

**INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS
SUPERIORES DE MONTERREY**

CAMPUS MONTERREY

**DIVISIÓN DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
PROGRAMA DE GRADUADOS EN INGENIERÍA**



**TECNOLÓGICO
DE MONTERREY®**

**COMPENSACIÓN DE POTENCIA REACTIVA MEDIANTE UN
FILTRO ACTIVO DE ARMÓNICAS MONOFÁSICO**

TESIS

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

**MAESTRO EN CIENCIAS
ESPECIALIDAD EN INGENIERÍA ENERGÉTICA**

POR:

JOSÉ ANTONIO YAMAGUCHI LÓPEZ

MONTERREY, N.L.

MAYO DE 2003

INSTITUTO TECNOLÓGICO Y DE ESTUDIOS SUPERIORES DE MONTERREY

CAMPUS MONTERREY

DIVISIÓN DE INGENIERÍA Y ARQUITECTURA
PROGRAMA DE GRADUADOS EN INGENIERÍA

Los miembros del comité de tesis recomendamos que el presente proyecto de tesis presentado por el Ing. José Antonio Yamaguchi López sea aceptado como requisito parcial para obtener el grado académico de Maestro en Ciencias con especialidad en

INGENIERÍA ENERGÉTICA

Comité de Tesis:

Jesús A. Baez Moreno, M.C.
Asesor

Armando Llamas T., Ph.D
Sinodal

Jorge A. de los Reyes Pérez, M.C.
Sinodal

Aprobado:

Federico Viramontes Brown, Ph. D.
Director del Programa de Graduados en Ingeniería
Mayo 2003

Dedicatoria

A mis padres, Margarita y Antonio a quienes amo.

Agradecimientos

A Dios, por su fidelidad y por hacer posible lo que para mí era un sueño.

A mi asesor, el Ing. Jesús Baez, por su paciencia y apoyo en el desarrollo de esta tesis.

Al Dr. Armando Llamas, por sus recomendaciones y por exigirme ir más allá en la implementación del prototipo.

Al CEEN, por darme la oportunidad de colaborar con ellos.

A mis compañeros del PQLAB, por su amistad y por animarme a lo largo de este proyecto.

A los del almacén, por haber estado siempre prestos para proporcionarme los instrumentos y materiales que necesitaba.

A mis amigos Oscar y Chuy, por estar al tanto de mi persona.

Quiero agradecer especialmente a la Iglesia Bautista Príncipe de Paz, por su apoyo y por haberme mostrado el amor en Cristo Jesús.

ÍNDICE

Dedicatoria	i
Agradecimientos	ii
Índice	iii
Lista de Figuras	v
Lista de Tablas	vii

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN	1
1.1 Planteamiento del Problema	4
1.2 Hipótesis	5
1.3 Objetivos	6
1.4 Importancia del Estudio	6
1.5 Limitaciones del Estudio	7
1.6 Definición de Términos	8

CAPÍTULO II

REVISIÓN DE LA BIBLIOGRAFÍA	11
2.1 Fundamento Teórico	12
2.1.1 Serie de Fourier Trigonométrica	12
2.1.2 Contenido Armónico	13
2.1.3 Potencia Real y Potencia Reactiva	14
2.2 Compensación de corriente	15
2.3 Filtro Activo Monofásico	17
2.3.1 Descripción General	17
2.3.2 Etapa de Potencia	18
2.3.3 Esquema de Control	22

CAPÍTULO III

METODOLOGÍA	26
3.1 Diseño de la etapa de potencia	27
3.1.1 Inversor	27
3.1.2 Circuito de disparos	30
3.1.3 Filtro inductivo	31
3.1.4 Filtro capacitivo	32

3.1.5 Esquema general	32
3.2 Diseño de la etapa de control	33
3.2.1 Medición de las variables de entrada	33
3.2.2 Procesamiento de señales	34
3.3 Diseño del experimento	40
3.3.1 Pruebas con rectificador no controlado	41
3.3.2 Pruebas con rectificador controlado	42
3.4 Descripción de los instrumentos de medición	43
3.4.1 Pinzas de corriente	44
3.4.2 Aparatos de medición	44
CAPÍTULO IV	
RESULTADOS	46
4.1 Filtro activo con rectificador no controlado	47
4.2 Filtro activo con rectificador controlado	52
CAPÍTULO V	
DISCUSIÓN	56
5.1 Interpretación de los resultados	57
5.1.1 Rectificador no controlado	57
5.1.2 Rectificador controlado	59
5.2 Conclusiones	61
5.3 Recomendaciones	62
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	63
APÉNDICE A Diagramas eléctricos del filtro activo	65
APÉNDICE B Hojas de datos del IRG4PF50WD	76

LISTA DE FIGURAS

Figura		Página
2.1	Compensación de Corriente	16
2.2	Esquema general del filtro activo monofásico	18
2.3	Inversor de voltaje bidireccional	19
2.4	<i>RCD Clamp-Snubber</i>	21
2.5	Esquema de control en el dominio del tiempo	23
2.6	PWM sin portadora usando banda de histéresis	24
3.1	Arreglo de barras laminadas	29
3.2	<i>Drive</i> para las compuertas de IGBT's	31
3.3	Etapas de potencia del filtro activo	32
3.4	Controlador PI para el voltaje del bus de CD	35
3.5	Operación del filtro activo monofásico	37
3.6	Circuito detector de fase	39
3.7	Etapas de control del filtro activo	40
3.8	Filtro activo con rectificador no controlado	41
3.9	Filtro activo con rectificador controlado	43
4.1	Voltaje de línea y corriente del rectificador (V_s, I_L)	47
4.2	Voltaje de línea y corriente del filtro activo (V_s, I_F) con rectificador a $f_{m\acute{a}x} = 48$ kHz	47
4.3	Voltaje y corriente de línea (V_s, I_s) con rectificador a $f_{m\acute{a}x} = 48$ kHz	48
4.4	Gráfica de corrientes del rectificador y de la línea a distintas frecuencias de conmutación	48

4.5	Corrientes armónicas del rectificador y de la línea a $f_{\text{máx}} = 48 \text{ kHz}$	49
4.6	Voltaje de línea y corriente del <i>dimmer</i> (V_s, I_L) a $f_{\text{máx}} = 48 \text{ kHz}$	52
4.7	Voltaje de línea y corriente del filtro activo (V_s, I_F) con <i>dimmer</i> a $f_{\text{máx}} = 48 \text{ kHz}$	52
4.8	Voltaje y corriente de línea (V_s, I_s) con <i>dimmer</i> a $f_{\text{máx}} = 48 \text{ kHz}$	53
4.9	Corrientes armónicas del <i>dimmer</i> y de la línea a $f_{\text{máx}} = 48 \text{ kHz}$	53

LISTA DE TABLAS

Tabla		Página
3.1	Control de corriente I_F	38
4.1	Corrientes armónicas del rectificador y de la línea a diferentes frecuencias máximas de conmutación	49
4.2	Distorsión de corriente del rectificador y de la línea a diferentes frecuencias máximas de conmutación	50
4.3	Corrientes del rectificador, del filtro y de línea a diferentes frecuencias máximas de conmutación	50
4.4	Potencia real y eficiencia del filtro con rectificador a diferentes frecuencias máximas de conmutación	51
4.5	Potencia reactiva con rectificador a diferentes frecuencias máximas de conmutación	51
4.6	Factor de potencia con rectificador a diferentes frecuencias máximas de conmutación	51
4.7	Corrientes armónicas del <i>dimmer</i> y de la línea a $f_{\text{máx}} = 48 \text{ kHz}$	54
4.8	Distorsión de corriente del <i>dimmer</i> y de la línea a $f_{\text{máx}} = 48 \text{ kHz}$	54
4.9	Corrientes, potencias y eficiencia del filtro activo con el <i>dimmer</i> como carga	55

CAPÍTULO I

INTRODUCCIÓN

Los avances tecnológicos de semiconductores en las últimas décadas han provocado un incremento en el uso de dispositivos electrónicos de estado sólido. Las aplicaciones de estos dispositivos se han generalizado a tal grado que han pasado desde el plano industrial y comercial penetrando hasta el doméstico y rural. A nivel industrial se hace cada vez más frecuente el uso de variadores de velocidad y otros equipos que pueden controlar en forma muy precisa un proceso [2]. En aplicaciones comerciales se tienen grandes salas de cómputo que se utilizan en instituciones bancarias, en compañías de telecomunicaciones, en escuelas, en dependencias gubernamentales; sólo por mencionar algunos. Equipos electrónicos de mucha precisión se encuentran en compañías manufactureras, en hospitales que a su vez requieren de equipo de respaldo como son las fuentes de poder ininterrumpibles (UPS).

Por desgracia las ventajas que presentan estos modernos equipos vienen acompañadas de algunos inconvenientes. Los dispositivos electrónicos son por lo general dispositivos no lineales que al ser alimentados a través de la red eléctrica provocan distorsión armónica en el voltaje y en la corriente de línea [4]. Esta distorsión se propaga por todo el sistema eléctrico y afecta a las cargas vecinas pudiendo causar mal funcionamiento en algunos equipos [2]. A medida que se van agregando cargas no lineales a la red, la calidad de energía eléctrica que se proporciona a los usuarios disminuye.

Algunos problemas que podría ocasionar una distorsión armónica severa son: Bloqueo en equipos de cómputo, fallas en procesos industriales controlados por computadoras o por controladores lógicos programables (PLC's); fallas en equipo médico; sobrecalentamiento en transformadores así como en alimentadores y cables del sistema de distribución; disminución del factor de potencia, resonancia con bancos de capacitores [2]. Y todo esto sin mencionar el enorme costo derivado al interrumpir la operación en una línea de producción.

La solución convencional a problemas de distorsión armónica han sido los filtros pasivos. Estos se caracterizan por utilizar arreglos de inductancia y capacitancia conectados en serie o en paralelo. Aunque esta alternativa sigue siendo económicamente la más viable no se deben pasar por alto ciertas limitaciones, tales como: son de gran peso y tamaño; suprimen sólo corrientes armónicas individuales; presentan armónica de resonancia; atraen

corrientes armónicas de los usuarios vecinos; proveen compensación fija de reactivos; y con el tiempo pueden salirse de sintonía [6].

Con esto en mente, una solución que se ha venido estudiado recientemente son los filtros activos. Estos aprovechan los avances alcanzados en tecnología de semiconductores utilizando arreglos sofisticados de electrónica de potencia. Los filtros activos son mucho más costosos que los filtros pasivos; sin embargo, prometen una solución muy atractiva a los problemas de distorsión armónica [1].

Los filtros activos tienen la capacidad de suprimir múltiples armónicas; pueden compensar potencia de distorsión y potencia reactiva de desplazamiento a la vez; pueden eliminar únicamente corrientes armónicas sin aportar potencia reactiva de desplazamiento al sistema; eliminan sólo las armónicas que producen las cargas propias sin atraer armónicas de otros lugares y no presentan resonancia con el sistema eléctrico. Estas características hacen que los filtros activos sean los indicados para aplicaciones donde existan grandes cargas no lineales conectadas a puntos relativamente débiles del sistema de distribución [1].

Se han propuesto varios esquemas para filtros activos, cada uno tiene sus propias particularidades. El propósito de la presente investigación es incursionar en los conceptos básicos que determinan la operación de un filtro activo en particular. Esto se hizo mediante la selección, el estudio y la implementación de un esquema convencional, lo cual servirá como punto de referencia para futuras investigaciones.

El método que se utilizó en la investigación fue el método experimental. Después de seleccionar el esquema para un filtro activo monofásico se construyó un prototipo de laboratorio y se hicieron pruebas con cargas no lineales observando su desempeño. Las variables observadas fueron principalmente la distorsión de corriente de línea (THDi), de la carga; y los voltajes y corrientes del filtro.

El método experimental permitió llevar a la práctica los conceptos revisados en la literatura. Después de haber establecido las bases teóricas y haber seleccionado la estrategia de control, fue necesario plasmarlo en algún circuito electrónico que pudiera realizar las funciones requeridas por el modelo teórico.

El método experimental también sirvió para encontrar y dar solución a problemas que no se habían contemplado en el diseño inicial. Problemas como la distribución de los componentes, la interconexión, el calentamiento y los efectos del ruido electromagnético tuvieron que considerarse hasta la etapa de implementación. Debido a esto, en ocasiones fue necesario adecuar y en otros casos modificar la idea original para poder dar solución a estos problemas.

1.1 Planteamiento del Problema

Los filtros pasivos han sido muy utilizados para solucionar problemas de corrientes armónicas y de corrección del factor de potencia de desplazamiento; esto se debe a que es una solución de muy bajo costo y de

fácil implementación; sin embargo, como ya se había mencionado anteriormente, tienen algunos inconvenientes. Estos se caracterizan por tener compensación fija, son de gran peso y volumen, pueden presentar resonancia con el tiempo, son resumidero para las corrientes armónicas de los usuarios vecinos entre otros.

Los filtros activos son una alternativa relativamente nueva y atractiva que utiliza de lo más reciente en tecnología de semiconductores. Esto demanda una investigación que permita un acercamiento a esquemas que utilicen electrónica de potencia para solucionar problemas de calidad de energía.

Algunas universidades han hecho sus propios diseños de filtros activos y los han implementado satisfactoriamente. Existe una gran variedad de ellos con distintas estrategias de control, varias configuraciones, etc. pero siguen siendo una alternativa costosa y complicada. A medida que se realice más investigación sobre el tema será posible diseñar filtros activos de menor costo.

La presente investigación pretende determinar si las corrientes armónicas y la potencia reactiva de desplazamiento pueden reducirse efectivamente utilizando un filtro activo de armónicas monofásico implementado en laboratorio.

1.2 Hipótesis

La hipótesis de este trabajo es la siguiente:

Por medio de un dispositivo de almacenamiento de energía y un esquema de control electrónico adecuado es posible manejar eficientemente la potencia reactiva total que aportan las cargas no lineales; con esto se logra una reducción en las corrientes armónicas inyectadas al sistema de alimentación y un mejoramiento en el factor de potencia de desplazamiento.

1.3 Objetivos

Los objetivos del presente estudio son:

1. Probar la hipótesis enunciada en la sección anterior experimentalmente.
2. Seleccionar un tipo de filtro activo de bajo costo y de fácil implementación.
3. Conocer los principios básicos de operación del filtro activo seleccionado.
4. Diseñar e implementar un prototipo experimental a nivel de laboratorio.
5. Evaluar el desempeño del prototipo.
6. Establecer antecedentes para investigaciones futuras.

1.4 Importancia del Estudio

Con los resultados de este estudio es posible evaluar la factibilidad de compensar armónicas y potencia reactiva de desplazamiento utilizando un filtro de armónicas monofásico. Algunos se han dado a la tarea de evaluar el

costo de compensar las armónicas mediante distintas soluciones, entre ellas los filtros activos trifásicos pero resultan todavía una solución muy costosa [13]. Al considerar los filtros activos monofásicos en el análisis de costos es posible obtener mejores resultados que con los filtros trifásicos ya que la compensación puede hacerse lo más cerca posible a la carga. Con esto se evitan las pérdidas en el cableado que va desde el alimentador hasta las cargas monofásicas.

Además, con los resultados alcanzados en este estudio es posible el mejoramiento del diseño actual a partir de un prototipo experimental que ya fue construido y probado. Será posible ahorrar a los estudiantes y maestros interesados en la calidad de energía tiempo significativo en investigación y en pruebas de laboratorio con los resultados ya obtenidos en este trabajo.

Por otra parte, con el creciente aumento de cargas no lineales en el sistema eléctrico, la calidad del voltaje en la red eléctrica cada vez va disminuyendo. Esto no sólo afecta a los usuarios que aportan las armónicas, sino también a los usuarios vecinos.

1.5 Limitaciones del Estudio

La investigación de este trabajo fue enfocada a sólo un tipo de filtro activo en particular: El filtro activo monofásico con corrección en el dominio del tiempo mediante banda de histéresis. Existen otros esquemas de filtros activos que tienen sus propias características. El filtro implementado se seleccionó por ser el de mayor popularidad entre las fuentes bibliográficas.

La potencia aparente del filtro está limitada a 3 kVA como máximo. El voltaje de alimentación es de 127 VAC con frecuencia de 60 Hz.

Se seleccionaron dos tipos de cargas no lineales para evaluar el desempeño de filtro activo. La primera fue un rectificador no controlado compuesto por un puente rectificador monofásico, un capacitor a la salida y una resistencia. Esta carga se utilizó para probar el filtro en presencia de armónicas. La segunda carga utilizada fue un rectificador controlado o *dimmer*. En este tipo de cargas, además de las corrientes armónicas que se producen, existe también potencia reactiva de desplazamiento. Mediante la segunda prueba se pudo evaluar el filtro compensando corrientes armónicas y factor de potencia de desplazamiento a la vez.

En la prueba con el rectificador no controlado se hizo un análisis a distintas frecuencias de conmutación. En la prueba con el *dimmer* sólo se utilizó la frecuencia que mejor resultado tuvo con el rectificador no controlado.

1.6 Definición de Términos

Armónica (componente). Una componente de orden mayor a uno de la serie de Fourier de una cantidad periódica, cuya frecuencia es múltiplo entero de la componente fundamental [1].

Calidad de Energía. Cualquier problema de energía manifestado en voltaje, corriente o desviaciones de frecuencia que resulten en daño o mala operación del equipo del cliente [1].

Carga lineal. Una carga eléctrica que, operando en estado estable, presenta esencialmente una impedancia de carga constante a la fuente de poder a través del ciclo de voltaje aplicado [1].

Carga no lineal. Carga eléctrica que toma corriente discontinua o que su impedancia varía con la frecuencia del voltaje de ca de entrada [1].

Contenido armónico. La cantidad obtenida de sustraer la componente fundamental de una cantidad alternante [1].

Distorsión. Cualquier desviación de la forma normal de una onda senoidal para una cantidad de corriente alterna [1].

Distorsión armónica. Distorsión periódica de la onda senoidal. Ver distorsión y distorsión armónica total (THD) [1].

Distorsión armónica total (THD). La razón de la raíz cuadrática media del contenido armónico entre el valor raíz cuadrático medio de la cantidad fundamental, expresada como porcentaje de la fundamental [1].

Distorsión de corriente. Distorsión en la corriente de línea de corriente alterna. Ver distorsión [1].

Distorsión de voltaje. Distorsión en el voltaje de línea de corriente alterna. Ver distorsión [1].

Filtro activo. Cualquiera de un número de sofisticados dispositivos de electrónica de potencia para eliminar distorsión armónica [1].

Filtro de armónicas. Es un dispositivo para filtrar una o más armónicas del sistema de potencia [1].

Filtro Pasivo. Una combinación de inductancias, capacitancias y resistencias diseñada para eliminar una o más armónicas. La variedad más común es simplemente un reactor en serie con un capacitor, el cual corto circuita la mayor componente de distorsión armónica del sistema [1].

Fundamental (componente). La componente de orden 1 (50 a 60 Hz) de la serie de Fourier de una cantidad periódica [1].

