



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

**CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
FACULTAD DE INGENIERÍA**

**CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA EN SISTEMAS DE
RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN: CONTROL AUTOMÁTICO

P R E S E N T A:

ING. JOSÉ DE JESÚS LIRA PÉREZ

ASESOR:

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

MARZO 2004





23 de octubre del 2003

**AL ING. JOSÉ DE JESÚS LIRA PÉREZ
P R E S E N T E. –**

En atención a su solicitud de Tema y Temario, presentada por el Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo, Asesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de *Maestría en Ingeniería Eléctrica*. Me es grato comunicarle que en la Sesión de Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 23 de octubre del presente año, fue aprobado el Tema y Temario propuesto:

“Corrección del Factor de Potencia en Sistemas de Rectificación Trifásica”

TEMARIO:

- I. ANTECEDENTES.
 - II. ALTERNATIVAS DE CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA EN SISTEMAS DE RECTIFICACIÓN TRIFÁSICA.
 - III. RECTIFICADOR PWM TRIFÁSICO.
 - IV. ANÁLISIS DE RESULTADOS EXPERIMENTALES.
 - V. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.
- APÉNDICE.
BIBLIOGRAFÍA.

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

**ING. JOSÉ ARNOLDO GONZÁLEZ ORTÍZ
DIRECTOR**

MOG.

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCIÓN



Universidad Autónoma de San Luis Potosí

Facultad de Ingeniería

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Opción Control Automático

**“Corrección del factor de potencia en sistemas de rectificación
trifásica”**

Presenta:

Ing. José de Jesús Lira Pérez.

Sinodales:

Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo.

(Asesor de la tesis)

Dr. Ciro Alberto Nuñez Gutiérrez.

Dr. Jorge Alberto Morales Saldaña.

Dr. Felipe Flores Flores.

San Luis Potosí, S.L.P. a 31 de Marzo de 2004

Dedicatoria y agradecimientos

Dedico este trabajo en especial:

A Dios, quien me da oportunidad de gozar de la vida.

A mis padres J. Jesús Lira Alcántara (q.e.p.d.) y Josefina Pérez de Lira (q.e.p.d.) que con su ejemplo y consejos contribuyeron a mi formación. Gracias a ellos he logrado lo que tengo hasta ahora y estoy seguro que estarían muy orgullosos de su trabajo.

A toda mi familia, que en los momentos difíciles sus palabras y muestras de apoyo me alentaron a continuar y salir adelante. Gracias a todos.

Mi más sincero agradecimiento:

Al Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo por su valiosa asesoría durante la realización del trabajo de tesis y por su contribución en mi formación académica.

A mis profesores los doctores: Ricardo Romero, Víctor Cárdenas, Felipe Pazos, Felipe Lastras, Daniel Campos, Jorge Morales, Emilio González y Ricardo Femat, quienes me transmitieron sus conocimientos.

A los doctores Ciro Alberto Núñez Gutiérrez y Ricardo Álvarez Salas por su amistad y apoyo durante todo este tiempo.

A todos los profesores, doctores, secretarías y personal que laboran en el posgrado, por la ayuda y atenciones prestadas.

A todos mis compañeros del posgrado por brindarme su amistad, apoyo y ayuda durante mis estudios de maestría.

Al CONACyT por brindarme el apoyo económico durante la realización de mis estudios.

Este trabajo de tesis se desarrolló en el marco del proyecto de investigación CONACyT 485100-5-J37670-A "Estudio de Inversores Multinivel para Aplicaciones en Filtros Activos de Corriente Trifásicos".

ÍNDICE

RESUMEN	V
CAPÍTULO I. Antecedentes	
I.1 Problemática del factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica	1
I.2. Marco conceptual	2
I.2.1 Corrientes armónicas originadas por un rectificador de seis pulsos	3
I.2.2 Generación del tercer armónico	5
I.2.2.1 Efecto de la reducción de tensión	5
I.2.2.2 Efecto de la distorsión de la tensión	6
I.2.3 Factor de potencia	6
I.3 Estado del arte	9
I.3.1 Corrección del factor de potencia por métodos pasivos	9
I.3.2 Corrección del factor de potencia por métodos activos	10
I.3.2.1 Convertidores PWM	10
I.3.2.2 Filtros activos	12
I.4 Objetivos y alcances	13
I.5 Contenido general de la tesis	13
CAPÍTULO II. Alternativas de corrección del factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica	
II.1 Corrección del factor de potencia mediante el empleo del convertidor elevador con un solo interruptor en MCD	15
II.2 Corrección del factor de potencia mediante el uso de dos módulos monofásicos	17
II.3 Corrección del factor de potencia mediante un convertidor elevador con seis interruptores (Rectificador PWM)	20
II.4 Corrección del factor de potencia mediante el uso de un transformador auto-conectado electrónicamente	22

CAPÍTULO III. Rectificador PWM Trifásico

III.1	Principio de operación	25
III.2	Modelado matemático del rectificador PWM trifásico mediante la transformación D-Q	31
III.3	Criterio para la selección de la inductancia de entrada	39
III.4	Cálculo de la ganancia de voltaje en CD	44
III.5	Diseño del prototipo experimental	45
III.6	Diseño del control	47
III.7	Resultados de la simulación	53

CAPÍTULO IV. Análisis de resultados experimentales

IV.1	Respuesta en estado estable	65
IV.1.1	Etapas de entrada	66
IV.1.1.1	Operación con 50% de carga	66
IV.1.1.2	Operación a plena carga	68
IV.1.2	Etapas de salida	70
IV.1.2.1	Operación con 50% de carga	70
IV.1.2.2	Operación a plena carga	71
IV.1.3	Operación y desempeño global del sistema	73
IV.2	Respuesta en estado transitorio	78
IV.2.1	Respuesta ante variaciones de carga	78
IV.2.2	Respuesta ante variaciones en la tensión de alimentación	81

CAPÍTULO V. Conclusiones y trabajos futuros

V.1	Conclusiones	85
V.2	Productos obtenidos	87
V.3	Trabajos futuros	87

APÉNDICE

A	Transformación D-Q de elementos del circuito rectificador PWM	89
A.1	Modelo equivalente de un interruptor	89
A.2	División en subcircuitos de un rectificador PWM	91
A.3	Transformación D-Q de la fuente de alimentación trifásica	91

A.4	Transformación D-Q de las resistencias de entrada	92
A.5	Transformación D-Q de las bobinas de entrada	93
A.6	Transformación D-Q del sistema de conmutación	94
A.7	Transformación D-Q de los elementos en el lado de C.D.	95
A.8	Conformación del circuito rectificador PWM transformado	95
B	Cálculo de los inductores de entrada	97
C	Diseño de los impulsores	101
D	Diagramas de flujo del control	103
E	Hojas de datos del módulo de potencia	107
F	Lista de símbolos y términos	111
BIBLIOGRAFÍA		115

RESUMEN

En los últimos años la preocupación por la calidad del suministro y consumo de la energía eléctrica ha aumentado en forma considerable, principalmente debido a la proliferación de cargas no lineales (como por ejemplo los sistemas de rectificación) en todos los niveles de los sistemas de potencia (doméstico, comercial e industrial). El beneficio obtenido con el uso de estas cargas es indiscutible desde el punto de vista de facilidad en el control de procesos y la viabilidad económica, pero su uso genera diversos problemas, entre los que se encuentran la degradación en la calidad de la potencia utilizada, generación de armónicos, tanto de corriente como de tensión, y la demanda de potencia reactiva.

Las soluciones para reducir la magnitud o el efecto de las corrientes armónicas en una red eléctrica pueden dividirse en los siguientes grupos:

- Aumentar el número de pulsos de los rectificadores o la configuración de cargas para que éstas se comporten como convertidores con un mayor número de pulsos.
- Utilizar técnicas de inyección de corriente del lado de tensión en CD para así reducir el contenido de corrientes armónicas.
- Emplear rectificadores PWM.
- Emplear filtros pasivos y activos.

El objetivo de esta tesis es abordar el tema de la rectificación trifásica desde el punto de vista de Electrónica de Potencia, empleando herramientas convencionales de control, con el fin de encontrar estrategias en que se consiga un alto factor de potencia y baja distorsión en la corriente de entrada, con una tensión en el bus de CD sin una elevación drástica en el voltaje en relación a estrategias convencionales de rectificación. Aunado a esto, se desea que existan esfuerzos reducidos en corriente y tensión en los componentes de potencia.

El tema central de la tesis es el estudio del rectificador trifásico PWM para alimentar a una carga una tensión de corriente directa regulada y mantener las corrientes de línea libres de componentes armónicas y en fase con la tensión de línea a neutro, con el fin de lograr un factor de potencia unitario.

El control del rectificador PWM se realiza en un marco referencial síncrono (transformación D-Q) y se implementa por medio de un procesador digital de señales (DSP).

El estudio contempla el modelado matemático del rectificador PWM, simulación de la operación, diseño del convertidor de potencia, construcción del prototipo y pruebas experimentales para validar la teoría.

En el capítulo I se plantea la problemática del factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica, así como el impacto que tienen en la red de suministro eléctrico las cargas no lineales. Se muestran ejemplos de circuitos rectificadores trifásicos con y sin filtro de CD, donde se resalta el bajo factor de potencia que presentan. Se da una perspectiva general del Estado del Arte para esta problemática. Se establecen los objetivos y los alcances del trabajo, así como las especificaciones del prototipo experimental.

En el capítulo II se presentan diferentes alternativas para corregir el factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica; la topología, el principio de operación de manera general, las ventajas y las desventajas que presentan cada una de ellas.

En el capítulo III se hace un análisis del Rectificador PWM basado en la transformación D-Q. Se describe su principio de operación. Se obtiene el modelo matemático del sistema en el marco referencial giratorio síncrono, así como el modelo de pequeña señal. Se establece el criterio para la selección de la inductancia de entrada y se identifican las condiciones que debe cumplir el sistema para corregir el factor de potencia. Se presenta el diseño del prototipo experimental del rectificador, al igual que el algoritmo de control y las funciones de transferencia de los controladores para implementarse de forma digital en un DSP. Se presentan resultados de simulación del funcionamiento del Rectificador PWM.

En el capítulo IV se presentan los resultados experimentales de la operación del sistema, tanto en estado estable como su respuesta transitoria ante variaciones de carga y de la tensión de alimentación. Se presentan también, a manera de comparación, los resultados del mismo sistema de rectificación trifásica sin corregir el factor de potencia.

En el capítulo V se presentan las conclusiones a que se llega con este trabajo, lo mismo que las contribuciones del mismo a la línea de investigación para el mejoramiento de la calidad de la energía eléctrica, los productos obtenidos y los trabajos a futuro que se pueden derivar.

En el apéndice A se presenta la transformación D-Q, del marco referencial fijo al giratorio síncrono, de los elementos del circuito Rectificador PWM. En el apéndice B se presentan los cálculos para la fabricación de las bobinas de entrada. En el apéndice C se muestra el diseño de los impulsores para los dispositivos de conmutación. En el apéndice D se presenta el diagrama de flujo para el control de la operación del sistema. En el apéndice E se muestran las hojas de datos del módulo de potencia. En el apéndice F se presenta la lista de símbolos y términos utilizados en este trabajo.

Este trabajo de tesis se desarrolló en el marco del proyecto de investigación CONACyT 485100-5-J37670-A "*Estudio de Inversores Multinivel para Aplicaciones en Filtros Activos de Corriente Trifásicos*".

CAPITULO I Antecedentes

I.1 Problemática del factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica

En los últimos años la preocupación por la calidad del suministro y consumo de energía eléctrica ha aumentado en forma considerable, principalmente debido a la proliferación de cargas no lineales en todos los niveles de potencia (doméstico, comercial e industrial).

La conversión de la corriente alterna (CA) a corriente continua (CD) se realiza mediante circuitos rectificadores. Cuando se requieren bajas potencias estos circuitos suelen ser monofásicos, pero cuando la potencia es alta se utilizan trifásicos. Tanto los circuitos rectificadores monofásicos como los trifásicos se comportan como cargas no lineales para la red de suministro eléctrico, originando que la corriente demandada se encuentre distorsionada, generando así problemas de bajo factor de potencia y distorsión armónica.

Con la finalidad de reducir y controlar estos problemas, se han establecido normas y recomendaciones que limitan la distorsión armónica presente en los sistemas eléctricos; con ello se establece que los rectificadores trifásicos están acotados a un valor máximo de distorsión armónica para satisfacer dichas recomendaciones.

Las soluciones implementadas para cumplir con estos requisitos en los rectificadores trifásicos se pueden clasificar en dos grupos: empleo de convertidores CD/CD con Corrección del Factor de Potencia (CFP) y filtros de armónicas.

Los convertidores CD/CD con CFP permiten obtener un alto factor de potencia, así como regular la tensión en el bus de CD. Las topologías elevadoras son las más utilizadas debido a su operación inherente de control en corriente.

Los rectificadores con convertidores CD/CD con CFP pueden a su vez clasificarse por el número de interruptores empleados; por ejemplo, convertidor elevador trifásico con un solo interruptor y convertidor elevador trifásico con seis interruptores. La topología será más sencilla entre menos interruptores tenga y

será atractiva para muchas aplicaciones de baja potencia. Sin embargo, las posibilidades de controlar diferentes variables se incrementan conforme aumenta el número de interruptores, por lo que la topología con un solo interruptor está limitada en este aspecto. De la misma manera, al aumentar el número de interruptores se tiene la posibilidad de manejar mayor potencia, dado que los esfuerzos tanto en tensión como en corriente se reparten.

Los filtros de armónicas se clasifican como filtros pasivos y filtros activos. Se encargan de atenuar o de suministrar respectivamente las corrientes armónicas demandadas por la carga. Al ser elementos externos, los filtros no permiten regular la tensión del bus de CD cuando son empleados con los rectificadores trifásicos.

Los filtros pasivos presentan varias desventajas: son pesados y voluminosos, pueden presentar problemas de resonancia con la red eléctrica, se necesita uno por cada armónico que se desea filtrar, etc., por lo que su uso no representa una opción muy conveniente en baja potencia, mas no así en media y alta potencia, en donde sí lo es, debido a la confiabilidad inherente.

Los filtros activos de corriente aplicados a sistemas trifásicos se encuentran formados por convertidores CD/CA. Los filtros activos de corriente suministran los armónicos demandados por la carga de manera que la corriente que se extrae de la red eléctrica corresponde a la componente fundamental, obteniéndose de esta forma un factor de potencia cercano a la unidad. Los filtros activos son equipos complejos y de alto costo que normalmente justifican su aplicación en media y alta potencia.

I.2 Marco conceptual

En una gran mayoría de aplicaciones industriales se requiere convertir la tensión alterna en una tensión continua, lo cual se realiza mediante un puente de rectificación trifásico de diodos. Posteriormente esta tensión en CD se puede transformar en CA mediante el empleo de convertidores, con diferentes tensiones, frecuencias, y fases para satisfacer los requerimientos de la carga. Tales convertidores, son ampliamente usados en automatización industrial y procesos de tecnologías; accionadores de máquinas eléctricas, fuentes de alimentación ininterrumpibles, equipo de calentamiento por inducción, etc.

Por ejemplo, un variador de velocidad de motores de inducción está constituido por un rectificador trifásico de diodos, un filtro de segundo orden y un inversor trifásico, como el mostrado en la figura I-1.

