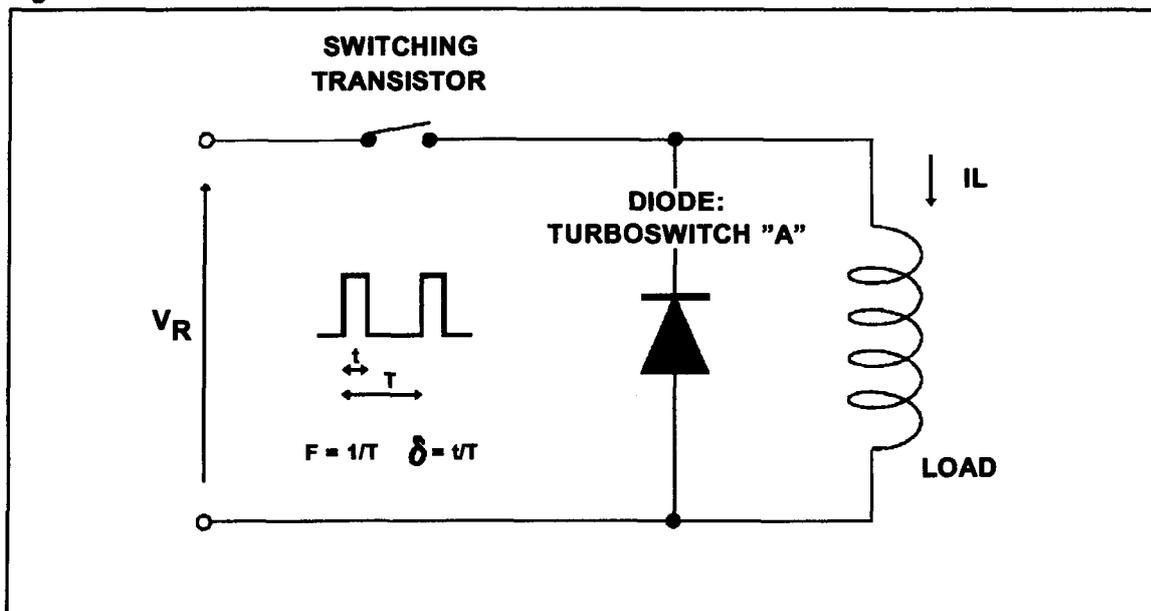
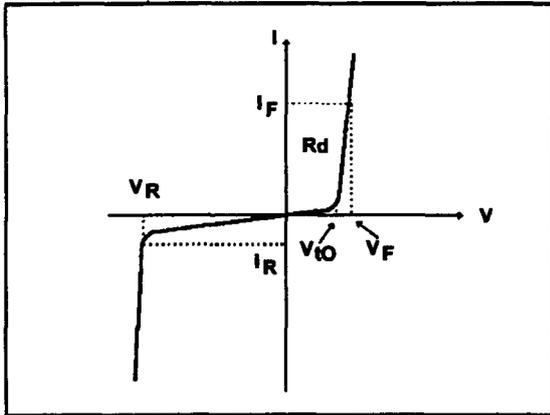


Fig. 1 : "FREEWHEEL" MODE.



APPLICATION DATA (Cont'd)

Fig. 2: STATIC CHARACTERISTICS



Conduction losses :

$$P1 = V_{t0} \cdot I_F(AV) + R_d \cdot I_F^2(RMS)$$

with

$$V_{t0} = 1.15 \text{ V}$$

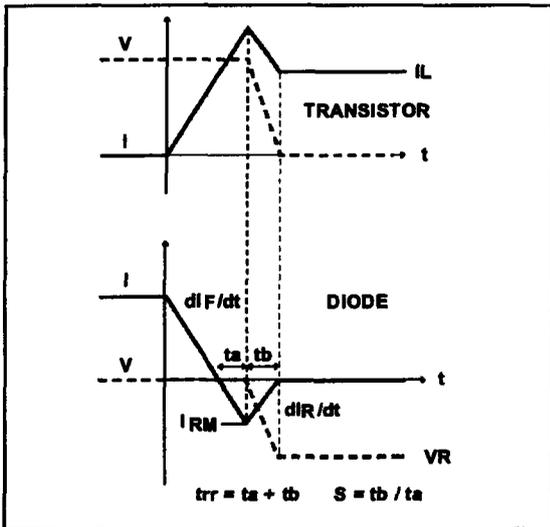
$$R_d = 0.029 \text{ Ohm}$$

(Max values at 125°C)

Reverse losses :

$$P2 = V_R \cdot I_R \cdot (1 - \delta)$$

Fig. 3: TURN-OFF CHARACTERISTICS



Turn-on losses :

(in the transistor, due to the diode)

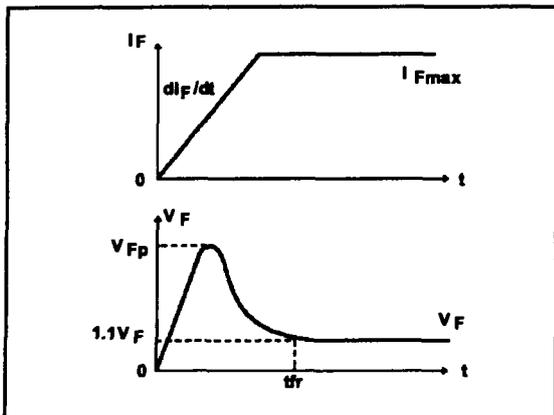
$$P5 = \frac{V_R \times I_{RM}^2 \times (3 + 2 \times S) \times F}{6 \times dI_F/dt} + \frac{V_R \times I_{RM} \times I_L \times (S + 2) \times F}{2 \times dI_F/dt}$$

Turn-off losses (in the diode) :

$$P3 = \frac{V_R \times I_{RM}^2 \times S \times F}{6 \times dI_F/dt}$$

P3 and P5 are suitable for power MOSFET and IGBT

Fig. 4: TURN-ON CHARACTERISTICS



Turn-on losses :

$$P4 = 0.4 (V_{FP} - V_F) \cdot I_{Fmax} \cdot t_{rr} \cdot F$$

Fig 5 : Conduction losses versus average current

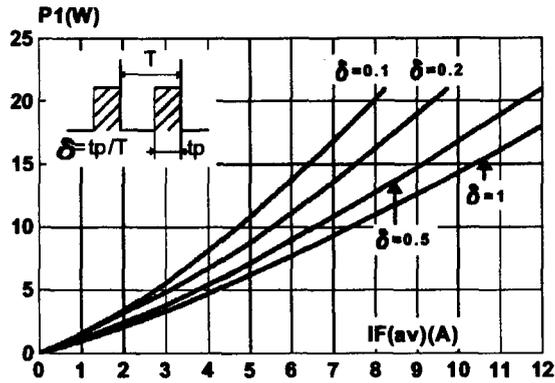


Fig 6 : Switching OFF losses versus dI/dt

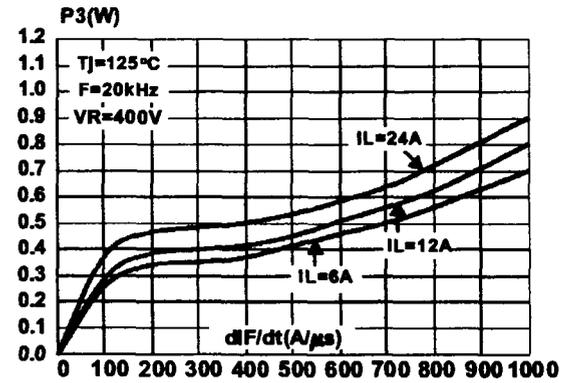


Fig 7 : Switching ON losses versus dI/dt

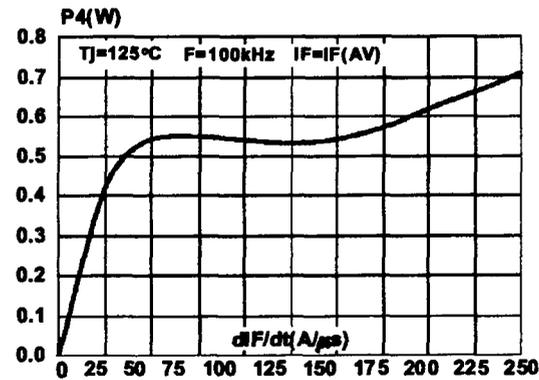


Fig 8 : Switching losses in transistor due to the diode

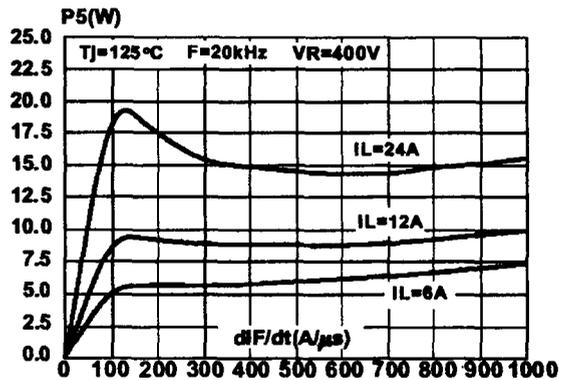


Fig 9 : Forward voltage drop versus forward current

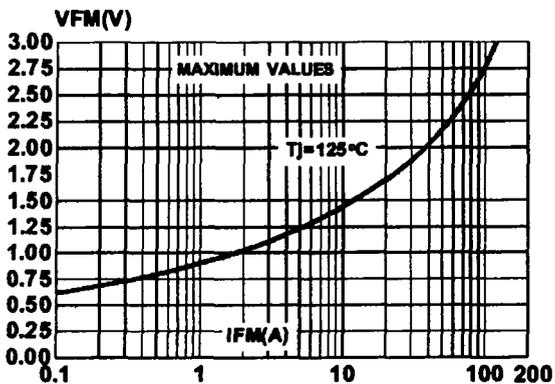


Fig 10 : Relative variation of thermal transient impedance junction to case versus pulse duration

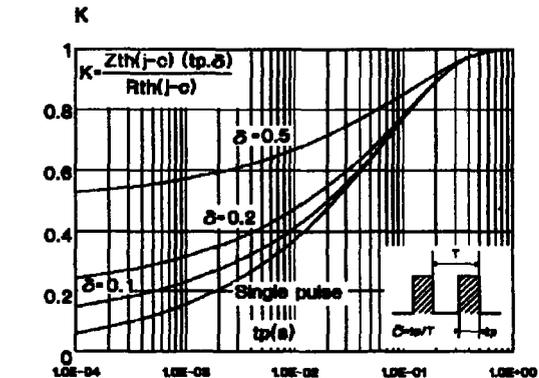


Fig 11 : Peak reverse recovery current versus diF/dt

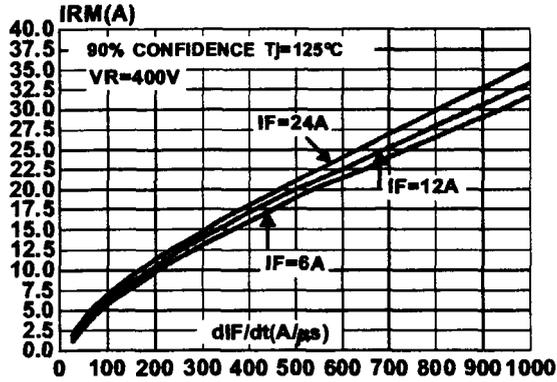


Fig 12 : Reverse recovery time versus diF/dt

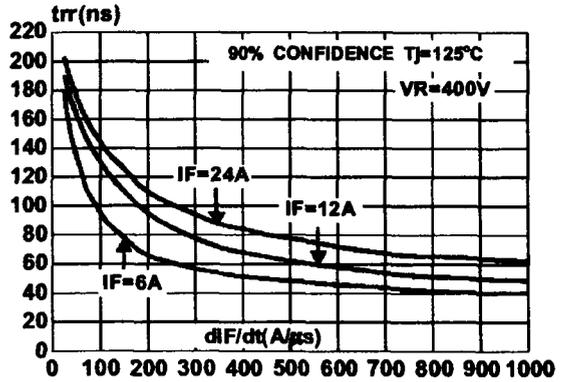


Fig 13 : Softness factor (tb/ta) versus diF/dt

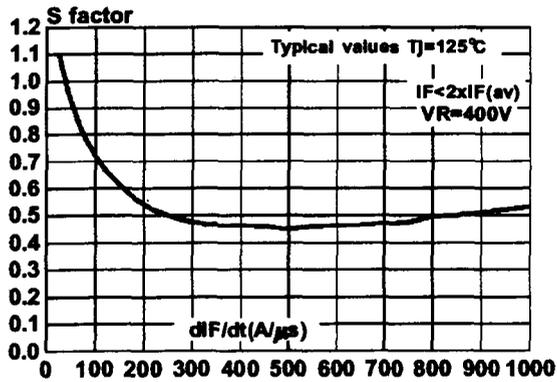


Fig 14 : Relative variation of dynamic parameters versus junction temperature (Reference $T_j = 125^\circ C$)