Número de armónica. El número entero dado por la razón de la frecuencia de una armónica entre la frecuencia fundamental [1].

Resonancia armónica. Una condición en la cual el sistema de potencia está resonando cerca de una de las mayores armónicas producidas por elementos no lineales en el sistema, de ahí que agrava la distorsión armónica [1].

Ruido. Señales eléctricas que producen efectos no deseados en los circuitos de los sistemas de control en las que ocurren [1].

Valor rms (o valor efectivo).

$$Y_{rms} = \left[\frac{1}{T} \int_a^{a+T} y^2 dt \right]^{1/2}$$

donde Y_{rms} es el valor raíz cuadrático medio de y , y es el valor instantáneo de una función periódica, a es cualquier instante de tiempo, y T es el periodo. El valor rms de una forma de onda periódica también puede ser expresada como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de las componentes de Fourier de y [12].

CAPÍTULO II

REVISIÓN DE LA BIBLIOGRAFÍA

En este capítulo se presentan los elementos básicos que definen el funcionamiento del filtro activo implementado. En la primer parte se establece el teorema de Fourier, se describen las componentes armónicas y se define la distorsión armónica total (THD). Se explica también la diferencia entre potencia reactiva de desplazamiento y potencia reactiva de distorsión. Se estudia la técnica de compensación de corriente en el dominio del tiempo mediante el análisis de suma de corrientes.

La segunda parte describe el modelo del filtro activo monofásico. Se describe de manera general para posteriormente enfocarse a cada elemento. El filtro activo se estudia en dos partes: la etapa de potencia y la etapa de control. En la etapa de potencia se analiza el inversor y las protecciones. En la etapa de control se establece el diagrama a bloques y se explica la generación de la señal PWM sin portadora por banda de histéresis.

2.1 Fundamento Teórico

2.1.1 Serie de Fourier Trigonométrica

Una función $f(t)$ real puede representarse en series de Fourier usando un conjunto de funciones ortogonales de valor real; es decir, puede representarse como una sumatoria de senos y cosenos:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{senn}\omega_0 t \quad \text{para } f(t) \text{ real en } (t_1, t_2) \quad (2.1)$$

La ecuación anterior es la representación en serie de Fourier trigonométrica de $f(t)$ en el intervalo (t_1, t_2) . El conjunto de funciones $\cos n\omega_0 t$ y $\text{senn}\omega_0 t$ para $(n = 0, 1, 2, \dots)$, $\omega_0 = 2\pi/(t_2 - t_1)$, forman un conjunto ortogonal completo en el intervalo (t_1, t_2) [3].

Para funciones periódicas el intervalo (t_1, t_2) se convierte en el período T de la función, siendo $\omega_0 = 2\pi/T$ la frecuencia fundamental.

Los coeficientes a_0, a_n y b_n para una función de período T se pueden calcular de la siguiente manera:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt, \quad (2.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_0 t dt, \quad (2.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \text{senn}\omega_0 t dt. \quad (2.4)$$

Donde a_0 es el valor promedio de $f(t)$ o la componente de directa.

Una manera más simple de representar la serie de Fourier trigonométrica está dada por la siguiente ecuación:

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \cos(n\omega_0 t + \phi_n), \quad (2.5)$$

donde

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}, \quad (2.6)$$

$$\phi_n = \tan^{-1}(-b_n / a_n). \quad (2.7)$$

2.1.2 Contenido Armónico

El contenido armónico se genera por no linealidades en el sistema. En un sistema lineal, cuando la excitación es una función senoidal de frecuencia ω_0 su respuesta será también una función senoidal con la misma frecuencia aunque podría tener diferente amplitud y fase. Esto no sucede en sistemas no lineales donde aparecen además otras componentes que son múltiplos enteros de la frecuencia fundamental. A estas componentes se les denomina armónicas (o armónicos).

La presencia de armónicas a la salida de un sistema cuando se aplica a la entrada una onda senoidal provoca distorsión o deformación. Una forma de medir esta distorsión, sin necesidad de saber los valores de ganancia o impedancia del sistema, es dividir el valor rms de los términos de distorsión armónica entre el valor rms de la componente fundamental. Esta relación expresada en porcentaje se le conoce como distorsión armónica total (THD,

total harmonic distortion) [3]. La distorsión armónica total en términos de los coeficientes de la serie de Fourier trigonométrica es:

$$\text{THD} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} (a_n^2 + b_n^2)}{a_1^2 + b_1^2} \quad (2.8)$$

2.1.3 Potencia Real y Potencia Reactiva

En sistemas de potencia se utilizan con mucha frecuencia los términos de potencia real y potencia reactiva. La potencia real es la potencia promedio y tiene que ver con la energía que está consumiendo o generando determinado elemento. La potencia reactiva está relacionada con una energía que no se consume en ninguna parte. La potencia reactiva sólo está fluyendo por cables, transformadores y todo el sistema de distribución. El origen de la potencia reactiva puede deberse a cargas inductivas, capacitivas o a cargas no lineales.

En el caso de cargas inductivas y capacitivas, la potencia reactiva se manifiesta por un desfaseamiento (o desplazamiento) entre el voltaje y la corriente, por esta razón a esta potencia se le conoce como potencia reactiva de desplazamiento, o simplemente potencia de desplazamiento.

Las cargas no lineales también aportan potencia reactiva; esta se manifiesta por la aparición de componentes armónicas en la corriente de la carga dando como resultado una corriente distorsionada. Se puede demostrar que la potencia promedio de las componentes armónicas es cero; esto es, la potencia real únicamente está relacionada con la componente

fundamental de la corriente. Las corrientes armónicas producen potencia reactiva la cual se conoce como potencia reactiva de distorsión.

Es posible tener una combinación de ambos tipos de potencia reactiva; esto sucedería cuando la corriente presente distorsión y además su componente fundamental se encuentre desfasada del voltaje. La suma vectorial de ambas se le conoce como potencia reactiva total.

Si la potencia reactiva es energía que sólo fluye a través del sistema de distribución entonces se hace muy atractiva la posibilidad de almacenarla temporalmente y devolverla a la carga de la misma forma en que se demande; esto sin importar si la potencia reactiva es de desplazamiento o de distorsión. Este es el principio en el que se basa la operación de los filtros activos de armónicas.

2.2 Compensación de corriente

La Fig. 2.1 muestra un sistema monofásico que alimenta varias cargas, entre ellas cargas no lineales y cargas lineales que consumen potencia reactiva. La corriente $i_L(t)$ representa la suma de las corrientes individuales de cada carga. La corriente $i_F(t)$ es la corriente que toma el filtro activo. Y la suma de ambas es la corriente $i_S(t)$ que es la corriente de la línea.

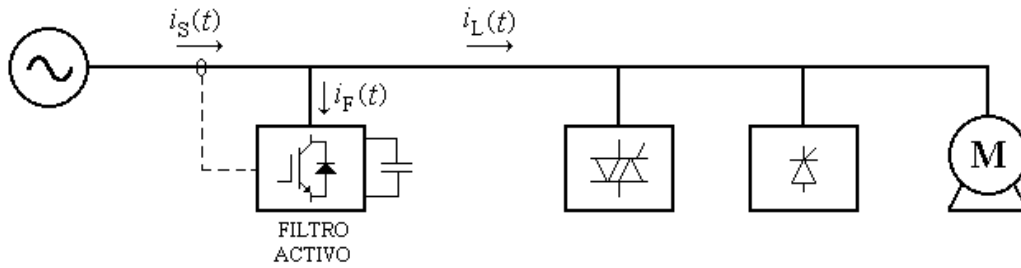


Fig. 2.1 Compensación de Corriente

La corriente $i_L(t)$ se puede escribir en forma de serie de Fourier de la siguiente manera:

$$i_L(t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_{L,n} \text{sen}(n\omega t + \phi_n) \quad (2.9)$$

Donde $I_{L,n}$ y ϕ_n son la amplitud y el ángulo de la n -ésima armónica de la corriente de carga y ω es la frecuencia angular de la fundamental [4].

Al excluir el primer término de la sumatoria y aplicando identidades trigonométricas, la corriente $i_L(t)$ puede escribirse de la siguiente forma:

$$i_L(t) = I_{L,1} \cos \phi_1 \text{sen } \omega t + I_{L,1} \text{sen } \phi_1 \cos \omega t + \sum_{n=2}^{\infty} I_{L,n} \text{sen}(n\omega t + \phi_n) \quad (2.10)$$

Al observar la ecuación puede deducirse que el primer término está relacionado con la potencia real que consumen las cargas. El segundo término con la potencia reactiva de desplazamiento. Y el tercero con la potencia reactiva de distorsión. Es decir:

$$i_L(t) = i_p(t) + i_q(t) + i_h(t) \quad (2.11)$$

Para compensar la potencia reactiva de las cargas es necesario cancelar las corrientes $i_q(t)$ e $i_h(t)$. Esto se logra haciendo que la corriente que pasa por el filtro activo sea:

$$i_F(t) = i_{af}(t) - i_q(t) - i_h(t) \quad (2.12)$$

La corriente $i_{af}(t)$ se debe a las pérdidas del filtro y debe considerarse como potencia real.

Al aplicar la ley de Kirchhöff de corrientes se tiene:

$$i_S(t) = i_F(t) + i_L(t) \quad (2.13)$$

y al sustituir $i_F(t)$ e $i_L(t)$ la corriente de línea resulta:

$$i_S(t) = i_{af}(t) + i_p(t) \quad (2.14)$$

El filtro activo debe ser capaz de manejar toda la potencia reactiva de las cargas de tal forma que la corriente de línea sea de la misma frecuencia y fase que el voltaje de línea. Es importante notar que el filtro también demandará potencia real debido a las pérdidas y que entre menor sea la corriente $i_{af}(t)$ mayor será su eficiencia.

2.3 Filtro Activo Monofásico

2.3.1 Descripción General

Un filtro activo paralelo consiste básicamente de un capacitor como dispositivo de almacenamiento de energía, un puente inversor que controla la inyección de corriente al sistema de alimentación, un filtro de corriente y un sistema de control. El esquema general del filtro activo monofásico que se implementó se muestra en la Fig 2.2.

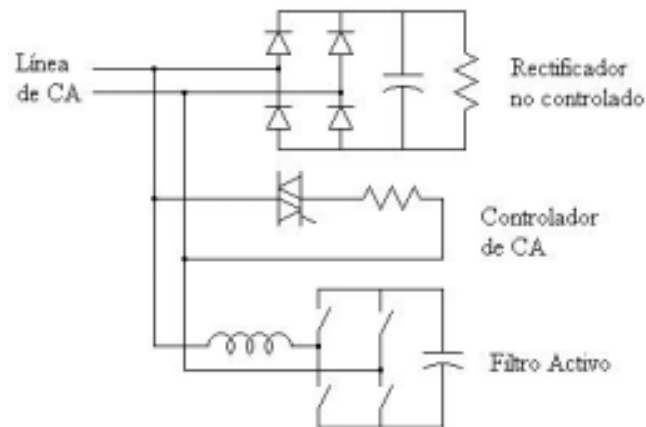


Fig. 2.2 Esquema general del filtro activo monofásico

En la Fig. 2.2 se muestra un sistema de alimentación monofásico en el cuál están conectadas diferentes cargas en paralelo con el filtro activo. Estas cargas en combinación producen corrientes armónicas y potencia reactiva de desplazamiento. El filtro activo deberá compensar la potencia reactiva total, ya sea de desplazamiento o de distorsión, que las cargas requieran. Es decir, la corriente total que pase por la línea de CA deberá ser senoidal y deberá estar en fase con el voltaje de alimentación.

2.3.2 Etapa de Potencia

Puente Inversor

La función del inversor es convertir el voltaje de CD del capacitor a un voltaje de CA. El inversor que se utilizó es del tipo inversor de voltaje con flujo de potencia bidireccional. Esto quiere decir que la potencia puede fluir desde la línea de CA al capacitor o desde el capacitor a la línea de CA.

En la Fig. 2.2 se ha dibujado el inversor como un arreglo simplificado de cuatro interruptores. En la práctica el inversor se construye utilizando transistores ya sea de tipo MOSFET (*Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) o IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*). La figura 2.3 muestra el diagrama eléctrico del inversor usando IGBT's.

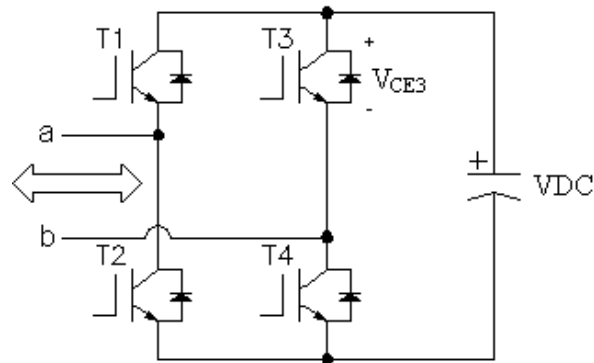


Fig. 2.3 Inversor de voltaje bidireccional

En la Fig. 2.3 el inversor convierte el voltaje del capacitor a un voltaje alternante que se obtiene desde los puntos a y b. Cuando los transistores T1 y T4 se encienden, el voltaje V_{ab} es igual a $+V_{DC}$. Al encender T1 y T3 (o T2 y T4), el voltaje V_{ab} es cero. Al momento de encender T2 y T3 el voltaje V_{ab} es igual a $-V_{DC}$. No se permite encender ambos transistores de una misma pierna a la vez; es decir, T1 y T2 o T3 y T4, ya que provocaría un corto circuito entre terminales del capacitor.

El encendido y apagado de cada transistor se hace aplicando un voltaje típicamente de 15 VDC entre la compuerta y el emisor. Dependiendo del tipo de transistor estos pueden conmutarse a frecuencias del orden de kHz.

Cada transistor lleva un diodo anti-paralelo conectado entre colector y emisor. Estos diodos cumplen con doble propósito: Uno es el de proteger al transistor para evitar que se presenten voltajes negativos entre colector y emisor (V_{CE}) ya que esto lo dañaría. Y el otro es el de permitir que el capacitor se cargue a través de la línea de CA. Esto se puede ver fácilmente al considerar todos los transistores apagados; el circuito equivalente es el de un rectificador monofásico.

Protecciones (*Snubber*)

El *snubber* es un circuito que tiene como finalidad proteger los transistores contra voltajes transitorios. Estos voltajes se producen al encender y apagar los transistores provocando que la energía almacenada en las inductancias parásitas del inversor se presente en forma de voltaje entre colector y emisor. Si el voltaje transitorio es mayor que el voltaje máximo que soporta el transistor éste se dañaría repentinamente.

Existen varias configuraciones de *snubbers*, aquí se describirá solamente la que se utilizó en el inversor implementado.

El *snubber* que se usó se le conoce como *RCD Clamp Snubber*. Este utiliza un arreglo de resistencia, capacitor y diodo. La Fig. 2.4 muestra el *snubber* para una de las piernas del inversor.

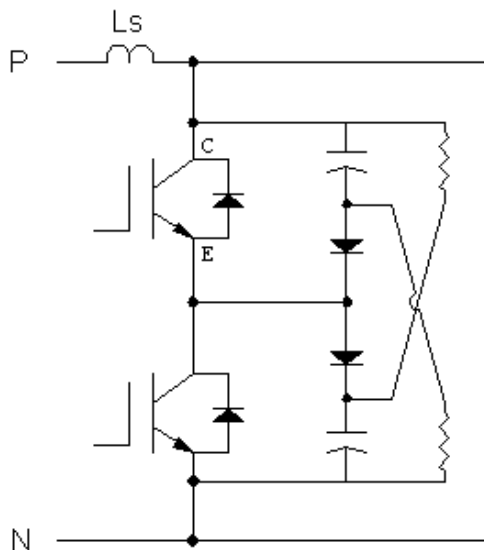


Fig. 2.4 *RCD Clamp-Snubber*

La inductancia L_S modela la inductancia parásita del circuito. El valor de ésta depende de la forma y tamaño de los conductores que se utilicen para interconectar los transistores.

Se describirá por separado la operación del *snubber* durante el encendido y apagado de los transistores.

Apagado: Durante el tiempo de conducción del transistor los capacitores se cargan al voltaje del bus de CD. Cuando se apaga el transistor el voltaje entre colector y emisor V_{CE} sube rápidamente. La inductancia parásita L_S puede provocar que V_{CE} se incremente por arriba del voltaje del bus de CD. Cuando esto ocurre, el diodo del *snubber* se polariza directamente y el *snubber* se activa. La energía atrapada en la inductancia parásita ahora se envía al capacitor del *snubber*, el cual absorbe este incremento de energía sin que ocurra un aumento sustancial en su voltaje.

Encendido: El *RCD Clamp-Snubber* también es efectivo en reducir los voltajes transitorios de encendido. Cuando la corriente del transistor se incrementa, la caída de voltaje $L_s di/dt$ ocasiona que el voltaje entre las terminales positiva y negativa del módulo caiga en la misma proporción ($V_{DC} - L_s di/dt$). Los capacitores del *snubber* que se cargaron completamente al valor de V_{DC} ahora encuentran un camino de descarga a través de los diodos de rodada libre (diodos antiparalelo), los transistores y las resistencias del *snubber*.

Los valores de los componentes del *snubber* se pueden aproximar por las siguientes ecuaciones basadas en la inductancia parásita L_s , la frecuencia de conmutación f_{sw} , la corriente máxima de conmutación I_o , el tiempo de encendido del transistor t_r , el voltaje del bus de directa V_{DC} y pico máximo de voltaje permitido V_{pk} [5].

Capacitor del *snubber*:

$$C_{sn} = L_s \cdot I_o^2 / (V_{pk} - V_{DC})^2 \quad (2.15)$$

Resistencia del *snubber*:

$$R_{sn} = 1 / (6 \cdot C_{sn} \cdot f_{sw}) \quad (2.16)$$

Pérdidas en la resistencia del *snubber*:

$$P_R = 1/2 \cdot C_{sn} \cdot (V_{pk}^2 - V_{DC}^2) \cdot f_{sw} \quad (2.17)$$

2.3.3 Esquema de Control

La etapa de control es parte fundamental en el funcionamiento del filtro activo, es la que se encarga de generar las señales de disparo a los

transistores de tal manera que el filtro pueda compensar adecuadamente las corrientes armónicas.

Existen dos esquemas básicos de control: Corrección en el dominio del tiempo y corrección en el dominio de la frecuencia. La corrección en el dominio del tiempo se hace realizando operaciones en los valores instantáneos de voltaje y corriente teniendo una señal de referencia para cada instante de tiempo. La corrección en el dominio de la frecuencia utiliza el espectro armónico para generar la señal de referencia. Este método calcula la transformada de Fourier cada cierto intervalo de tiempo; por ejemplo, cada ciclo [2].

La Fig. 2.5 es un esquema de control en el dominio del tiempo. Las señales de entrada son el voltaje de línea $v_s(t)$, la corriente de línea $i_s(t)$, y el voltaje del bus de CD del inversor V_{dc} .