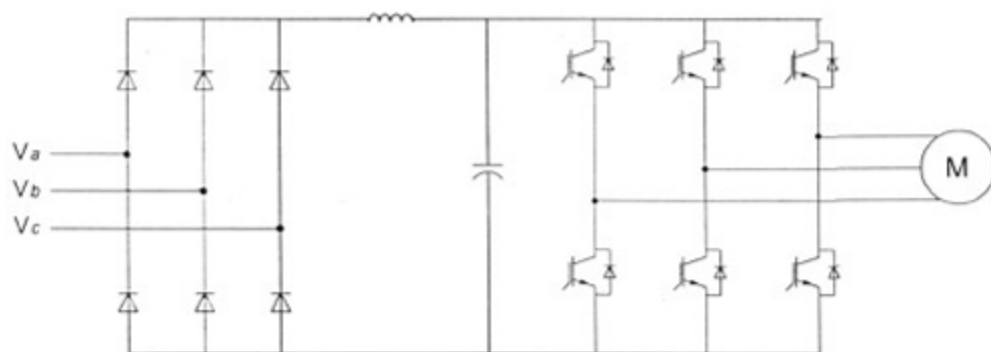


Figura I-1. Circuito de potencia de un impulsor de máquinas eléctricas.

Sin embargo, los rectificadores trifásicos de diodos constituyen una carga no lineal para la red eléctrica por lo que la característica no ideal de la corriente drenada por éstos, origina un número de problemas para la red de distribución y para otros equipos eléctricos; entre ellos se encuentran los siguientes:

- Un alto contenido armónico y un bajo factor de potencia.
- Desplazamiento de fase entre la corriente y la tensión de entrada lo que origina que el sistema de distribución maneje una mayor corriente reactiva.
- Distorsión en la tensión de entrada debido a la demanda de picos en la corriente de entrada y la impedancia de la red.
- Reducción de la eficiencia del rectificador debido al alto valor *rms* de la corriente de entrada.
- Tamaño significativo de elementos reactivos.

Como consecuencia de los problemas originados por el uso de cargas no lineales en la red eléctrica, es que surge el concepto de la "calidad de la energía". Para ayudar a reducir el problema de la baja calidad de la energía se han introducido recomendaciones como la IEEE 519-1992 [1] y normas como la IEC 61000-3-2.

Los sistemas de rectificación trifásica deben cumplir básicamente con dos requerimientos: a) corrientes de entrada senoidales con un alto factor de potencia para cumplir con los límites especificados en las normas y b) alta eficiencia de operación y confiabilidad para ser competitivos en la industria [2].

I.2.1 Corrientes armónicas originadas por un rectificador de seis pulsos

En la figura I-2 se muestra el rectificador trifásico de diodos de seis pulsos, así como el filtro de enlace de CD que tiene la función de reducir el rizo de tensión de CD y limitar el pico de corriente que fluye hacia el condensador.

La tensión de salida de un puente rectificador de diodos trifásico corresponde a una tensión de CD con una componente ondulatoria de seis pulsos en un ciclo de red. Por lo anterior, se dice que un puente rectificador trifásico de diodos es un convertidor de seis pulsos.

Las corrientes armónicas características generadas por rectificadores controlados o no controlados son una función del número de pulsos del convertidor. Los armónicos generados se expresan de la siguiente forma:

Armónicos generados

$$h = mk \pm 1 \quad (I-1)$$

Donde

m = número de pulsos del convertidor

$k = 1, 2, 3, 4, \dots$

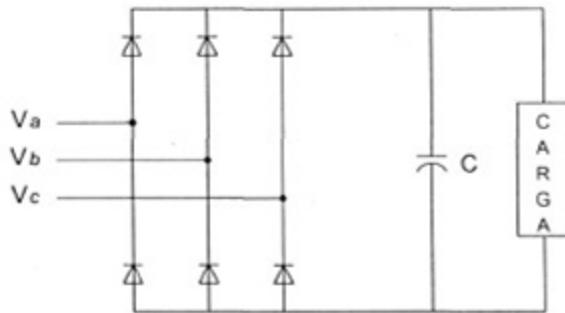


Figura I-2. Rectificador trifásico no controlado de seis pulsos.

Esto significa que un rectificador de seis pulsos tendrá corrientes armónicas asociadas de los órdenes siguientes: 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, ...etc. Una aproximación válida para las magnitudes es que éstas sean el recíproco del orden del armónico, así es el 20% para el 5°, el 14% para el 7°, el 9% para el 11° y sucesivamente [1]. Estas magnitudes teóricas están basadas en una forma de onda rectangular, ideal, siendo drenada de la red alterna (figura I-3). La forma de onda ideal se basa en la suposición de que la corriente de CD no tiene rizo (carga inductiva infinita), y que es transferida de una fase a otra en el instante en que la tensión de fase entrante excede la tensión de la fase saliente.

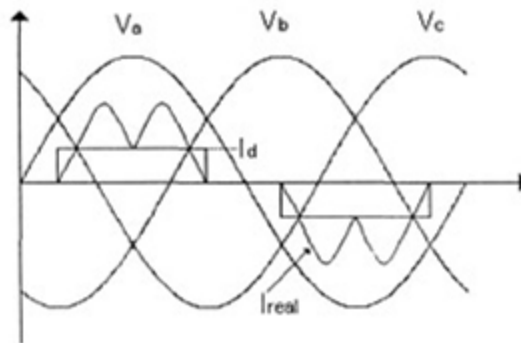


Figura I-3. Representación teórica de la corriente de línea de un rectificador de seis pulsos.

El factor de distorsión armónica total (THD por sus siglas en inglés) es una medida de la distorsión de una forma de onda y se define como:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (I-2)$$

donde

I_1 = magnitud de la armónica fundamental.

I_n = magnitud de los armónicos.

La THD para la forma de corriente ideal es de 29%. Este nivel de distorsión está basado en el hecho de que la fuente de tensión es ideal; es decir, que las tensiones de fase son iguales en magnitud y desfasadas 120° una de la otra.

El caso práctico de un rectificador con inductores y capacitores finitos en el lado de CD, tendrá una forma de onda de corriente caracterizada por dos pequeñas jorobas, como se muestra en la figura I-3. La THD para un rectificador trifásico práctico es de 30% al 100% pudiendo aún llegar a ser mayor, dependiendo del valor de la impedancia de la red eléctrica, y del inductor y capacitor del lado de CD.

I.2.2 Generación del tercer armónico

El período normal de conducción de la corriente para un rectificador de seis pulsos es de 120° ; este ángulo se determina por el cruce de las tensiones de fase. Por ejemplo para la corriente de la fase A, el inicio del periodo de conducción se encuentra en el cruce de las fases A y C mientras que el final de conducción se determina por el cruce de las fases A y B. Los puntos de cruce para la fase A se encuentran típicamente en 30° y 150° .

La generación del tercer armónico ocurre cuando existe una diferencia en el período normal de 120° de conducción de la corriente. Los cambios en el período de conducción de la corriente pueden ocurrir por dos razones: a) debido a la reducción de la tensión de una o dos de las fases, y b) distorsión de la tensión.

I.2.2.1 Efecto de la reducción de tensión

La figura I-4 muestra la reducción de la tensión en la fase A. Esto resulta en un cambio del ángulo de conducción por 2Φ para la corriente de la fase A. Mediante el análisis de Fourier es posible encontrar las magnitudes de los armónicos de la corriente de línea, éstos se pueden expresar como [3]:

$$I_h = \frac{4I_d}{h\pi} \cos \left[3 \left(\frac{\pi}{6} + \Phi \right) \right] \quad (I-3)$$

donde $h = 1, 3, 5, 7, \text{ etc.}$

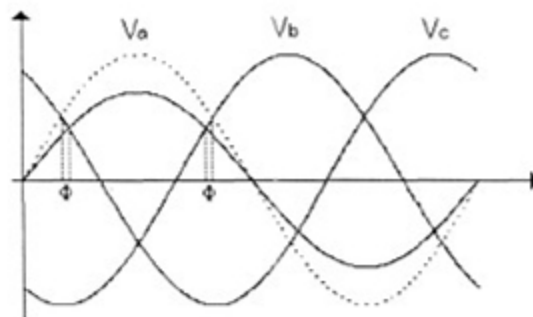


Figura I-4. Efecto de la reducción de tensión en el período de conducción de la corriente.

Si $h = 1, 3, 5, 7, \text{ etc.}$, y $\Phi = 0^\circ$, el coseno tendrá un valor de cero de manera que no se producirán armónicos múltiplos de tres. Sin embargo, cuando hay un cambio en el ángulo de conducción, el valor del

coseno será diferente de cero y se producirán armónicos múltiplos de tres. El armónico múltiplo de tres dominante será el tercero, mientras que los demás múltiplos estarán presentes en una magnitud pequeña en comparación con la del tercer armónico.

También puede apreciarse que debido a cambios en el ángulo de conducción se producirán cambios en las magnitudes de los armónicos característicos. Por ejemplo, si $\Phi = 5^\circ$ entonces la magnitud del quinto armónico se incrementará casi un 5%. Este resultado se obtiene considerando una forma de onda de corriente ideal. Sin embargo, un rectificador práctico tendrá una mayor distorsión debido a la forma de onda de la corriente caracterizada por dos pequeñas jorobas.

I.2.2.2 Efecto de la distorsión de la tensión

Los efectos de la tensión distorsionada serán similares a los de la reducción de tensión. De nuevo el periodo de conducción de la corriente cambiará del periodo nominal de 120° . Los armónicos dominantes que se encuentran típicamente presentes en la fuente de tensión son, el tercero, el quinto y el séptimo. La magnitud de éstos pueden ser de hasta un 4% del valor de la fundamental. Los armónicos de tensión pueden ser generados por equipos con corrientes altamente distorsionadas, tales como computadoras, lámparas de descarga, etc.

La figura I-5 muestra el efecto del 5º armónico con un retraso de fase de 100° en la tensión de la fase A. El quinto armónico de tensión se sumará y restará periódicamente de la tensión fundamental. Esto causará cambios en el periodo de conducción de la corriente, y para este caso el inicio de conducción será a un ángulo menor de 30° y el final de conducción será a un ángulo menor de 150° . Los armónicos producidos se encuentran a través de la transformada de Fourier y quedan definidos como [3]:

$$I_h = \frac{-4I_d}{h\pi} \operatorname{sen}\left(\frac{h}{2}(\pi - \alpha - \beta)\right) \operatorname{sen}\left(\frac{h}{2}\left(\beta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \quad (I-4)$$

Si los ángulos α y β son diferentes de cero, se producirán armónicos múltiplos de tres. Los valores de α y β no son necesariamente los mismos y ambos valores variarán con un cambio en la fase de la tensión armónica. En este caso, el valor del armónico dominante corresponde al tercero y también ocurrirán variaciones en las magnitudes de los armónicos característicos.

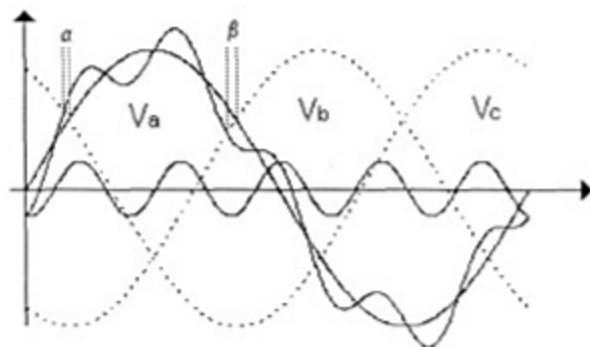


Figura I-5. Efecto del quinto armónico de la tensión en el ángulo de conducción de la corriente.

I.2.3 Factor de potencia

El factor de potencia se define como la relación entre la potencia real (W) y la potencia aparente (VA). Expresado en forma general:

$$F.P. = K_a K_D \quad (I-5)$$

Donde

$$K_a = \cos \alpha \quad (I-6)$$

siendo α la diferencia de fase entre el voltaje de línea a neutro y la componente fundamental de la corriente de línea.

K_D está definido por

$$K_D = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (I-7)$$

donde THD es el factor de distorsión armónica total de la corriente de línea.

La figura I-6 muestra los resultados de simulación de un rectificador trifásico de seis pulsos sin filtro de enlace de CD. La tensión de alimentación de fase a neutro es de 63.5 V rms y la resistencia de carga es de 16.13 Ω .

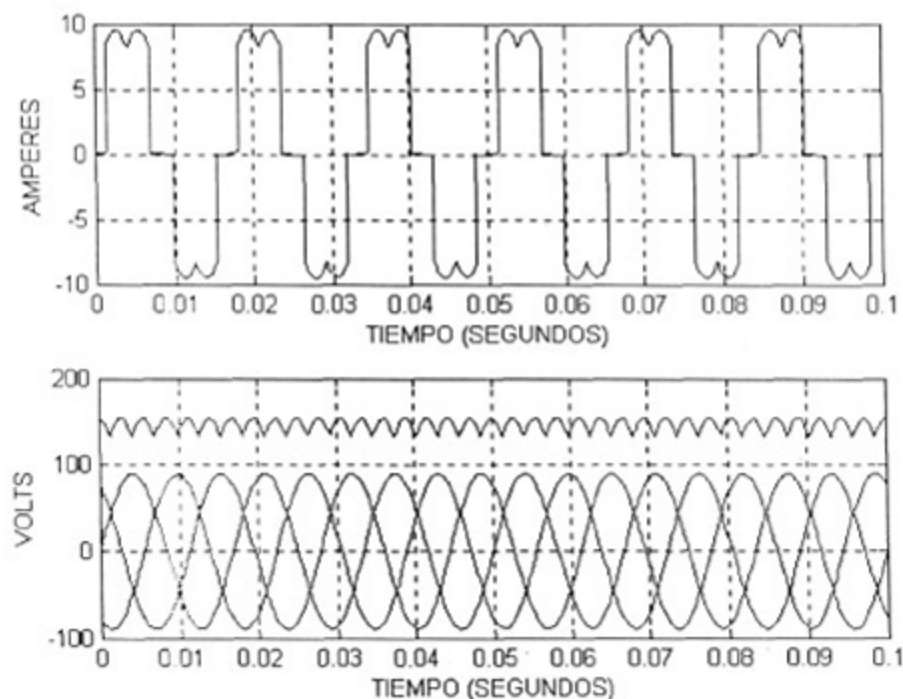


Figura I-6. Resultados de simulación de un rectificador trifásico de seis pulsos sin filtro de enlace de CD.

La gráfica superior corresponde a la corriente de línea de la fase a . De acuerdo a los resultados de la simulación el valor eficaz de esta corriente es de 7.42 A y la distorsión armónica total es de 30.85%. El ángulo de desfase entre el voltaje de línea a neutro y la componente fundamental de la corriente de línea es de cero grados.

La gráfica inferior corresponde a la tensión de CD en la carga (trazo superior), cuyo valor eficaz es de 146.05 V. Los tres trazos inferiores de la gráfica corresponden a los voltajes de línea a neutro de las tres fases, los cuales están desfasados 120 grados y tienen un valor eficaz de 63.5 V rms.

Con los datos de la simulación se puede calcular el factor de potencia para este sistema de rectificación trifásico, considerando $\alpha = 0^\circ$:

$$F.P. = \cos \alpha \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} = 1 \frac{1}{\sqrt{1+(0.3085)^2}} = 0.955$$

La figura I-7 muestra los resultados de simulación del mismo rectificador trifásico de seis pulsos pero con un filtro de enlace de CD que consiste de un solo capacitor de $2400 \mu F$.