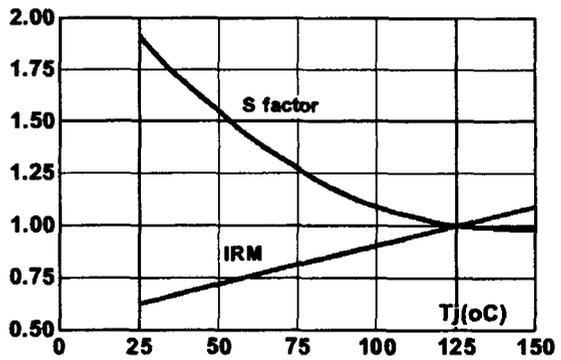


Fig 15 : Transient peak forward voltage versus diF/dt

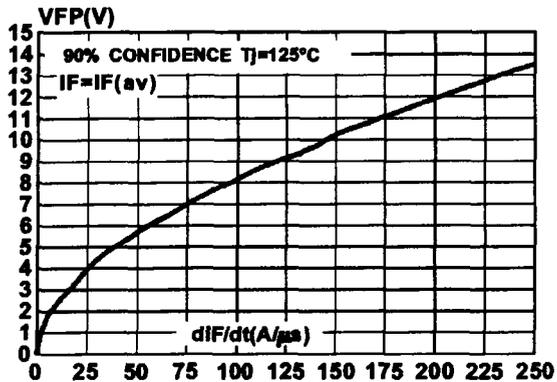
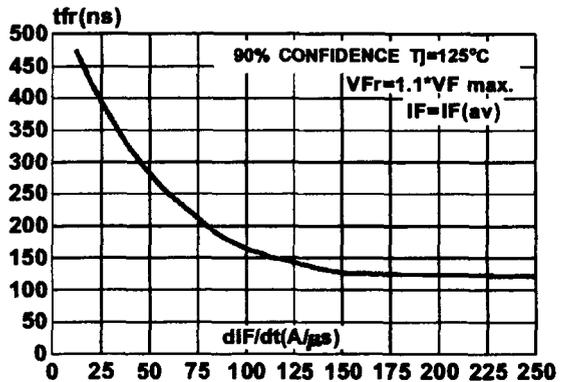
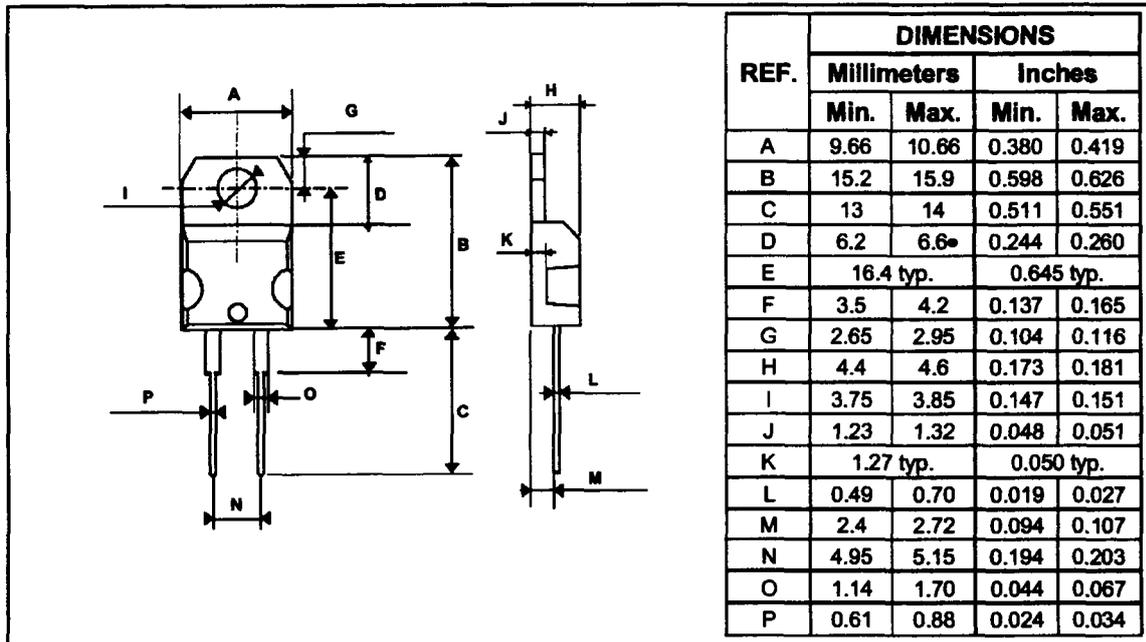


Fig 16 : Forward recovery time versus diF/dt

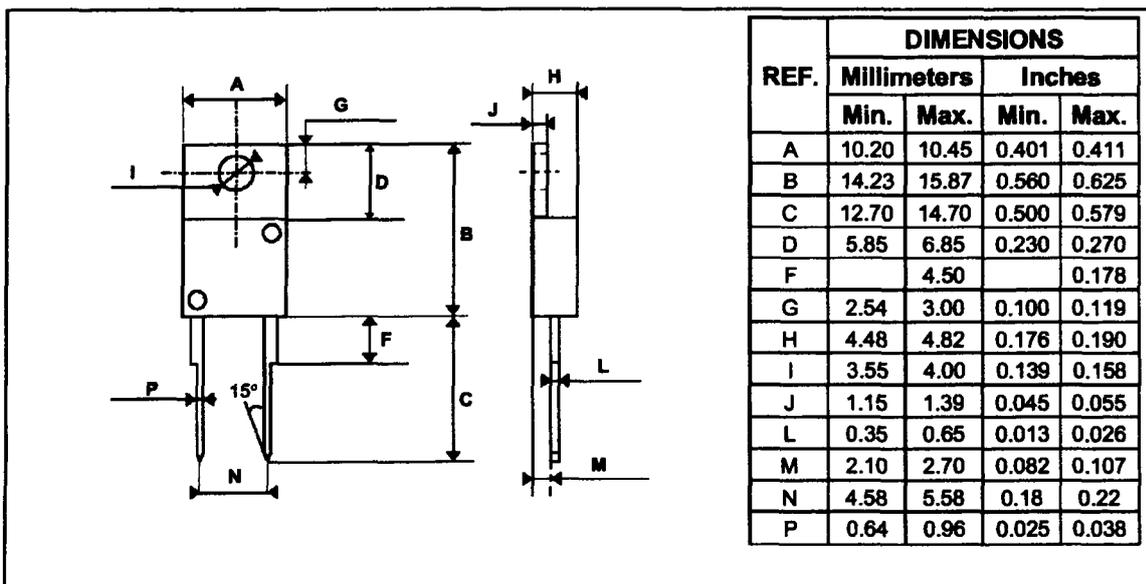


PACKAGE DATA
TO220AC (JEDEC outline)



Cooling method : C.
Marking : Type number.
Weight : 1.9 g.
Torque value : 0.55 m.N typ (0.70m.N max).

PACKAGE DATA
ISOLATED TO220AC (JEDEC outline)



Cooling method : C.
Marking : Type number.
Weight : 2.2 g.
Torque value : 0.8 m.N typ (1.0 m.N max).

Electrical isolation : 2500V DC
Capacitance : 7 pF

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, SGS-THOMSON Microelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of SGS-THOMSON Microelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. SGS-THOMSON Microelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of SGS-THOMSON Microelectronics.

© 1995 SGS-THOMSON Microelectronics - Printed in Italy - All rights reserved.

SGS-THOMSON Microelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - France - Germany - Hong Kong - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Morocco - The Netherlands
- Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

Types 381L, 383L, 381LX & 383LX, 105 °C High-Ripple Snap-In

Types 381L/LX & 4-pin Mount 383LX (105 °C)



Adding longer-life and more ripple capability to the excellent value of Type 380L/LX capacitors, the 381L/LX readily handles tough switching power supply input and output circuits and motor-drive bus capacitor applications where the high surface area of multiple units in parallel equals the ripple capability of our Type 520C inverter-grade capacitor. Type 381LX delivers more capacitance per can size while Type 381L gives lower ESR for the same capacitance rating. Type 383L gives the choice of 4 or 5 leads for stable, reverseproof mounting. Type 383LX has 5 leads available.

Highlights

- w Latest available ratings, worldwide
- w Top performance in power supplies and motor drives
- w 4 times the life of Type 380L/LX
- w Big selection of 46 case sizes
- w 2, 4 and 5 leads available

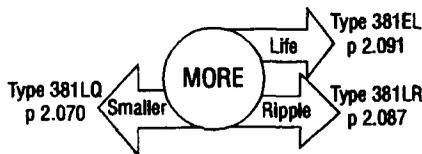
Aluminum Snap-In Capacitors

Specifications

Operating Temperature: -40 °C to 105 °C up to 315 Vdc, -25 °C 350 Vdc and up
Rated Voltage: 10 Vdc to 450 Vdc
Capacitance: 33 μF to 150,000 μF ±20%
Leakage Current: ≤ 3 √CV μA
Ripple Current Multipliers:

Ambient Temperature

	45 °C	60 °C	70 °C	85 °C	105 °C
381L	2.7	2.6	2.5	2.1	1.0
381LX, 383 LX	2.35	2.2	2.0	1.70	1.0



Frequency

	50 Hz	60 Hz	120 Hz	500 Hz	1 kHz	10 kHz & up
10-100 Vdc	.93	.95	1.00	1.05	1.08	1.15
160-400 Vdc	.95	.98	1.00	1.20	1.25	1.40

EIA Ripple Life: 12,000 h @ 85 °C, Full load as per EIA IS-749
 Δ Capacitance ±20%,
 ESR 200% of limit,
 DCL 100% of limit

Shelf Life: 1000 h @ 105 °C, capacitance ±20%, DF 200% of limit, DCL 100% of limit.

Vibration: 10 to 55 Hz, 0.06" and 10 g max, 2 h in each plane

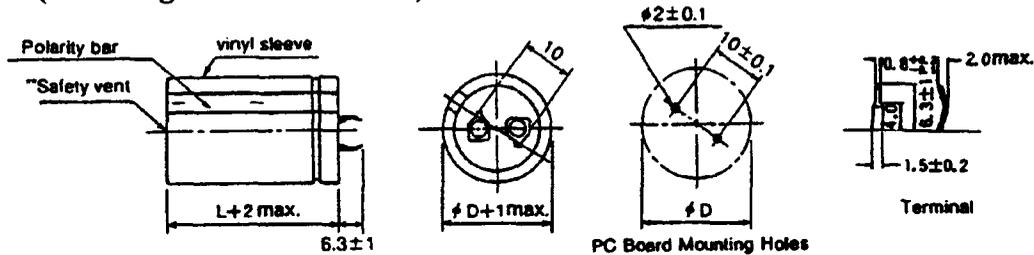
Notice: Type 381L is not for new design. Please substitute Type 381LX.

Types 381L, 383L, 381LX & 383LX, 105 °C High-Ripple Snap-In

Outline Drawings

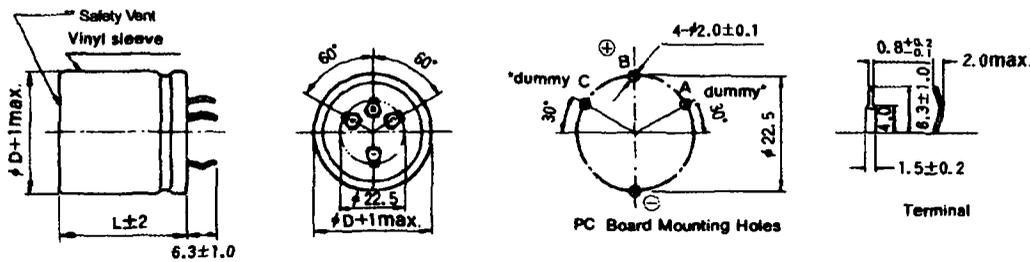
Two Pins

381L/LX (20 through 40 mm diameter)



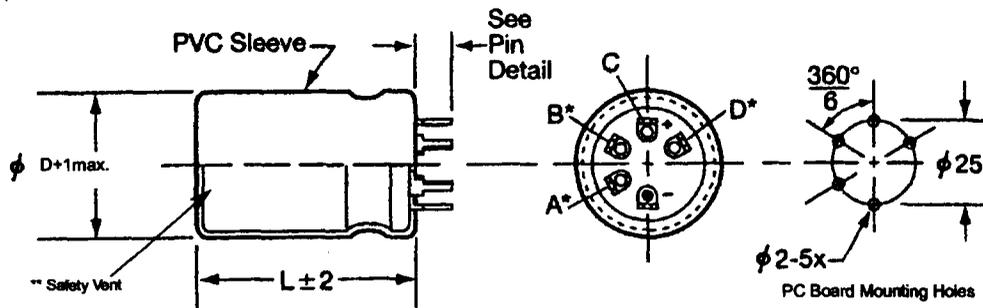
Four Pins

383L/LX (35 and 40 mm diameter)

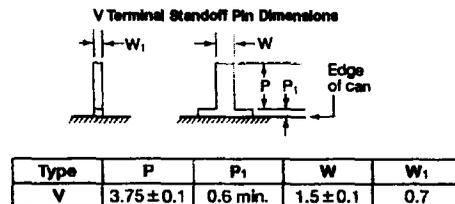


Five Pins

383L (40 and 50 mm diameter)



Terminal	Connection	
	40 mm Dia.	50 mm Dia.
A	dummy	negative (-)
B	dummy	dummy
C	positive (+)	positive (+)
D	dummy	positive (+)
-	negative (-)	negative (-)



Notes:

* Use dummy terminals for mechanical support only. Make no electrical connection because they resistively connect through the electrolyte to the negative terminal.