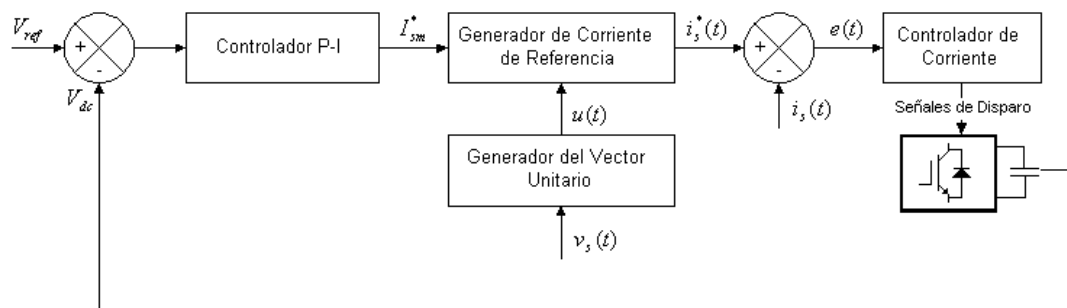


Fig. 2.5 Esquema de control en el dominio del tiempo

El voltaje del bus de CD se compara con un voltaje de referencia cuya diferencia se hace pasar por un controlador Proporcional-Integral. El resultado se toma como el valor máximo de la corriente de línea de referencia

I_{sm}^* . Este valor máximo de corriente es multiplicado por un vector unitario generado a partir del voltaje de línea. La corriente de referencia obtenida $i_s^*(t)$ ahora es comparada con la corriente de línea real $i_s(t)$ y se obtiene una señal de error $e(t)$. Finalmente esta señal de error es procesada por un controlador de corriente que genera las señales de disparo hacia las compuertas de los transistores [6].

Las señales de disparo se generan a partir de una banda de histéresis dando como resultado una modulación PWM sin portadora. La Fig. 2.6 muestra gráficamente este método.

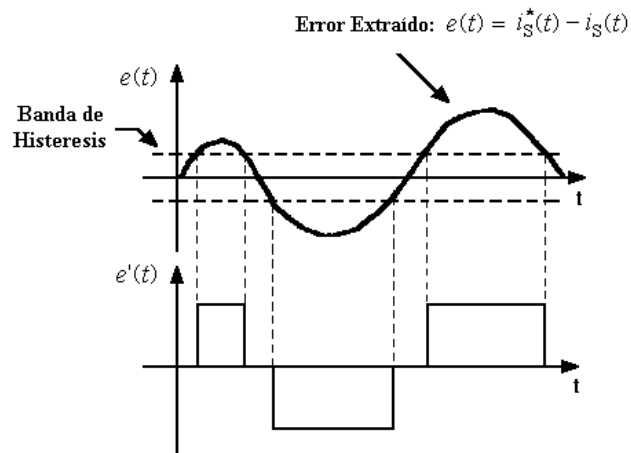


Fig. 2.6 PWM sin portadora usando banda de histéresis

El error extraído se compara con una banda de histéresis fijada. Cuando el error rebasa esta banda de histéresis se produce un pulso de error $e'(t)$ positivo o negativo. Si la señal de error $e(t)$ se encuentra dentro de la banda la señal $e'(t)$ es cero [2].

El resultado es una señal PWM sin portadora que tiene la ventaja de que su frecuencia varía dependiendo de lo que el sistema necesite para reducir el error. Esto trae como consecuencia una disminución en las pérdidas por conmutación de los transistores [2].

CAPÍTULO III

METODOLOGÍA

El propósito de este capítulo es describir la metodología seguida para la construcción del prototipo del filtro activo. Además se describen las pruebas que se hicieron, los instrumentos de medición que se emplearon y su configuración, y la forma en que se interpretaron las variables observadas.

El procedimiento para la construcción del prototipo se dividió en dos partes: la etapa de potencia y la etapa de control. En la etapa de control se describe la forma en que se construyó el inversor, el diseño de las protecciones, los componentes y materiales utilizados. En la etapa de control se describen los circuitos que procesan las señales de entrada requeridas para regular el funcionamiento del filtro activo.

También se explican los circuitos de prueba que se usaron para evaluar el funcionamiento del filtro activo, las variables observadas y la forma de

interpretarlas. Se describen los instrumentos de medición empleados y las configuraciones más importantes.

3.1 Diseño de la etapa de potencia

3.1.1 Inversor

La selección de los dispositivos de conmutación es muy importante para el buen desempeño del filtro activo. Se requiere tener frecuencias de conmutación alrededor de 50 kHz para este tipo de aplicaciones por lo que es necesario seleccionar y diseñar cuidadosamente los componentes que van a integrar el inversor.

Los dispositivos de conmutación utilizados para altas frecuencias de conmutación han sido los MOSFET's; sin embargo, la tecnología de semiconductores ha logrado mejorar los IGBT's introduciendo una familia denominada WARP de *International Rectifiers*. Este tipo de transistores conserva las características de alta capacidad de corriente que dan ventaja a los IGBT's sobre los MOSFET's, pero además tienen la capacidad de trabajar a frecuencias muy altas con una mayor eficiencia al reducir las pérdidas por conmutación. Otra ventaja es que estos IGBT's son de menor costo. La nueva familia de IGBT's con tecnología WARP puede sustituir en la mayoría de las aplicaciones a los MOSFET's [7].

Los transistores que se seleccionaron para el inversor son los IGBT's IRG4PF50WD de *International Rectifiers*. Estos tienen la capacidad de trabajar hasta frecuencias de 100 kHz con un voltaje máximo de 900 V.

Además se pueden obtener hasta 28 A de corriente continua por el colector a una temperatura de 100° C. En este modelo, los IGBT's vienen con un diodo anti-paralelo integrado dentro del mismo empaquetado.

El inversor construido es del tipo inversor de voltaje de puente completo (*Full bridge inverter*), como el descrito en el capítulo II en la Fig. 2.3.

Uno de los principales retos en la construcción de inversores es la reducción de la inductancia parásita, que es la que determina la magnitud de los sobrevoltajes transitorios. Los sobrevoltajes transitorios son los causantes de emisión de ruido electromagnético y requieren de protecciones (*snubbers*) demasiado sobradas e ineficientes que sin ellas los transistores se llegarían a dañar.

Debido a esto se buscó reducir la inductancia parásita utilizando un arreglo de barras de cobre laminadas. Estas barras fueron aisladas con un material resistente a la temperatura que permite soldarlas a las terminales de los transistores sin que el aislante se dañe. El material que se utilizó fue una cinta kapton de una pulgada de ancho por 2.5 milésimas de espesor. Este material permite aislar hasta 7,000 V y puede resistir temperaturas hasta de 371° C en exposiciones cortas [8], [9].

La Fig. 3.1 muestra la foto de un diseño preliminar del inversor. El arreglo de las barras como se muestra en la fotografía es el que se utilizó en el modelo final. La barra inferior se conecta a la terminal negativa del capacitor y la barra superior a la terminal positiva. Por debajo de las barras

se encuentran los transistores conectados de acuerdo al circuito de la Fig. 2.3.

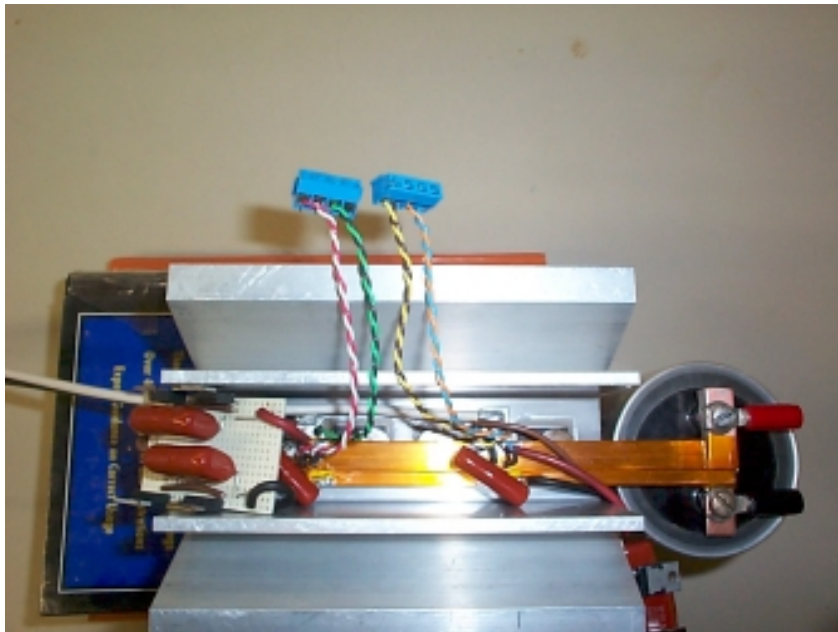


Fig. 3.1 Arreglo de barras laminadas

El arreglo de las barras empalmadas da lugar a una capacitancia que cancela parcialmente la inductancia propia de las barras. Esto permite la reducción de la inductancia parásita al disminuir el lazo de corriente que circula entre ellas [9].

El capacitor del bus de CD que se ve en la Fig. 3.1 es un capacitor electrolítico de 2100 μF a 400 VDC. Los capacitores que se han utilizado en los distintos diseños de filtros activos monofásicos que aparecen en la literatura varían entre 130 μF [10] y 2200 μF [4]. Cualquier valor de capacitancia en este rango podría funcionar. Se utilizó el capacitor de 2100 μF a 400 VDC por ser el que estaba disponible.

El *snubber* que se implementó es el de tipo *RCD clamp snubber* descrito en el capítulo II. Fue necesario utilizar capacitores de baja resistencia interna para que pudieran soportar la carga y descarga a alta frecuencia que demanda la conmutación de los transistores. El tipo de capacitores adecuado para *snubbers* son los capacitores de polipropileno metalizado. También se utilizaron resistencias de baja inductancia diseñadas para fijarse a un disipador. El uso de este tipo de resistencias redujo el espacio requerido para el *snubber*. Los diodos que se utilizaron fueron del tipo Ultra-Fast que actúan rápidamente ante voltajes transitorios de altas frecuencias.

Se fijó un valor de $0.22 \mu\text{F}$ para los capacitores del *snubber*. La resistencia se calculó de acuerdo con la ecuación 2.16 a una frecuencia máxima de 50 kHz. El valor de la resistencia obtenido fue de 15Ω aproximadamente. Se seleccionaron resistencias de 35 Watts.

3.1.2 Circuito de disparos (*Drives* IR2112)

Los disparos a las compuertas de los IGBT's se hicieron utilizando *drives* especialmente diseñados para este propósito. Se utilizaron dos circuitos integrados IR2112 de *International Rectifiers*, uno para la pierna izquierda y el otro para la derecha del inversor de la Fig. 2.3. En la Fig. 3.2 aparecen las conexiones de dicho circuito integrado para una de las piernas.

Por HIN y LIN llegan las señales de los disparos las cuales activan las salidas HO y LO respectivamente. El nodo de referencia del puente inversor es el mismo que el del drive. Para generar el voltaje en la compuerta G1 se

necesita un capacitor conectado entre las terminales de VB y VS. Cuando G2 está encendido, VS queda conectado a tierra dejando que se cargue el capacitor a través del diodo. Cuando se apaga G2, el capacitor queda cargado listo para aplicar voltaje a G1 cuando se aplique la señal de encendido. Las compuertas de la otra pierna se conectan de la misma manera.

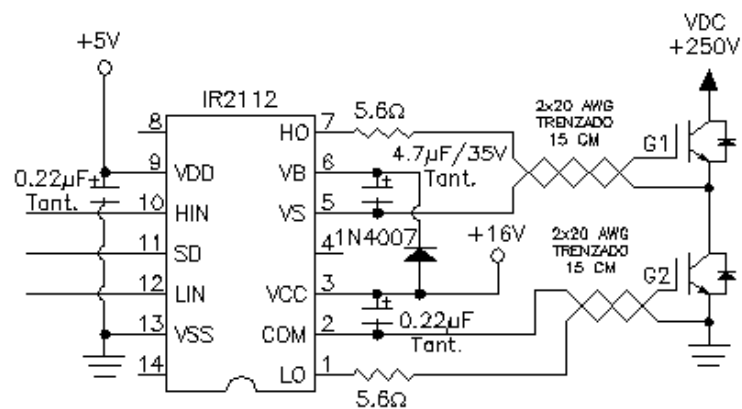


Fig. 3.2 Drive para las compuertas de IGBT's

3.1.3 Filtro inductivo (Reactor de 2.2 mH)

La función del filtro inductivo es interconectar la salida del inversor de voltaje con la línea de alimentación. Esto permite convertir el voltaje que se obtiene de la señal PWM a corriente de compensación del filtro activo. Los valores de inductancia que se han utilizado en la literatura van desde 1.88 hasta 3.91 mH [11]. Se encontró un reactor utilizado para construir filtros pasivos con un valor de 2.2 mH que se encuentra dentro del rango de valores que se han utilizado. La corriente rms máxima de 60 Hz que se puede hacer pasar por dicho reactor es de 10 A.

3.1.4 Filtro capacitivo (Capacitor MKP de 1 μF)

El filtro capacitivo se utiliza para atenuar el ruido de alta frecuencia que el inversor inyecta a la línea de alimentación. Este ruido se debe a la conmutación de los transistores. Típicamente se utilizan valores de capacitancia cercanos a 1 μF . Este capacitor se conecta entre línea y neutro a una distancia cercana del filtro inductivo de 2.2 mH. El capacitor usado para este propósito es de polipropileno metalizado con valor de 1 μF y soporta valores de voltaje hasta 275 VAC.

3.1.5 Esquema general

En la Fig. 3.3 se aprecia un diagrama eléctrico del esquema general del filtro activo para la etapa de potencia.

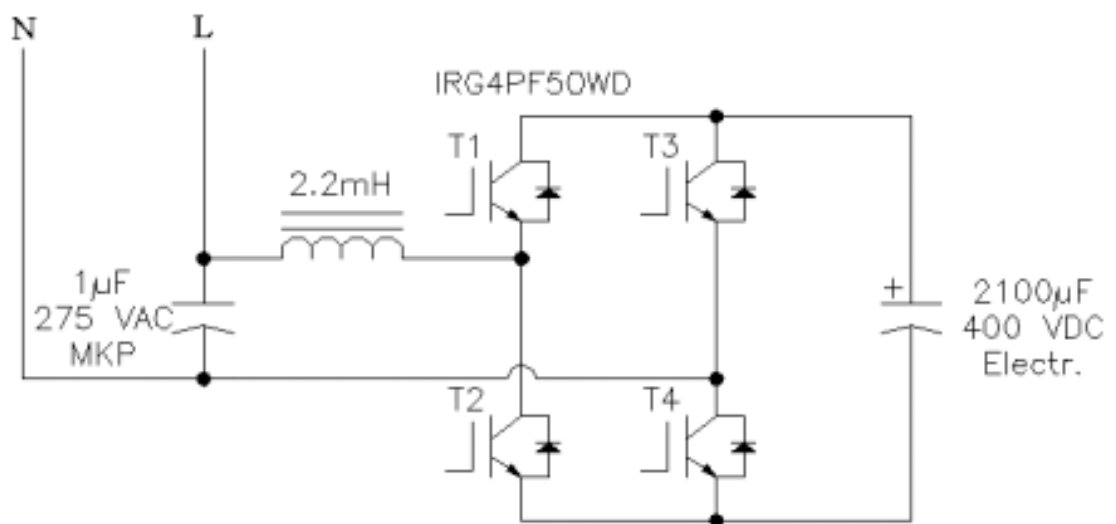


Fig. 3.3 Etapa de potencia del filtro activo

3.2 Diseño de la etapa de control

En esta sección se describirá la implementación de los circuitos análogos y lógicos que se utilizaron en la etapa de control.

3.2.1 Medición de las variables de entrada

Existen tres variables que deben ser medidas de acuerdo con el esquema de control descrito en la Fig. 2.5. Una de ellas es el voltaje de línea que alimenta a las cargas. Otra variable es la corriente de línea que toman las cargas y el filtro activo. Y finalmente el voltaje del bus de CD.

Para medir el voltaje de línea se utiliza un transformador de potencial con una relación de 127 a 6 VAC con derivación central. Uno de los extremos del secundario se aterriza a la tierra de control teniendo en la derivación central un voltaje de 3 VAC. El voltaje de 3 VAC se utiliza como vector unitario $u(t)$ que se requiere para generar la corriente de referencia. El voltaje de 6 VAC se utiliza en el circuito detector de fase.

La corriente de línea es medida con un sensor de efecto hall. Este tipo de sensores tienen la capacidad de medir corriente alterna y directa. El sensor es de la marca AMPLOC modelo PRO25. El valor máximo de corriente que puede medir es de 25 A rms. Se alimentó con un voltaje de ± 5 VDC de tal forma que se pudiera obtener una señal de voltaje de 100 mV/A. Al alimentar el sensor con ± 5 VDC se obtiene un valor de 0 mV cuando la corriente es cero, de otra manera la señal se desplazaría a un valor de corriente directa. La señal de salida del sensor de efecto hall se acondicionó

con un amplificador operacional configurado como amplificador inversor. También se colocó un filtro pasa bajos para eliminar el ruido de alta frecuencia.

La medición del voltaje del bus de CD se hizo mediante un divisor resistivo que disminuyera el voltaje de 250 VDC a un voltaje alrededor de 3.6 VDC. Para aislar las tierras de la etapa de potencia y la de control se utilizó un convertidor de voltaje a frecuencia. La señal de frecuencia se envió a opto aisladores para posteriormente convertir nuevamente a voltaje pero ahora referenciado a la tierra de control. Fue necesario filtrar la señal de voltaje con un filtro pasa bajos de primer orden con la frecuencia de corte fijada en 88 Hz.

3.2.2 Procesamiento de señales

Después de tener acondicionadas las señales de entrada es preciso realizar las operaciones necesarias para obtener las señales de disparo a las compuertas de los IGBT's.

Controlador PI

Se utiliza un controlador PI para controlar el voltaje del bus de CD. Con la ayuda de amplificadores operacionales se realiza la resta del voltaje de referencia con la señal real del voltaje del bus de CD. Con esta resta se obtiene un error que es procesado por el controlador PI. La ganancia proporcional del controlador es $k_p = 0.022$ y la ganancia integral es $k_i = 1.0$.

En la Fig. 3.4 aparece el diagrama del controlador PI con el filtro pasa bajos de primer orden de la señal de voltaje del bus de CD.