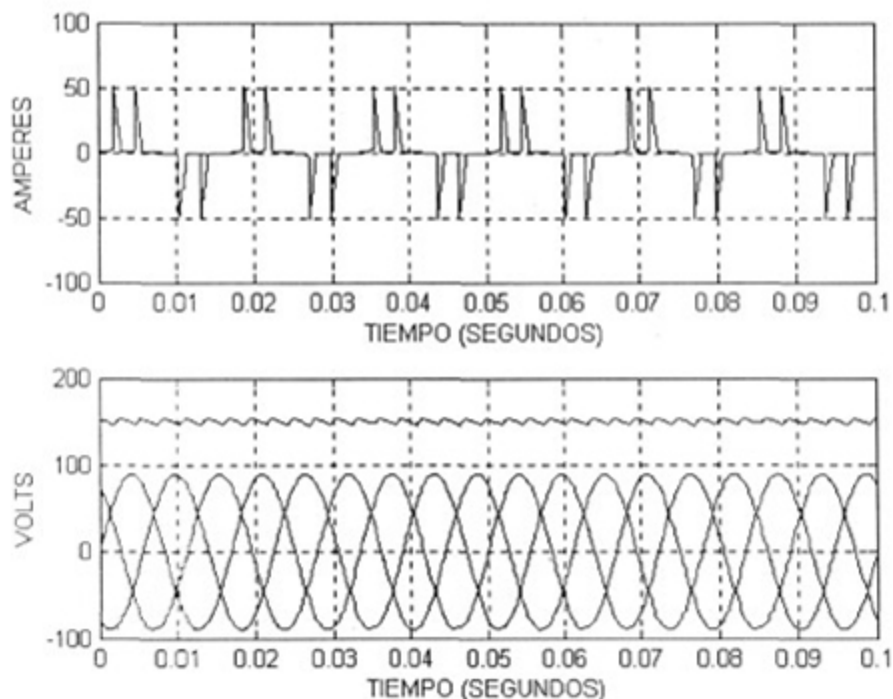


Figura I-7. Resultados de simulación de un rectificador trifásico de seis pulsos con filtro de enlace de CD capacitivo.

La gráfica superior nuevamente corresponde a la corriente de línea de la fase a . Los resultados de la simulación muestran que el valor eficaz de esta corriente es de 14.99 A y la distorsión armónica total es de 170.77%. El ángulo de desfase entre el voltaje de línea a neutro y la componente fundamental de la corriente de línea es de 10.80° .

La gráfica inferior corresponde nuevamente a la tensión de CD en la carga (trazo superior), cuyo valor eficaz es de 150.08 V. Los tres trazos inferiores de la gráfica siguen correspondiendo a los voltajes de línea a neutro de las tres fases.

Con los datos de la simulación se puede calcular el factor de potencia para este sistema de rectificación trifásico:

$$F.P. = \cos \alpha \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} = \cos(10.80) \frac{1}{\sqrt{1+(1.7077)^2}} = 0.496$$

Como puede verse, el hecho de agregarle el filtro de enlace de CD reduce mucho el rizado de la tensión en la carga, pero aumenta considerablemente la distorsión armónica en la corriente, lo que repercute en una disminución drástica del factor de potencia.

I.3 Estado del arte

Los estudios hechos para reducir el contenido armónico de un rectificador trifásico para así elevar el factor de potencia pueden clasificarse en dos grandes grupos: métodos pasivos y métodos activos. Dentro de estos últimos se pueden encontrar los convertidores PWM y los filtros activos.

I.3.1 Corrección del factor de potencia por métodos pasivos

Los filtros pasivos son arreglos de filtros LC para atenuar señales de tensión o corriente, como se muestra en la figura I-8.

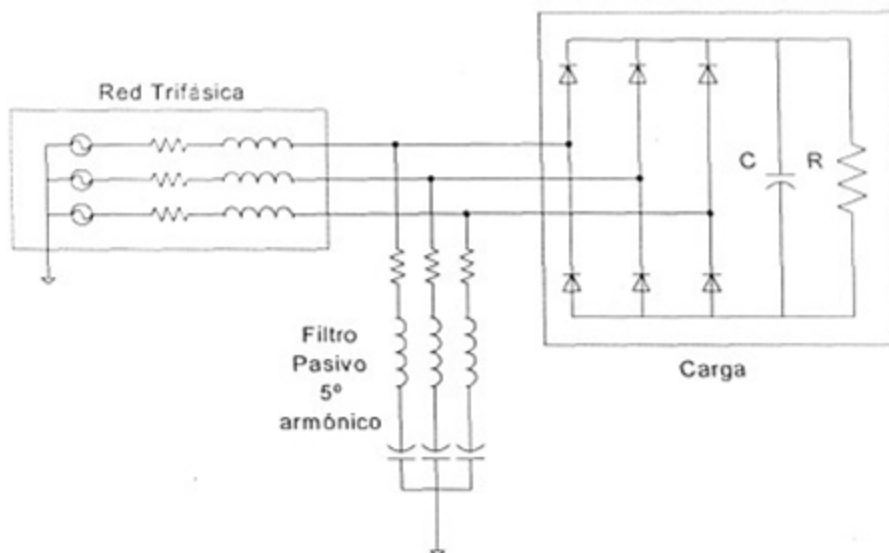


Figura I-8. Filtro pasivo en un sistema trifásico.

Estos filtros se emplean para cancelar corrientes armónicas demandadas por las cargas no lineales a la red eléctrica. Las corrientes armónicas más representativas a los que son sintonizados son la 5ª, 7ª y 11ª.

Los filtros pasivos se conectan en paralelo con la carga y proporcionan una trayectoria de baja impedancia para las corrientes armónicas. Estos filtros son adecuados en sistemas donde las corrientes armónicas debidas a las cargas se mantienen relativamente constantes. Los filtros pasivos presentan las siguientes desventajas:

- Pueden presentar problemas de resonancia con la red eléctrica.
- Requieren de un filtro por cada armónico que se desea atenuar.
- Tamaño considerable y como consecuencia precio elevado.

Los filtros pasivos no son opción muy conveniente para baja potencia ni para cargas con demanda variante en el tiempo debido a la potencia reactiva que manejan.

I.3.2 Corrección del factor de potencia por métodos activos

Otra forma de corregir el factor de potencia es empleando métodos activos, donde se tienen mejores resultados tanto del factor de potencia como de la distorsión armónica. Se pueden clasificar en dos grandes grupos: Rectificadores PWM y filtros activos.

I.3.2.1 Convertidores PWM

Mediante una técnica de modulación adecuada para los interruptores del convertidor es posible controlar la tensión de salida manteniendo una corriente de entrada del tipo senoidal con un alto factor de potencia.

Entre los Rectificadores PWM, las topologías elevadoras son las más empleadas, debido a su operación natural en modo corriente. Estas topologías elevadoras pueden clasificarse de acuerdo con el número de interruptores que la forman. Algunas de las alternativas para corregir el factor de potencia por este método son:

Mediante el empleo de un convertidor elevador con un solo interruptor operando en el modo de conducción discontinuo(MCD)

Una de las topologías más sencillas, en cuanto al circuito de control y al número de elementos para realizar la rectificación trifásica, consiste en el convertidor elevador trifásico con un solo interruptor operando en el modo de conducción discontinuo (MCD), figura I-9 [6-10]. Este método de corregir el factor de potencia se trata con más detalle en el capítulo II.

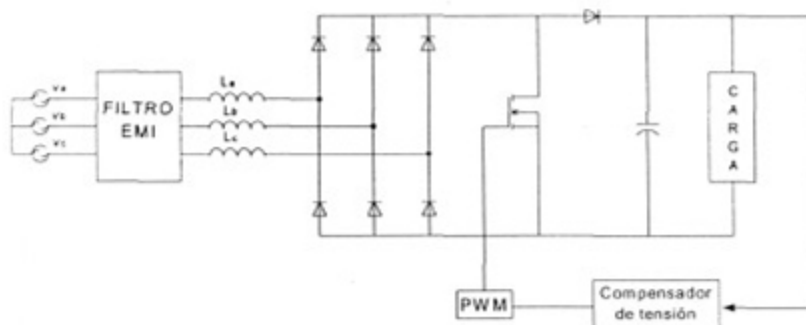


Figura I-9. Rectificador trifásico elevador con un solo interruptor.

Para aumentar el nivel de potencia de este convertidor manteniendo CFP, es necesario incrementar la tensión de salida. Sin embargo, una tensión superior a 800 V ya no resulta conveniente en muchas aplicaciones. Además de que se incrementan las pérdidas por conmutación, se requieren dispositivos semiconductores que soporten mayores esfuerzos de tensión.

Mediante el uso de dos módulos monofásicos

Otra forma de corregir el factor de potencia y reducir las corrientes armónicas en sistemas trifásicos es usando dos módulos de corrección de factor de potencia monofásicos. En esta configuración las "tres" fases de entrada se transforman primero en "dos" fases por medio de un autotransformador. Dos módulos estándar de corrección de potencia monofásico se emplean para procesar las "dos" fases y entregar potencia a la salida de CD. El circuito utilizado en esta técnica se muestra en la figura I-10 [11]. Este método de corregir el factor de potencia se trata con más detalle en el capítulo II.

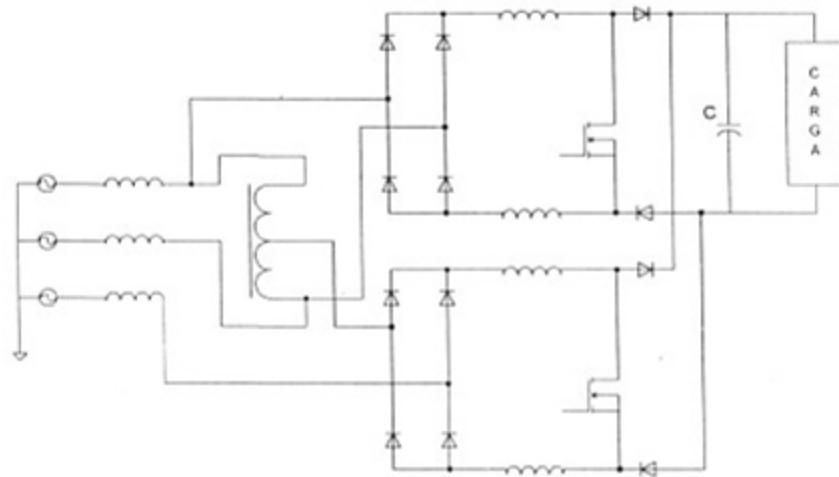


Figura I.10. Topología de corrección de potencia trifásica utilizando dos módulos monofásicos.

Mediante un convertidor elevador con seis interruptores

Empleando interruptores en el rectificador trifásico en lugar de diodos es posible formar un rectificador elevador trifásico, como se muestra en la figura I-11.

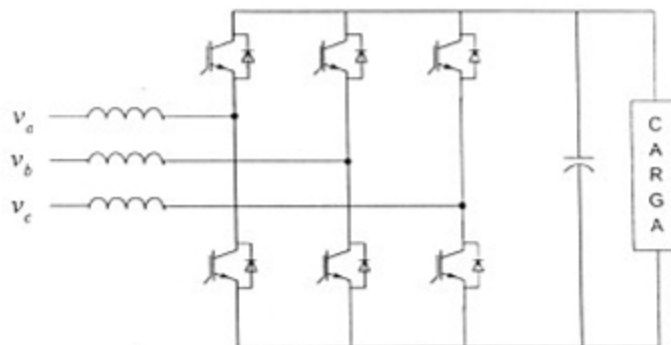


Figura I-11. Rectificador trifásico elevador con seis interruptores.

Con esta topología se obtiene una corriente de entrada senoidal y un excelente factor de potencia. La corriente de entrada es completamente controlable, en amplitud y distorsión, así como en fase de manera que puede obtenerse un factor de potencia cercano a la unidad. Los esfuerzos en corriente para mantener la CFP se reducen [12]. Este método de corregir el factor de potencia se trata en el capítulo III.

Mediante el uso de un transformador auto-conectado electrónicamente

Otra forma de corregir el factor de potencia y reducir las corrientes armónicas en sistemas trifásicos es usando un transformador auto-conectado electrónicamente simplificado (SACET por sus siglas en inglés), tratado con más detalle en el capítulo II, para modificar las características de un equipo rectificador estándar de 6 pulsos por las de uno de 12 pulsos. El SACET es un transformador auto-conectado de alta frecuencia alimentado por un convertidor estático. El sistema se conecta en paralelo entre el equipo rectificador de 6 pulsos y la alimentación. La figura I-12 muestra el circuito [13].

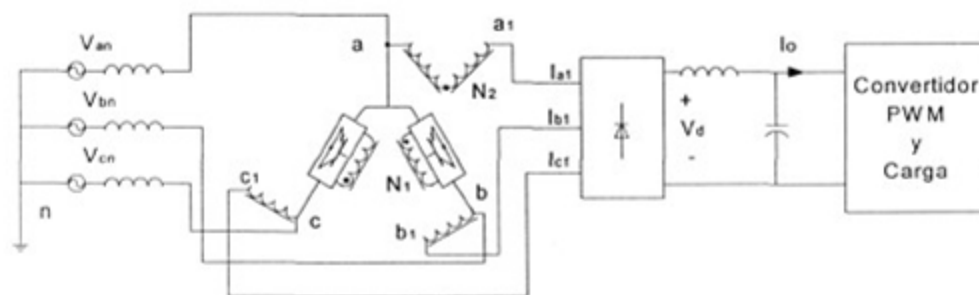


Figura I-12. Circuito con un transformador auto-conectado electrónicamente simplificado.

I.3.2.2 Filtros activos

Como se ha mencionado, las cargas no lineales como los rectificadores trifásicos demandan corrientes armónicas a la red eléctrica. Otra solución para resolver este problema consiste en el empleo de filtros activos de corriente. Un circuito de filtro activo de corriente se muestra en la figura I-13.

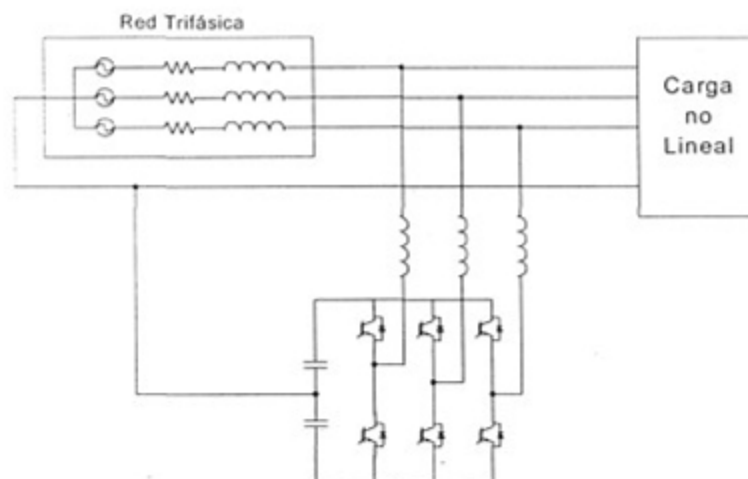


Figura I-13. Filtro activo en un sistema trifásico.

Los filtros activos de corriente en sistemas trifásicos son convertidores de seis interruptores, generalmente inversores alimentados en tensión con salida en corriente, los cuales se conectan en paralelo con la carga y cuyo objetivo principal es cancelar las corrientes armónicas [4].

I.4 Objetivos y alcances

El objetivo de esta investigación es el estudio y análisis de un rectificador PWM como topología de rectificación trifásica para media potencia y baja tensión, con un alto factor de potencia y baja distorsión en corriente, desde el punto de vista de electrónica de potencia, empleando herramientas convencionales de control. En este tipo de estructuras se analiza la conveniencia del empleo de sistemas de control digital (DSP's).

Se presenta un prototipo experimental el cual permite identificar la problemática asociada con la corrección del factor de potencia en los rectificadores trifásicos, así como validar los resultados obtenidos tanto teóricamente como en simulaciones.

El prototipo experimental tiene las siguientes características:

Potencia de salida: 2.48 kW.

Tipo de alimentación: Trifásica.

Voltaje de entrada: $3 \times 63.5 \pm 10\%$ V rms.

Frecuencia de conmutación: 10 kHz.

Voltaje de salida: 200 V.

I.5 Contenido general de la tesis

En el capítulo I se ha planteado la problemática del factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica, así como el impacto que tienen en la red de suministro eléctrico las cargas no lineales. Se ha dado una perspectiva general del Estado del Arte para esta problemática. Se han establecido los objetivos y los alcances del trabajo, así como las especificaciones del prototipo experimental.

En el capítulo II se presentan diferentes alternativas para corregir el factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica.