** Safety Vent may be on the bottom or on the side of the can.

CDE CORNELL DUBILIER
Your Source For Capacitor Solutions

140 Technology Place
Liberty, SC 29657
(864) 843-2277, Fax (864) 843-3800
<http://www.cornell-dubilier.com>
E-mail: cde@cornell-dubilier.com

Aluminum Snap-In Capacitors

Types 381L, 383L, 381LX & 383LX, 105 °C High-Ripple Snap-In

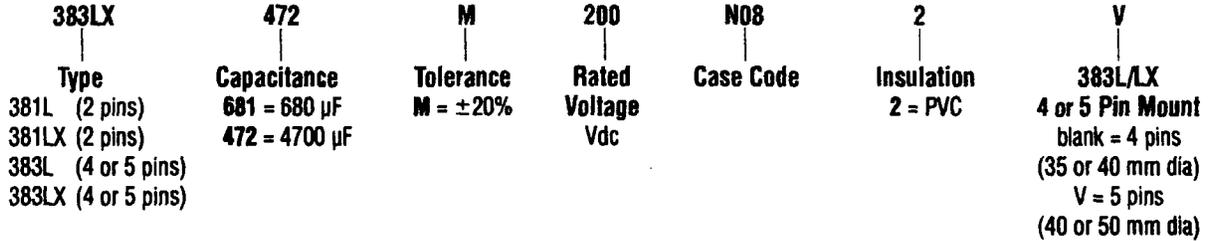
Insulated Case Dimensions

Case Code	DIAMETER "D"		LENGTH "L"		Typical Weight (grams)
	mm	inches	mm	inches	
G01	20	0.79	25	0.98	14
G02	20	0.79	30	1.18	17
G03	20	0.79	35	1.38	19
G04	20	0.79	40	1.57	21
H20	22	0.87	20	0.79	14
H01	22	0.87	25	0.98	16
H02	22	0.87	30	1.18	19
H03	22	0.87	35	1.38	22
H04	22	0.87	40	1.57	24
H45	22	0.87	45	1.77	28
H05	22	0.87	50	1.97	31
J20	25	0.98	20	0.79	16
J01	25	0.98	25	0.98	20
J02	25	0.98	30	1.18	24
J03	25	0.98	35	1.38	27
J04	25	0.98	40	1.57	31
J045	25	0.98	45	1.77	35
J05	25	0.98	50	1.97	38
K20	30	1.18	20	0.79	25
K01	30	1.18	25	0.98	30
K02	30	1.18	30	1.18	35
K03	30	1.18	35	1.38	40
K04	30	1.18	40	1.57	44
K45	30	1.18	45	1.77	48
K05	30	1.18	50	1.97	53

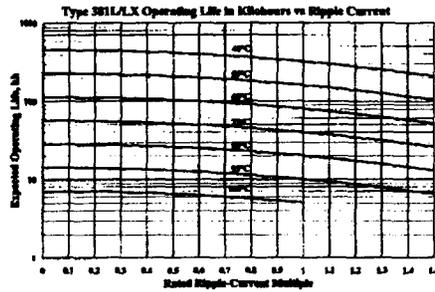
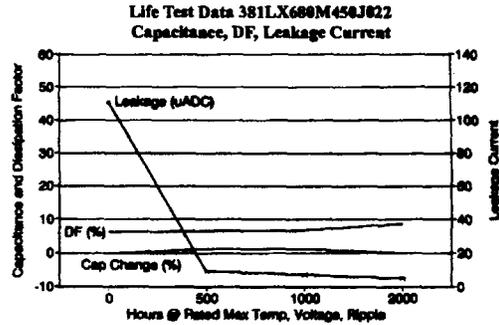
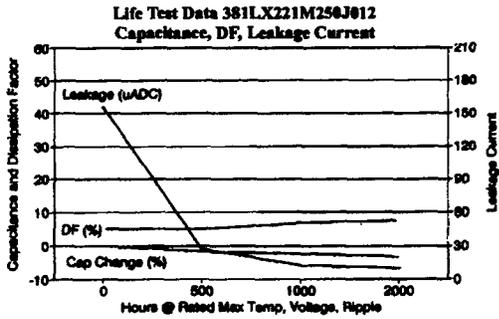
Case Code	DIAMETER "D"		LENGTH "L"		Typical Weight (grams)
	mm	inches	mm	inches	
A20	35	1.38	20	0.79	35
A01	35	1.38	25	0.98	42
A02	35	1.38	30	1.18	48
A03	35	1.38	35	1.38	54
A04	35	1.38	40	1.57	62
A45	35	1.38	45	1.77	67
A05	35	1.38	50	1.97	74
A06	35	1.38	63	2.48	88
A07	35	1.38	70	2.76	98
A08	35	1.38	80	3.15	112
A10	35	1.38	105	4.13	144
N04	40	1.57	40	1.57	82
N05	40	1.57	50	1.97	105
N06	40	1.57	63	2.48	130
N08	40	1.57	80	3.15	185
N10	40	1.57	105	4.13	265
B05	50	1.97	50	1.97	136
B06	50	1.97	63	2.48	168
B08	50	1.97	80	3.15	239
B09	50	1.97	92	3.62	241
B10	50	1.97	105	4.13	325

Aluminum Snap-In Capacitors

Part Numbering System



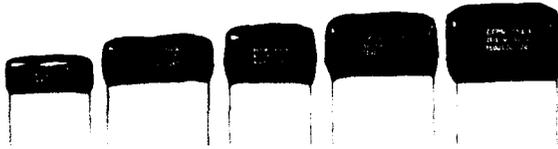
Typical Performance Curves



Type DPPM, Polypropylene Film Capacitors

Film/Foil
Radial Leads

Compact Snubber
Applications



Film
Capacitors

Specifications

Voltage Range: 1000-2000 Vdc (450-500 Vac)

Capacitance Range: .001-.047 μ F

Capacitance Tolerance: \pm 10% (K) standard
 \pm 5% (J), \pm 20% (M)
optional

Operating Temperature Range: -40°C to 105°C*

*Full-rated voltage at 85°C—Derate linearly to 50%-rated voltage at 105°C

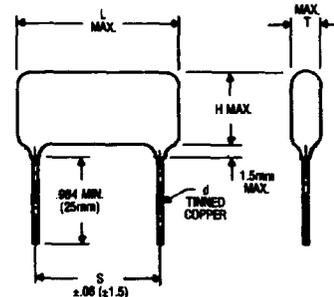
Pulse Capability		
Body Length		
Rated Volts	.984	1.220
dV/dt—volts per microsecond, maximum		
1000	1900	1300
1200	2100	1500
1600	3700	2800
2000	3900	2900

Dielectric Strength: 175% (1 minute)

Dissipation Factor: .10% Max. (25°C, 1kHz)

Insulation Resistance: 400,000 M Ω Min.

Life Test: 500 Hours at 85°C at 125% Rated Voltage



NOTE: Other capacitance values, sizes and performance specifications are available. Contact us.

Ratings and Dimensions

Normally Stocked

Cap. μ F	Catalog Number	T Inches (mm)	H Inches (mm)	L Inches (mm)	S Inches (mm)	d Inches (mm)
1000 Vdc (450 Vac)						
.0010	DPPM10D1K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0012	DPPM10D12K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0015	DPPM10D15K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0018	DPPM10D18K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0022	DPPM10D22K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0027	DPPM10D27K	.275 (7.0)	.472 (12.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0033	DPPM10D33K	.275 (7.0)	.492 (12.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0039	DPPM10D39K	.275 (7.0)	.511 (13.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0047	DPPM10D47K	.295 (7.5)	.531 (13.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0056	DPPM10D56K	.314 (8.0)	.551 (14.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0068	DPPM10D68K	.334 (8.5)	.570 (14.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0082	DPPM10D82K	.334 (8.5)	.629 (16.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0100	DPPM10S1K	.374 (9.5)	.649 (16.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0120	DPPM10S12K	.393 (10.0)	.688 (17.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0150	DPPM10S15K	.374 (9.5)	.669 (17.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0180	DPPM10S18K	.393 (10.0)	.688 (17.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0220	DPPM10S22K	.433 (11.0)	.728 (18.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0270	DPPM10S27K	.472 (12.0)	.767 (19.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0330	DPPM10S33K	.511 (13.0)	.807 (20.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0390	DPPM10S39K	.551 (14.0)	.846 (21.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0470	DPPM10S47K	.590 (15.0)	.885 (22.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)

Cap. μ F	Catalog Number	T Inches (mm)	H Inches (mm)	L Inches (mm)	S Inches (mm)	d Inches (mm)
1200 Vdc (475 Vac)						
.0010	DPPM12D1K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0012	DPPM12D12K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0015	DPPM12D15K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0018	DPPM12D18K	.275 (7.0)	.472 (12.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0022	DPPM12D22K	.275 (7.0)	.492 (12.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0027	DPPM12D27K	.275 (7.0)	.492 (12.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0033	DPPM12D33K	.295 (7.5)	.511 (13.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0039	DPPM12D39K	.295 (7.5)	.531 (13.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0047	DPPM12D47K	.314 (8.0)	.551 (14.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0056	DPPM12D56K	.334 (8.5)	.570 (14.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0068	DPPM12D68K	.314 (8.0)	.590 (15.0)	1.220 (31.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0082	DPPM12D82K	.334 (8.5)	.610 (15.5)	1.220 (31.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0100	DPPM12S1K	.354 (9.0)	.629 (16.0)	1.220 (31.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0120	DPPM12S12K	.374 (9.5)	.669 (17.0)	1.220 (31.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0150	DPPM12S15K	.413 (10.5)	.708 (18.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0180	DPPM12S18K	.433 (11.0)	.748 (19.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0220	DPPM12S22K	.472 (12.0)	.787 (20.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0270	DPPM12S27K	.511 (13.0)	.826 (21.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0330	DPPM12S33K	.551 (14.0)	.866 (22.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)

1605 East Rodney French Boulevard
New Bedford, MA 02744
(508) 996-8564, Fax (508) 996-3830
<http://www.cornell-dubilier.com>
E-mail: cdenb@cornell-dubilier.com

CDE CORNELL
DUBILIER
Your Source For Capacitor Solutions

Type DPPM, Polypropylene Film Capacitors

Ratings and Dimensions

Normally Stocked

Cap. Catalog µF Number	T Inches (mm)	H Inches (mm)	L Inches (mm)	S Inches (mm)	d Inches (mm)
1600 Vdc (500 Vac)					
.0010 DPPM16D1K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0012 DPPM16D12K	.256 (6.5)	.452 (11.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0015 DPPM16D15K	.275 (7.0)	.492 (12.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0018 DPPM16D18K	.295 (7.5)	.531 (13.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0022 DPPM16D22K	.314 (8.0)	.590 (15.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0027 DPPM16D27K	.334 (8.5)	.610 (15.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0033 DPPM16D33K	.374 (9.5)	.649 (16.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0039 DPPM16D39K	.393 (10.0)	.688 (17.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0047 DPPM16D47K	.413 (10.5)	.748 (19.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0056 DPPM16D56K	.393 (10.0)	.708 (18.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0068 DPPM16D68K	.413 (10.5)	.748 (19.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0082 DPPM16D82K	.433 (11.0)	.787 (20.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0100 DPPM16S1K	.472 (12.0)	.866 (22.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0120 DPPM16S12K	.531 (13.5)	.905 (23.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0150 DPPM16S15K	.590 (15.0)	.964 (24.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0180 DPPM16S18K	.649 (16.5)	1.023 (26.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0220 DPPM16S22K	.708 (18.0)	1.082 (27.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
2000 Vdc (500 Vac)					
.0010 DPPM20D1K	.275 (7.0)	.492 (12.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0012 DPPM20D12K	.295 (7.5)	.511 (13.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0015 DPPM20D15K	.314 (8.0)	.551 (14.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0018 DPPM20D18K	.334 (8.5)	.610 (15.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0022 DPPM20D22K	.354 (9.0)	.629 (16.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0027 DPPM20D27K	.374 (9.5)	.649 (16.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0033 DPPM20D33K	.413 (10.5)	.688 (17.5)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0039 DPPM20D39K	.433 (11.0)	.748 (19.0)	.984 (25.0)	.826 (21.0)	.032 (.8)
.0047 DPPM20D47K	.393 (10.0)	.748 (19.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0056 DPPM20D56K	.433 (11.0)	.767 (19.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0068 DPPM20D68K	.472 (12.0)	.807 (20.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0082 DPPM20D82K	.511 (13.0)	.846 (21.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0100 DPPM20S1K	.551 (14.0)	.866 (22.0)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0120 DPPM20S12K	.570 (14.5)	.925 (23.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)
.0150 DPPM20S15K	.629 (16.0)	.964 (24.5)	1.220 (31.0)	1.043 (26.5)	.032 (.8)