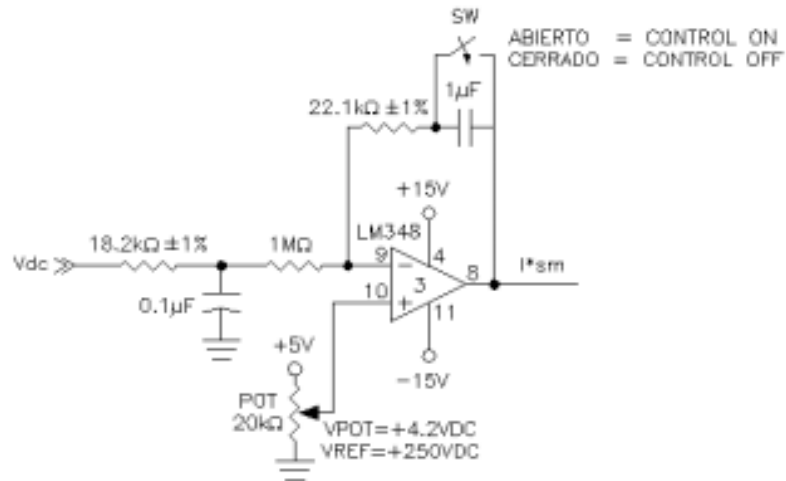


Fig. 3.4 Controlador PI para el voltaje del bus de CD

El circuito tiene un interruptor que cortocircuita el capacitor de $1 \mu\text{F}$ del controlador con la finalidad de descargarlo para evitar que la salida se sature y provoque que se exceda el voltaje máximo que soporta el capacitor del bus de CD. La señal producida por este controlador es tomada como la amplitud de la señal de referencia de corriente I^*_{sm} .

Para fijar el valor de referencia del voltaje del bus se utiliza un potenciómetro ajustado para que tenga 4.2 VDC a la entrada del amplificador operacional. Este valor equivale a 250 VDC en el voltaje del bus de CD.

Generador de corriente de referencia

La corriente de referencia es una señal senoidal que representa la corriente de línea deseada. Esta formada por una amplitud y un vector

unitario que se obtienen separadamente. El vector unitario $u(t)$ se toma del voltaje de línea a través del transformador de potencial. La amplitud I^*_{sm} se toma de la salida del controlador PI. Para obtener la señal de referencia de corriente se multiplican estas dos señales teniendo como resultado una señal senoidal en fase con el voltaje de línea y con una amplitud determinada por la potencia real que las cargas consumen.

Para la multiplicación de estas dos señales se utilizó el circuito AD633JN de *Analog Devices*. Este circuito es un multiplicador de cuatro cuadrantes; es decir, respeta los signos de multiplicación. Se seleccionó este integrado por su facilidad de implementación y su bajo costo.

Obtención de error

Una vez habiendo obtenido la corriente de referencia, el error se calcula restando la corriente de referencia de la corriente de línea medida. La operación se realiza utilizando amplificadores operacionales. Se obtiene una señal de error positiva, y otra negativa al invertir la señal de error con otro operacional.

Banda de histéresis

La banda de histéresis se utiliza para obtener un error digitalizado de la señal de error en función del tiempo. Se realiza la comparación de la señal de error positiva con una banda de histéresis fijada en 60 mV. Cuando la señal de error excede la banda de histéresis se produce un pulso positivo con

duración igual al tiempo que se exceda la banda. Para la señal de error negativa se hace la misma comparación y se obtiene una señal de error digitalizada pero que representa la parte negativa. El resultado son dos señales digitales que van de 0 a 5 VDC.

Controlador de corriente

El controlador de corriente determina la forma de operar de los transistores de manera que inyecten la corriente adecuada para eliminar las armónicas. Viendo la Fig. 3.5 se puede analizar cómo el inversor controla el flujo de corriente hacia la línea de alimentación.

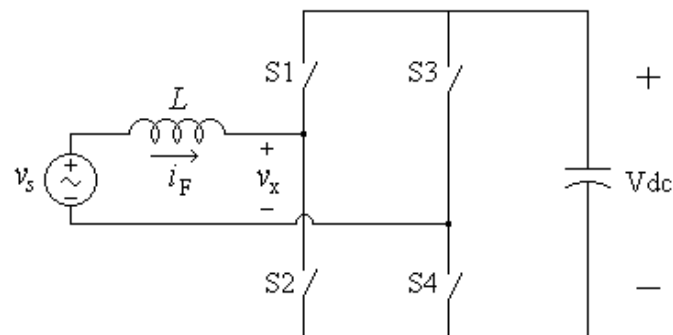


Fig. 3.5 Operación del filtro activo monofásico

En la figura anterior se observa que el inversor se alimenta del voltaje de línea v_s a través de una inductancia. La corriente del filtro i_F es la corriente que entra al inversor, el voltaje v_x es el voltaje a la salida del inversor y el voltaje V_{dc} es el voltaje que tiene el capacitor del bus de CD. El valor del voltaje del capacitor deberá ser mayor al voltaje pico del voltaje de

alimentación de tal forma que el inversor pueda inyectar corriente en cualquier momento.

Al cerrar S1 y S4 el voltaje v_x es igual al voltaje del capacitor V_{dc} . Si se cierran S2 y S3 el voltaje v_x es igual a $-V_{dc}$. Y al cerrar S1 y S3 ó S2 y S4 se tiene que v_x es igual a cero.

Durante el semiciclo positivo del voltaje de línea la corriente i_F que entra al inversor (o sale de la línea) será positiva cuando v_x sea igual a cero. En este mismo semiciclo puede hacerse que i_F sea negativa haciendo que el voltaje v_x sea igual a V_{dc} .

Cuando el voltaje v_s se encuentre en el semiciclo negativo la corriente i_F será negativa haciendo v_x igual a cero y para tener una corriente positiva se deberá hacer v_x igual a $-V_{dc}$.

De igual forma se puede continuar este análisis para los demás casos. El resultado se resume en la Tabla 3.1.

Control de corriente i_F		
	$V_s +$	$V_s -$
$I_F > 0$	$V_x = 0$	$V_x = -V_{dc}$
	S1 = 1, S3 = 1	S1 = 0, S3 = 1
$I_F = 0$	$V_x = V_{dc}$	$V_x = -V_{dc}$
	S1 = 1, S3 = 0	S1 = 0, S3 = 1
$I_F < 0$	$V_x = V_{dc}$	$V_x = 0$
	S1 = 1, S3 = 0	S1 = 0, S3 = 0

Tabla 3.1 Generación de disparos para el control de i_F

La tabla anterior indica la forma de operar los interruptores cuando se requiera una corriente i_F mayor, igual o menor a cero. Las columnas v_{s+} y v_{s-}

son los casos cuando el voltaje de línea sea positivo o negativo. También se indican los voltajes de v_x y el estado de los interruptores S1 al S4. La lógica de disparos se basa en la Tabla 3.1. Se fija una frecuencia máxima de disparos mediante un flip-flop para evitar conmutar los transistores a frecuencias mayores de 50 kHz.

Detector de fase

El detector de fase se requiere para determinar si el voltaje de línea se encuentra en el semiciclo positivo o en el negativo. La salida del detector de fase es una onda cuadrada de magnitud de 0 a 5 VDC con frecuencia y fase igual al del voltaje de línea. La Fig. 3.6 es el diagrama del detector de fase implementado.

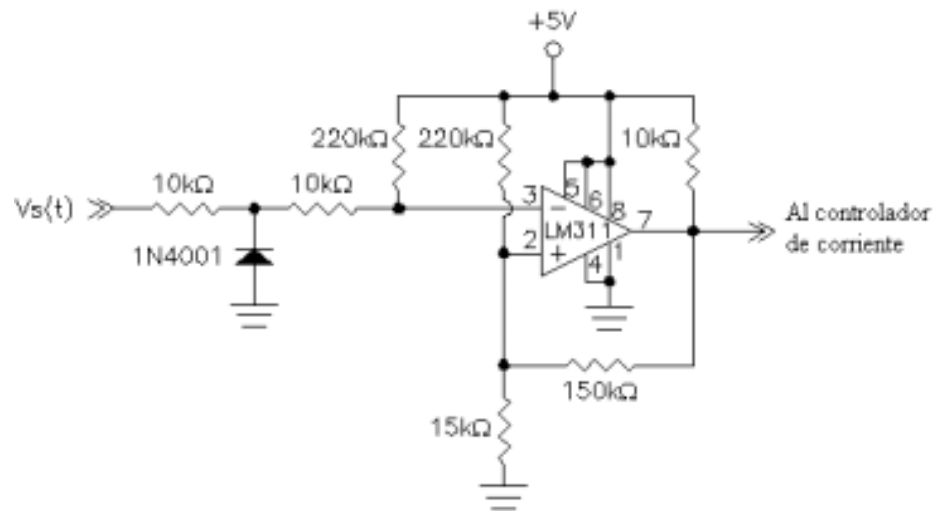


Fig. 3.6 Circuito detector de fase

El voltaje $V_s(t)$ es el que sale del transformador de potencial usado para obtener el vector unitario $u(t)$. El circuito integrado que se utilizó fue un

comparador LM311 alimentado con +5 VDC. La salida es una señal TTL que llega al controlador de corriente.

La figura 3.7 muestra un esquema general de la etapa de control del filtro activo.

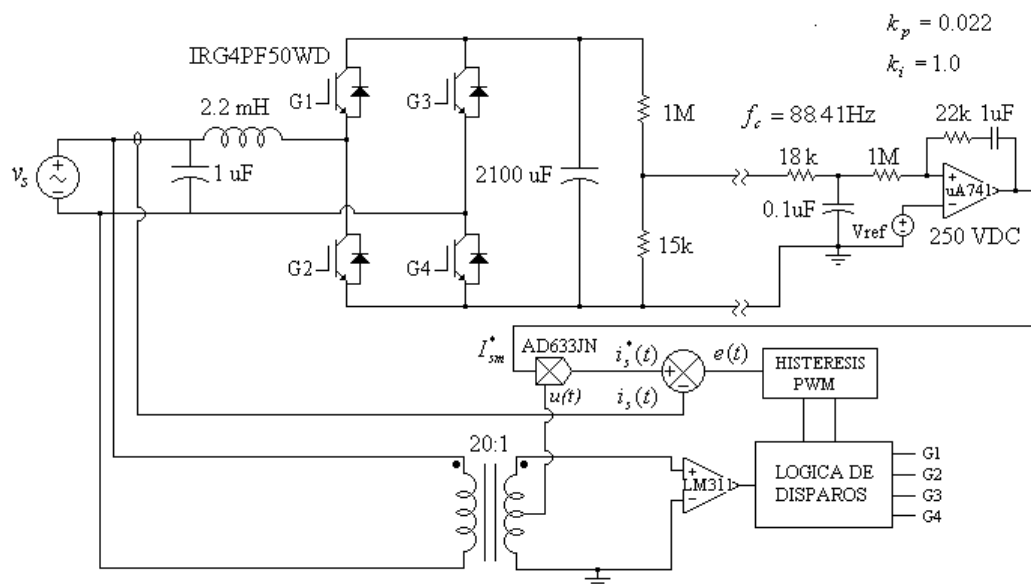


Fig. 3.7 Etapa de control del filtro activo

3.3 Diseño del experimento

En esta sección se describirán los circuitos que se utilizaron para probar el desempeño del filtro activo monofásico. Las pruebas se realizaron conectando dos tipos de carga no lineal. En la primer prueba se conectó un rectificador monofásico y en la segunda se utilizó un *dimmer*.

3.3.1 Pruebas con rectificador no controlado

Se seleccionó un rectificador no controlado para realizar la primer prueba por ser un generador de múltiples armónicas y tener un factor de potencia de desplazamiento unitario. Con esta carga se puede determinar el desempeño del filtro ante presencia de armónicas sin ocuparse por el momento de la potencia reactiva de desplazamiento. Además, la mayor parte de las cargas no lineales que se encuentran cotidianamente utilizan fuentes de poder que a la entrada tienen rectificadores no controlados. El diagrama del circuito de prueba implementado con el rectificador no controlado aparece en la Fig. 3.8.

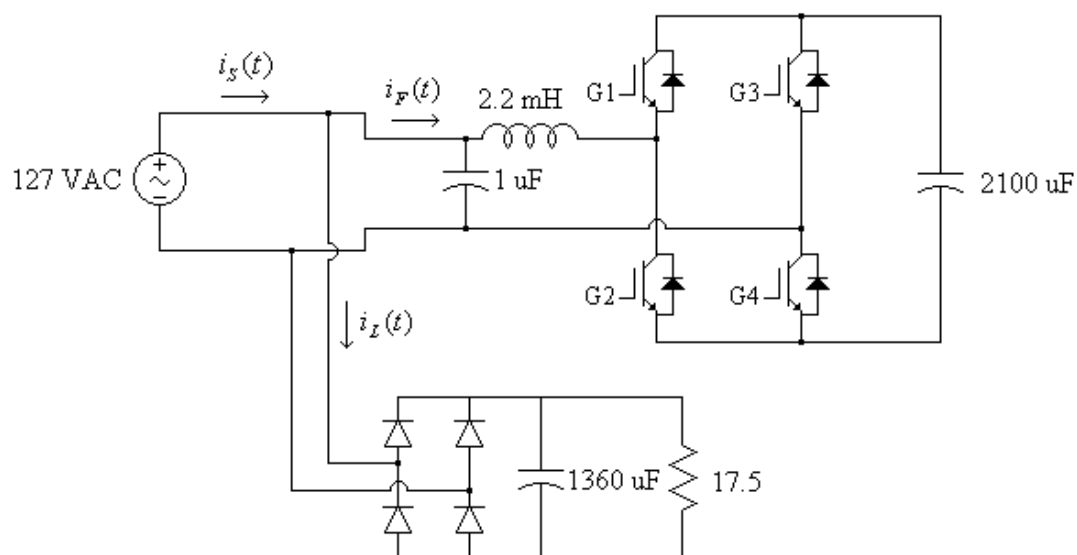


Fig. 3.8 Filtro activo con rectificador no controlado

El rectificador no controlado convierte el voltaje de alterna de 127 VAC de la línea de alimentación a voltaje de directa de 180 VDC. El puente rectificador utilizado tiene capacidad para manejar 20 A con un rango de

voltaje de 0 a 240 VAC. La capacitancia de 1360 μF se formó usando dos capacitores electrolíticos de 680 μF conectados en paralelo. El voltaje nominal de los capacitores es de 250 VDC. El valor de resistencia de 17.5 Ω proviene de un arreglo de dos conos resistivos de 1000 watts cada uno conectados en serie.

Las pruebas se realizaron a diferentes frecuencias máximas de conmutación. Se inició con una frecuencia de 10 kHz y se fue incrementando hasta llegar a una frecuencia de 48 kHz.

3.3.2 Pruebas con rectificador controlado (*dimmer*)

La segunda prueba se realizó utilizando un rectificador controlado (o *dimmer*). El rectificador controlado interrumpe la corriente que pasa por él proporcionando sólo una parte de ésta a la carga. La corriente rms puede variarse al recorrer el ángulo de disparo del rectificador. Este arreglo tiene la característica de generar corrientes armónicas y además proporcionar potencia reactiva de desplazamiento.

La Fig. 3.9 es el diagrama del circuito de prueba con el *dimmer*. El circuito del *dimmer* utiliza un potenciómetro que permite variar el ángulo de disparo. El dispositivo electrónico que interrumpe la corriente es un TRIAC de 200 VAC con capacidad de manejar 15 amperes.

La prueba con el filtro activo se hizo trabajando a una frecuencia máxima de conmutación de 48 kHz.

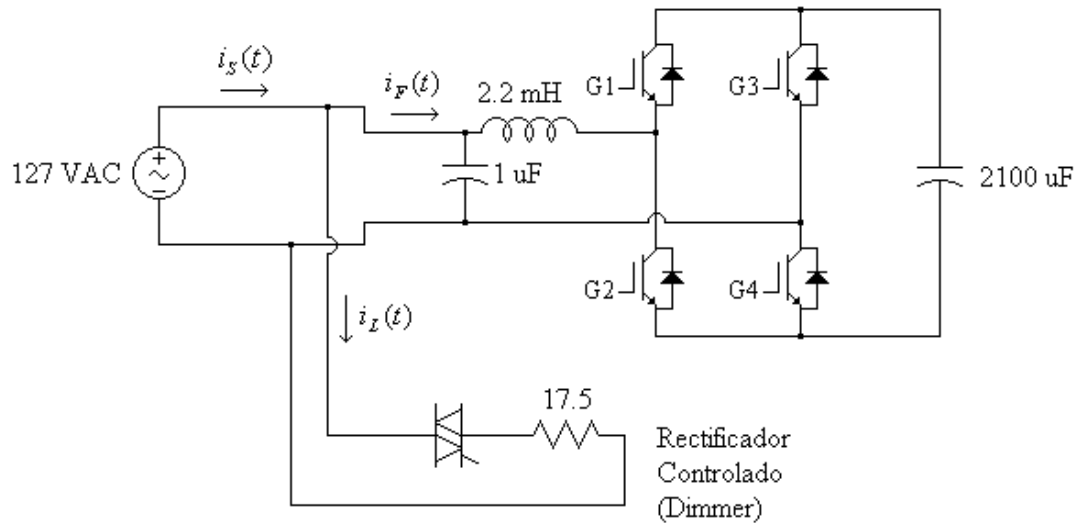


Fig. 3.9 Filtro activo con rectificador controlado (*Dimmer*)

La resistencia de 17.5Ω proviene del mismo arreglo de conos utilizado en la prueba del rectificador no controlado.

3.4 Descripción de los instrumentos de medición

En esta sección se describirán los instrumentos de medición y las variables eléctricas consideradas para evaluar el desempeño del filtro activo.

Medición de la distorsión armónica

La distorsión armónica, o factor de distorsión, se midió según la norma de la IEEE revisada en el diccionario de términos eléctricos y electrónicos [12]. Este estándar mide la distorsión armónica como porcentaje de la componente fundamental, tal como se indica en la ecuación 2.8. Este punto es importante aclarar ya que en otros estándares la distorsión armónica se mide como porcentaje del valor rms total de la función.

3.4.1 Pinzas de corriente

Las mediciones de corriente se realizaron utilizando pinzas marca Tektronix modelo A621. Este modelo tiene la capacidad de medir corriente alterna en el rango de 5 Hz hasta 50 kHz. La corriente máxima que soporta esta pinza es de 2000 A pico. La señal de salida puede ajustarse a 1mV/A, 10 mV/A y 100 mv/A. Para tener la mayor resolución todas las mediciones realizadas en este proyecto se hicieron con las pinzas ajustadas a 100 mV/A.

3.4.2 Aparatos de medición (Multímetro Fluke 87, Analizador PQ Fluke 43B y Tekscope THS720P)

Se emplearon diferentes aparatos de medición para registrar las variables eléctricas que describen el comportamiento del filtro activo.

Uno de estos aparatos fue un multímetro digital de la marca Fluke modelo 87. La función principal de este aparato durante la prueba fue monitorear el voltaje de CD del capacitor cuidando que se mantuviera dentro de los límites adecuados. El Fluke 87 también se usó para medir valores de voltaje en algunos puntos del circuito de control.