En el capítulo III se hace un análisis del Rectificador PWM basado en la transformación DQ. Se presenta el diseño del prototipo experimental del rectificador, al igual que el algoritmo de control y las funciones de transferencia de los controladores para implementarse de forma digital en un DSP. Se presentan resultados de simulación del funcionamiento del Rectificador PWM.

En el capítulo IV se presentan los resultados experimentales de la operación del sistema.

En el capítulo V se presentan las conclusiones a que se llega con este trabajo y los trabajos a futuro que se pueden derivar.

En el apéndice A se presenta la transformación D-Q de los elementos del circuito Rectificador PWM. En el apéndice B se presentan los cálculos para la fabricación de las bobinas de entrada. En el apéndice C se muestra el diseño de los impulsores para los dispositivos de conmutación. En el apéndice D

se presenta el diagrama de flujo para el control de la operación del sistema. En el apéndice E se muestran las hojas de datos del módulo de potencia. En el apéndice F se presenta la lista de símbolos y términos utilizados en este trabajo.

CAPITULO II

Alternativas de corrección del factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica

II.1 Corrección del factor de potencia mediante el empleo del convertidor elevador con un solo interruptor en MCD

Existen varias topologías trifásicas que corrigen el factor de potencia con un solo interruptor y que se encuentran basadas en convertidores CD/CD. Estas topologías permiten corregir el factor de potencia de manera natural cuando son operadas en el MCD. Debido a su simplicidad (en cuanto al circuito de control y al número de elementos para realizar la rectificación trifásica) y a su relativamente buen funcionamiento; es el convertidor elevador trifásico con un solo interruptor, operando en el modo de conducción discontinuo (MCD), la topología mas popular en esta categoría (figura II-1) [5].

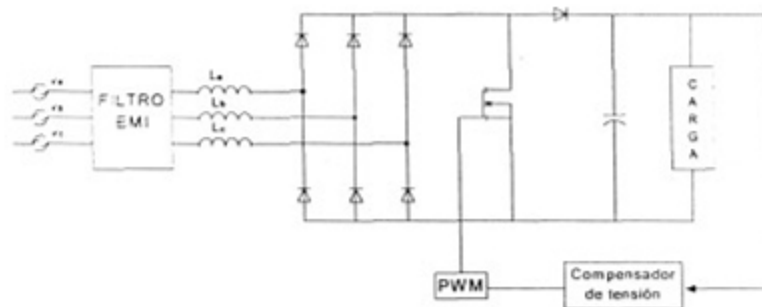


Figura II-1. Rectificador trifásico elevador con un solo interruptor.

Durante cada ciclo de conmutación, los inductores de entrada se cargan de manera proporcional al voltaje de línea y son descargados posteriormente hasta que la corriente llega a cero. Por lo que las corrientes en los inductores de entrada están formadas por un tren de pulsos triangulares de corriente cuyos valores promedios (componentes de baja frecuencia) son también proporcionales a cada uno de los

voltajes fase-neutro de entrada, como se muestra en la figura II-2. Por lo tanto, la potencia de entrada presenta una corrección natural del factor de potencia.

Para obtener una corriente de línea proporcional a los voltajes de entrada de fase-neutro con esta topología, sin la necesidad del control activo de las corrientes de fase, los inductores de entrada deben operar en el modo de conducción discontinuo, esto es, la corriente de los inductores de entrada debe llegar a cero antes del siguiente ciclo de trabajo. Es de gran ayuda colocar un filtro pequeño de entrada diseñado en alta frecuencia (filtro EMI) entre la línea trifásica y los inductores del convertidor elevador para disminuir los armónicos de alta frecuencia. De esta manera, el convertidor elevador con un solo interruptor y entrada inductiva, mantiene la corrección del factor de potencia y la disminución de la distorsión armónica.

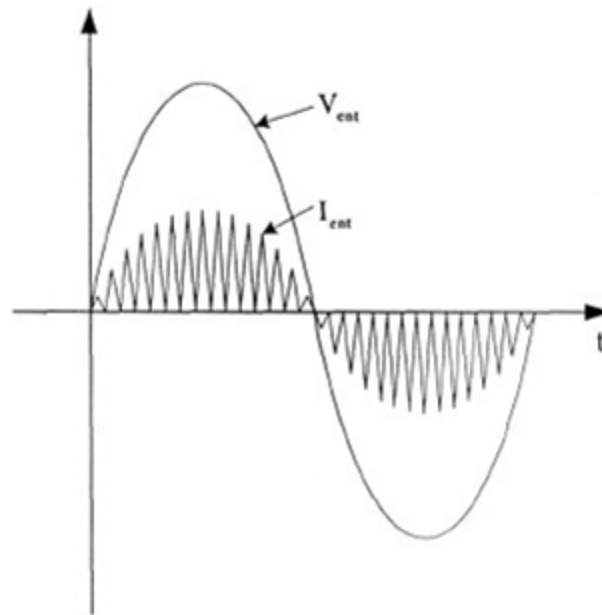


Figura II-2. Forma de onda del voltaje y corriente de entrada.

Normalmente esta topología es controlada por un lazo de voltaje lento, el cual mantiene los ciclos de trabajo prácticamente constantes sobre un ciclo de línea, por lo que el pico de la corriente de entrada es proporcional al voltaje de entrada. La corriente de entrada es distorsionada únicamente por la acción de descarga de corriente del inductor. La duración de la descarga está determinada por la diferencia entre los voltajes de entrada y salida, por lo que para reducir la distorsión armónica en un convertidor elevador de este tipo, el voltaje de salida debe ser suficientemente alto para limitar la duración de la etapa de descarga.

El empleo de esta topología se encuentra restringido por el contenido armónico que presenta en su corriente de entrada. La norma IEC 61000-3-2 establece un límite máximo para cada armónico característico de este convertidor. Como ejemplo, un convertidor con una tensión de entrada de 220 V rms de fase a neutro y una tensión de salida de 800 V, sólo cumple la norma a bajas potencias (6KW), debido a que el quinto armónico se encuentra por encima del límite que establece la norma para potencias mayores [6].

Para aumentar el nivel de potencia de este convertidor es necesario incrementar la tensión de salida, sin embargo, una tensión superior a 800 V ya no resulta conveniente en muchas aplicaciones. Además de que se incrementan las pérdidas por conmutación, se requieren dispositivos semiconductores que soporten mayores esfuerzos de tensión.

Por lo anterior, es que se han buscado estrategias de control que permitan aumentar los niveles de potencia de este convertidor, sin que se incrementen los niveles de la tensión de salida. Se han empleado dos técnicas de control para lograrlo: la operación a frecuencia variable y la técnica de inyección de armónicos.

La operación a frecuencia variable consiste en operar al rectificador trifásico con un solo interruptor en el límite entre el MCD y el modo de conducción continuo (MCC) [7]. Para implementar este control es necesario sensar la corriente en el diodo de salida de manera tal que cuando llegue a cero, el interruptor se cierre inmediatamente. Con esta técnica se logra incrementar los niveles de potencia hasta aproximadamente 9 KW con las mismas tensiones de entrada y de salida señaladas anteriormente. Sin embargo, la operación a frecuencia variable presenta una considerable desventaja: la frecuencia de operación depende de la carga. A carga ligera, el incremento en la frecuencia de conmutación resulta en altas pérdidas de conmutación, y un rango amplio en la frecuencia de operación complica el diseño del inductor y del filtro EMI, así como la selección de los dispositivos semiconductores.

Una de las formas de reducir el valor del quinto armónico y mejorar la THD en corriente, manteniendo la operación a frecuencia constante, es modulando el ciclo de trabajo con alguna señal. Por lo general, esta señal tiene un valor de frecuencia que es múltiplo de la frecuencia fundamental, por lo que se suele decir que se inyectan armónicos [8].

A pesar de las mejoras que se han obtenido con estas técnicas, el rectificador trifásico elevador con un solo interruptor presenta el problema de que se requiere una tensión elevada en el bus de CD, 800 V o superior, para cumplir adecuadamente con las normas. Si el nivel de tensión en el bus de CD es inferior a 800 V, entonces ya no será posible satisfacer las normas para una potencia de 9 KW.

Debido a que en el modo de operación discontinuo el interruptor es encendido bajo la condición de corriente cero se tienen bajas pérdidas durante el encendido. Sin embargo, este interruptor es apagado bajo condición de corriente elevada, teniéndose grandes pérdidas durante el apagado, por lo que la conmutación suave de transición a corriente cero se recomienda para incrementar la eficiencia del convertidor.

II.2 Corrección del factor de potencia mediante el uso de dos módulos monofásicos

Otra forma de corregir el factor de potencia y reducir las corrientes armónicas en sistemas trifásicos es usando dos módulos monofásicos de corrección de factor de potencia. En esta configuración las "tres" fases de entrada se transforman primero en "dos" fases por medio de un autotransformador. Dos módulos monofásicos estándar de corrección de factor de potencia se emplean para procesar las "dos" fases y entregar potencia a la salida de CD. Inductores y diodos separados se emplean para limitar la interacción entre las dos etapas de corrección de factor de potencia. Debido a la operación en cascada de éstas, el rizado de baja frecuencia (120 Hz) en el capacitor de filtrado se cancela [10]. El circuito utilizado en esta técnica se muestra en la figura II-3.

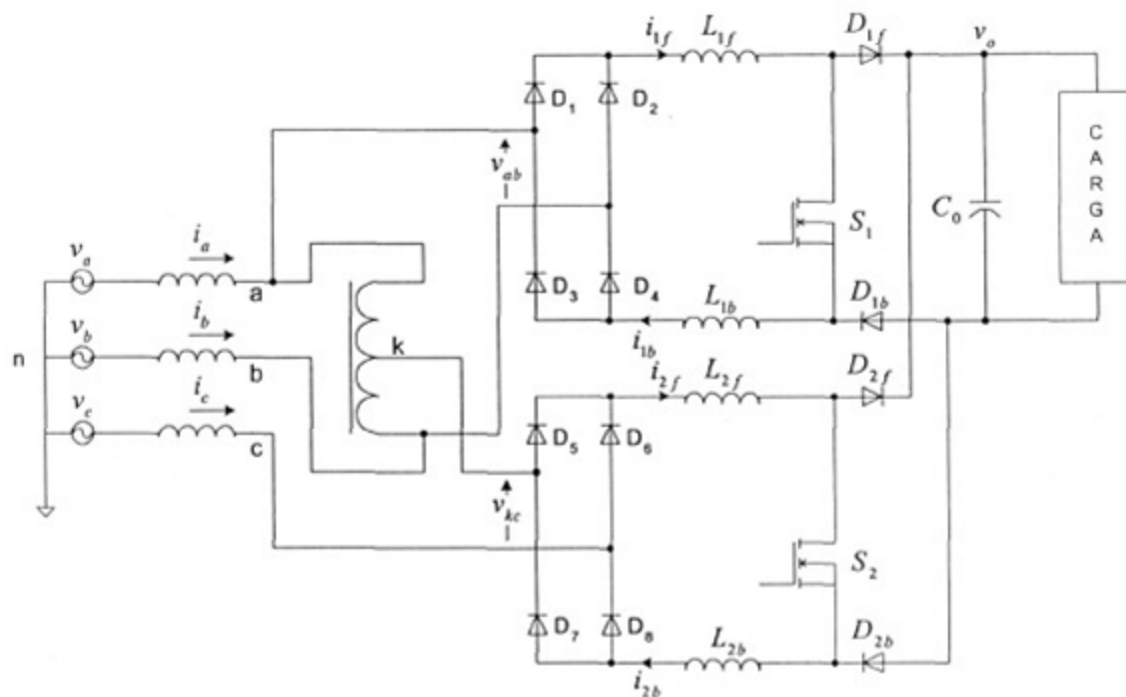


Figura II-3. Topología de corrección de factor de potencia trifásica utilizando dos módulos monofásicos.

Las ventajas que presenta esta forma de corregir el factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica son:

- El sistema es modular. Emplea dos módulos monofásicos estándar de corrección de factor de potencia.
- Las formas de onda de las corrientes de entrada son muy cercanas a senoidal, y el factor de potencia tiende a la unidad.
- En este sistema, la componente armónica de segundo orden de la corriente en el capacitor de filtrado en CD se cancela. Esto reduce considerablemente el calentamiento del capacitor, aumentando su vida útil.
- Los voltamperes (VA) del autotransformador empleado son bajos.
- La salida de CD es regulada e inmune a variaciones cortas de voltaje y otras perturbaciones en la calidad de energía.
- Los esfuerzos en tensión y corriente de los dispositivos semiconductores de conmutación se disminuyen, ya que cada módulo procesa la mitad de la energía.

Los voltajes trifásicos de entrada v_a , v_b y v_c (desfasados 120°) son transformados a dos fases v_{ab} y v_{kc} (desfasados 90°) por medio de un autotransformador con derivación central.

Dos módulos monofásicos elevadores para corrección de factor de potencia se conectan a los voltajes "bifásicos" v_{ab} y v_{kc} .

El módulo monofásico 1 de corrección de factor de potencia consiste en un puente rectificador, los inductores L_{1f} y L_{1b} , y los diodos D_{1f} y D_{1b} . El módulo monofásico 2 de corrección de factor de potencia consiste en un puente rectificador, los inductores L_{2f} y L_{2b} , y los diodos D_{2f} y D_{2b} . Se emplean inductores y diodos por separado en cada uno de los dos módulos para limitar la interacción entre éstos cuando las salidas se combinan.

Aunque $|V_{ab}| \neq |V_{bc}|$, los dos módulos se controlan convenientemente con diferentes ganancias para suministrar cada uno la mitad de la potencia de salida. Esta característica permite la cancelación de la componente armónica de segundo orden de la corriente en el capacitor de filtrado.

La figura II-4 muestra los circuitos equivalentes para cada condición de conmutación.

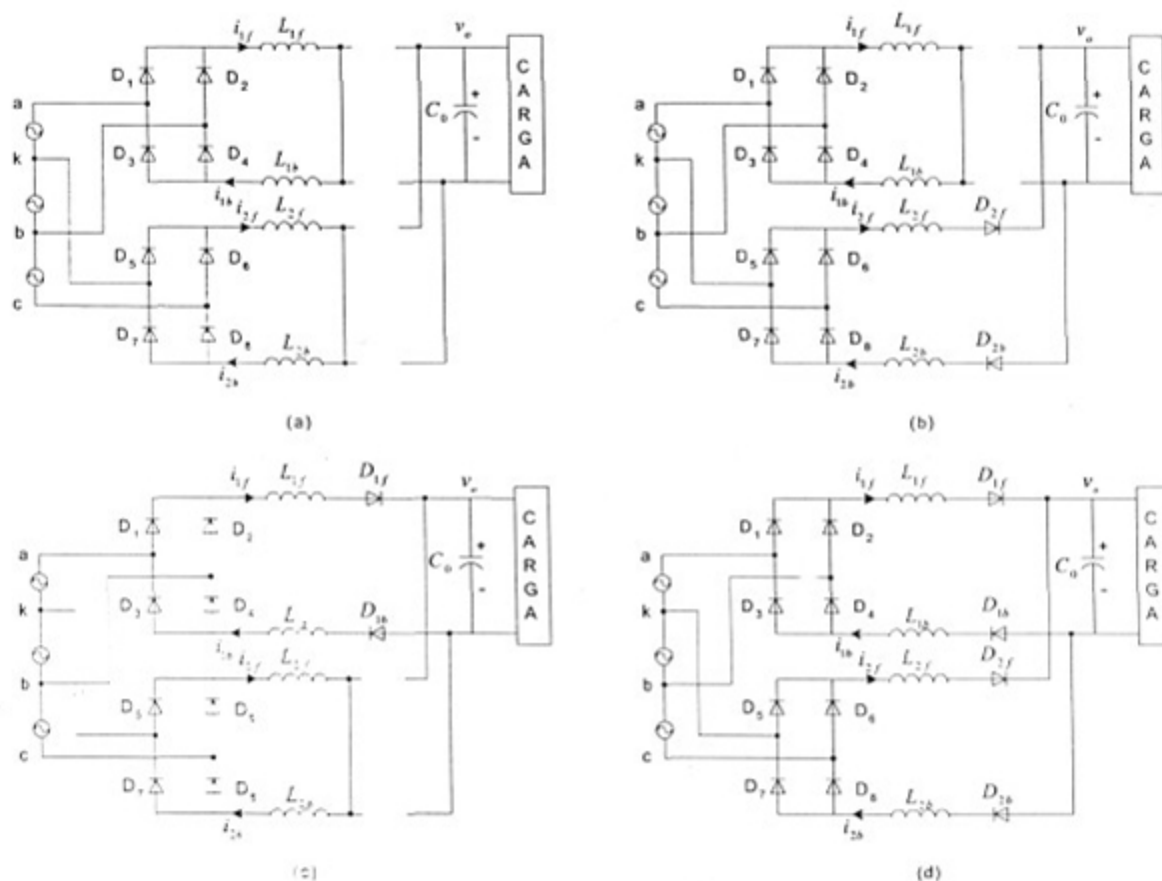


Figura II-4. Circuitos equivalentes para cada condición de los interruptores. (a) Circuito equivalente cuando los dos interruptores están cerrados. (b) Circuito equivalente cuando el interruptor superior está cerrado y el inferior abierto. (c) Circuito equivalente cuando el interruptor superior está abierto y el inferior cerrado. (d) Circuito equivalente cuando los dos interruptores están abiertos.