Film
Capacitors

CDE **CORNELL DUBILIER**
Your Source For Capacitor Solutions

1605 East Rodney French Boulevard
New Bedford, MA 02744
(508) 996-8564, Fax (508) 996-3830
<http://www.cornell-dubilier.com>
E-mail: cdend@cornell-dubilier.com

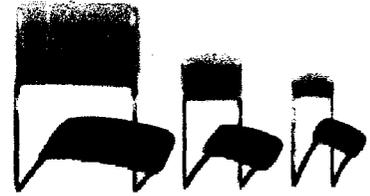
3.047

Metallized Polypropylene Capacitors

MPP Series

FEATURES

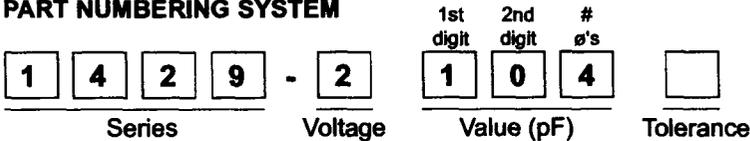
- Low dissipation factor
- High insulation resistance
- High stability of capacitance and DF versus temperature and frequency
- Self-healing properties
- Non-inductive construction
- Epoxy resin coating



CHARACTERISTICS

Item	Characteristics
Operating Temperature Range	-40°C ~ +85°C
Capacitance Tolerance	±5%, ±10%, ±20%
Standard Working Voltage (WV)	100, 250, 400, 630
Dissipation Factor	0.1% max. (1KHz), 25°C
Insulation Resistance	≤.33μF is >30,000MΩ; >.33μF is >10,000MΩ per μF

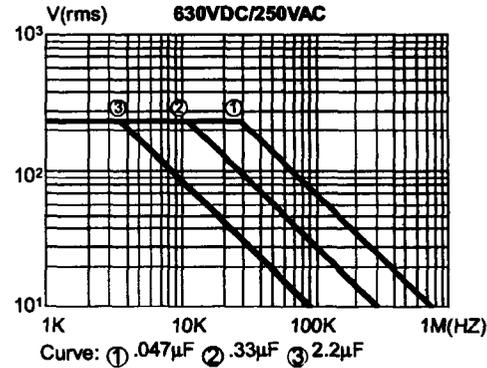
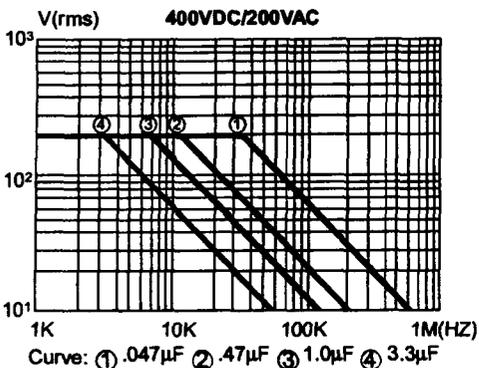
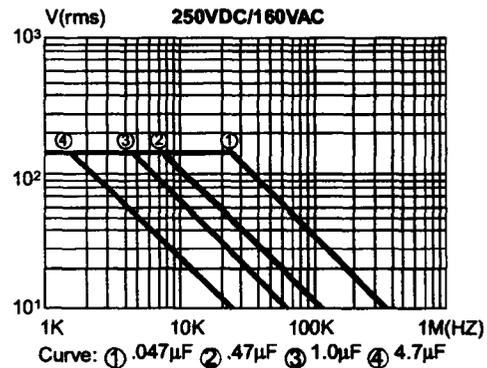
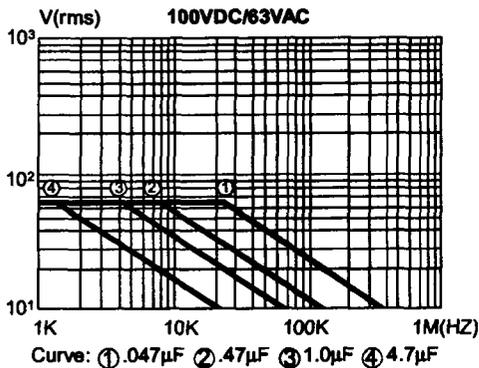
PART NUMBERING SYSTEM



Voltage Code:	
1	= 100
2	= 250
4	= 400
6	= 630

Tolerance Code:	
J	= ±5%
(blank)	= ±10%
M	= ±20%

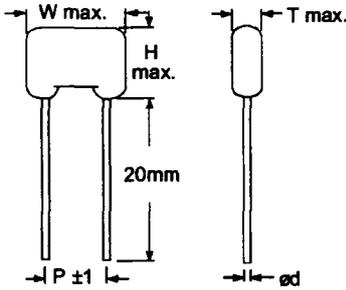
TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS: RATED VOLTAGE VS FREQUENCY



Metallized Polypropylene Capacitors

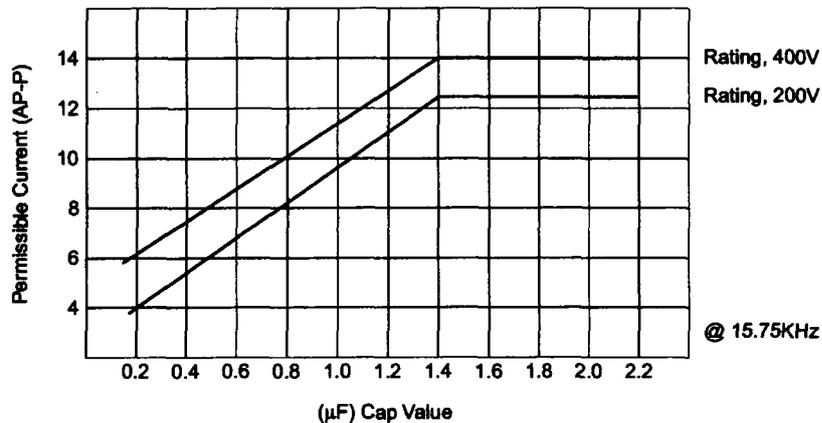
MPP Series

■ DIMENSIONS



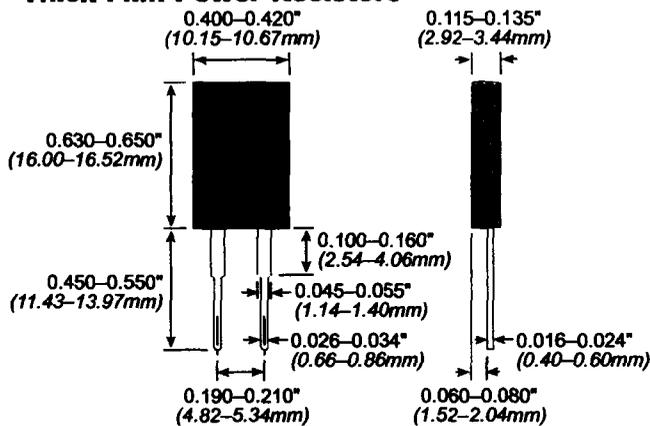
Value (µF)	Working Voltage (WV); Dimensions (mm)											
	100			250			400			630		
	W x H x T	P	ød	W x H x T	P	ød	W x H x T	P	ød	W x H x T	P	ød
0.01	10.5 x 9.0 x 6.0	7.5	0.6	10.5 x 9.0 x 6.0	7.5	0.6	13.0 x 10.0 x 6.5	10	0.6	13.0 x 11.0 x 6.5	10	0.6
0.015	10.5 x 9.5 x 6.0	7.5	0.6	10.5 x 9.5 x 6.0	7.5	0.6	13.0 x 10.5 x 6.5	10	0.6	13.0 x 11.5 x 7.0	10	0.6
0.022	10.5 x 9.5 x 6.0	7.5	0.6	13.0 x 10.0 x 6.0	10	0.6	13.0 x 11.0 x 7.5	10	0.6	13.0 x 12.5 x 8.0	10	0.6
0.033	10.5 x 9.5 x 6.0	7.5	0.6	13.0 x 10.0 x 6.5	10	0.6	13.0 x 11.5 x 7.5	10	0.6	18.5 x 13.0 x 8.0	15	0.8
0.047	10.5 x 10 x 6.0	7.5	0.6	13.0 x 10.0 x 6.5	10	0.6	13.0 x 12.5 x 7.5	10	0.6	18.5 x 14.0 x 8.5	15	0.8
0.068	13.0 x 10.5 x 6.0	10	0.6	13.0 x 10.5 x 6.5	10	0.6	18.5 x 12.5 x 7.5	15	0.8	18.5 x 15.0 x 9.5	15	0.8
0.1	13.0 x 11.0 x 7.0	10	0.6	13.0 x 12.0 x 7.0	10	0.6	18.5 x 13.5 x 8.0	15	0.8	23.0 x 17.0 x 10.0	20	0.8
0.15	18.5 x 12.0 x 7.0	15	0.8	18.5 x 12.0 x 7.0	15	0.8	18.5 x 15.0 x 9.5	15	0.8	23.0 x 18.5 x 11.5	20	0.8
0.22	18.5 x 12.5 x 7.5	15	0.8	18.5 x 12.5 x 7.5	15	0.8	23.0 x 15.0 x 9.5	20	0.8	32.0 x 19.0 x 12.0	27.5	0.8
0.33	18.5 x 14.5 x 8.5	15	0.6	18.5 x 14.5 x 8.5	15	0.8	23.0 x 17.5 x 11.0	20	0.8	32.0 x 22.0 x 14.5	27.5	0.8
0.47	18.5 x 15.5 x 10.0	15	0.8	18.5 x 15.5 x 10.0	15	0.8	32.0 x 18.5 x 11.5	27.5	0.8	32.0 x 24.5 x 15.0	27.5	0.8
0.68	23.0 x 16.5 x 10.0	20	0.8	23.0 x 16.5 x 10.0	20	0.8	32.0 x 20.5 x 12.5	27.5	0.8	32.0 x 29.0 x 16.5	27.5	0.8
0.82				23.5 x 18.5 x 11.0	20	0.8						
1.0	23.0 x 18.5 x 11.0	20	0.8	23.0 x 18.5 x 11.0	20	0.8	32.0 x 24.5 x 16.0	27.5	0.8	37.0 x 31.0 x 18.0	32.5	0.8
1.5	23.0 x 19.0 x 12.0	20	0.8	23.0 x 20.0 x 13.0	20	0.8	32.0 x 29.5 x 17.0	27.5	0.8			
2.2	32.0 x 22.0 x 12.5	27.5	0.8	32.0 x 22.0 x 13.5	27.5	0.8	37.0 x 31.0 x 18.0	32.5	0.8			
3.3	32.0 x 24.0 x 13.0	27.5	0.8	32.0 x 26.0 x 16.5	27.5	0.8						
3.9	32.0 x 26.0 x 16.0	27.5	1.0	32.0 x 26.0 x 16.0	27.5	0.8						
4.7	32.0 x 25.0 x 14.5	27.5	1.0	37.0 x 27.0 x 18.0	32.5	0.8						
6.8	37.0 x 27.0 x 16.0	32.5	1.0	37.0 x 32.0 x 19.5	32.5	0.8						
10	37.0 x 32.0 x 18.5	32.5	1.0									

■ CHARACTERISTICS REFERENCE



TAH20 Series

20 Watt TO220 Style Thick Film Power Resistors



PERFORMANCE DATA

Load Life	MIL-R-39009, 2000 Hours @ Rated Pwr	$\Delta R = \pm(1.0\% + 0.001) \Omega$
Thermal Shock	MIL-R-STD-202, Method 107, Cond. F	$\Delta R = \pm(0.3\% + 0.001) \Omega \text{ max}$
High Freq Vibration	MIL-R-STD-202, Method 204, Cond. D	$\Delta R = \pm(0.2\% + 0.001) \Omega \text{ max}$
Terminal Strength	MIL-R-STD-202, Method 211, Cond. A (Pull Test) 2.4N	$\Delta R = \pm(0.2\% + 0.001) \Omega \text{ max}$
Moisture Resistance	MIL-R-STD-202, Method 106	$\Delta R = \pm(0.5\% + 0.01) \Omega \text{ max}$

The TAH20 is a completely encapsulated thick film resistor in the TO220 package outline. Rated for 20 watts @ 25°C case temperature, these resistors are electrically isolated, and molded in a high temperature case.