Para la evaluación del desempeño del filtro activo se requirió un analizador de calidad de energía marca Fluke 43B. Este analizador, además de medir voltaje y corriente, tiene la capacidad de obtener los factores de distorsión, las potencias real y reactiva, el factor de potencia y las formas de onda. Fue necesario configurar el equipo para que el THD lo desplegara como

porcentaje de la componente fundamental, de acuerdo con el estándar de la IEEE.

El osciloscopio digital de la marca Tektronix modelo THS720P se utilizó para capturar formas de onda de voltajes y corrientes.

Se tomaron formas de onda del voltaje de línea, de las corrientes del filtro, de la carga y de la corriente total. El tipo de muestreo que se usó en estas mediciones se configuró en el menú *Acquire* del instrumento y se seleccionó el modo *Sample*.

CAPÍTULO IV

RESULTADOS

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos en las dos pruebas realizadas al filtro activo descritas en la metodología. En la primera prueba se utilizó el rectificador no controlado. En esta prueba se varió la frecuencia máxima de conmutación desde 10 hasta 48 kHz. En la segunda prueba se utilizó un rectificador controlado (o *dimmer*) a una sola frecuencia máxima de 48 kHz.

Se muestran las gráficas del voltaje de línea; las corrientes de las cargas, del filtro activo y de la línea. Se presentan las corrientes armónicas impares en forma tabular así como los valores de distorsión de corriente.

Se registraron los valores de potencia real y potencia reactiva, los valores de corriente y los factores de potencia de desplazamiento y total. Se calculó la eficiencia del filtro activo en base a las potencias reales observadas.

4.1 Filtro activo con rectificador no controlado

La gráficas y tablas que aparecen en esta sección están referenciadas a la Fig. 3.8 del capítulo 3.

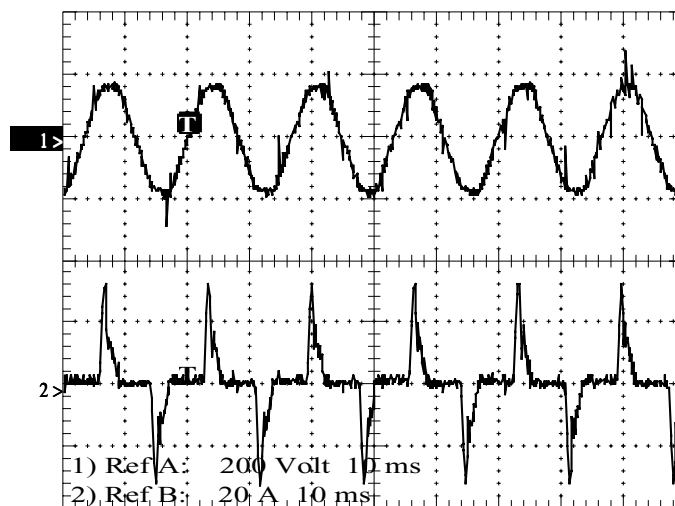


Fig. 4.1 Voltaje de línea y corriente del rectificador (V_s , I_L)

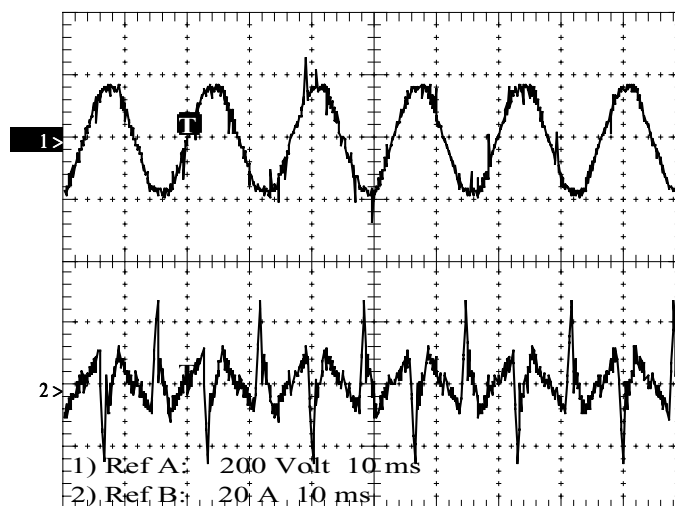


Fig. 4.2 Voltaje de línea y corriente del filtro activo (V_s , I_F) con rectificador a

$$f_{\text{máx}} = 48 \text{ kHz}$$

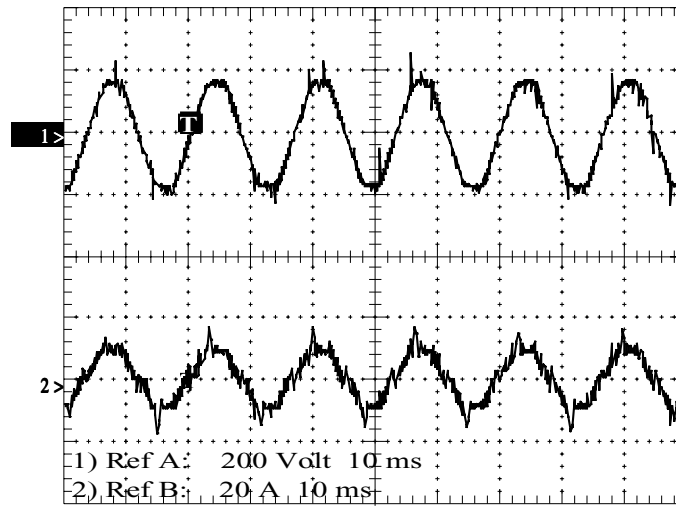


Fig. 4.3 Voltaje y corriente de línea (V_s , I_s) con rectificador a $f_{\text{máx}} = 48$ kHz

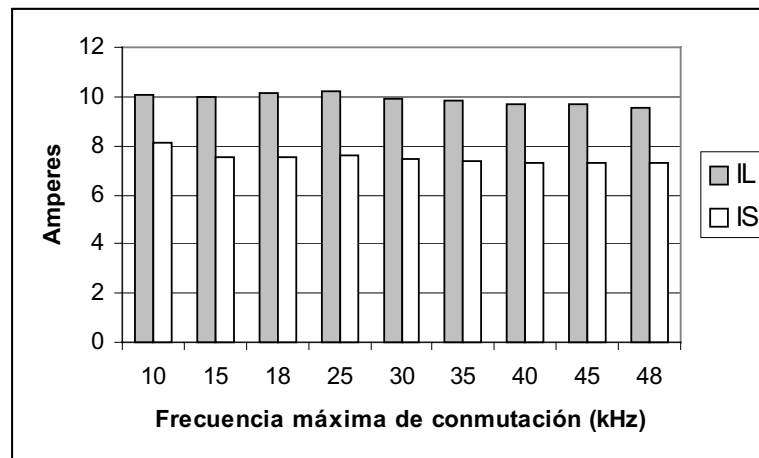


Fig. 4.4 Gráfica de corrientes del rectificador y de la línea a distintas frecuencias de conmutación

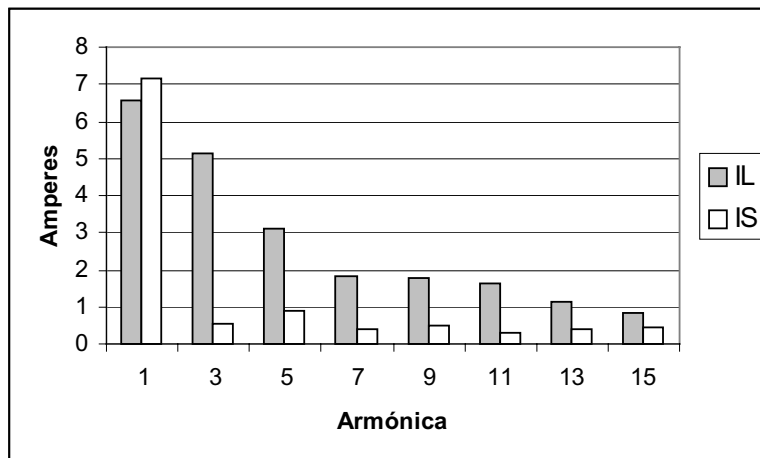


Fig. 4.5 Corrientes armónicas del rectificador y de la línea a $f_{\text{máx}} = 48$ kHz

h	IL	IS @ $f_{\text{máx}}$ (kHz)									
		10	15	18	25	30	35	40	45	48	
1	6.583	7.350	7.141	7.159	7.274	7.197	7.110	7.146	7.148	7.146	
3	5.133	1.733	1.011	0.958	0.944	0.762	0.757	0.719	0.597	0.548	
5	3.090	1.928	1.325	1.250	1.179	1.129	1.069	0.958	0.902	0.875	
7	1.844	0.235	0.337	0.395	0.598	0.548	0.512	0.468	0.376	0.379	
9	1.800	1.166	0.833	0.833	0.878	0.724	0.708	0.608	0.492	0.501	
11	1.614	0.665	0.488	0.532	0.567	0.425	0.347	0.263	0.252	0.303	
13	1.153	0.669	0.572	0.594	0.590	0.465	0.472	0.472	0.408	0.399	
15	0.816	0.975	0.652	0.718	0.634	0.559	0.539	0.477	0.390	0.428	
17	0.607	0.120	0.062	0.102	0.173	0.111	0.129	0.138	0.116	0.100	
19	0.408	0.603	0.466	0.461	0.426	0.432	0.390	0.341	0.310	0.330	
21	0.199	0.253	0.239	0.208	0.155	0.194	0.214	0.214	0.192	0.196	
23	0.133	0.235	0.208	0.213	0.160	0.167	0.122	0.098	0.089	0.116	
25	0.191	0.222	0.248	0.133	0.075	0.216	0.178	0.154	0.138	0.158	
27	0.244	0.355	0.155	0.111	0.146	0.078	0.038	0.049	0.036	0.038	
29	0.297	0.297	0.142	0.071	0.080	0.114	0.080	0.096	0.109	0.087	
31	0.293	0.191	0.049	0.102	0.080	0.042	0.058	0.038	0.042	0.031	
33	0.244	0.213	0.106	0.115	0.080	0.071	0.091	0.073	0.060	0.049	
A rms	9.57	8.130	7.51	7.50	7.60	7.46	7.37	7.34	7.31	7.31	

Tabla 4.1 Corrientes armónicas del rectificador y de la línea a diferentes frecuencias máximas de conmutación

h	IL	IS @ f _{máx} (kHz)								
		10	15	18	25	30	35	40	45	48
1	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0	100.0
3	77.97	23.58	14.15	13.37	12.98	10.58	10.65	10.06	8.35	7.67
5	46.94	26.24	18.56	17.46	16.21	15.69	15.03	13.40	12.62	12.25
7	28.01	3.20	4.72	5.51	8.23	7.61	7.20	6.54	5.26	5.30
9	27.34	15.86	11.67	11.64	12.07	10.06	9.96	8.51	6.88	7.01
11	24.51	9.05	6.83	7.43	7.80	5.91	4.89	3.68	3.52	4.24
13	17.51	9.11	8.01	8.30	8.11	6.47	6.64	6.61	5.70	5.58
15	12.39	13.27	9.12	10.03	8.71	7.77	7.58	6.67	5.45	5.98
17	9.23	1.63	0.87	1.42	2.38	1.55	1.82	1.93	1.62	1.40
19	6.19	8.20	6.52	6.44	5.85	6.00	5.48	4.77	4.33	4.61
21	3.03	3.44	3.35	2.91	2.13	2.69	3.01	2.99	2.68	2.74
23	2.02	3.20	2.92	2.97	2.19	2.32	1.72	1.37	1.25	1.62
25	2.90	3.02	3.48	1.86	1.04	3.00	2.51	2.15	1.93	2.21
27	3.70	4.82	2.17	1.55	2.01	1.08	0.53	0.69	0.50	0.53
29	4.51	4.04	1.99	0.99	1.10	1.58	1.13	1.34	1.53	1.22
31	4.44	2.59	0.68	1.42	1.10	0.59	0.81	0.53	0.59	0.44
33	3.70	2.89	1.49	1.61	1.10	0.99	1.28	1.03	0.84	0.69
THD (%f)	105.60	47.1	32.6	31.4	30.3	27.2	26.4	23.8	20.7	20.6

Tabla 4.2 Distorsión de corriente del rectificador y de la línea a diferentes frecuencias máximas de conmutación

Corriente (A rms)	f _{máx} (kHz)								
	10	15	18	25	30	35	40	45	48
IL	9.88	9.79	9.96	10.1	9.79	9.69	9.63	9.62	9.57
IF	7.27	6.95	7.28	7.47	7.12	6.95	6.83	6.98	6.95
IS	8.13	7.51	7.50	7.60	7.46	7.37	7.34	7.31	7.31

Tabla 4.3 Corrientes del rectificador, del filtro y de línea a diferentes frecuencias máximas de conmutación

Pot. Real (kW)	f _{máx} (kHz)								
	10	15	18	25	30	35	40	45	48
PL	0.83	0.8	0.8	0.8	0.78	0.78	0.79	0.79	0.77
PF	0.07	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.07	0.08
PS	0.95	0.89	0.91	0.92	0.9	0.88	0.89	0.88	0.88
Eficien	87.37%	89.89%	87.91%	86.96%	86.67%	88.64%	88.76%	89.77%	87.50%

Tabla 4.4 Potencia real y eficiencia del filtro con rectificador a diferentes frecuencias máximas de conmutación

Pot. React. (kVAr)	f _{máx} (kHz)								
	10	15	18	25	30	35	40	45	48
QL	0.99	0.97	1	1.03	0.96	0.95	0.92	0.92	0.91
QF	1.02	0.92	0.96	0.98	0.92	0.91	0.87	0.88	0.88
QS	0.56	0.39	0.38	0.36	0.31	0.3	0.28	0.26	0.26

Tabla 4.5 Potencia reactiva con rectificador a diferentes frecuencias máximas de conmutación

Fact. Pot.	f _{máx} (kHz)								
	10	15	18	25	30	35	40	45	48
FP-DESP-L	0.98	0.96	0.96	0.96	0.96	0.97	0.97	0.97	0.97
FP-TOT-L	0.64	0.63	0.63	0.61	0.63	0.64	0.65	0.65	0.65
FP-DESP-S	1	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99	0.99
FP-TOT-S	0.86	0.92	0.92	0.93	0.95	0.95	0.95	0.96	0.96

Tabla 4.6 Factor de potencia con rectificador a diferentes frecuencias máximas de conmutación

4.2 Filtro activo con rectificador controlado (*Dimmer*)

La gráficas y tablas que aparecen en esta sección están referenciadas a la Fig. 3.9 del capítulo 3.

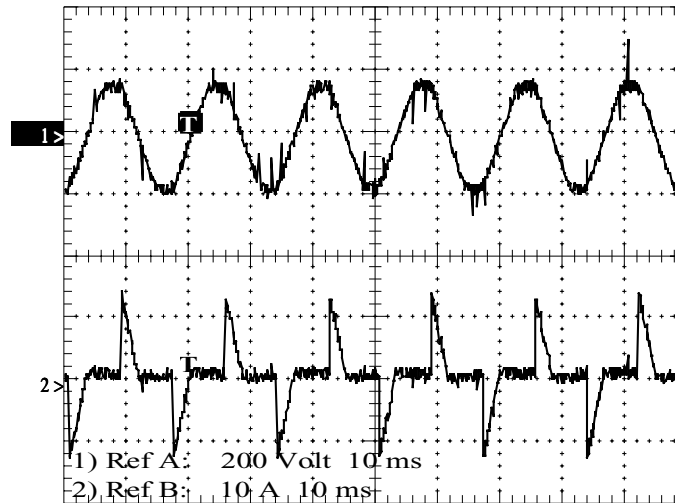


Fig. 4.6 Voltaje de línea y corriente del *dimmer* (V_S , I_L) a $f_{\text{máx}} = 48$ kHz

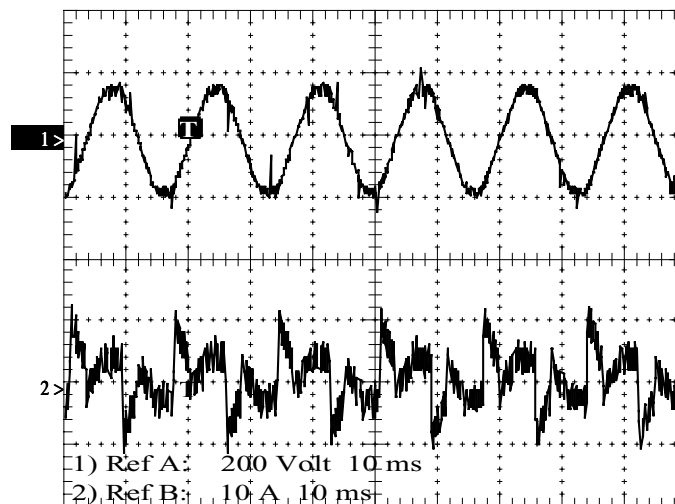


Fig. 4.7 Voltaje de línea y corriente del filtro activo (V_S , I_F) con *dimmer* a $f_{\text{máx}} =$
48 kHz

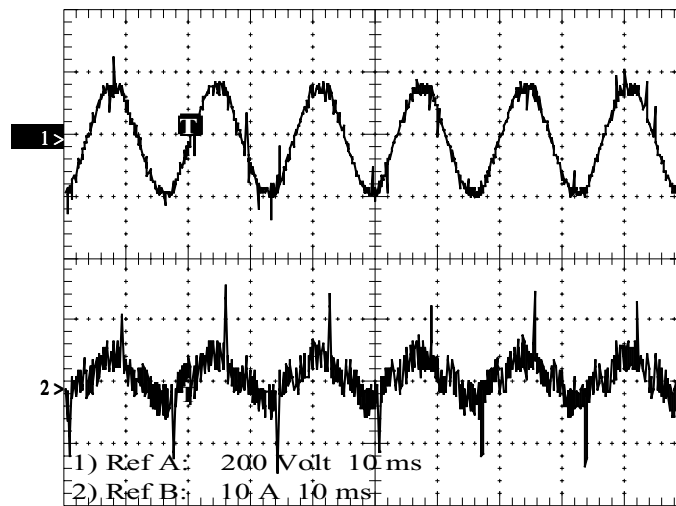


Fig. 4.8 Voltaje y corriente de línea (V_s , I_s) con *dimmer* a $f_{\text{máx}} = 48$ kHz

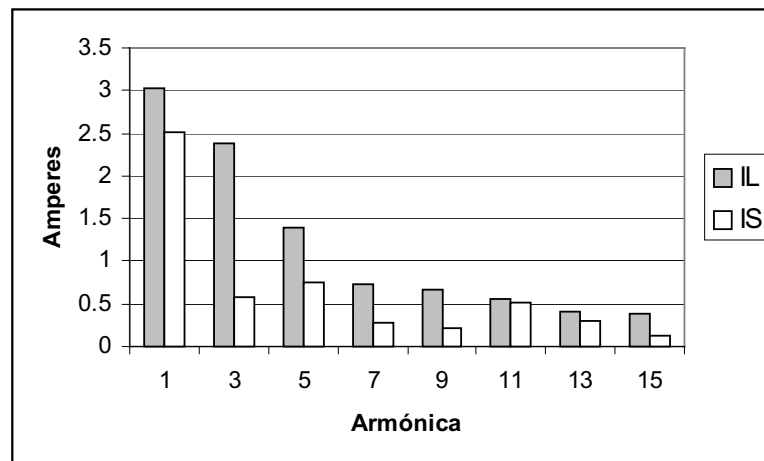


Fig. 4.9 Corrientes armónicas del *dimmer* y de la línea a $f_{\text{máx}} = 48$ kHz

h	IL	IS
1	3.028	2.510
3	2.394	0.588
5	1.390	0.757
7	0.739	0.278
9	0.664	0.207
11	0.561	0.514
13	0.403	0.307
15	0.383	0.127
17	0.341	0.405
19	0.285	0.310
21	0.276	0.163
23	0.252	0.359
25	0.207	0.292
27	0.209	0.145
29	0.187	0.305
31	0.169	0.245
33	0.163	0.122
A rms	4.37	2.95

Tabla 4.7 Corrientes armónicas del *dimmer* y de la línea a $f_{\text{máx}} = 48$ kHz

h	IL	IS
1	100.0	100.0
3	79.05	23.43
5	45.88	30.17
7	24.41	11.09
9	21.91	8.25
11	18.53	20.50
13	13.31	12.24
15	12.65	5.06
17	11.25	16.15
19	9.41	12.33
21	9.12	6.48
23	8.31	14.29
25	6.84	11.62
27	6.91	5.77
29	6.18	12.16
31	5.59	9.76
33	5.37	4.88
THD (%f)	104.00	61.5

Tabla 4.8 Distorsión de corriente del *dimmer* y de la línea a $f_{\text{máx}} = 48$ kHz

	L (carga)	F (filtro)	S (línea)
I (A rms)	4.37	4.06	2.95
P (kW)	0.28	0.03	0.31
Q (kVAr)	0.48	0.53	0.25
FP-DESP	0.73	0.15	1
FP-TOT	0.51	0.06	0.79

Eficien.	90.32%
-----------------	--------

Tabla 4.9 Corrientes, potencias y eficiencia del filtro activo con el *dimmer* como carga

CAPÍTULO V

DISCUSIÓN

En este capítulo se discuten los resultados obtenidos en las pruebas realizadas con el filtro activo. En la primer parte se interpretan las gráficas de voltaje y corriente, las corrientes armónicas y los factores de distorsión armónica total. Posteriormente se analizan las mediciones de potencia real y reactiva que toman las cargas. Se comparan las potencias antes y después de la compensación. Se observa además la eficiencia del filtro a distintas frecuencias utilizando el rectificador no controlado como carga y a una sola frecuencia con el *dimmer*.