Cuando los interruptores S_1 y S_2 se encuentran cerrados no hay circulación de corriente hacia la carga, por lo que los dos módulos trabajan independientemente; el circuito equivalente se muestra en la figura II-4(a). Cuando alguno de los interruptores está abierto y el otro cerrado, los dos módulos también operan independientemente, sólo que uno de ellos suministra potencia a la carga. Los circuitos

equivalentes para esta condición se muestran en las figuras II-4(b) y (c). Sin embargo, cuando ambos interruptores están abiertos los dos módulos monofásicos de corrección del factor de potencia están simultáneamente conectados a la carga, interactuando entre sí. Con un diseño adecuado de las inductancias L_{1f} , L_{1b} , L_{2f} y L_{2b} , la interacción se puede mantener al mínimo y no se afecta la calidad de la corriente de entrada.

Para superar la interacción entre fases se usa una modulación por ancho de pulso (PWM) escalonada. Los dos módulos monofásicos de corrección del factor de potencia pueden trabajar independientemente evitando la condición mostrada en la figura II-4(d). Si se utilizan señales de portadora para los PWM desfasadas 180° y un ciclo de trabajo mayor de 0.5 cuando los dos voltajes de entrada son iguales, la interacción es virtualmente eliminada.

II.3 Corrección del factor de potencia mediante un convertidor elevador con seis interruptores (Rectificador PWM)

Mediante el empleo de interruptores en el rectificador trifásico en lugar de diodos es posible formar un rectificador elevador trifásico, como se muestra en la figura II-5, con el cual se obtiene una corriente de entrada senoidal y un excelente factor de potencia. La corriente de entrada es completamente controlable, en amplitud y distorsión, así como en fase de manera que puede obtenerse un factor de potencia cercano a la unidad.

El rectificador PWM está formado por tres inductancias, L_1 , L_2 y L_3 , que deben ser seleccionadas de manera tal que, tomando en cuenta la carga, el sistema sea capaz de hacer que el factor de potencia se acerque a la unidad. La parte central del rectificador la forman seis dispositivos de conmutación, S_1 - S_6 , que pueden ser transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT) o algún otro semiconductor que haga la función. Por último se emplea un capacitor de filtrado para alimentar la carga.

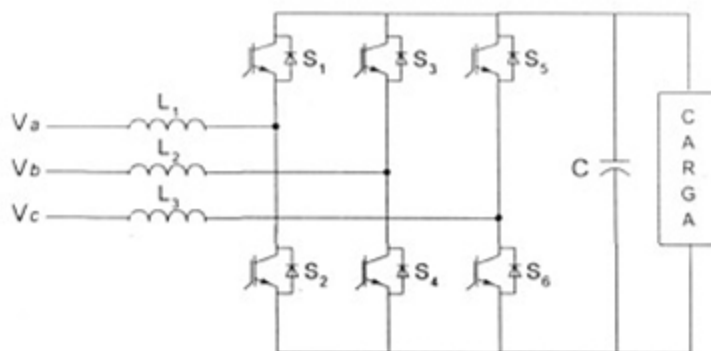


Figura II-5. Rectificador trifásico elevador con seis interruptores.

Las principales ventajas que presenta un sistema de este tipo son:

- El voltaje rectificado de CD puede ser controlado desde cero hasta el máximo.
- La parte rectificadora de CD es una fuente ideal de corriente en estado estable.
- El factor de potencia se puede controlar arbitrariamente dentro de un cierto rango.

- Permite un control total de intercambio de potencia activa y reactiva entre la fuente de CA y el lado de CD.

El sistema presenta algunas desventajas importantes:

- Se incrementa a seis el número de dispositivos semiconductores.
- El control de la etapa de potencia se vuelve mas complejo, por los que generalmente se emplea este sistema para potencias superiores a 10 KW.

Existen diferentes técnicas de control para corregir la forma de la corriente de entrada en un rectificador PWM y así eliminar las componentes armónicas y elevar el factor de potencia [13]. Estas técnicas de control de corriente (que dan como resultado las señales de disparo de los dispositivos de conmutación) se pueden dividir, de manera general, en métodos que operan en un marco de referencial fijo y métodos que operan en un marco referencial giratorio [figuras II-5(a) y (b)]. Existen numerosas formas de control en el marco de referencial fijo:

- Control de corriente por histéresis, el cual mantiene el error dentro de una banda específica. Las ventajas de este esquema son la simplicidad, buena exactitud y alta robustez. La mayor desventaja es que la frecuencia de conmutación varía dentro de un ciclo de carga; esto comúnmente da por resultado que dicha frecuencia de conmutación sea alta comparada con otras técnicas de control y el promedio varía con las condiciones de operación, dando por resultado un esfuerzo adicional en los dispositivos de conmutación.
- Control de corriente predictiva, con frecuencia de conmutación fija, basado en la predicción del error de corriente de un modelo de la carga. Las ventajas son rapidez y precisión en el seguimiento de una forma de onda de referencia; sin embargo, es sensible a variaciones de parámetros y retardos de tiempo.
- Control de corriente indirecto, que elimina la necesidad de transductores de corriente y emplea un patrón PWM senoidal estándar. Sin embargo, se requieren los valores de los parámetros del sistema y la región de estabilidad es más restringida en comparación con el control por histéresis.

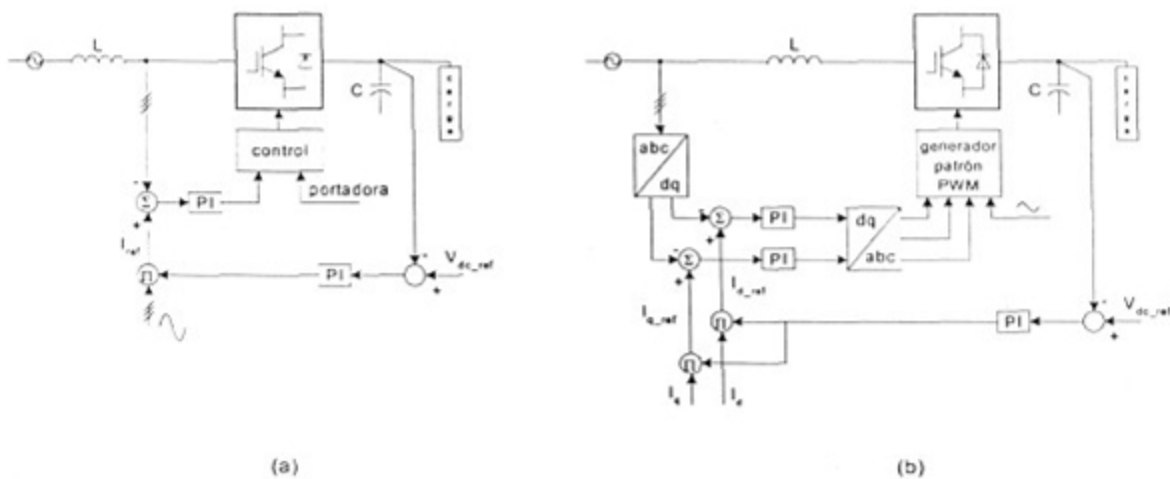


Figura II-5. Control de las corrientes de entrada de un rectificador PWM regulado en voltaje. (a) Marco de referencial fijo abc . (b) Marco de referencial giratorio $dq0$.

Para controlar la forma de onda de la corriente de entrada en un marco referencial giratorio síncrono, es necesario efectuar primero una transformación a las corrientes de línea de los ejes abc a los ejes $dq0$ (transformación D-Q) y mediante una técnica de control adecuada (histéresis o PWM senoidal) se obtienen las señales de disparo para los dispositivos de conmutación del rectificador PWM, las cuales deben ser complementarias para los dispositivos de una misma rama, es decir, la señal de disparo para el interruptor S_1 es el complemento de la del interruptor S_2 y viceversa. Lo mismo ocurre con los interruptores S_3 y S_4 , y con S_5 y S_6 .

Estos dos métodos de control (marco de referencial fijo y marco de referencial giratorio) para la forma de onda de la corriente de entrada presentan características importantes:

- La amplitud y la fase son las variables de control en el referencial fijo. El controlador maneja señales de CA en estado estable. Estas variables son transformadas en señales de CD (componentes $dq0$) en el referencial giratorio.
- El controlador en el referencial giratorio elimina el error de estado estable, dado que opera con señales de CD y el integrador tiene una ganancia infinita en esa frecuencia. El controlador en el referencial fijo regula señales de CA (componente fundamental de CA) y el integrador tiene una ganancia finita en esa frecuencia. Por lo tanto, hay un error inherente en amplitud y fase. El error depende de la frecuencia de entrada.
- Las señales de comando están desacopladas en el controlador del referencial giratorio. Esto permite alternar implementaciones de control para la potencia activa (P) y la reactiva (Q) del rectificador.
- El controlador en el referencial fijo tiene la ventaja obvia de la simplicidad, dado que puede ser implementado usando circuitería analógica simple; mientras que cálculos digitales se requieren para el controlador en el referencial giratorio. Sin embargo, para aplicaciones en las que se requiere alta precisión, el controlador en el referencial giratorio es la solución preferida.

II.4 Corrección del factor de potencia mediante el uso de un transformador auto-conectado electrónicamente

Otra forma de corregir el factor de potencia y reducir las corrientes armónicas en sistemas trifásicos es usando un transformador auto-conectado electrónicamente simplificado (SACET por sus siglas en inglés "Simplified Auto-Connected Electronic Transformer"), con el fin de modificar las características de un equipo rectificador estándar de 6 pulsos por las de 12 pulsos [12]. El SACET es un transformador auto-conectado de alta frecuencia alimentado por un convertidor estático. El sistema se conecta en paralelo entre el equipo rectificador de 6 pulsos y la alimentación. La modificación de las características del equipo rectificador da por resultado la cancelación del 5° y 7° armónico y una reducción significativa del 11° y 13°. En el caso de que el SACET tenga una falla, las características del sistema rectificador regresan a las de uno con 6 pulsos. La figura II-6 muestra el circuito.

Las ventajas que presenta el SACET se pueden resumir como sigue:

- La relación de VA del SACET es baja, 0.34 pu de la potencia de salida.
- La componentes armónicas 5ª y 7ª de la corriente de línea generadas por el equipo rectificador, se cancelan. Las componentes armónicas 11ª y 13ª se reducen significativamente.

- La operación del SACET es en lazo abierto y no requiere ninguna medición ni control por retroalimentación.
- El SACET no introduce resonancias adicionales a la red.
- Tiene la capacidad de ser un equipo tolerante a fallas. En el caso de que el convertidor electrónico de potencia en el SACET tenga una falla, las características del sistema rectificador regresan a las de uno de 6 pulsos.

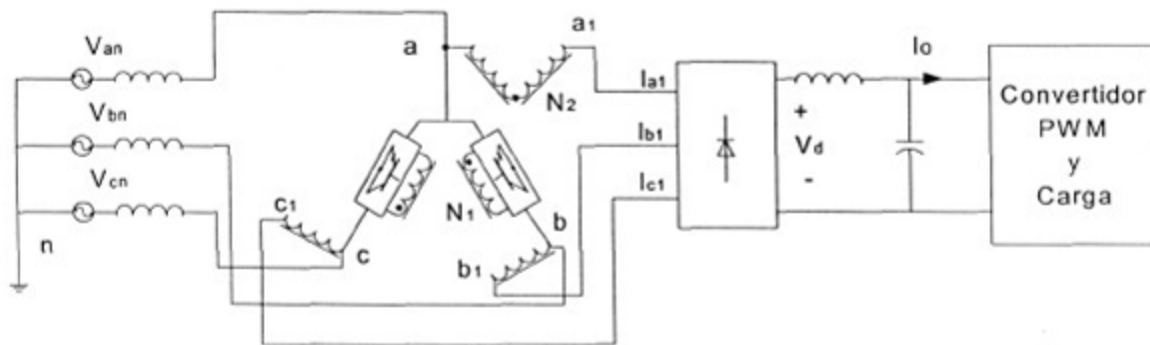


Figura II-6. Circuito con un transformador auto-conectado electrónicamente simplificado (SACET).

Un SACET produce formas de onda de 12 pulsos de la corriente de entrada a partir de un sistema de 6 pulsos. La parte principal de este sistema la forman dos bloques convertidores de 4 cuadrantes con interruptores IGBT. La figura II-7 muestra el diagrama del circuito del bloque.

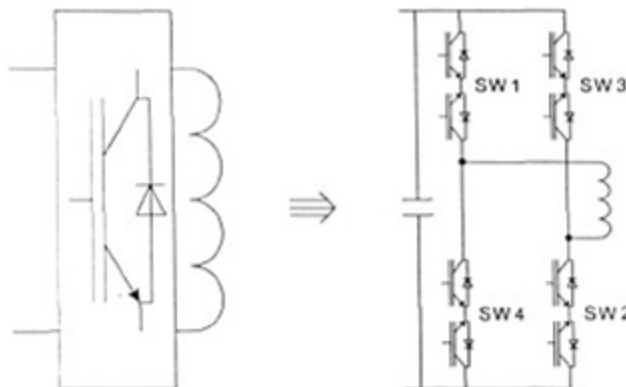


Figura II-7. Diagrama del circuito del bloque convertidor de 4 cuadrantes.

Una estructura de delta abierta se selecciona para el SACET con el fin de reducir el número de interruptores. Dos transformadores monofásicos de tres embobinados junto con dos bloques convertidores estáticos se emplean para formar el SACET (figura II-8). Los embobinados del transformador etiquetados pq, cc1 y a1d1 están acoplados, lo mismo que los embobinados con identificaciones tu, bb1 y ad1. Dos convertidores de 4 cuadrantes están conectados a través de la alimentación y los devanados de los transformadores. El voltaje de entrada v_{ab} del SACET se modula por medio del convertidor y se aplica al devanado del transformador como el voltaje v_{pq} . Éste, esencialmente consiste de componentes de la frecuencia de conmutación e induce voltajes de alta frecuencia a través de los devanados v_{clc} y v_{ald1} .

Similarmente, voltajes de alta frecuencia, v_{b1b} y v_{d1a} , son generados por el voltaje v_{fu} . Los resultantes voltajes de entrada al rectificador v_{a1n} , v_{b1n} y v_{c1n} son alterados por la conmutación del SACET. La acción de conmutación del SACET da por resultado una modulación de las corrientes de entrada al rectificador (i_{a1} , i_{b1} e i_{c1}) y la cancelación de las componentes armónicas 5ª y 7ª de las corrientes de entrada (i_a , i_b e i_c).