Designed for heat sink mounting, the symmetrical package is ready for use with snap-on style heat sinks (we recommend use of thermal grease). The TAH20 Series is very low inductance, and available in a wide range of resistance values in standard 5% tolerance, and 1% available by special order.

FEATURES

- 20 Watt Power Rating at 25°C Case Temperature
- High Pulse Tolerant Design
- Quick-snap Molded Package
- Very Low Inductance Design
- Resistor Package Electrically Isolated from Heat Sink
- Low Thermal Resistance to Heat Sink @ $R_{\theta} < 6.25^\circ\text{C/W}$
- Tube Packaging Available

APPLICATIONS

- Frequency Conversion
- High Frequency Balancing
- Snubbers

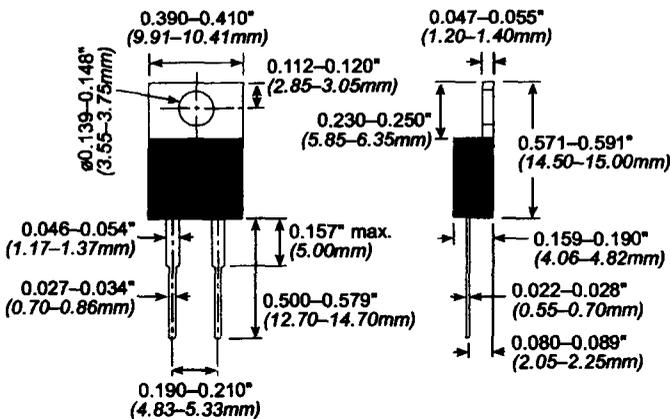
SPECIFICATIONS

Electrical

- Resistance Range:** 0.05Ω to 10KΩ, other values available upon request
- Tolerance:** ±5% stock
1% Available on request
- Temperature Coefficient:** Referenced to 25°C, ΔR taken at +105°C;
1 to 10Ω: $\pm(100\text{ppm} + 0.002\Omega)^\circ\text{C}$
10Ω & up: $\pm 50\text{ppm}^\circ\text{C}$
- Max Operating Voltage:** 350V
- Dielectric Strength:** 1,800 VAC
- Power Rating:** 20W @ 25°C Case Temperature. See derating curve
- Insulation Resistance:** 10GΩ min.
- Momentary Overload:** 2x rated power for 5 seconds where applied voltage ≤ 1.5 times max. operating voltage. $\Delta R \pm (0.3\% + 0.001\Omega) \text{ max}$.
- Lead Material:** Tinned Copper
- Mounting:** Requires the use of a snap-on style heat sink. A thermal compound should be properly applied.

TCH35 Series

35 Watt TO220 Style Thick Film Power Resistors



PERFORMANCE DATA

Load Life	MIL-R-39009, 2000 Hours @ Rated Pwr	$\Delta R = \pm(1.0\% + 0.01) \Omega$
Thermal Shock	MIL-R-STD-202, Method 107, Cond. F	$\Delta R = \pm(0.3\% + 0.01) \Omega \text{ max}$
High Freq Vibration	MIL-R-STD-202, Method 204, Cond. D	$\Delta R = \pm(0.2\% + 0.01) \Omega \text{ max}$
Terminal Strength	MIL-R-STD-202, Method 211, Cond. A (Pull Test) 2.4N	$\Delta R = \pm(0.2\% + 0.01) \Omega \text{ max}$
Moisture Resistance	MIL-R-STD-202, Method 106	$\Delta R = \pm(0.5\% + 0.01) \Omega \text{ max}$

Ohmite's new TCH35 TO220 package resistor provides 35 watts of steady state power when properly used in today's well defined heat sink applications.

These very low inductance resistors are built under proprietary processes that deliver 75% more power handling capability than other TO-220 package resistors of similar size.

Standard lead forms are provided for manual or automatic insertion.

A single screw mounting tab connects to the heat sink and should be accompanied by the use of a thermal compound. The TCH35 Series offers a low thermal resistance to the heat sink of $< 4.28^\circ\text{C/W}$.

FEATURES

- 35W Power Rating @ 25°C
- Very Low Inductance Design
- Single Screw Mounting
- Low Thermal Resistance to Heat Sink @ $R_{\theta} < 4.28^\circ\text{C/W}$
- Resistance Element is Electrically Insulated from Metal Heat Sink Mounting Tab

APPLICATIONS

- Switching Power Supplies
- Snubbers
- High Frequency
- Voltage Regulation
- Low Energy Pulse Loading

SPECIFICATIONS

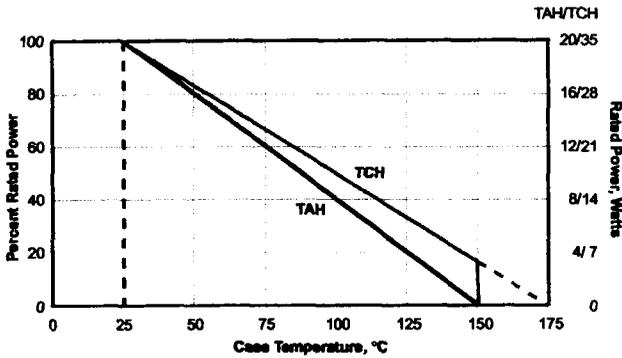
Electrical

- Resistance Range:** 0.1Ω to 10KΩ (higher values on request subject to derating)
- Resistance Tolerance:** ± 5% standard
± 1% available on request
- Temperature Coefficient:** Referenced to 25°C, ΔR taken at +105°C
10Ω and above $\pm 50 \text{ ppm}^\circ\text{C}$
1Ω to 10Ω $\pm(100\text{ppm} + 0.002\Omega)^\circ\text{C}$
- Max. Operating Voltage:** 350V
- Dielectric Strength:** 1800 VAC
- Insulation Resistance:** 10GΩ min.
- Momentary Overload:** 2x rated power for 5 seconds as long as the applied voltage ≤ 1.5 times the continuous operating voltage, where $\Delta R \pm(0.3\% + 0.01\Omega) \text{ max}$
- Lead Material:** Tinned Copper
- Maximum Torque:** 0.9 Nm
- Power Rating:** 35 Watts @ 25°C Case Temperature. See Derating Curve
- Working Temperature Range:** -55°C to +175°C

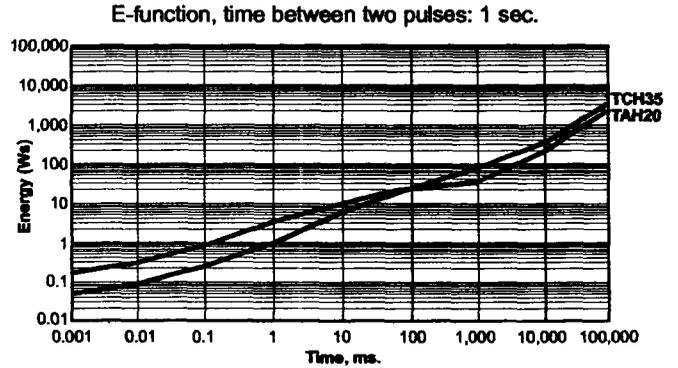
TAH20/TCH35 Series

20 Watt & 35 Watt TO220 Series
Thick Film Power Resistors

DERATING CURVE



PULSE-FORM



ORDERING INFORMATION

Package Code
TCH35P10R0J
Series
TCH35 = 35W
TAH20 = 20W
Ohm Value
Example:
2R40 = 2.4 Ohms
2K40 = 2400 Ohms
Tolerance
F = 1%
J = 5% Standard

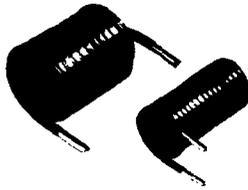
STANDARD VALUES

E24 standard values (+25 & 50), 1% and 5% tolerance

0.10	1.0	10	100	1,000	10,000
0.11	1.1	11	110	1,100	
0.12	1.2	12	120	1,200	
0.13	1.3	13	130	1,300	
0.15	1.5	15	150	1,500	
0.16	1.6	16	160	1,600	
0.18	1.8	18	180	1,800	
0.20	2.0	20	200	2,000	20,000
0.22	2.2	22	220	2,200	
0.24	2.4	24	240	2,400	
0.25	2.5	25	250	2,500	
0.27	2.7	27	270	2,700	
0.30	3.0	30	300	3,000	
0.33	3.3	33	330	3,300	
0.36	3.6	36	360	3,600	
0.39	3.9	39	390	3,900	
0.43	4.3	43	430	4,300	
0.47	4.7	47	470	4,700	
0.050	0.50	5.0	50	500	5,000
0.051	0.51	5.1	51	510	5,100
0.056	0.56	5.6	56	560	5,600
0.062	0.62	6.2	62	620	6,200
0.068	0.68	6.8	68	680	6,800
0.075	0.75	7.5	75	750	7,500
0.082	0.82	8.2	82	820	8,200
0.091	0.91	9.1	91	910	9,100

Consult factory for current stock disposition.

Filter Inductors High Current



FEATURES

- Printed circuit mounting.
- Low cost construction.
- Designed for use with switching power supplies.
- Pre-tinned leads.
- Protected by polyolefin tubing-flame retardant UL type VW-1 per MIL-I-23053/5, class 3 requirements.

STANDARD ELECTRICAL SPECIFICATIONS					
MODEL	IND.* @ 1 kHz (μ H)	TOL.	SELF- RESONANT FREQ. MIN. (MHz)	DCR MAX. (Ohms)	RATED CURRENT (Max. Amps)
IHV-15-500	500	$\pm 10\%$	0.8	0.0500	15
IHV-20-200	200	$\pm 10\%$	1.2	0.0210	20
IHV-28-60	60	$\pm 10\%$	1.9	0.0085	28
IHV-30-150	150	$\pm 10\%$	2.1	0.0130	30
IHV-40-39	39	$\pm 10\%$	2.5	0.0048	40
IHV-45-92	92	$\pm 10\%$	2.9	0.0075	45
IHV-50-50	50	$\pm 10\%$	3.1	0.0045	50
IHV-60-24	24	$\pm 10\%$	5.7	0.0025	60

*Will not change more than $\pm 10\%$ at rated current.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

Inductance: Measured at 1V with no DC current.

Dielectric: 2500VRMS between winding and outer circumference to within 0.250" [6.35mm] of the insulation sleeve edge.

Operating Temperature: - 55°C to + 125°C (no load).
- 55°C to + 75°C (at full rated current).

MECHANICAL SPECIFICATIONS

Terminals: Extensions of winding, solder coated.

Encapsulant: Polyolefin tubing.

Core Material: Iron laminations.

DIMENSIONS in inches [millimeters]							
Style 1				Style 2			
MODEL	STYLE	A (Max.)	± 0.050 [1.27]	± 0.062 [1.57]	± 0.062 [1.57]	E (Dia.)	TYPICAL WEIGHT (Grams)
IHV-15-500	1	2.45 [62.23]	1.45 [36.83]	0.980 [24.89]	1.95 [49.53]	0.082 [2.08]	305
IHV-20-200	2	2.45 [62.23]	1.45 [36.83]	0.980 [24.89]	—	0.102 [2.59]	310
IHV-28-60	2	2.45 [62.23]	1.02 [25.91]	0.770 [19.56]	—	0.102 [2.59]	160
IHV-30-150	2	2.45 [62.23]	1.65 [41.91]	1.08 [27.43]	—	0.129 [3.28]	470
IHV-40-39	2	2.45 [62.23]	1.15 [29.21]	0.820 [20.83]	—	0.129 [3.28]	210
IHV-45-92	2	2.55 [64.77]	1.92 [48.77]	1.21 [30.73]	—	0.162 [4.11]	650
IHV-50-50	1	2.55 [64.77]	1.57 [39.88]	1.05 [26.67]	2.10 [53.34]	0.162 [4.11]	420
IHV-60-24	2	2.45 [62.23]	1.27 [32.26]	0.890 [22.61]	—	0.162 [4.11]	270

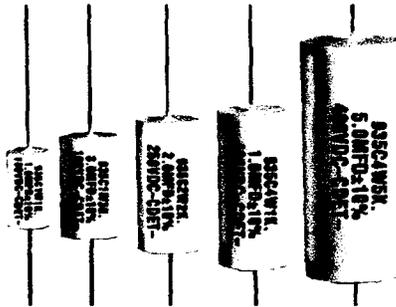
MARKING
— Vishay Dale
— Model
— Date code

ORDERING INFORMATION		
IHV-15	500 μ H	$\pm 10\%$
MODEL	INDUCTANCE VALUE	INDUCTANCE TOLERANCE

Type 935, Polypropylene Film Capacitors

**Metallized
Axial Leads**

**Power Supplies
High Current Circuits**



Type 935 axial-leaded, metallized polypropylene capacitors are designed for 20-100 kHz switching power supply input filtering, DC blocking and output filter applications where high current, high capacitance and low ESR values are important. Dry sections are sealed with flame-retardant outer wrap and epoxy end seals for moisture resistance. This non-protected film capacitor has Underwriters Laboratories, Inc. recognition for construction only. U.L. File Number assigned is E128034(N).