En base al análisis de los resultados obtenidos se establecen las conclusiones de esta tesis que van a apoyar o a refutar la hipótesis planteada. Finalmente, se hacen recomendaciones para trabajos futuros destacando aquellos puntos que quedan fuera del alcance de esta investigación.

5.1 Interpretación de los resultados

5.1.1 Rectificador no controlado

La forma de onda de corriente que toma el rectificador no controlado (ver Fig. 4.1) se encuentra en fase con el voltaje de línea. Esto quiere decir que su factor de potencia de desplazamiento es unitario; sin embargo, la corriente que toma está distorsionada.

El filtro realiza la función de compensar las corrientes armónicas que toma el rectificador. La corriente no lineal que demanda la carga ahora es proporcionada por el filtro activo, en lugar de ser suministrarla la línea de alimentación. Con esto se disminuye la distorsión en la corriente de línea.

A medida que se aumenta la frecuencia máxima de conmutación del filtro la distorsión armónica de la corriente de línea disminuye. Las tablas 4.1 y 4.2 presentan los espectros armónicos de la corriente de carga y de línea a distintas frecuencias. Dado que la forma de onda presenta simetría con el eje del tiempo los valores de las armónicas pares se han omitido por ser de valor despreciable.

La tabla 4.1 presenta los datos en valores de corriente rms para cada armónica. El valor de la corriente fundamental de la carga ($I_{L,1}$) es de 6.583 A. La componente fundamental de la corriente de línea se incrementa debido a las pérdidas en el filtro activo. La tabla 4.1 muestra la compensación de corrientes armónicas a distintos valores de frecuencia máxima de conmutación.

La tabla 4.2 presenta los valores de las corrientes como porcentaje de la componente fundamental. Se registran los valores de THD para cada frecuencia máxima. El valor de THD para la corriente del rectificador es de 105.6%. A medida que la frecuencia de conmutación aumenta el valor de distorsión de la corriente de línea disminuye. Se obtuvo un valor del 20.6 % de THD para una frecuencia de 48 kHz. La forma de onda se muestra en la Fig. 4.3.

La tabla 4.3 contiene los valores rms de las corrientes de la carga, del filtro y de la corriente de línea a diferentes frecuencias. Se observa que la corriente de línea es menor que la corriente de la carga. Esto se debe al efecto de compensación del filtro activo. La corriente que toma el filtro activo es igual a las corrientes armónicas que produce el rectificador no controlado más las pérdidas. Se observa que a medida que aumenta la frecuencia la corriente de línea disminuye.

Los valores de potencia real se registran en la tabla 4.4. Aquí se puede ver que la potencia real que consume la carga es de 0.8 kW. La potencia que consume el filtro activo se encuentra en el orden de 0.08 kW dando como resultado una potencia en la línea de 0.88 a 0.9 kW. Con esta carga la eficiencia del filtro activo se encuentra entre 87 y 89 por ciento. No se puede determinar un patrón de comportamiento en la eficiencia del filtro a medida que se aumenta la frecuencia de conmutación.

La potencia reactiva se ha registrado en la tabla 4.5. La potencia reactiva que toma el rectificador no controlado se encuentra entre 0.91 y 1.03 kVAr.

Se observa que la potencia reactiva de la línea disminuye a medida que se aumenta la frecuencia. La potencia reactiva del filtro activo también disminuye.

Los factores de potencia de la carga y de la línea aparecen en la tabla 4.6. El factor de potencia de desplazamiento del rectificador no controlado se encuentra alrededor de 1. Esto es debido a que la componente fundamental de la corriente se encuentra en fase con el voltaje de línea. El factor de potencia total de la carga se ve afectado por la presencia de armónicas. El factor de potencia total de la línea aumenta de 0.65 a 0.96 cuando el filtro activo se encuentra funcionando a 48 kHz.

5.1.2 Rectificado controlado (*dimmer*)

El rectificador controlado o *dimmer* es una carga no lineal que además de producir distorsión en la corriente produce factor de potencia de desplazamiento. La Fig. 4.6 muestra la gráfica de la corriente del *dimmer*.

La operación del filtro activo para esta prueba se realizó a una frecuencia máxima de conmutación de 48 kHz. La forma de onda de la corriente que toma el filtro aparece en la Fig. 4.7. En esta prueba el filtro debe compensar la potencia reactiva que producen las armónicas y también la potencia reactiva de desplazamiento.

En la Fig. 4.8 aparece la corriente de línea compensada. En esta gráfica la componente fundamental de la corriente se encuentra en fase con el voltaje de línea dando lugar a un factor de potencia de desplazamiento

unitario. La distorsión de la corriente también se ve disminuida debido al efecto del filtro activo.

La tabla 4.7 resume el valor de las corrientes armónicas y la corriente rms total del *dimmer* y de la línea. La componente fundamental se reduce de 3 a 2.5 A debido a la compensación de la potencia reactiva de desplazamiento. Las demás armónicas también disminuyen exceptuando algunas armónicas por arriba de la 15.

La tabla 4.8 muestra los valores de las armónicas en porcentaje de la componente fundamental y los valores de THD de la corriente del *dimmer* y de la línea. Las armónicas que se ven más afectadas son la 3 y la 5. La armónica 3 se reduce de un 79 a un 23 % mientras que la armónica 5 disminuye de un 46 a un 30 %. El THD que toma el *dimmer* de 104% se baja hasta un 61 % en la corriente de línea.

La tabla 4.9 despliega los valores de corriente, potencia real y reactiva, factores de potencia y eficiencia del filtro activo. La corriente de la carga siendo de 4.37 A disminuye en la línea al ser de 2.95 A. La potencia que consume el *dimmer* es de 0.28 kW. El filtro toma 0.03 kW y la línea 0.31 kW. La eficiencia del filtro activo en esta prueba resultó de 90.32%. La potencia reactiva del *dimmer* de 0.48 kVAr se disminuyó a 0.25 kVAr que es la que toma la línea. El factor de potencia de desplazamiento se llevó del 0.73 en el *dimmer* a 1 en la línea. El factor de potencia total subió de 0.51 a 0.79.

5.2 Conclusiones

De acuerdo con los resultados obtenidos en las dos pruebas se concluye que el filtro activo implementado puede compensar potencia reactiva de distorsión y de desplazamiento. Los resultados comprueban la hipótesis enunciada en este trabajo.

La carga que demanda mayor esfuerzo por parte del filtro activo fue el *dimmer*. Con esta carga el filtro activo debe compensar corrientes armónicas y potencia reactiva de desplazamiento al mismo tiempo. Esto da como resultado un deterioro en el THD de la línea al tener que corregir el factor de potencia de desplazamiento.

La eficiencia del filtro activo del 90 % puede aumentarse si se cambia el reactor de 2.2 mH por uno de mayor eficiencia. Es necesario que el reactor esté diseñado para conducir corrientes armónicas de la 3 en adelante.

A medida que se aumenta la frecuencia máxima de conmutación se observa un mejoramiento en el THD de la línea. El mejor desempeño del filtro se obtuvo a una frecuencia de 48 kHz. No fue posible aumentar más esta frecuencia debido al diseño del *snubber*.

La emisión electromagnética provocada por la conmutación de los transistores afecta el funcionamiento del circuito de control. Se trató en lo posible de disminuir la emisión electromagnética reduciendo las inductancias parásitas en el bus del inversor; sin embargo, es necesario diseñar un circuito de control más robusto ante este tipo de perturbaciones.

5.3 Recomendaciones

Se establecen las siguientes recomendaciones para trabajos futuros:

1. Simular el sistema completo para determinar las diferencias entre lo implementado y lo simulado.
2. Realizar pruebas dinámicas al filtro activo para determinar su respuesta a los cambios de carga.
3. Reducir la emisión electromagnética.
4. Cambiar el filtro de corriente por un reactor de mayor eficiencia que maneje corrientes armónicas con bajas pérdidas.
5. Mejorar el filtrado del voltaje de línea.
6. Agregar protección de sobrevoltaje en el capacitor del bus de CD.
7. Establecer los límites de carga mínima y máxima con los que puede funcionar el filtro activo.
8. Hacer pruebas con un sistema híbrido para compensar únicamente corrientes armónicas mediante el filtro activo y potencia reactiva de desplazamiento con un filtro pasivo.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Dugan, R. C., McGranaghan, M.F. & Beaty, H.W. (1996). Electrical power systems quality. New York: McGraw-Hill.
- [2] Grady, W. M., Samotyj, M.J. & Noyola, A. H. (1990). Survey of active power line conditioning methodologies. IEEE Transactions on Power Delivery, 5(3), 1536-1542.
- [3] Stremmler F. G. (1993). Introducción a los Sistemas de Comunicación. (2a. ed.). Editorial: Addison-Wesley Iberoamericana, 29-43.
- [4] Lin, B. R., & Hou, Y. L. (2001). Simplified control method for single-phase multilevel active rectifier with current harmonic filtering characteristics. IEE Proceedings Electr. Power Appl., 148(1), 85-96.
- [5] Zhang, Y., Sobhani, S. & Chokhawala R. Snubber considerations for IGBT applications. International Rectifier Corporation.
- [6] Singh, B., Al-Haddad, K. & Chandra, A. (1998). A universal active power filter for single-phase reactive power and harmonic compensation. IEEE Conference on Power Quality '98. 81-87.
- [7] Ambarian, C. & Chao, C. WARP speed IGBTs – Fast enough to replace power MOSFETs in switching power supplies at over 100 kHz. International Rectifier Corporation.
- [8] Allocco, J. Laminated bus bar for power system interconnects. Eldre Corporation.
- [9] Caponet, M., Profumo, F., De Doncker, R. & Tenconi, A. (2002). Low stray inductance bus bar design and construction for good EMC performance in power electronic circuits. IEEE Transactions on Power Electronics, 17(2), 225-231.
- [10] Qiao, C., Smedley K. & Maddaleno F. (2001). A comprehensive analysis and design of a single phase active power filter with unified constant-frequency integration control. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 3, 1619 –1625.
- [11] Torrey, D. & Al-Zamel, A. (1995). Single-phase active power filters for multiple nonlinear loads. IEEE Transactions on Power Electronics, 10(3), 263-272.

APÉNDICE A

DIAGRAMAS ELÉCRICOS DEL FILTRO ACTIVO

APÉNDICE B

HOJAS DE DATOS DEL IRG4PF50WD

IRG4PF50WD

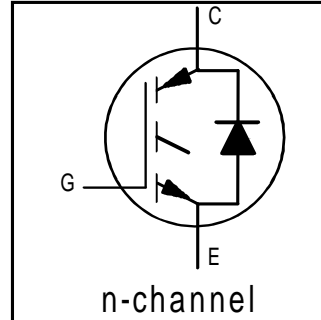
INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE

Features

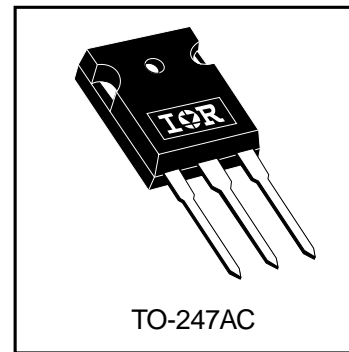
- Optimized for use in Welding and Switch-Mode Power Supply applications
- Industry benchmark switching losses improve efficiency of all power supply topologies
- 50% reduction of Eoff parameter
- Low IGBT conduction losses
- Latest technology IGBT design offers tighter parameter distribution coupled with exceptional reliability
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-247AC package

Benefits

- Lower switching losses allow more cost-effective operation and hence efficient replacement of larger-die MOSFETs up to 100kHz
- HEXFRED™ diodes optimized for performance with IGBTs. Minimized recovery characteristics reduce noise, EMI and switching losses



$V_{CES} = 900V$
$V_{CE(on)} \text{ typ.} = 2.25V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 28A$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	900	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	51	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	28	
I_{CM}	Pulsed Collector Current ①	204	
I_{LM}	Clamped Inductive Load Current ②	204	
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Diode Continuous Forward Current	16	
I_{FM}	Diode Maximum Forward Current	204	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	V
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	200	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	78	
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to + 150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - IGBT	—	—	0.64	°C/W
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case - Diode	—	—	0.83	
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	—	—	40	
W_t	Weight	—	6 (0.21)	—	g (oz)

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ^③	900	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	—	0.295	—	V/°C	$V_{GE} = 0V, I_C = 3.5mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	—	2.25	2.7	V	$I_C = 28A$ $I_C = 60A$ $I_C = 28A, T_J = 150^\circ\text{C}$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 2, 5
		—	2.74	—		
		—	2.12	—		
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-13	—	mV/°C	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
g_{fe}	Forward Transconductance ^④	26	39	—	S	$V_{CE} = 50V, I_C = 28A$
I_{CES}	Zero Gate Voltage Collector Current	—	—	500	μA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 900V$
		—	—	2.0		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V, T_J = 25^\circ\text{C}$
		—	—	6.5	mA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 900V, T_J = 150^\circ\text{C}$
V_{FM}	Diode Forward Voltage Drop	—	2.5	3.5	V	$I_C = 16A$ See Fig. 13
		—	2.1	3.0		$I_C = 16A, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	± 100	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	160	240	nC	$I_C = 28A$ $V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 8
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	19	29		
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	53	80		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	71	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 28A, V_{CC} = 720V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery. See Fig. 9, 10, 18
t_r	Rise Time	—	50	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	150	220		
t_f	Fall Time	—	110	170		
E_{on}	Turn-On Switching Loss	—	2.63	—	mJ	$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 11, 18 $I_C = 28A, V_{CC} = 720V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.
E_{off}	Turn-Off Switching Loss	—	1.34	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	3.97	5.3		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	69	—	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 11, 18 $I_C = 28A, V_{CC} = 720V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery.
t_r	Rise Time	—	52	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	270	—		
t_f	Fall Time	—	190	—		
E_{ts}	Total Switching Loss	—	6.0	—	mJ	
L_E	Internal Emitter Inductance	—	13	—	nH	Measured 5mm from package
C_{ies}	Input Capacitance	—	3300	—	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7
C_{oes}	Output Capacitance	—	200	—		
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	45	—		
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	—	90	135	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 14 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 14
		—	164	245		
I_{rr}	Diode Peak Reverse Recovery Current	—	5.8	10	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 15
		—	8.3	15		
Q_{rr}	Diode Reverse Recovery Charge	—	260	675	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 16 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 16
		—	680	1838		
$di_{(rec)M}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	—	120	—	A/ μs	$T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 17 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 17
		—	76	—		

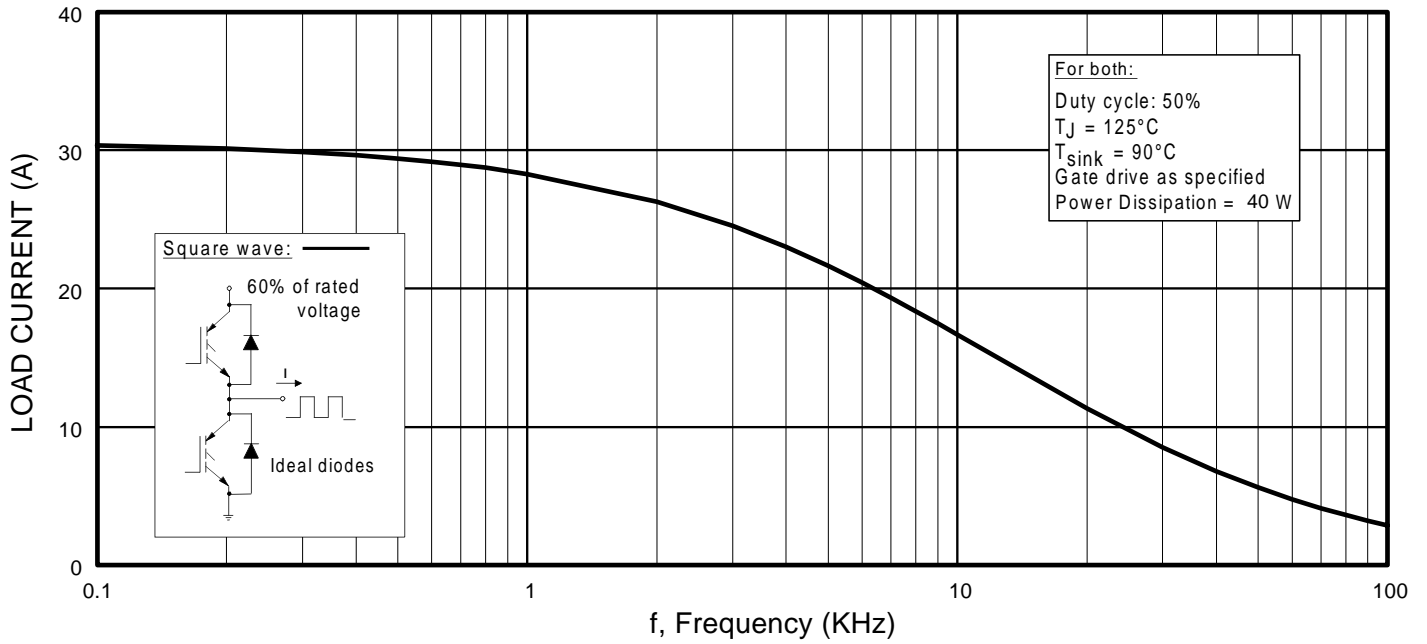


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
 (Load Current = I_{RMS} of fundamental)