La figura II-8 muestra la topología del SACET con dos transformadores monofásicos alimentando a una carga con rectificador.

La THD de la corriente de entrada disminuye de un 33.4% a un 18.4%.

La operación a alta frecuencia del SACET da por resultado tamaño y peso pequeños. Una reducción adicional en tamaño y peso es posible incrementando la frecuencia de conmutación (>20 kHz) y empleando núcleos de ferrita.

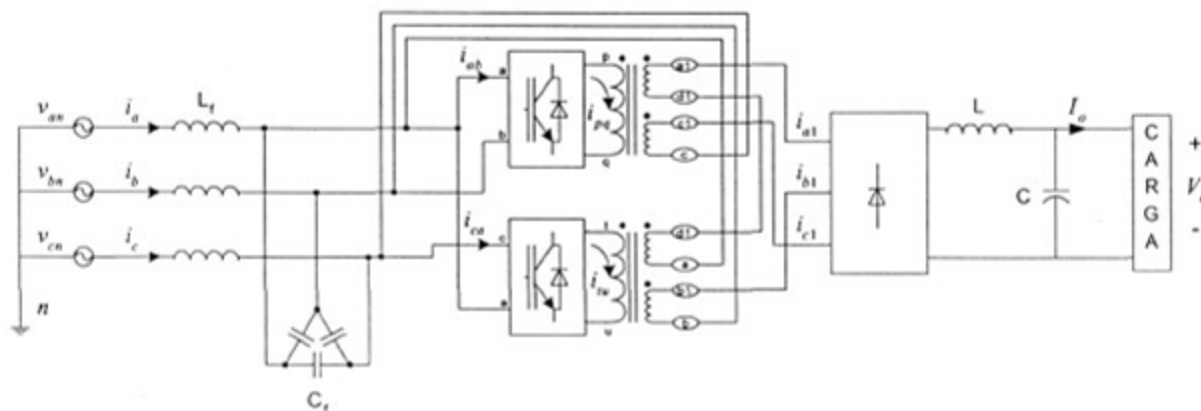


Figura II-8. Topología del SACET.

CAPITULO III Rectificador PWM trifásico

III.1 Principio de operación

Si en lugar de diodos en un rectificador trifásico se utilizan otros dispositivos de conmutación, como pueden ser transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT), y además se adicionan inductancias en cada línea de alimentación, se forma un rectificador PWM trifásico. Mediante una conmutación adecuada de los transistores se puede lograr controlar completamente, tanto en amplitud como en forma, la corriente de cada una de las líneas y su fase respecto a la tensión, lo que significa que el factor de potencia es cercano a la unidad. Otra característica de un rectificador PWM trifásico es que puede regular el voltaje de corriente directa, presentando muchas más ventajas que un sistema de rectificación trifásico controlado por fase a través de rectificadores controlados de silicio (SCR).

La figura III-1 muestra el circuito principal del rectificador PWM trifásico. Para este trabajo, los pulsos que activan los dispositivos de conmutación son patrones de forma de onda PWM senoidal (SPWM) trifásico.

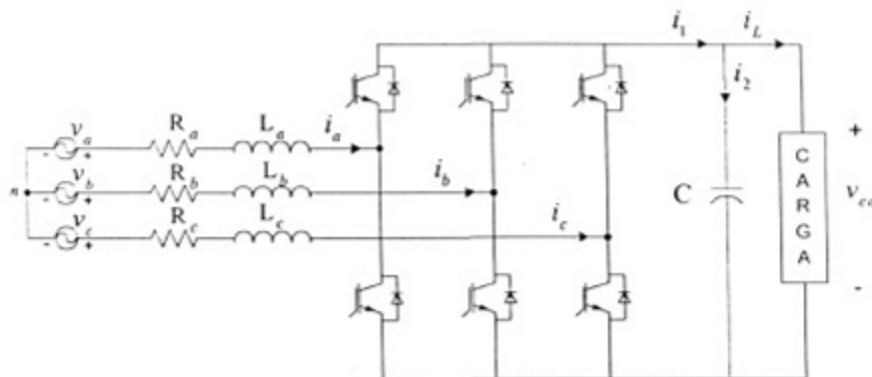


Figura III-1. Rectificador PWM trifásico.

En esencia, el rectificador PWM es lo mismo que un inversor PWM excepto por la dirección del flujo de potencia; en situación regenerativa el rectificador PWM trabaja como un inversor. El rectificador puede pensarse que actúa como una fuente de voltaje trifásica de CA, si no se consideran las componentes armónicas de alta frecuencia. La figura III-2(a) muestra el circuito equivalente de la componente fundamental de una sola fase y la figura III-2(b) muestra el diagrama fasorial de la fase.

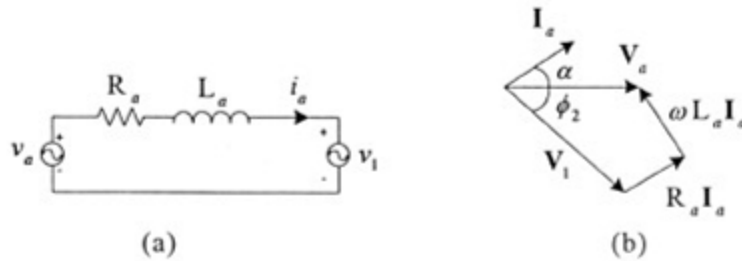


Figura III-2. (a) Circuito equivalente de la componente fundamental de una fase. (b) Diagrama fasorial de la fase.

Donde R_a es la resistencia de la bobina y v_1 es la tensión de la fase a al neutro generada por el rectificador de acuerdo al patrón de conmutación.

Si en el circuito de la figura III-2(a) se aplica la ley de Kirchhoff de voltaje se obtiene

$$-V_a + j\omega L_a I_a + R_a I_a + V_1 = 0 \tag{III-1}$$

despejando la corriente

$$I_a = \frac{V_a - V_1}{R_a + j\omega L_a} \tag{III-2}$$

Haciendo lo mismo para las demás fases, se ve que la amplitud y la fase de las corrientes de entrada son controladas por los voltajes v_1 , v_2 y v_3 del rectificador. Al mismo tiempo, el flujo de potencia del lado de CA al de CD es también controlado, de tal manera que el voltaje de CD de salida se mantiene constante.

De lo anterior se puede ver que para tener un factor de potencia unitario se debe hacer que el rectificador genere un voltaje senoidal y con una fase tal que el ángulo de la corriente sea el mismo que el del voltaje de entrada. Esta generación del voltaje del rectificador se puede lograr haciendo que los dispositivos de conmutación sigan un patrón determinado.

Se mencionó en el capítulo anterior que existen diferentes técnicas de control para corregir la forma de la corriente de entrada en un rectificador PWM y así eliminar las componentes armónicas y elevar el factor de potencia. Estas técnicas de control de la corriente (que dan como resultado las señales de disparo de los dispositivos de conmutación) se pueden dividir, de manera general, en métodos que operan en un marco de referencial fijo y métodos que operan en un marco referencial giratorio.

Las técnicas para el control de la corriente de entrada que operan en un marco de referencial giratorio ofrecen más ventajas, mencionadas en el capítulo anterior, que las que operan en un marco de referencial fijo; por lo que se preferirán las primeras.

Supongase que los voltajes de alimentación por fase son los siguientes:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m \text{sen}(\omega t) \\ V_m \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) \\ V_m \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

y la componente fundamental de la corriente de línea es

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \text{sen}(\omega t + \alpha) \\ I_m \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \alpha) \\ I_m \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III-4})$$

Si se definen los vectores de espacio voltaje y corriente como siguen

$$\mathbf{V}_E = \frac{2}{3}(v_a + \beta v_b + \beta^2 v_c) \quad (\text{III-5})$$

$$\mathbf{I}_E = \frac{2}{3}(i_a + \beta i_b + \beta^2 i_c) \quad (\text{III-6})$$

donde

$$\beta = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{III-6a})$$

Sustituyendo (III-3), (III-4) en (III-5) y (III-6) respectivamente

$$\mathbf{V}_E = V_m e^{j\omega t} \quad (\text{III-7})$$

$$\mathbf{I}_E = I_m e^{j\omega t} e^{j\alpha} \quad (\text{III-8})$$

Las expresiones (III-7) y (III-8) muestran que los vectores de espacio voltaje y corriente giran en contra de las manecillas del reloj con una frecuencia angular ω . El ángulo α es el ángulo del factor de potencia, que es igual a la diferencia de fase entre el vector de espacio voltaje y el de corriente. Si se define un marco de referencia giratorio síncrono, que gire a la velocidad angular ω y en contra de las manecillas del reloj, como el mostrado en la figura III-3, y se orienta el eje d al vector de espacio del voltaje de alimentación \mathbf{V}_E , las componentes d y q del vector corriente son

$$I_d = I_m \cos \alpha \quad (\text{III-9})$$

$$I_q = I_m \text{sen} \alpha \quad (\text{III-10})$$

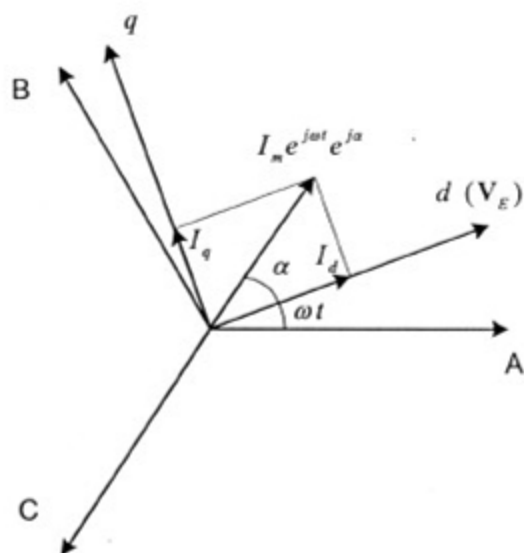


Figura III-3. Relaciones vectoriales.

Las componentes dq de la corriente no varían en el estado estable. I_d se conoce como componente de corriente activa, mientras que I_q es la componente de corriente reactiva.

Las componentes dq se pueden calcular a partir de las componentes abc mediante la matriz de transformación D-Q.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t) & \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) & \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) \\ \text{cos}(\omega t) & \text{cos}(\omega t - 2\pi/3) & \text{cos}(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

De lo anterior se puede concluir que si se traslada la corriente trifásica, con componentes variables en el tiempo, de un marco referencial fijo a uno giratorio síncrono mediante la transformación D-Q, se van a obtener componentes que no varían con el tiempo.

Por otro lado, si se tiene una corriente trifásica con componentes armónicas

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1 \text{sen}(\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} I_{6k\pm 1} \text{sen}[6k \pm 1(\omega t)] \\ I_1 \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) + \sum_{k=1}^{\infty} I_{6k\pm 1} \text{sen}[6k \pm 1(\omega t - 2\pi/3)] \\ I_1 \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) + \sum_{k=1}^{\infty} I_{6k\pm 1} \text{sen}[6k \pm 1(\omega t + 2\pi/3)] \end{bmatrix} \quad (\text{III-12})$$

al hacer la transformación D-Q se obtiene:

$$i_d = I_1 + \sum_{k=1}^{\infty} (I_{6k+1} - I_{6k-1}) \cos 6k(\omega t) \quad (\text{III-13})$$

$$i_q = \sum_{k=1}^{\infty} (I_{6k+1} + I_{6k-1}) \text{sen}6k(\omega t) \quad (\text{III-14})$$

De lo anterior se puede notar que cuando se hace la transformada D-Q a una corriente trifásica con armónicos, la componente d está formada por un término de frecuencia cero que corresponde a la componente fundamental y por armónicos múltiplos de 6. La componente q está solamente formada por armónicos múltiplos de 6.

Si la corriente tiene un ángulo de desfase α con respecto al marco referencial giratorio, la componente d está formada por un término de frecuencia cero ($I_1 \cos \alpha$) más componentes armónicas. La componente q está formada por un término de frecuencia cero ($I_1 \text{sen} \alpha$) más componentes armónicas.

Se puede efectuar la transformada inversa de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{sen} \omega t & \cos \omega t \\ \text{sen}(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ \text{sen}(\omega t + 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{III-15})$$

Basado en la transformación D-Q se puede implementar una estrategia de control que ofrezca ventajas para cancelar las componentes armónicas de las corrientes de línea, así como hacer que éstas estén en fase con el voltaje de alimentación y con ello lograr que el factor de potencia tienda a la unidad. Aunado a esto, se puede regular la tensión de corriente directa. El diagrama para el control utilizando la transformación D-Q se muestra en la figura III-4.

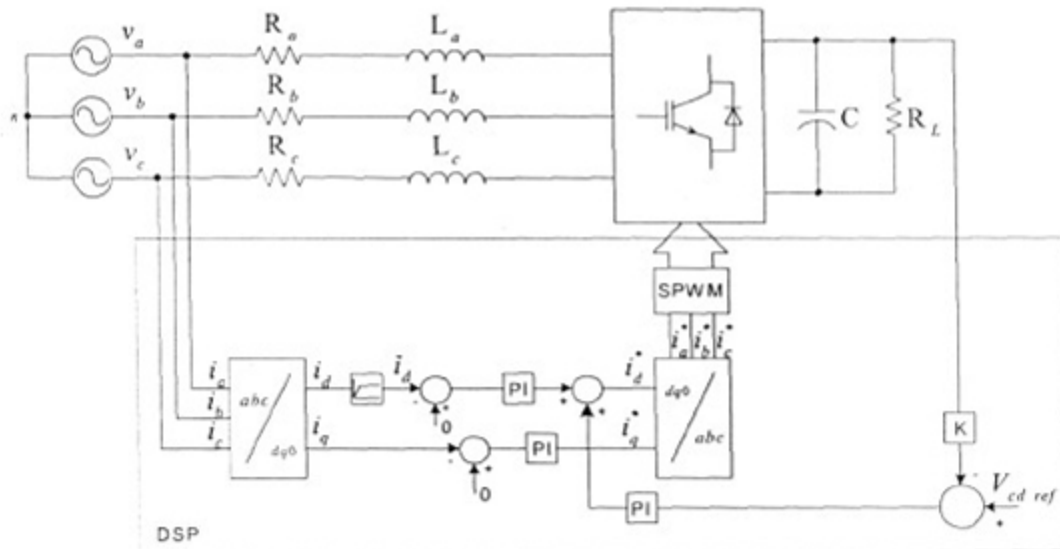


Figura III-4. Diagrama de control utilizando la transformación D-Q.

Se miden las corrientes i_a , i_b e i_c , las cuales en un principio contienen armónicos. Se aplica la transformación D-Q a estas corrientes, obteniéndose una componente en d que está formada por un valor de corriente directa (\bar{I}_d), que corresponde a la fundamental, más un valor de corriente alterna (\tilde{i}_d), que

corresponde a las armónicas; y una componente en q que está formada también por una componente de corriente directa (\bar{I}_q) más un valor de corriente alterna (\tilde{i}_q).

La i_d alimenta a un filtro pasa-altas, de tal forma que se elimina la componente de corriente directa, quedando exclusivamente la componente de corriente alterna, que es la que contiene la información sobre las armónicas de la línea.

La componente d de corriente alterna, \tilde{i}_d , alimenta a un controlador proporcional-integral con el fin de que siga a una referencia de valor cero, es decir, se desea que las componentes armónicas sean cero y con esto se tenga una corriente de línea cercana a una senoidal.

La componente q , formada por \bar{I}_q e \tilde{i}_q , alimenta a un controlador proporcional-integral para hacer que siga a una referencia de valor cero y lograr que la corriente esté en fase con el voltaje de alimentación.

A la salida de los controladores se tienen las componentes d y q de compensación, i_d^* e i_q^* , que contienen la información necesaria para hacer que las componentes armónicas de las corrientes de línea sean cero y por otro lado, que ésta esté en fase con el voltaje de alimentación y así lograr que el factor de potencia tienda a la unidad.