Film Capacitors

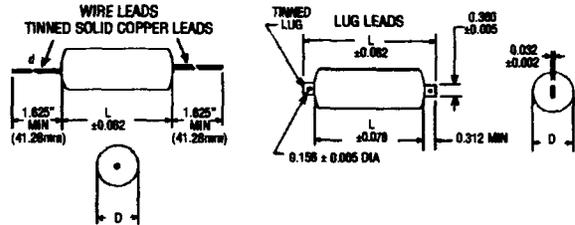
Specifications

Voltage Range: 100-400 Vdc (70-275 Vac)
Capacitance Range: 1-30 μ F
Capacitance Tolerance: \pm 10% (K) standard
 \pm 5% (J) optional
Operating Temperature Range: -55°C to 105°C*

Dielectric Strength: 200% (1 minute)
Dissipation Factor: .10% Max. (25°C, 1kHz)
Insulation Resistance: 200,000 M Ω x μ F
Life Test: 1,000 Hours at 85°C at 125% Rated Voltage

*Full-rated voltage at 85°C—Derate linearly to 50%-rated voltage at 105°C

Pulse Capability						
Rated Volts	Body Length					
	.750	.938	1.250	1.600	1.750	2.250
	dV/dt—volts per microsecond, maximum					
100	25	16	10	8	9	5
200			15	12	9	7
400				19	16	11



NOTE: Other capacitance values, sizes and performance specifications are available. Contact us.

Ratings and Dimensions

Normally Stocked

Cap. μ F	Catalog Number	D Inches (mm)	D \pm Inches (mm)	L Inches (mm)	d Inches (mm)	Max ESR (milliohms) 20-100 kHz	Maximum Ripple Current (Amps RMS) 20-100 kHz Case Temperature							
							+25C	+35C	+45C	+55C	+65C	+75C	+85C	
With Wire Leads													100 Vdc (70 Vac)	
1	935C1W1K	.469 (11.9)	.062 (1.6)	.750 (19.0)	.032 (.8)	15	9.2	8.5	7.8	7.0	6.0	4.9	4.5	
2	935C1W2K	.534 (13.6)	.062 (1.6)	.938 (23.8)	.032 (.8)	12	10.8	10.0	9.1	8.2	7.0	5.8	5.3	
3	935C1W3K	.624 (15.8)	.093 (2.4)	.938 (23.8)	.040 (1.0)	11	12.1	11.2	10.3	9.2	8.0	6.5	5.9	
5	935C1W5K	.640 (16.3)	.093 (2.4)	1.250 (31.7)	.040 (1.0)	10	13.8	12.7	11.6	10.4	9.0	7.4	6.7	
10	935C1W10K	.805 (20.4)	.093 (2.4)	1.500 (38.1)	.040 (1.0)	9	15.0	15.0	14.2	12.7	11.0	9.0	8.2	
20	935C1W20K	.875 (22.2)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	.040 (1.0)	8	15.0	15.0	15.0	15.0	13.6	11.1	10.0	
30	935C1W30K	1.075 (27.3)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	.040 (1.0)	6	15.0	15.0	15.0	15.0	15.0	12.4	11.4	
With Wire Leads													200 Vdc (140 Vac)	
1	935C2W1K	.450 (11.4)	.062 (1.6)	1.250 (31.7)	.032 (.8)	20	7.3	7.3	7.3	7.3	7.2	5.9	5.4	
2	935C2W2K	.605 (15.4)	.093 (2.4)	1.250 (31.7)	.032 (.8)	15	12.0	12.0	11.3	10.1	8.7	7.1	6.5	
3	935C2W3K	.654 (16.6)	.093 (2.4)	1.500 (38.1)	.040 (1.0)	13	15.0	13.8	12.6	11.3	9.8	8.0	7.3	
5	935C2W5K	.769 (19.5)	.093 (2.4)	1.750 (44.4)	.040 (1.0)	11	15.0	15.0	14.7	13.1	11.4	9.3	8.5	
10	935C2W10K	.905 (23.0)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	.040 (1.0)	9	15.0	15.0	15.0	15.0	13.8	11.3	10.3	
20	935C2W20K	1.315 (33.4)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	.040 (1.0)	6	15.0	15.0	15.0	15.0	15.0	14.1	12.8	
With Wire Leads													400 Vdc (275 Vac)	
1	935C4W1K	.620 (15.7)	.093 (2.4)	1.500 (38.1)	.032 (.8)	19	9.5	9.5	9.5	9.5	9.5	7.8	7.1	
2	935C4W2K	.802 (20.4)	.093 (2.4)	1.750 (44.4)	.040 (1.0)	15	15.0	15.0	15.0	13.4	11.6	9.5	8.7	
3	935C4W3K	.961 (24.4)	.125 (3.2)	1.750 (44.4)	.040 (1.0)	12	15.0	15.0	15.0	15.0	13.1	10.7	9.8	
5	935C4W5K	1.067 (27.1)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	.040 (1.0)	10	15.0	15.0	15.0	15.0	15.0	12.5	11.4	
10	935C4W10K	1.543 (39.2)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	.040 (1.0)	6	15.0	15.0	15.0	15.0	15.0	15.0	14.1	

CDE CORNELL DUBILIER
 Your Source For Capacitor Solutions

1605 East Rodney French Boulevard
 New Bedford, MA 02744
 (508) 996-8564, Fax (508) 996-3830
<http://www.cornell-dubilier.com>
 E-mail: cdenb@cornell-dubilier.com

3.029

Type 935, Polypropylene Film Capacitors

Ratings and Dimensions

Cap. μ F	Catalog Number	D Inches (mm)	D _z Inches (mm)	L Inches (mm)	L1 Inches (mm)	Max ESR (milliOhms) 20-100 kHz	Maximum Ripple Current (Amps RMS) 20-100 kHz Case Temperature							
							+25C	+35C	+45C	+55C	+65C	+75C	+85C	
With Lug Leads														
100 Vdc (70 Vac)														
1	935H1W1K	.469 (11.9)	.062 (1.6)	.750 (19.0)	1.640 (41.6)	15	10.3	9.5	8.7	7.8	6.7	5.5	5.0	
2	935H1W2K	.534 (13.6)	.062 (1.6)	.938 (23.8)	1.828 (46.4)	12	12.0	11.0	10.0	8.9	7.8	6.3	5.8	
3	935H1W3K	.624 (15.8)	.093 (2.4)	.938 (23.8)	1.828 (46.4)	11	13.3	12.3	11.2	10.0	8.7	7.1	6.5	
5	935H1W5K	.640 (16.3)	.093 (2.4)	1.250 (31.7)	2.098 (53.3)	10	14.8	13.7	12.5	11.2	9.7	7.9	7.2	
10	935H1W10K	.803 (20.4)	.093 (2.4)	1.500 (38.1)	2.252 (57.2)	9	17.8	16.5	15.0	13.5	11.7	9.5	8.7	
20	935H1W20K	.875 (22.2)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	3.054 (77.6)	8	21.6	20.0	18.3	16.4	14.2	11.6	10.6	
30	935H1W30K	1.075 (27.3)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	3.054 (77.6)	6	24.3	22.5	20.5	18.4	15.9	13.0	11.9	
With Lug Leads														
200 Vdc (140 Vac)														
1	935H2W1K	.450 (11.4)	.062 (1.6)	1.250 (31.7)	2.098 (53.3)	20	7.3	7.3	7.3	7.3	7.3	6.4	5.8	
2	935H2W2K	.605 (15.4)	.093 (2.4)	1.250 (31.7)	2.098 (53.3)	15	14.3	13.3	12.1	10.8	9.4	7.7	7.0	
3	935H2W3K	.654 (16.6)	.093 (2.4)	1.500 (38.1)	2.252 (57.2)	13	15.9	14.7	13.5	12.0	10.4	8.5	7.8	
5	935H2W5K	.768 (19.5)	.093 (2.4)	1.750 (44.4)	2.570 (65.3)	11	18.3	17.0	15.5	13.9	12.0	9.8	8.9	
10	935H2W10K	.905 (23.0)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	3.054 (77.6)	9	22.4	20.7	18.9	16.9	14.6	12.0	10.9	
20	935H2W20K	1.315 (33.4)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	3.054 (77.6)	6	27.4	25.4	23.2	20.7	17.9	14.7	13.4	
With Lug Leads														
400 Vdc (275 Vac)														
1	935H4W1K	.620 (15.7)	.093 (2.4)	1.500 (38.1)	2.252 (57.2)	19	9.5	9.5	9.5	9.5	9.5	8.3	7.5	
2	935H4W2K	.802 (20.4)	.093 (2.4)	1.750 (44.4)	2.570 (65.3)	15	15.0	15.0	15.0	14.2	12.3	10.0	9.1	
3	935H4W3K	.961 (24.4)	.125 (3.2)	1.750 (44.4)	2.570 (65.3)	12	21.1	19.5	17.8	15.9	13.8	11.3	10.3	
5	935H4W5K	1.067 (27.1)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	3.054 (77.6)	10	24.4	22.6	20.6	18.5	16.0	13.1	11.9	
10	935H4W10K	1.543 (39.2)	.125 (3.2)	2.250 (57.1)	3.054 (77.6)	6	30.0	27.8	25.4	22.7	19.7	16.1	14.7	

Film Capacitors

Apéndice C

Código del Microcontrolador PIC16F876

;PWM Waveform Generation Program

```

LIST P=PIC16F876
include <p16f876.inc>
__config __XT_OSC & __WDT_ON & __PWRTE_ON

        org     0

init:    bcf     STATUS, RP0
        bcf     STATUS, RP1           ;Select bank 0
        clrf   CCP1CON              ;Turn off CCP module
        clrf   TMR2                 ;Clear Timer2
        clrf   PORTC                ;Clear PORTC
        movlw  0x55                 ;Set duty cycle with dummy pulse time
        movwf  CCPR1L
        clrf   INTCON               ;Disable interrupts and clear T0IF
        bsf   STATUS, RP0           ;Select bank 1
        clrf   TRISC                ;Make PORTC pins outputs
        clrf   PIE1
        movlw  D'166'
        movwf  PR2                 ;Set period
        bcf   STATUS, RP0           ;Select bank 0
        clrf   PIR1                 ;Clear peripheral interrupts Flags
        movlw  0x0C
        movwf  CCP1CON              ;Select PWM mode, 2 LSBs of duty cycle = 00
        clrf   T2CON
        bsf   T2CON, TMR2ON         ;Timer2 starts to increment

loop:    call   check

p1:      bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw  0x55
        movwf  CCPR1L
        call   check

p2:      bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw  0x58
        movwf  CCPR1L
        call   check

p3:      bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw  0x5C
        movwf  CCPR1L
        call   check

p4:      bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw  0x5F
        movwf  CCPR1L
        call   check

p5:      bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw  0x62
        movwf  CCPR1L
        call   check

p6:      bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw  0x64
        movwf  CCPR1L
        call   check

p7:      bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw  0x66
        movwf  CCPR1L
        call   check

p8:      bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw  0x67
        movwf  CCPR1L
        call   check

p9:      bcf     PIR1, TMR2IF
        call   check

p10:     bcf     PIR1, TMR2IF