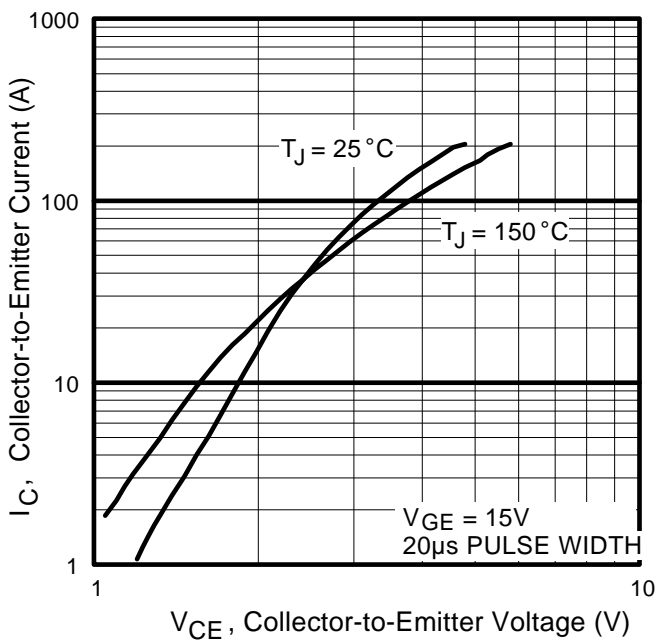


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

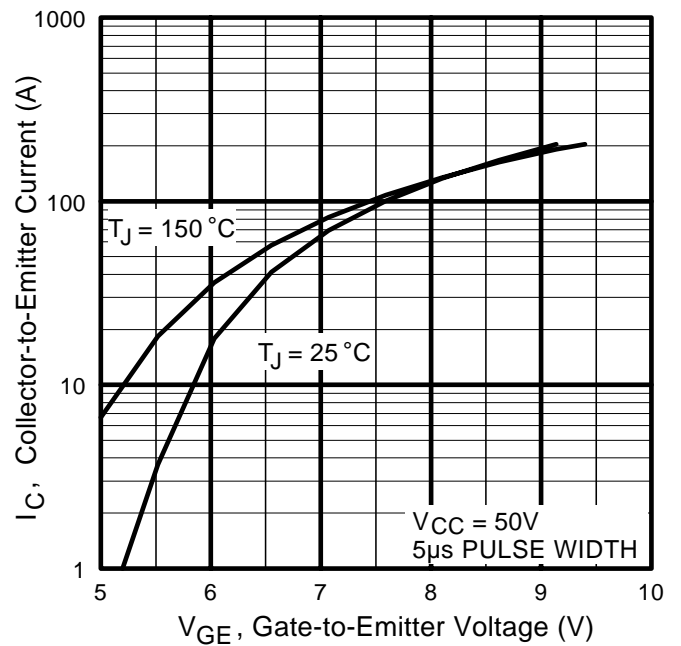


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

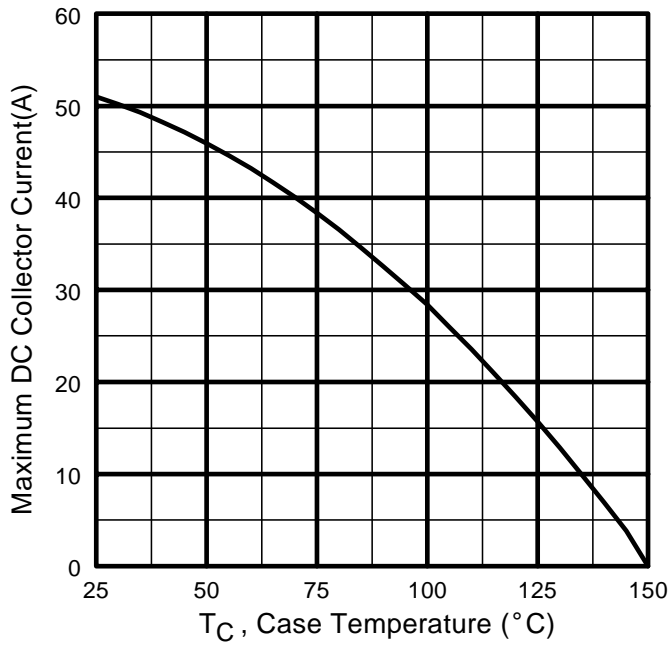


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

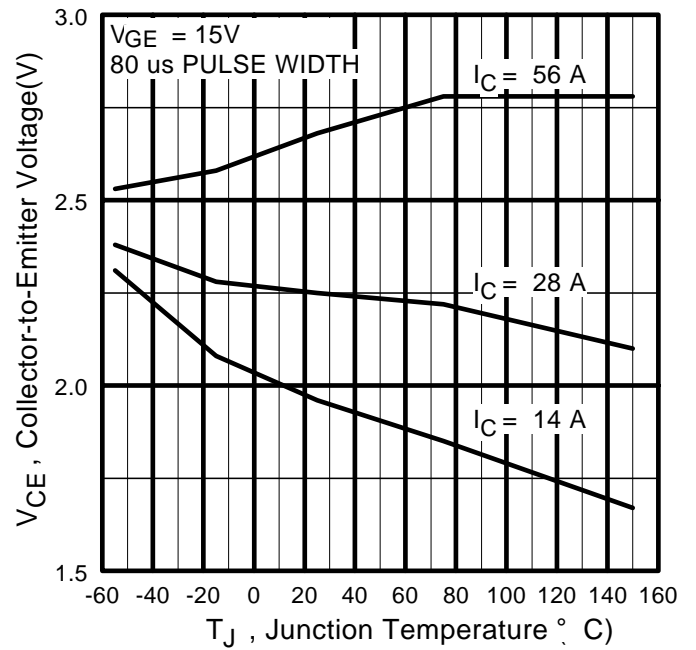


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

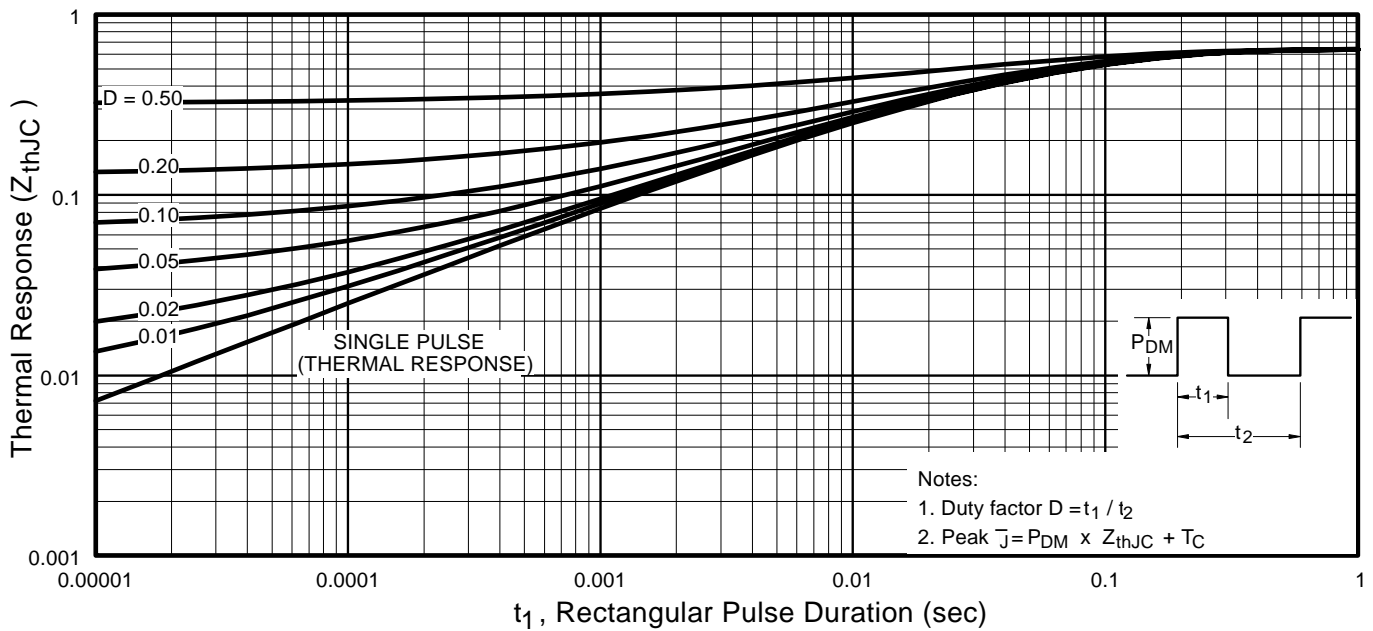


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

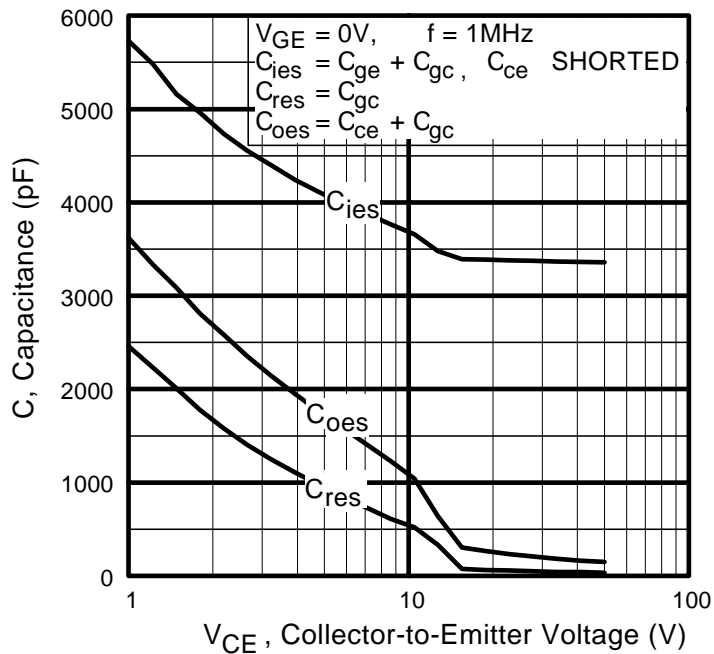


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

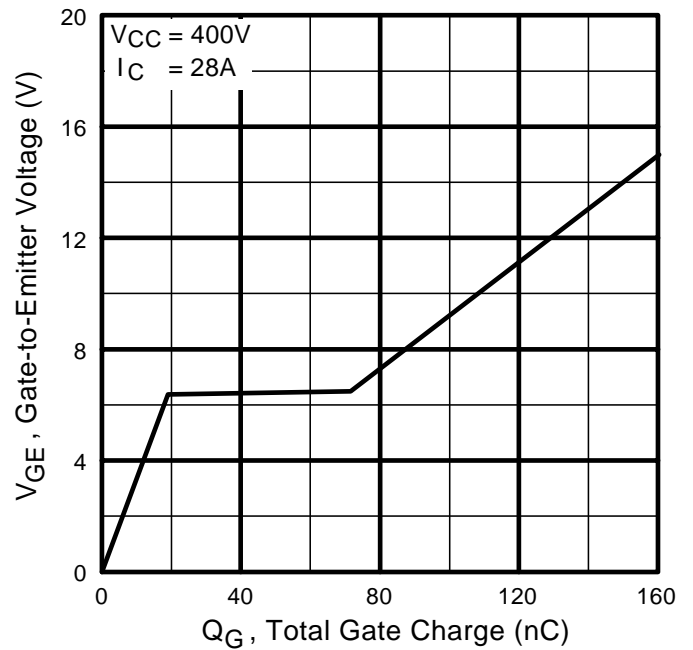


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

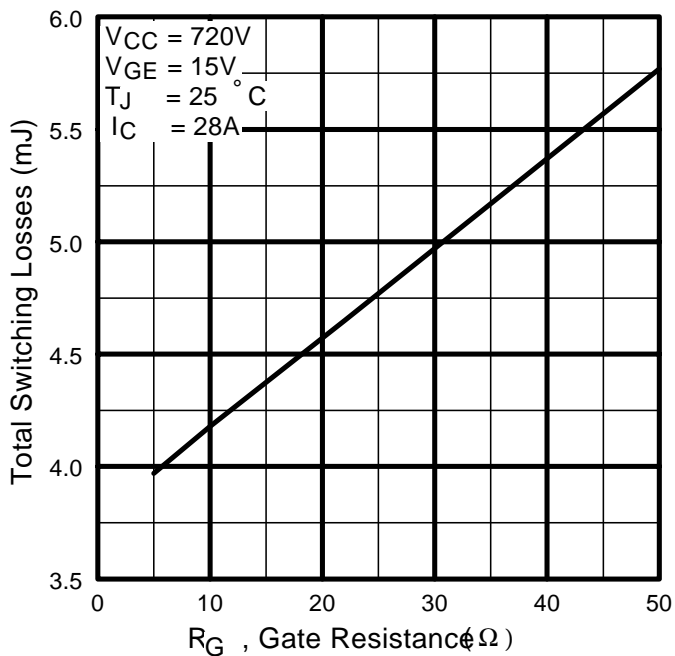


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

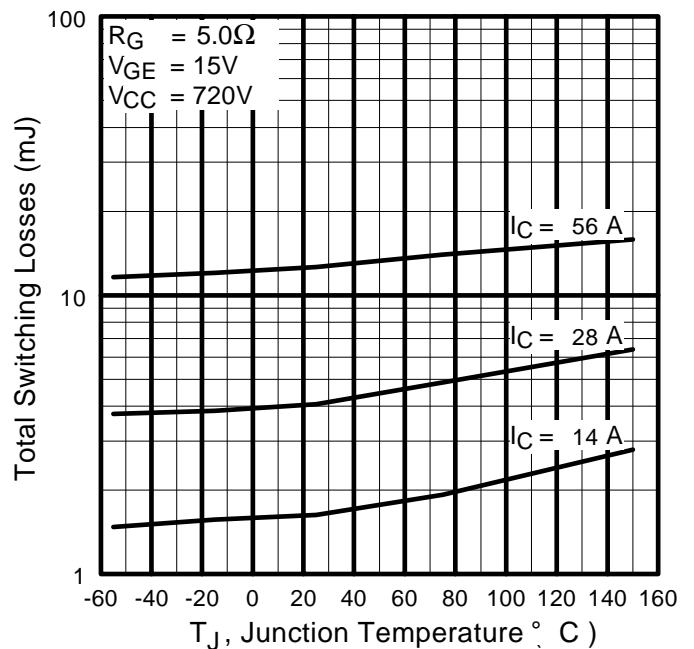


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

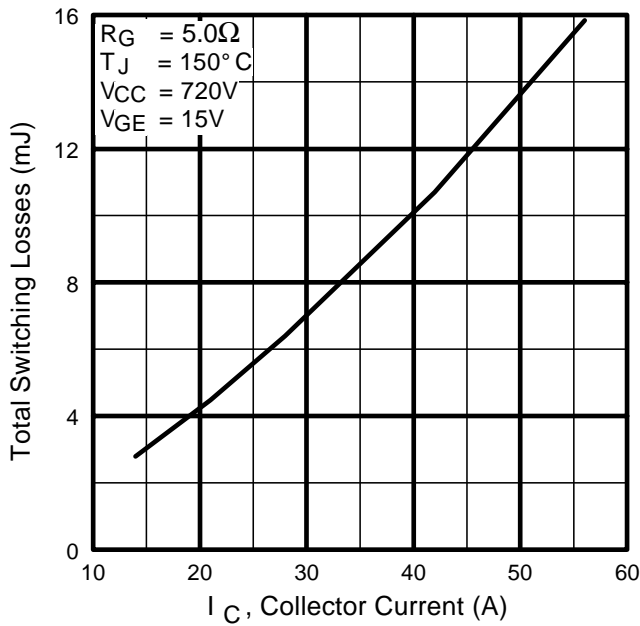


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

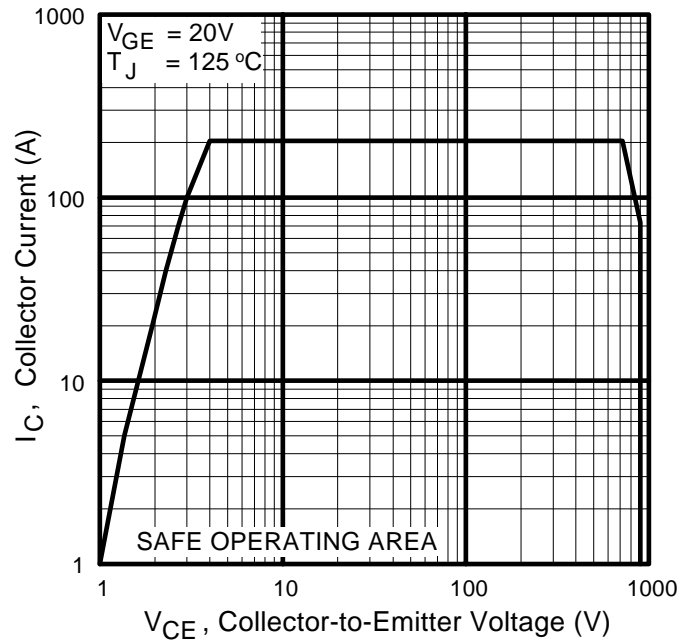


Fig. 12 - Turn-Off SOA

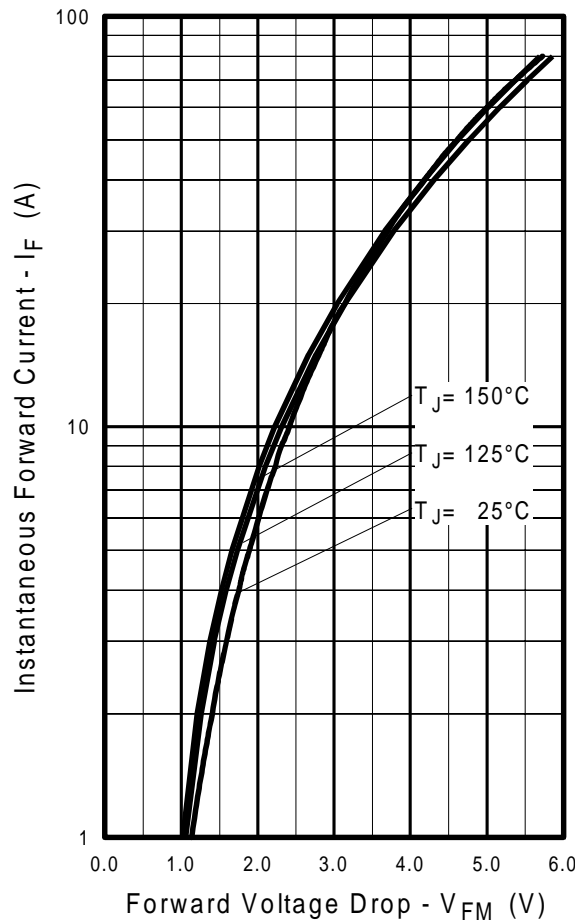


Fig. 13 - Typical Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

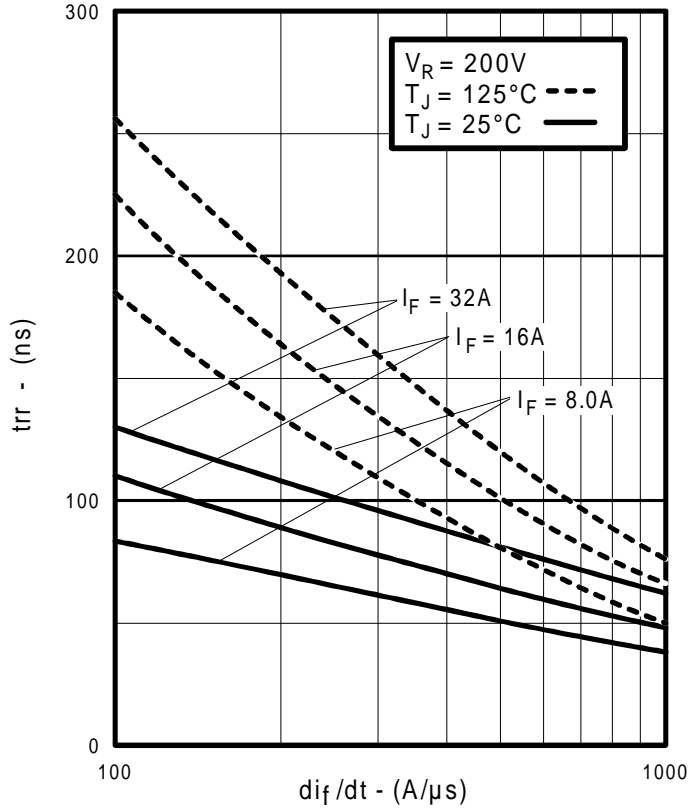


Fig. 14 - Typical Reverse Recovery vs. di_f/dt

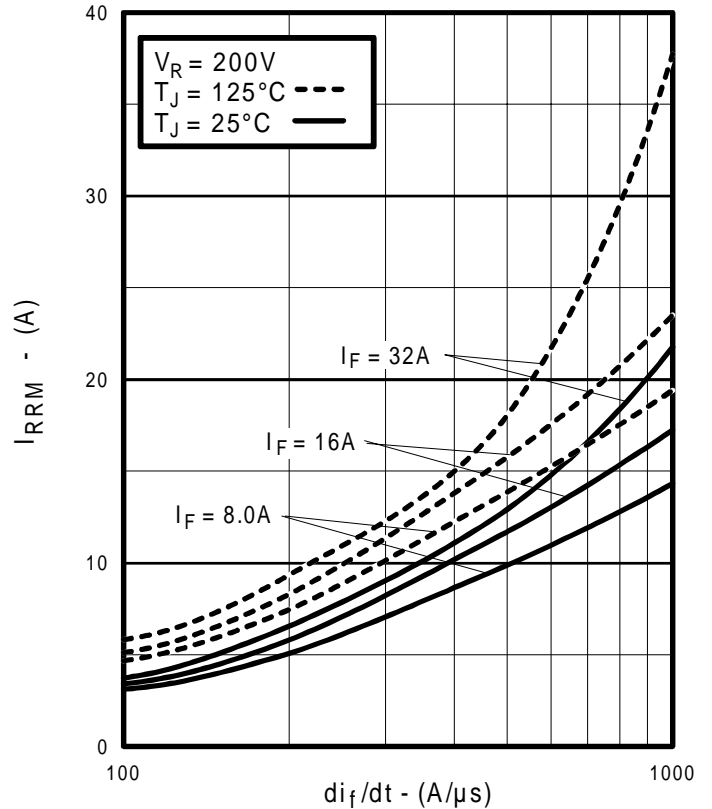


Fig. 15 - Typical Recovery Current vs. di_f/dt

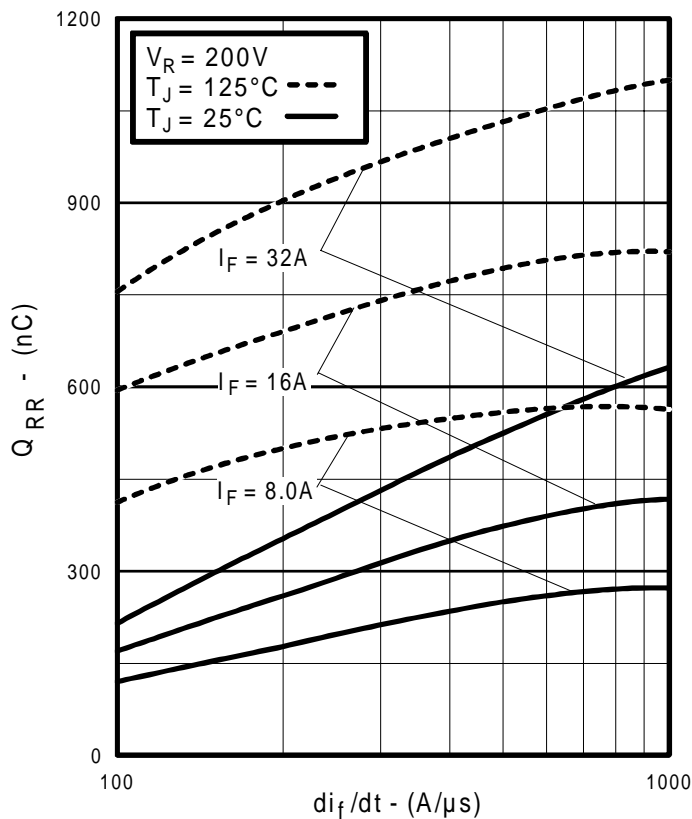


Fig. 16 - Typical Stored Charge vs. di_f/dt
www.irf.com

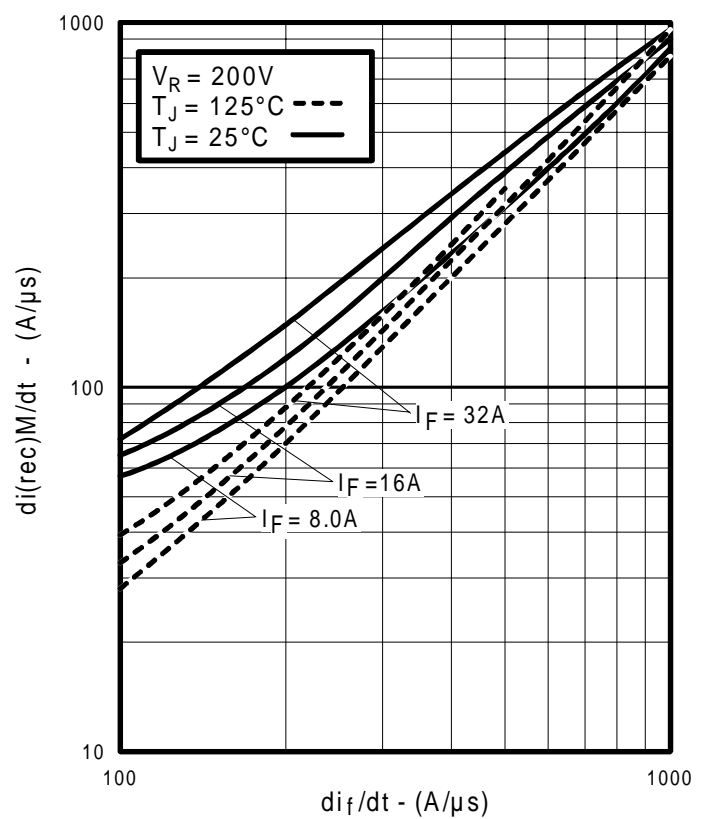


Fig. 17 - Typical $di_{(rec)M}/dt$ vs. di_f/dt

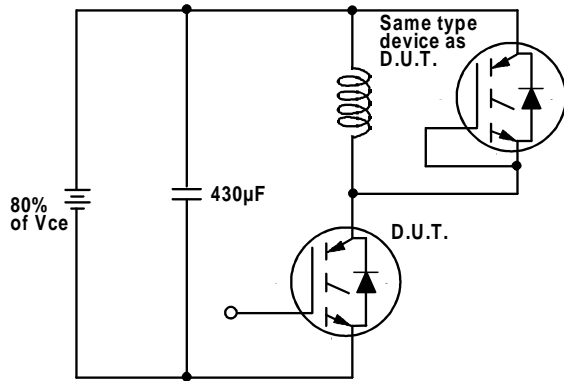


Fig. 18a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , $E_{off(diode)}$, t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr} , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

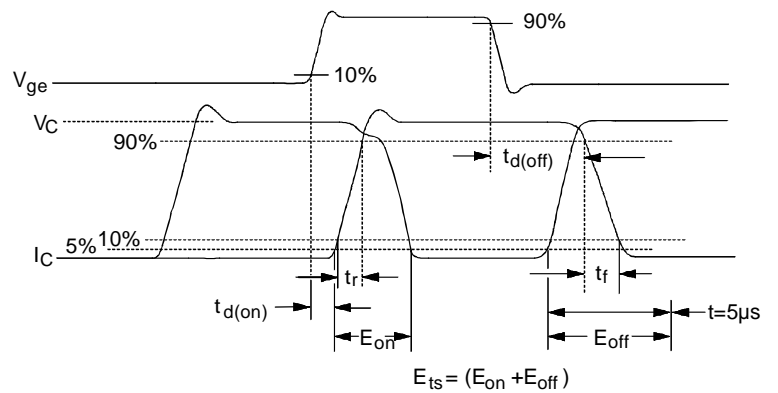


Fig. 18b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{off} , $t_{d(off)}$, t_f

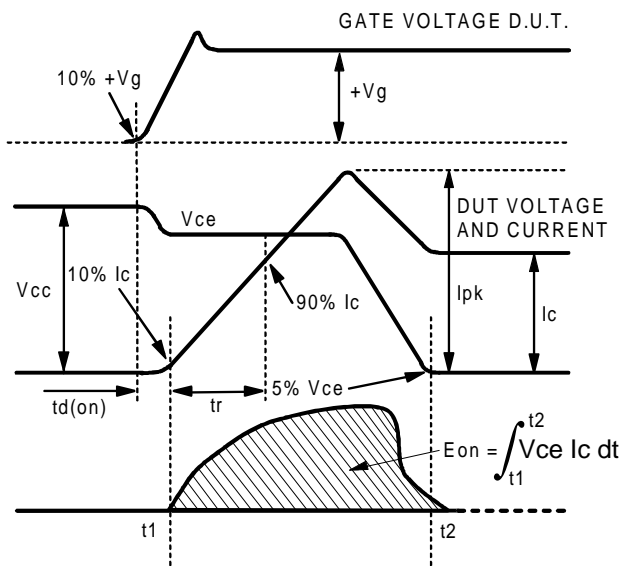