A las componentes d y q de compensación se les aplica la transformada D-Q inversa para obtener las componentes instantáneas de compensación, i_a^* , i_b^* e i_c^* , que están desfasadas en el tiempo 120° y son con las que se genera el patrón PWM que va a manejar los dispositivos de conmutación.

Las corrientes instantáneas de compensación alimentan a un generador de modulación senoidal del ancho de pulso (SPWM), formado por tres circuitos que efectúan una comparación entre cada una de las señales, llamadas moduladoras, y una señal triangular llamada portadora, con el fin de obtener pulsos con un ciclo de trabajo que corresponda a cada señal moduladora. La figura III-5 muestra el diagrama del generador SPWM.

Los pulsos $S_1 - S_6$ se aplican a los dispositivos de conmutación. S_1 va al dispositivo superior, mientras que S_2 va al inferior de la misma rama. Lo mismo sucede con $S_3 - S_4$ y $S_5 - S_6$.

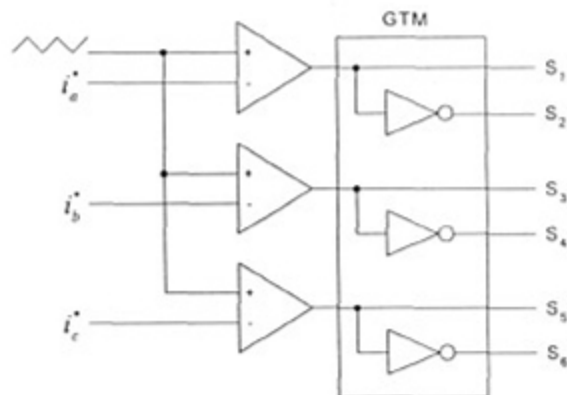


Figura III-5. Generador de modulación senoidal del ancho de pulso (SPWM).

En la práctica se tiene que considerar un tiempo muerto, es decir, debe haber un tiempo entre que un dispositivo se apaga y el otro de la misma rama se encienda, con el fin de evitar que haya un corto circuito

porque los dos elementos de conmutación estén encendidos. El valor mínimo del tiempo muerto lo determina la característica de operación de los dispositivos utilizados.

La figura III-6 muestra el patrón de pulsos generado por el modulador senoidal del ancho de pulsos para una sola fase (a). Los patrones para las demás fases son similares, solo que desfasados -120° para la fase b y 120° para la fase c .

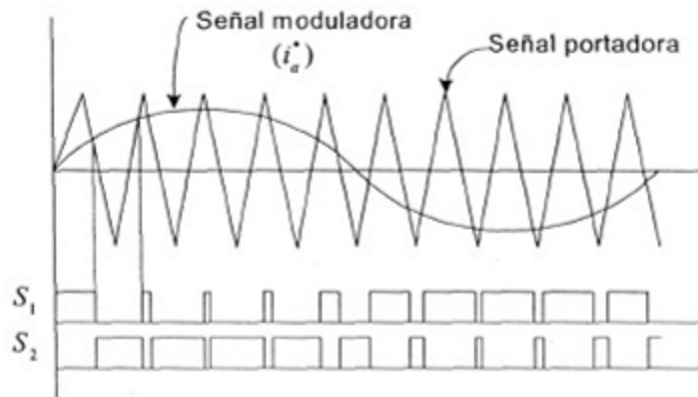


Figura III-6. Patrón de pulsos generados por el SPWM para la fase a .

Para regular el voltaje de corriente directa en la carga se toma una muestra de la tensión, se compara contra un valor de referencia deseado y el error que resulta alimenta a un controlador proporcional-integral que debe ser más lento que los controladores de las corrientes, para permitir que éstas se estabilicen primero. La señal de salida del controlador de voltaje, que considera un valor de conductancia, se suma a la que sale del control de la corriente \tilde{i}_d^* para aumentar o disminuir en la cantidad que sea necesaria la potencia activa y con esto lograr controlar el voltaje de corriente directa en la carga.

III.2 Modelado matemático del rectificador PWM trifásico mediante la transformación D-Q

El sistema mostrado en la figura III-1 es un rectificador PWM trifásico que será modelado en esta sección. Se asume que todos los elementos del circuito son lineales invariantes en el tiempo (LTI), y que todos los voltajes de los interruptores y la fuente de alimentación son ideales y balanceados. Los interruptores operan en el modo de conducción continuo (MCC), y el patrón de conmutación puede ser cualquier PWM o control de seis pulsos tal que los armónicos de conmutación no sean dominantes.

El sistema de conmutación lineal variante en el tiempo puede ser transformado a un sistema equivalente lineal invariante en el tiempo por medio de la transformación D-Q de circuitos [14].

El sistema original, como el mostrado en la figura III-1, es complejo y no adecuado para analizarlo como un todo, por lo que se divide en cinco subcircuitos básicos: fuente de voltaje, resistencia, inductor, dispositivo de conmutación y circuito de corriente directa. La figura III-7 muestra en sistema original dividido en subcircuitos.

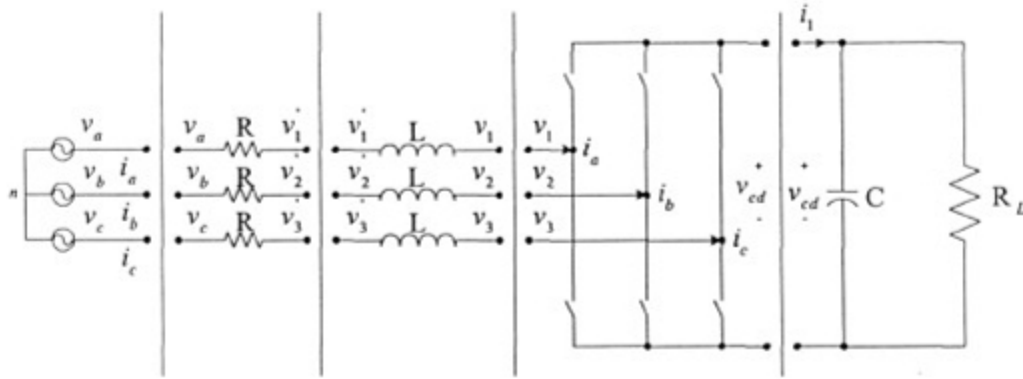


Figura III-7. Rectificador PWM dividido en subcircuitos.

Mediante la transformación D-Q los circuitos que tienen voltajes y corrientes que varían en el tiempo en un marco referencial fijo, se pasan a un marco referencial giratorio síncrono, dando por resultado circuitos con voltajes y corrientes que no varían en el tiempo.

En forma general, se define un sistema de alimentación, una función de conmutación y una matriz de transformación D-Q de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi_1) \\ \text{sen}(\omega t - 2\pi/3 + \phi_1) \\ \text{sen}(\omega t + 2\pi/3 + \phi_1) \end{bmatrix} \quad (\text{III-16})$$

$$\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} d \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \\ \text{sen}(\omega t - 2\pi/3 + \phi_2) \\ \text{sen}(\omega t + 2\pi/3 + \phi_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III-17})$$

Si:

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi) & \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) & \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ \cos(\omega t + \phi) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III-18})$$

Donde ϕ , ϕ_1 y ϕ_2 son ángulos definidos para la sincronización de la transformación D-Q.

Entonces

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = v_c \mathbf{s} \quad \mathbf{x}_{dq0} = \mathbf{K} \mathbf{x}_{abc} \quad (\text{III-19})$$

Donde v es el voltaje generado por el rectificador de acuerdo al patrón de conmutación, v_{cd} es la tensión en la carga y x es el vector de una variable (tensión o corriente) en un marco de referencia dado.

Por esta transformación, el inductor se convierte en un par de fuentes de voltaje dependientes en serie con el propio valor de la inductancia y el conjunto de conmutación en transformadores invariantes en el tiempo. Asumiendo que todas las armónicas de conmutación son despreciables y considerando sólo la componente fundamental, entonces la respuesta dinámica es la misma para todos los patrones PWM. La figura III-8 muestra el resultado de la transformación, la cual es tratada con todo detalle en el apéndice A.

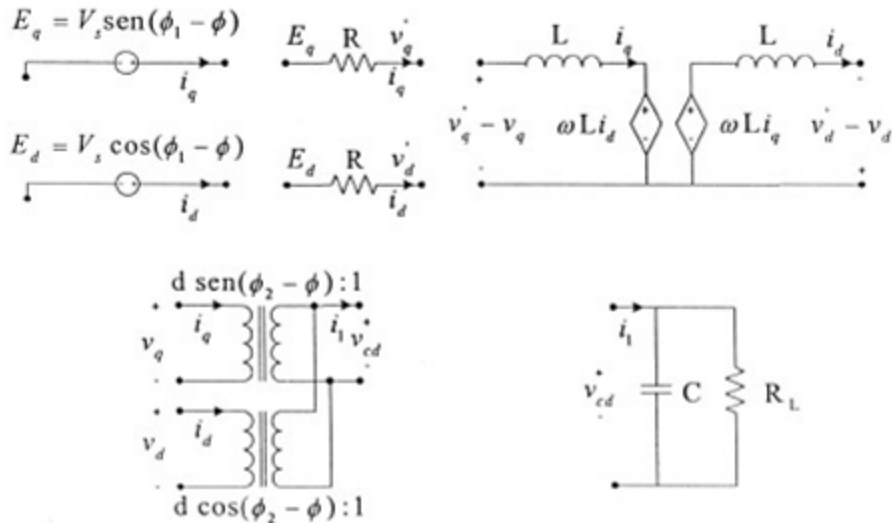


Figura III-8. Subcircuitos obtenidos al aplicar la transformación D-Q al circuito de III-7.

El circuito se reconstruye tomando en cuenta que la regla es conectar los nodos donde las variables voltaje y corriente son las mismas. El resultado de la reconstrucción se muestra en la figura III-9.

Aplicando la ley de Kirchhoff de voltaje

$$-E_q + Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + v_q + \omega Li_d = 0 \quad (\text{III-20})$$

$$v_q = v_{cd} d \text{sen}(\phi_2 - \phi) \quad (\text{III-21})$$

Sustituyendo (III-21) en (III-20) y acomodando la ecuación se tiene

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d - \frac{d \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{L} v_{cd} + \frac{1}{L} E_q \quad (\text{III-22})$$

Aplicando la ley de Kirchhoff en la otra malla

$$-E_d - \omega Li_q + v_d + L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = 0 \quad (\text{III-23})$$

$$v_d = v_{cd} d \text{cos}(\phi_2 - \phi) \quad (\text{III-24})$$

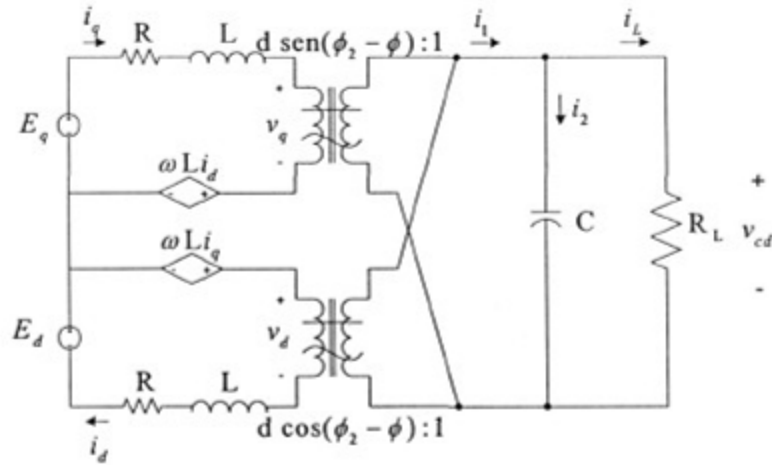


Figura III-9. Circuito reconstruido en el referencial giratorio sincrónico.

Sustituyendo (III-24) en (III-23) y acomodando la ecuación se obtiene

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q - \frac{d \cos(\phi_2 - \phi)}{L}v_{cd} + \frac{1}{L}E_d \quad (\text{III-25})$$

Aplicando la ley de Kirchhoff en el nodo de CD

$$i_1 - i_2 - i_L = 0 \quad (\text{III-26})$$

$$i_1 = \frac{P}{v_{cd}} = \frac{v_d i_d + v_q i_q}{v_{cd}} = \frac{v_d}{v_{cd}}i_d + \frac{v_q}{v_{cd}}i_q \quad (\text{III-27})$$

$$i_2 = C \frac{dv_{cd}}{dt} \quad (\text{III-28})$$

$$i_L = \frac{v_{cd}}{R_L} \quad (\text{III-29})$$

Sustituyendo (III-21) y (III-24) en (III-27) y a su vez ésta, (III-28) y (III-29) en (III-26) y acomodando la ecuación se obtiene

$$\frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{d \cos(\phi_2 - \phi)}{C}i_d + \frac{d \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{C}i_q - \frac{1}{R_L C}v_{cd} \quad (\text{III-30})$$

Arreglando las ecuaciones (III-22), (III-25) y (III-30) en forma matricial se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{v}_{cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{d \cos(\phi_2 - \phi)}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{dsen(\phi_2 - \phi)}{L} \\ \frac{d \cos(\phi_2 - \phi)}{C} & \frac{dsen(\phi_2 - \phi)}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} \quad (\text{III-31})$$

El siguiente paso es linealizar la ecuación de variables de estados del sistema promedio (III-31) con el fin de poder hacer el análisis en estado estable mediante técnicas de control lineal. Se puede notar que cualquier sistema continuo no lineal se puede aproximar como un sistema lineal dentro de un pequeño vecindario del punto de operación.

Se asume que cada variable de estado está compuesta de dos términos: uno de estado estable y otro variable, lo mismo que el índice de modulación:

$$i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \quad (\text{III-32a})$$

$$i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \quad (\text{III-32b})$$

$$v_{cd} = \bar{v}_{cd} + \tilde{v}_{cd} \quad (\text{III-32c})$$

$$d = D + \tilde{d} \quad (\text{III-32d})$$

Y además que:

$$\dot{i}_d = \frac{d(\bar{i}_d + \tilde{i}_d)}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_d)}{dt} = \dot{\tilde{i}}_d \quad (\text{III-32e})$$

$$\dot{i}_q = \frac{d(\bar{i}_q + \tilde{i}_q)}{dt} = \frac{d(\tilde{i}_q)}{dt} = \dot{\tilde{i}}_q \quad (\text{III-32f})$$

$$\dot{v}_{cd} = \frac{d(\bar{v}_{cd} + \tilde{v}_{cd})}{dt} = \frac{d(\tilde{v}_{cd})}{dt} = \dot{\tilde{v}}_{cd} \quad (\text{III-32g})$$

Se asume además que las amplitudes de los términos variables son muy pequeñas, por lo que el producto de dos términos variables se puede despreciar.