```

```
    movlw 0x68
    movwf CCP1L
    call  check

p11:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x67
        movwf CCP1L
        call  check

p12:    bcf  PIR1, TMR2IF
        call  check

p13:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x66
        movwf CCP1L
        call  check

p14:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x65
        movwf CCP1L
        call  check

p15:    bcf  PIR1, TMR2IF
        call  check

p16:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x64
        movwf CCP1L
        call  check

p17:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x63
        movwf CCP1L
        call  check

p18:    bcf  PIR1, TMR2IF
        call  check

p19:    bcf  PIR1, TMR2IF
        call  check

p20:    bcf  PIR1, TMR2IF
        call  check

p21:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x64
        movwf CCP1L
        call  check

p22:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x65
        movwf CCP1L
        call  check

p23:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x66
        movwf CCP1L
        call  check

p24:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x67
        movwf CCP1L
        call  check

p25:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x68
        movwf CCP1L
        call  check

p26:    bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x69
        movwf CCP1L
        call  check

p27:    bcf  PIR1, TMR2IF
```

```
    call    check
p28:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call    check
p29:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call    check
p30:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call    check
p31:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x68
        movwf CCPR1L
        call    check
p32:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x67
        movwf CCPR1L
        call    check
p33:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x65
        movwf CCPR1L
        call    check
p34:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x63
        movwf CCPR1L
        call    check
p35:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x61
        movwf CCPR1L
        call    check
p36:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5F
        movwf CCPR1L
        call    check
p37:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5D
        movwf CCPR1L
        call    check
p38:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5C
        movwf CCPR1L
        call    check
p39:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5A
        movwf CCPR1L
        call    check
p40:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x59
        movwf CCPR1L
        call    check
p41:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call    check
p42:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call    check
p43:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5A
        movwf CCPR1L
        call    check
p44:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5B
        movwf CCPR1L
```

```
    call    check
p45:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5D
        movwf CCPR1L
        call  check
p46:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5F
        movwf CCPR1L
        call  check
p47:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x62
        movwf CCPR1L
        call  check
p48:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x65
        movwf CCPR1L
        call  check
p49:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x68
        movwf CCPR1L
        call  check
p50:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x6B
        movwf CCPR1L
        call  check
p51:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x6E
        movwf CCPR1L
        call  check
p52:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x71
        movwf CCPR1L
        call  check
p53:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x73
        movwf CCPR1L
        call  check
p54:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x75
        movwf CCPR1L
        call  check
p55:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x77
        movwf CCPR1L
        call  check
p56:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x78
        movwf CCPR1L
        call  check
p57:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x79
        movwf CCPR1L
        call  check
p58:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7A
        movwf CCPR1L
        call  check
p59:    bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
```

```
p60:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p61:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p62:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7B
        movwf CCPR1L
        call  check

p63:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p64:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p65:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7C
        movwf CCPR1L
        call  check

p66:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7D
        movwf CCPR1L
        call  check

p67:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7F
        movwf CCPR1L
        call  check

p68:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p69:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x81
        movwf CCPR1L
        call  check

p70:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x83
        movwf CCPR1L
        call  check

p71:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x85
        movwf CCPR1L
        call  check

p72:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x86
        movwf CCPR1L
        call  check

p73:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x88
        movwf CCPR1L
        call  check

p74:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x89
        movwf CCPR1L
        call  check

p75:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x8A
        movwf CCPR1L
        call  check

p76:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x8B
        movwf CCPR1L
        call  check
```

```
p77:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x8B
        movwf CCPR1L
        call  check

p78:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x8A
        movwf CCPR1L
        call  check

p79:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x89
        movwf CCPR1L
        call  check

p80:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x88
        movwf CCPR1L
        call  check

p81:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x86
        movwf CCPR1L
        bcf    CCP1CON, CCP1X
        bcf    CCP1CON, CCP1Y
        call  check

p82:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x83
        movwf CCPR1L
        call  check

p83:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x81
        movwf CCPR1L
        call  check

p84:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7E
        movwf CCPR1L
        call  check

p85:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7B
        movwf CCPR1L
        call  check

p86:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x79
        movwf CCPR1L
        call  check

p87:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x76
        movwf CCPR1L
        call  check

p88:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x74
        movwf CCPR1L
        call  check

p89:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x73
        movwf CCPR1L
        call  check

p90:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x72
        movwf CCPR1L
        call  check

p91:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x71
        movwf CCPR1L
```

```

    call    check
p92:   bcf    PIR1, TMR2IF
       call    check
p93:   bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x72
       movwf  CCPR1L
       call    check
p94:   bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x73
       movwf  CCPR1L
       call    check
p95:   bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x74
       movwf  CCPR1L
       call    check
p96:   bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x76
       movwf  CCPR1L
       call    check
p97:   bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x77
       movwf  CCPR1L
       call    check
p98:   bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x79
       movwf  CCPR1L
       call    check
p99:   bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x7B
       movwf  CCPR1L
       bcf    CCP1CON, CCP1X
       bcf    CCP1CON, CCP1Y
       call    check
p100:  bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x7C
       movwf  CCPR1L
       call    check
p101:  bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x7D
       movwf  CCPR1L
       call    check
p102:  bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x7E
       movwf  CCPR1L
       call    check
p103:  bcf    PIR1, TMR2IF
       call    check
p104:  bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x7F
       movwf  CCPR1L
       call    check
p105:  bcf    PIR1, TMR2IF
       call    check
p106:  bcf    PIR1, TMR2IF
       call    check
p107:  bcf    PIR1, TMR2IF
       movlw  0x7E
       movwf  CCPR1L
       call    check

```

```
p108:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check
p109:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check
p110:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check
p111:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check
p112:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x7F
         movwf CCPR1L
         call  check
p113:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x80
         movwf CCPR1L
         call  check
p114:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x82
         movwf CCPR1L
         call  check
p115:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x83
         movwf CCPR1L
         call  check
p116:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x86
         movwf CCPR1L
         call  check
p117:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x88
         movwf CCPR1L
         call  check
p118:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x8B
         movwf CCPR1L
         call  check
p119:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x8D
         movwf CCPR1L
         call  check
p120:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x90
         movwf CCPR1L
         call  check
p121:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x92
         movwf CCPR1L
         call  check
p122:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x94
         movwf CCPR1L
         call  check
p123:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x96
         movwf CCPR1L
         call  check
p124:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x97
```

```

movwf CCPR1L
call check

p125: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x98
movwf CCPR1L
call check

p126: bcf PIR1, TMR2IF
call check

p127: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x97
movwf CCPR1L
call check

p128: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x96
movwf CCPR1L
call check

p129: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x94
movwf CCPR1L
call check

p130: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x92
movwf CCPR1L
call check

p131: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x90
movwf CCPR1L
call check

p132: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x8D
movwf CCPR1L
call check

p133: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x8B
movwf CCPR1L
call check

p134: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x88
movwf CCPR1L
call check

p135: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x86
movwf CCPR1L
call check

p136: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x83
movwf CCPR1L
call check

p137: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x82
movwf CCPR1L
call check

p138: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x80
movwf CCPR1L
call check

p139: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x7F
movwf CCPR1L
call check