Fig. 18c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_{d(on)}$, t_r

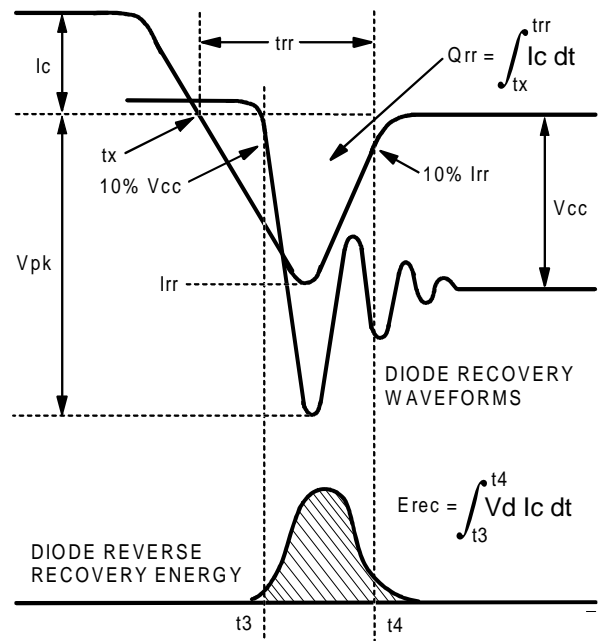


Fig. 18d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr}

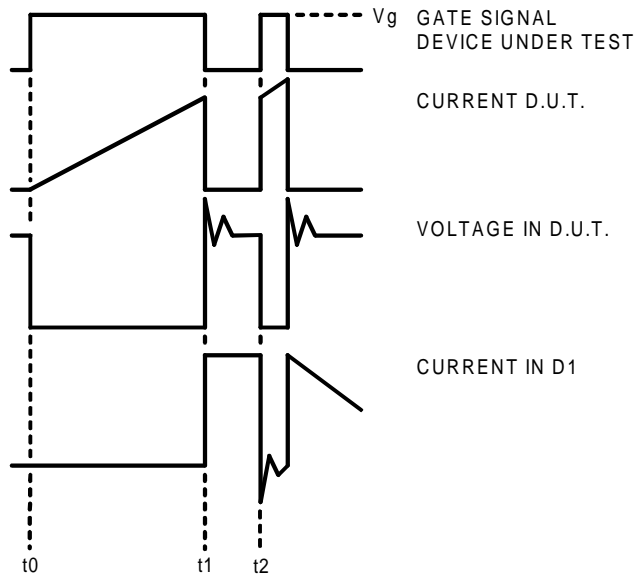


Figure 18e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

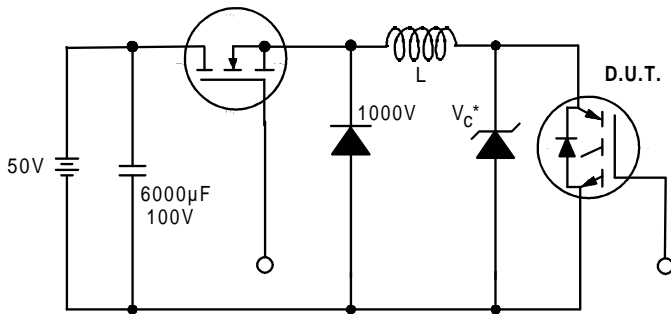


Figure 19. Clamped Inductive Load Test Circuit

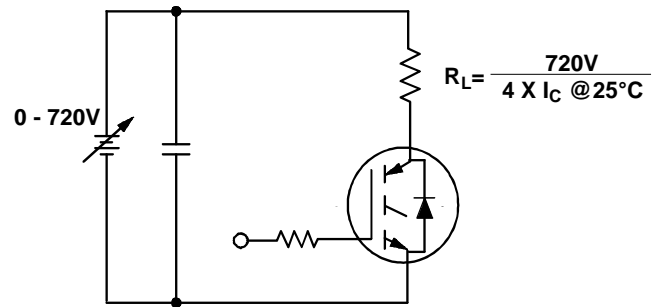


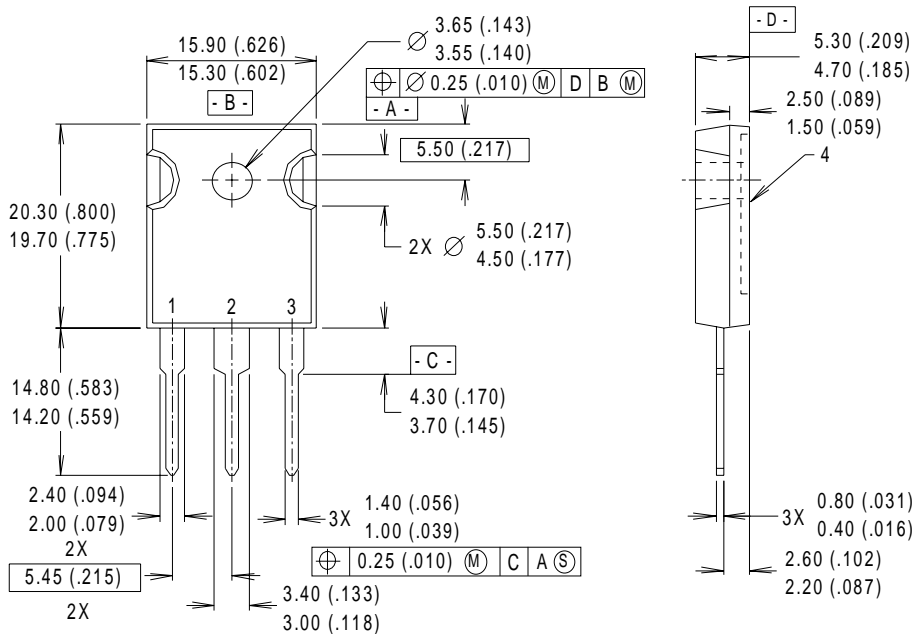
Figure 20. Pulsed Collector Current Test Circuit

IRG4PF50WD

Notes:

- ① Repetitive rating: $V_{GE}=20V$; pulse width limited by maximum junction temperature (figure 20)
- ② $V_{CC}=80\%(V_{CES})$, $V_{GE}=20V$, $L=10\mu H$, $R_G=5.0\Omega$ (figure 19)
- ③ Pulse width $\leq 80\mu s$; duty factor $\leq 0.1\%$.
- ④ Pulse width $5.0\mu s$, single shot.

Case Outline and Dimensions — TO-247AC



NOTES:

- 1 DIMENSIONS & TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
- 2 CONTROLLING DIMENSION : INCH.
- 3 DIMENSIONS ARE SHOWN MILLIMETERS (INCHES).
- 4 CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AC.

LEAD ASSIGNMENTS

- 1 - GATE
- 2 - COLLECTOR
- 3 - EMITTER
- 4 - COLLECTOR

* LONGER LEADED (20mm) VERSION AVAILABLE (TO-247AD) TO ORDER ADD "E" SUFFIX TO PART NUMBER

CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AC (TO-3P)

Dimensions in Millimeters and (Inches)

WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331

IR GREAT BRITAIN: Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020

IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200

IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590

IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111

IR FAR EAST: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086

IR SOUTHEAST ASIA: 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371

IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673, Taiwan Tel: 886-2-2377-9936

<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 7/98