```

```
p140:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x7E
         movwf CCPR1L
         call  check

p141:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p142:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p143:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p144:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p145:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x7F
         movwf CCPR1L
         call  check

p146:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p147:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p148:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x7E
         movwf CCPR1L
         call  check

p149:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x7E
         movwf CCPR1L
         call  check

p150:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x7D
         movwf CCPR1L
         call  check

p151:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x7C
         movwf CCPR1L
         call  check

p152:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x7B
         movwf CCPR1L
         call  check

p153:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x79
         movwf CCPR1L
         call  check

p154:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x77
         movwf CCPR1L
         call  check

p155:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x76
         movwf CCPR1L
         call  check

p156:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x74
         movwf CCPR1L
         call  check

p157:    bcf    PIR1, TMR2IF
```

```
    movlw 0x73
    movwf CCPR1L
    call  check

p158:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x72
        movwf CCPR1L
        call  check

p159:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x71
        movwf CCPR1L
        call  check

p160:   bcf  PIR1, TMR2IF
        call  check

p161:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x72
        movwf CCPR1L
        call  check

p162:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x73
        movwf CCPR1L
        call  check

p163:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x74
        movwf CCPR1L
        call  check

p164:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x76
        movwf CCPR1L
        call  check

p165:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x79
        movwf CCPR1L
        call  check

p166:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7B
        movwf CCPR1L
        call  check

p167:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7E
        movwf CCPR1L
        call  check

p168:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x81
        movwf CCPR1L
        call  check

p169:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x83
        movwf CCPR1L
        call  check

p170:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x86
        movwf CCPR1L
        call  check

p171:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x88
        movwf CCPR1L
        call  check

p172:   bcf  PIR1, TMR2IF
        movlw 0x89
        movwf CCPR1L
```

```
    call    check
p173:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x8A
        movwf CCPR1L
        call    check
p174:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x8B
        movwf CCPR1L
        call    check
p175:  bcf     PIR1, TMR2IF
        call    check
p176:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x8A
        movwf CCPR1L
        call    check
p177:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x89
        movwf CCPR1L
        call    check
p178:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x88
        movwf CCPR1L
        call    check
p179:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x86
        movwf CCPR1L
        call    check
p180:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x85
        movwf CCPR1L
        call    check
p181:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x83
        movwf CCPR1L
        call    check
p182:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x81
        movwf CCPR1L
        call    check
p183:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7F
        movwf CCPR1L
        call    check
p184:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7E
        movwf CCPR1L
        call    check
p185:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7D
        movwf CCPR1L
        call    check
p186:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7C
        movwf CCPR1L
        call    check
p187:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x7B
        movwf CCPR1L
        call    check
```

```
p188:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p189:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p190:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x7A
         movwf CCPR1L
         call  check

p191:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p192:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p193:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p194:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x79
         movwf CCPR1L
         call  check

p195:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x78
         movwf CCPR1L
         call  check

p196:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x77
         movwf CCPR1L
         call  check

p197:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x75
         movwf CCPR1L
         call  check

p198:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x73
         movwf CCPR1L
         call  check

p199:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x71
         movwf CCPR1L
         call  check

p200:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x6E
         movwf CCPR1L
         call  check

p201:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x6B
         movwf CCPR1L
         call  check

p202:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x68
         movwf CCPR1L
         call  check

p203:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x65
         movwf CCPR1L
         call  check

p204:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x62
         movwf CCPR1L
         call  check
```

```
p205:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x5F
         movwf  CCP1L
         call   check

p206:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x5D
         movwf  CCP1L
         call   check

p207:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x5B
         movwf  CCP1L
         call   check

p208:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x5A
         movwf  CCP1L
         call   check

p209:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x59
         movwf  CCP1L
         call   check

p210:    bcf     PIR1, TMR2IF
         call   check

p211:    bcf     PIR1, TMR2IF
         call   check

p212:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x5A
         movwf  CCP1L
         call   check

p213:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x5C
         movwf  CCP1L
         call   check

p214:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x5D
         movwf  CCP1L
         call   check

p215:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x5F
         movwf  CCP1L
         call   check

p216:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x61
         movwf  CCP1L
         call   check

p217:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x63
         movwf  CCP1L
         call   check

p218:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x65
         movwf  CCP1L
         call   check

p219:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x67
         movwf  CCP1L
         call   check

p220:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw  0x68
         movwf  CCP1L
         call   check
```

```
p221:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x69
        movwf CCPR1L
        call  check

p222:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p223:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p224:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p225:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p226:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x68
        movwf CCPR1L
        call  check

p227:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x67
        movwf CCPR1L
        call  check

p228:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x66
        movwf CCPR1L
        call  check

p229:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x65
        movwf CCPR1L
        call  check

p230:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x64
        movwf CCPR1L
        call  check

p231:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x63
        movwf CCPR1L
        call  check

p232:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p233:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p234:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p235:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x64
        movwf CCPR1L
        call  check

p236:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x65
        movwf CCPR1L
        call  check

p237:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p238:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x66
        movwf CCPR1L
        call  check
```

```
p239:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x67
        movwf CCPR1L
        call  check

p240:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p241:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x68
        movwf CCPR1L
        call  check

p242:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x67
        movwf CCPR1L
        call  check

p243:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p244:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x66
        movwf CCPR1L
        call  check

p245:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x64
        movwf CCPR1L
        call  check

p246:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x62
        movwf CCPR1L
        call  check

p247:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5F
        movwf CCPR1L
        call  check

p248:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x5C
        movwf CCPR1L
        call  check

p249:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x58
        movwf CCPR1L
        call  check

p250:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x55
        movwf CCPR1L
        call  check

p251:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x51
        movwf CCPR1L
        call  check

p252:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x4E
        movwf CCPR1L
        call  check

p253:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x4A
        movwf CCPR1L
        call  check

p254:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x47
        movwf CCPR1L
        call  check
```

```
p255:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x44
         movwf CCPR1L
         call  check

p256:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x42
         movwf CCPR1L
         call  check

p257:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x40
         movwf CCPR1L
         call  check

p258:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3F
         movwf CCPR1L
         call  check

p259:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3E
         movwf CCPR1L
         call  check

p260:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p261:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3F
         movwf CCPR1L
         call  check

p262:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3F
         movwf CCPR1L
         call  check

p263:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x40
         movwf CCPR1L
         call  check

p264:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x41
         movwf CCPR1L
         call  check

p265:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p266:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x42
         movwf CCPR1L
         call  check

p267:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x43
         movwf CCPR1L
         call  check

p268:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p269:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check

p270:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x42
         movwf CCPR1L
         call  check

p271:    bcf    PIR1, TMR2IF
         call  check
```

```
p272:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x41
         movwf CCPR1L
         call  check

p273:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x40
         movwf CCPR1L
         call  check

p274:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3F
         movwf CCPR1L
         call  check

p275:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3E
         movwf CCPR1L
         call  check

p276:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3D
         movwf CCPR1L
         call  check

p277:    bcf     PIR1, TMR2IF
         call  check

p278:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3C
         movwf CCPR1L
         call  check

p279:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3D
         movwf CCPR1L
         call  check

p280:    bcf     PIR1, TMR2IF
         call  check

p281:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3E
         movwf CCPR1L
         call  check

p282:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3F
         movwf CCPR1L
         call  check

p283:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x41
         movwf CCPR1L
         call  check

p284:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x43
         movwf CCPR1L
         call  check

p285:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x45
         movwf CCPR1L
         call  check

p286:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x47
         movwf CCPR1L
         call  check

p287:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x49
         movwf CCPR1L
```

```
    call    check
p288:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x4A
       movwf CCPR1L
       call  check
p289:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x4C
       movwf CCPR1L
       call  check
p290:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x4D
       movwf CCPR1L
       call  check
p291:  bcf     PIR1, TMR2IF
       call  check
p292:  bcf     PIR1, TMR2IF
       call  check
p293:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x4C
       movwf CCPR1L
       call  check
p294:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x4B
       movwf CCPR1L
       call  check
p295:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x49
       movwf CCPR1L
       call  check
p296:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x47
       movwf CCPR1L
       call  check
p297:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x44
       movwf CCPR1L
       call  check
p298:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x41
       movwf CCPR1L
       call  check
p299:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x3E
       movwf CCPR1L
       call  check
p300:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x3A
       movwf CCPR1L
       call  check
p301:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x38
       movwf CCPR1L
       call  check
p302:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x35
       movwf CCPR1L
       call  check
p303:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x33
```

```
    movwf CCPR1L
    call  check

p304:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x30
         movwf CCPR1L
         call  check

p305:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x2F
         movwf CCPR1L
         call  check

p306:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x2D
         movwf CCPR1L
         call  check

p307:    bcf  PIR1, TMR2IF
         call  check

p308:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x2C
         movwf CCPR1L
         call  check

p309:    bcf  PIR1, TMR2IF
         call  check

p310:    bcf  PIR1, TMR2IF
         call  check

p311:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x2B
         movwf CCPR1L
         call  check

p312:    bcf  PIR1, TMR2IF
         call  check

p313:    bcf  PIR1, TMR2IF
         call  check

p314:    bcf  PIR1, TMR2IF
         call  check

p315:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x2A
         movwf CCPR1L
         call  check

p316:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x29
         movwf CCPR1L
         call  check

p317:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x28
         movwf CCPR1L
         call  check

p318:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x27
         movwf CCPR1L
         call  check

p319:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x25
         movwf CCPR1L
         call  check

p320:    bcf  PIR1, TMR2IF
         movlw 0x23
         movwf CCPR1L
         call  check
```

```
p321:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x21
        movwf CCPR1L
        call  check

p322:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x20
        movwf CCPR1L
        call  check

p323:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1E
        movwf CCPR1L
        call  check

p324:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1D
        movwf CCPR1L
        call  check

p325:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1C
        movwf CCPR1L
        call  check

p326:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1B
        movwf CCPR1L
        call  check

p327:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p328:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1C
        movwf CCPR1L
        call  check

p329:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1D
        movwf CCPR1L
        call  check

p330:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1E
        movwf CCPR1L
        call  check

p331:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x20
        movwf CCPR1L
        call  check

p332:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x23
        movwf CCPR1L
        call  check

p333:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x25
        movwf CCPR1L
        call  check

p334:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x28
        movwf CCPR1L
        call  check

p335:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x2B
        movwf CCPR1L
        call  check

p336:    bcf    PIR1, TMR2IF
```

```
    movlw 0x2D
    movwf CCPR1L
    call  check

p337:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x30
    movwf CCPR1L
    call  check

p338:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x32
    movwf CCPR1L
    call  check

p339:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x33
    movwf CCPR1L
    call  check

p340:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x34
    movwf CCPR1L
    call  check

p341:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x35
    movwf CCPR1L
    call  check

p342:    bcf  PIR1, TMR2IF
    call  check

p343:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x34
    movwf CCPR1L
    call  check

p344:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x33
    movwf CCPR1L
    call  check

p345:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x32
    movwf CCPR1L
    call  check

p346:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x30
    movwf CCPR1L
    call  check

p347:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x2F
    movwf CCPR1L
    call  check

p348:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x2D
    movwf CCPR1L
    call  check

p349:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x2B
    movwf CCPR1L
    call  check

p350:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x2A
    movwf CCPR1L
    call  check

p351:    bcf  PIR1, TMR2IF
    movlw 0x29
    movwf CCPR1L
```

```
    call    check
p352:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x28
        movwf CCPR1L
        call  check
p353:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x27
        movwf CCPR1L
        call  check
p354:   bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p355:   bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p356:   bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p357:   bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p358:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x28
        movwf CCPR1L
        call  check
p359:   bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p360:   bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p361:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x27
        movwf CCPR1L
        call  check
p362:   bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p363:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x26
        movwf CCPR1L
        call  check
p364:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x24
        movwf CCPR1L
        call  check
p365:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x23
        movwf CCPR1L
        call  check
p366:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x20
        movwf CCPR1L
        call  check
p367:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1E
        movwf CCPR1L
        call  check
p368:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1B
        movwf CCPR1L
        call  check
p369:   bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x19
```

```
movwf CCPR1L
call check

p370: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x16
movwf CCPR1L
call check

p371: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x14
movwf CCPR1L
call check

p372: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x12
movwf CCPR1L
call check

p373: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x10
movwf CCPR1L
call check

p374: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x0F
movwf CCPR1L
call check

p375: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x0E
movwf CCPR1L
call check

p376: bcf PIR1, TMR2IF
call check

p377: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x0F
movwf CCPR1L
call check

p378: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x10
movwf CCPR1L
call check

p379: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x12
movwf CCPR1L
call check

p380: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x14
movwf CCPR1L
call check

p381: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x16
movwf CCPR1L
call check

p382: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x19
movwf CCPR1L
call check

p383: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x1B
movwf CCPR1L
call check

p384: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x1E
movwf CCPR1L
call check
```

```
p385:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x20
        movwf CCPR1L
        call  check

p386:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x23
        movwf CCPR1L
        call  check

p387:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x24
        movwf CCPR1L
        call  check

p388:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x26
        movwf CCPR1L
        call  check

p389:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x27
        movwf CCPR1L
        call  check

p390:    bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check

p391:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x28
        movwf CCPR1L
        call  check

p392:    bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check

p393:    bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check

p394:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x27
        movwf CCPR1L
        call  check

p395:    bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check

p396:    bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check

p397:    bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check

p398:    bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check

p399:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x28
        movwf CCPR1L
        call  check

p400:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x29
        movwf CCPR1L
        call  check

p401:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x2A
        movwf CCPR1L
        call  check

p402:    bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x2B
        movwf CCPR1L
```

```
    call    check
p403:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x2D
       movwf CCP1L
       call  check
p404:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x2F
       movwf CCP1L
       call  check
p405:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x30
       movwf CCP1L
       call  check
p406:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x32
       movwf CCP1L
       call  check
p407:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x33
       movwf CCP1L
       call  check
p408:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x34
       movwf CCP1L
       call  check
p409:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x35
       movwf CCP1L
       call  check
p410:  bcf     PIR1, TMR2IF
       call  check
p411:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x34
       movwf CCP1L
       call  check
p412:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x33
       movwf CCP1L
       call  check
p413:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x32
       movwf CCP1L
       call  check
p414:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x30
       movwf CCP1L
       call  check
p415:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x2D
       movwf CCP1L
       call  check
p416:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x2B
       movwf CCP1L
       call  check
p417:  bcf     PIR1, TMR2IF
       movlw 0x28
       movwf CCP1L
       call  check
```

```
p418:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x25
        movwf CCPR1L
        call  check

p419:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x23
        movwf CCPR1L
        call  check

p420:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x20
        movwf CCPR1L
        call  check

p421:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1E
        movwf CCPR1L
        call  check

p422:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1D
        movwf CCPR1L
        call  check

p423:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1C
        movwf CCPR1L
        call  check

p424:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1B
        movwf CCPR1L
        call  check

p425:  bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p426:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1C
        movwf CCPR1L
        call  check

p427:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1D
        movwf CCPR1L
        call  check

p428:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x1E
        movwf CCPR1L
        call  check

p429:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x20
        movwf CCPR1L
        call  check

p430:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x21
        movwf CCPR1L
        call  check

p431:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x23
        movwf CCPR1L
        call  check

p432:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x25
        movwf CCPR1L
        call  check

p433:  bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x27
```

```
movwf CCPR1L
call check

p434: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x28
movwf CCPR1L
call check

p435: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x29
movwf CCPR1L
call check

p436: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x2A
movwf CCPR1L
call check

p437: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x2B
movwf CCPR1L
call check

p438: bcf PIR1, TMR2IF
call check

p439: bcf PIR1, TMR2IF
call check

p440: bcf PIR1, TMR2IF
call check

p441: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x2C
movwf CCPR1L
call check

p442: bcf PIR1, TMR2IF
call check

p443: bcf PIR1, TMR2IF
call check

p444: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x2D
movwf CCPR1L
call check

p445: bcf PIR1, TMR2IF
call check

p446: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x2F
movwf CCPR1L
call check

p447: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x30
movwf CCPR1L
call check

p448: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x33
movwf CCPR1L
call check

p449: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x35
movwf CCPR1L
call check

p450: bcf PIR1, TMR2IF
movlw 0x38
movwf CCPR1L
call check
```

```
p451:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3B
         movwf CCPR1L
         call  check

p452:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x3E
         movwf CCPR1L
         call  check

p453:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x41
         movwf CCPR1L
         call  check

p454:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x44
         movwf CCPR1L
         call  check

p455:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x47
         movwf CCPR1L
         call  check

p456:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x49
         movwf CCPR1L
         call  check

p457:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x4B
         movwf CCPR1L
         call  check

p458:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x4C
         movwf CCPR1L
         call  check

p459:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x4D
         movwf CCPR1L
         call  check

p460:    bcf     PIR1, TMR2IF
         call  check

p461:    bcf     PIR1, TMR2IF
         call  check

p462:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x4C
         movwf CCPR1L
         call  check

p463:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x4A
         movwf CCPR1L
         call  check

p464:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x49
         movwf CCPR1L
         call  check

p465:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x47
         movwf CCPR1L
         call  check

p466:    bcf     PIR1, TMR2IF
         movlw 0x45
         movwf CCPR1L
```

```
    call    check
p467:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x43
        movwf CCPR1L
        call  check
p468:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x41
        movwf CCPR1L
        call  check
p469:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3F
        movwf CCPR1L
        call  check
p470:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3E
        movwf CCPR1L
        call  check
p471:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3D
        movwf CCPR1L
        call  check
p472:  bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p473:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3C
        movwf CCPR1L
        call  check
p474:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3D
        movwf CCPR1L
        call  check
p475:  bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p476:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3E
        movwf CCPR1L
        call  check
p477:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3F
        movwf CCPR1L
        call  check
p478:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x40
        movwf CCPR1L
        call  check
p479:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x41
        movwf CCPR1L
        call  check
p480:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x42
        movwf CCPR1L
        call  check
p481:  bcf     PIR1, TMR2IF
        call  check
p482:  bcf     PIR1, TMR2IF
        movlw 0x43
        movwf CCPR1L
        call  check
```

```
p483:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p484:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p485:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x42
        movwf CCPR1L
        call  check

p486:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x41
        movwf CCPR1L
        call  check

p487:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p488:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x40
        movwf CCPR1L
        call  check

p489:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3F
        movwf CCPR1L
        call  check

p490:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p491:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3E
        movwf CCPR1L
        call  check

p492:    bcf    PIR1, TMR2IF
        call  check

p493:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x3F
        movwf CCPR1L
        call  check

p494:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x40
        movwf CCPR1L
        call  check

p495:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x42
        movwf CCPR1L
        call  check

p496:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x44
        movwf CCPR1L
        call  check

p497:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x47
        movwf CCPR1L
        call  check

p498:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x4A
        movwf CCPR1L
        call  check

p499:    bcf    PIR1, TMR2IF
        movlw 0x4E
        movwf CCPR1L
        call  check
```

```
p500:    bcf    PIR1, TMR2IF
         movlw 0x51
         movwf CCPR1L
         goto  loop

check:   nop
recheck: btfss  PIR1, TMR2IF
         goto  recheck
         return
         end
```