Considerando lo anterior, las ecuaciones quedan:

$$\dot{\tilde{i}}_d = -\frac{R}{L} \tilde{i}_d + \omega \tilde{i}_q - \frac{1}{L} (\bar{v}_{cd} + \tilde{v}_{cd}) (D \cos(\phi_2 - \phi) + \tilde{d} \cos(\phi_2 - \phi)) + \frac{1}{L} E_d \quad (\text{III-33})$$

$$\dot{\tilde{i}}_q = -\frac{R}{L} \tilde{i}_q + \omega \tilde{i}_d - \frac{1}{L} [v_{cd} D \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{v}_{cd} \tilde{d} \cos(\phi_2 - \phi) + \tilde{v}_{cd} \tilde{d} \cos(\phi_2 - \phi)] + \frac{1}{L} E_q \quad (\text{III-34})$$

y dado que el producto entre dos términos variables se puede despreciar:

$$\bar{v}_{cd} \bar{d} \cos(\phi_2 - \phi) \approx 0$$

$$\dot{\bar{i}}_d = -\frac{R}{L} \bar{i}_d + \omega i_q - \frac{D \cos(\phi_2 - \phi)}{L} v_{cd} - \frac{\bar{v}_{cd}}{L} \bar{d} \cos(\phi_2 - \phi) + \frac{1}{L} E_d \quad (\text{III-35})$$

$$\dot{\bar{i}}_q = -\omega i_d - \frac{R}{L} \bar{i}_q - \frac{1}{L} (\bar{v}_{cd} + \bar{v}_{cd}) (D \text{sen}(\phi_2 - \phi) + \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi)) + \frac{1}{L} E_q \quad (\text{III-36})$$

$$\dot{\bar{i}}_q = -\omega i_d - \frac{R}{L} \bar{i}_q - \frac{1}{L} [v_{cd} D \text{sen}(\phi_2 - \phi) + \bar{v}_{cd} \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi) + \bar{v}_{cd} \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi)] + \frac{1}{L} E_q \quad (\text{III-37})$$

considerando nuevamente que

$$\bar{v}_{cd} \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi) \approx 0$$

$$\dot{\bar{i}}_q = -\omega i_d - \frac{R}{L} \bar{i}_q - \frac{D \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{L} v_{cd} - \frac{\bar{v}_{cd}}{L} \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi) + \frac{1}{L} E_q \quad (\text{III-38})$$

$$\begin{aligned} \dot{\bar{v}}_{cd} &= \frac{1}{C} (\bar{i}_d + \bar{i}_d) (D \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{d} \cos(\phi_2 - \phi)) \\ &\quad + \frac{1}{C} (\bar{i}_q + \bar{i}_q) (D \text{sen}(\phi_2 - \phi) + \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi)) - \frac{1}{R_L C} v_{cd} \end{aligned} \quad (\text{III-39})$$

$$\begin{aligned} \dot{\bar{v}}_{cd} &= \frac{1}{C} [i_d D \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_d \bar{d} \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_d \bar{d} \cos(\phi_2 - \phi)] \\ &\quad + \frac{1}{C} [i_q D \text{sen}(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_q \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_q \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi)] - \frac{1}{R_L C} v_{cd} \end{aligned} \quad (\text{III-40})$$

y considerando nuevamente que el producto entre dos términos variables se puede despreciar:

$$\bar{i}_d \bar{d} \cos(\phi_2 - \phi) \approx 0 \text{ y también } \bar{i}_q \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi) \approx 0$$

$$\dot{\bar{v}}_{cd} = \frac{D \cos(\phi_2 - \phi)}{C} i_d + \frac{D \text{sen}(\phi_2 - \phi)}{C} i_q - \frac{1}{R_L C} v_{cd} + \frac{\bar{i}_d}{C} \bar{d} \cos(\phi_2 - \phi) + \frac{\bar{i}_q}{C} \bar{d} \text{sen}(\phi_2 - \phi) \quad (\text{III-41})$$

Arreglando las ecuaciones (III-35), (III-38) y (III-41) en forma matricial se tiene

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_d \\ \dot{\tilde{i}}_q \\ \dot{\tilde{v}}_{cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{D \cos(\phi_2 - \phi)}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{D \sin(\phi_2 - \phi)}{L} \\ \frac{D \cos(\phi_2 - \phi)}{C} & \frac{D \sin(\phi_2 - \phi)}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{v}_{cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\bar{v}_{cd} \cos(\phi_2 - \phi)}{L} \\ -\frac{\bar{v}_{cd} \sin(\phi_2 - \phi)}{L} \\ \frac{\bar{i}_d \cos(\phi_2 - \phi)}{C} + \frac{\bar{i}_q \sin(\phi_2 - \phi)}{C} \end{bmatrix} \bar{d} \quad (\text{III-42})$$

Las soluciones para el estado estable evolucionando libremente, se pueden conocer haciendo las variaciones cero.

$$\begin{aligned}
 0 &= -\frac{R}{L} \bar{i}_d + \omega \bar{i}_q - \frac{D \cos(\phi_2 - \phi)}{L} \bar{v}_{cd} + \frac{1}{L} E_d \\
 0 &= -\omega \bar{i}_d - \frac{R}{L} \bar{i}_q - \frac{D \sin(\phi_2 - \phi)}{L} \bar{v}_{cd} + \frac{1}{L} E_q \\
 0 &= \frac{D \cos(\phi_2 - \phi)}{C} \bar{i}_d + \frac{D \sin(\phi_2 - \phi)}{C} \bar{i}_q - \frac{1}{R_L C} \bar{v}_{cd}
 \end{aligned} \quad (\text{III-43})$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones se obtiene:

$$\bar{i}_d = \frac{E_d R - E_q D^2 \sin(\phi_2 - \phi) \cos(\phi_2 - \phi) R_L + D^2 \sin^2(\phi_2 - \phi) E_d R_L + \omega L E_q}{R^2 + R R_L D^2 + \omega^2 L^2} \quad (\text{III-44})$$

$$\bar{i}_q = \frac{E_q R - E_d D^2 \sin(\phi_2 - \phi) \cos(\phi_2 - \phi) R_L + D^2 \cos^2(\phi_2 - \phi) E_q R_L - \omega L E_d}{R^2 + R R_L D^2 + \omega^2 L^2} \quad (\text{III-45})$$

$$\bar{v}_{cd} = \frac{R_L D [\omega L \cos(\phi_2 - \phi) E_q - \omega L \sin(\phi_2 - \phi) E_d + R \cos(\phi_2 - \phi) E_d + R \sin(\phi_2 - \phi) E_q]}{R^2 + R R_L D^2 + \omega^2 L^2} \quad (\text{III-46})$$

Del modelo para pequeña señal se pueden encontrar las funciones de transferencia de cada una de las variables con respecto a las variaciones del ciclo de trabajo.

$$\frac{\tilde{i}_d(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{As^2 + Bs + E}{Fs^3 + Gs^2 + Hs + J} \quad (\text{III-47})$$

Donde

$$A = -LC\bar{v}_{cd} \cos(\phi_2 - \phi)$$

$$B = -\bar{v}_{cd} \cos(\phi_2 - \phi) \left(\frac{L}{R_L} + RC \right) - DL\bar{i}_d \cos^2(\phi_2 - \phi) - \text{sen}(\phi_2 - \phi) \left[DL\bar{i}_q \cos(\phi_2 - \phi) - \omega LC\bar{v}_{cd} \right]$$

$$E = -\frac{\bar{v}_{cd}}{R_L} \left[R \cos(\phi_2 - \phi) + \omega L \text{sen}(\phi_2 - \phi) \right] \\ - D \left[\bar{i}_d \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_q \text{sen}(\phi_2 - \phi) \right] \left[R \cos(\phi_2 - \phi) + \omega L \text{sen}(\phi_2 - \phi) \right]$$

$$F = L^2 C$$

$$G = \frac{L^2 + 2RR_L LC}{R_L}$$

$$H = \frac{2RL + R^2 R_L C + R_L LD^2 + R_L \omega^2 L^2 C}{R_L}$$

$$J = \frac{R^2 + RR_L D^2 + \omega^2 L^2}{R_L}$$

Además

$$\frac{\bar{i}_q(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{Ks^2 + Ms + N}{Fs^3 + Gs^2 + Hs + J} \quad (\text{III-48})$$

Donde

$$K = -LC\bar{v}_{cd} \text{sen}(\phi_2 - \phi)$$

$$M = -\bar{v}_{cd} \text{sen}(\phi_2 - \phi) \left(\frac{L}{R_L} + RC \right) - DL \text{sen}(\phi_2 - \phi) \left[\bar{i}_d \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_q \text{sen}(\phi_2 - \phi) \right] \\ + \omega LC\bar{v}_{cd} \cos(\phi_2 - \phi)$$

$$N = -\frac{\bar{v}_{cd}}{R_L} \left[R \text{sen}(\phi_2 - \phi) - \omega L \cos(\phi_2 - \phi) \right] \\ + D \left[\bar{i}_d \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_q \text{sen}(\phi_2 - \phi) \right] \left[\omega L \cos(\phi_2 - \phi) - R \text{sen}(\phi_2 - \phi) \right]$$

Por último

$$\frac{\bar{v}_{cd}(s)}{\bar{d}(s)} = \frac{Os^2 + Ps + T}{Fs^3 + Gs^2 + Hs + J} \quad (\text{III-49})$$

Donde

$$O = L^2 \left[\bar{i}_d \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_q \text{sen}(\phi_2 - \phi) \right] \\ P = 2RL \left[\bar{i}_d \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_q \text{sen}(\phi_2 - \phi) \right] - DL\bar{v}_{cd} \\ T = (R^2 + \omega^2 L^2) \left[\bar{i}_d \cos(\phi_2 - \phi) + \bar{i}_q \text{sen}(\phi_2 - \phi) \right] - DR\bar{v}_{cd}$$

III.3 Criterio para la selección de la inductancia de entrada

Sin pérdida de generalidad, se puede lograr una simplificación en el modelo del rectificador PWM haciendo $\phi_2 = \phi$, lo que significa sincronizar la transformada D-Q con la función de conmutación, sin que esto afecte la validez del modelo. El circuito simplificado se muestra en la figura III-10.

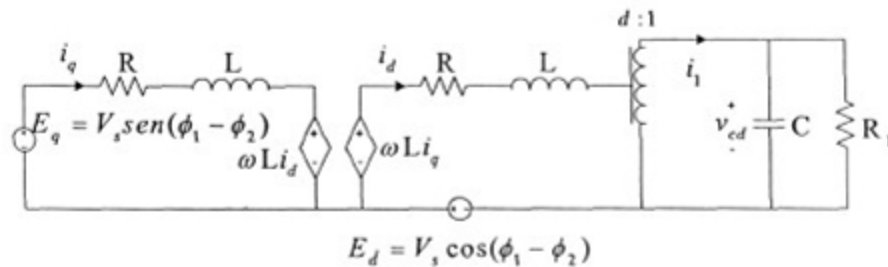


Figura III-10. Circuito simplificado cuando $\phi_2 = \phi$.

En estado estable las bobinas se comportan como cortos circuitos y el capacitor como un circuito abierto, además el valor de R sólo afecta a la potencia activa cuando se involucra en el factor de potencia y dado que en el rango de interés, la potencia reactiva es muy pequeña, su efecto se cancela, por lo que se puede despreciar para el análisis. La figura III-11 muestra el circuito para esta condición.

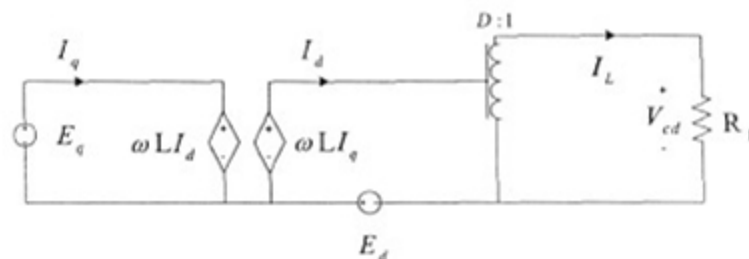


Figura III-11. Circuito simplificado en estado estable.

La potencia activa de entrada P se puede encontrar como:

$$P = E_q I_q + E_d I_d \quad (\text{III-50})$$

$$I_d = \frac{E_q}{\omega L} \quad (\text{III-51})$$

$$-E_d - \omega L I_q + D V_c = 0 \quad (\text{III-52})$$

$$V_{cd} = I_L R_L = D I_d R_L \quad (\text{III-53})$$

Sustituyendo (III-53), (III-52) y (III-51) en (III-50) y simplificando

$$P = \frac{D^2 V_s^2 \text{sen}^2(\phi_1 - \phi_2) R_L}{\omega^2 L^2} \quad (\text{III-54})$$

La potencia reactiva de entrada Q se puede encontrar como:

$$Q = E_q I_d - E_d I_q \quad (\text{III-55})$$

Sustituyendo (III-53), (III-52) y (III-51) en (III-55) y simplificando

$$Q = \frac{V_s^2}{\omega L} \left(1 - \frac{D^2 R_L}{2\omega L} \text{sen}2(\phi_1 - \phi_2) \right) \quad (\text{III-56})$$

El factor de potencia se puede encontrar como:

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} \quad (\text{III-57})$$

Sustituyendo (III-54) y (III-56) en (III-57) y simplificando

$$FP = \frac{\frac{D^2 R_L}{\omega L} \text{sen}^2(\phi_1 - \phi_2)}{\sqrt{1 - \frac{D^2 R_L}{\omega L} \text{sen}2(\phi_1 - \phi_2) + \left(\frac{D^2 R_L}{\omega L} \right)^2 \text{sen}^2(\phi_1 - \phi_2)}} \quad (\text{III-58})$$

Si se hace

$$a = \frac{D^2 R_L}{\omega L} \quad (\text{III-59})$$

$$FP = \frac{a \text{sen}^2(\phi_1 - \phi_2)}{\sqrt{1 - a \text{sen}2(\phi_1 - \phi_2) + a^2 \text{sen}^2(\phi_1 - \phi_2)}} \quad (\text{III-60})$$

La figura III-12 muestra la gráfica del factor de potencia con respecto a la diferencia de los ángulos de fase $(\phi_1 - \phi_2)$ para diferentes valores de a .

El factor de potencia es unitario cuando $Q=0$, entonces la condición necesaria es:

$$1 - \frac{D^2 R_L}{2\omega L} \text{sen}2(\phi_1 - \phi_2) = 0 \quad (\text{III-61})$$

$$\phi_1 - \phi_2 = \frac{1}{2} \text{sen}^{-1} \frac{2\omega L}{D^2 R_L} \quad (\text{III-62})$$

$$\frac{2\omega L}{D^2 R_L} < 1 \quad (\text{III-63})$$

Por lo que

$$L < \frac{D^2 R_L}{2\omega} \tag{III-64}$$

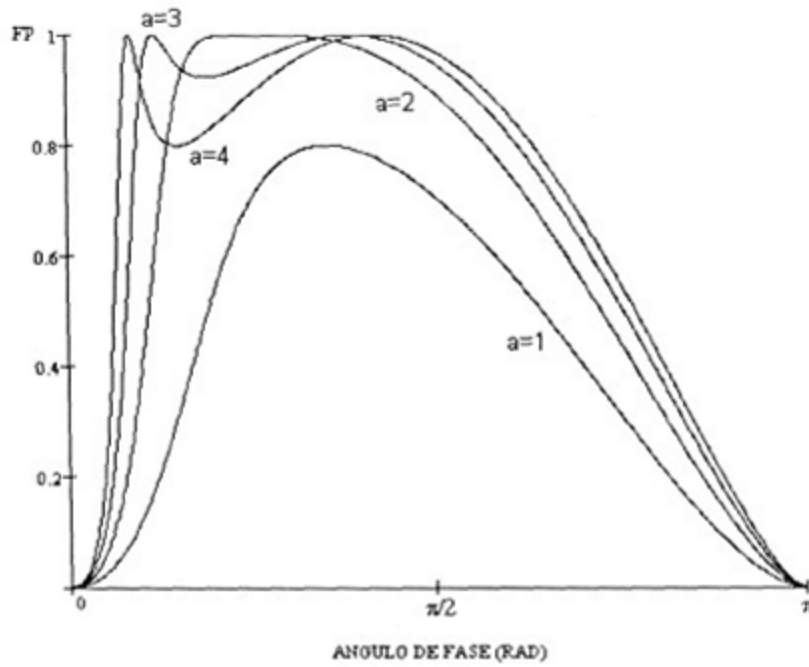


Figura III-12. Factor de potencia respecto al ángulo de fase ($\phi_1 - \phi_2$).

Nuevamente sin pérdida de generalidad, se puede lograr una simplificación en el modelo del rectificador PWM haciendo $\phi_1 = \phi$, lo que significa sincronizar la transformada D-Q con la alimentación, sin que esto afecte la validez del modelo. El circuito simplificado se muestra en la figura III-13.

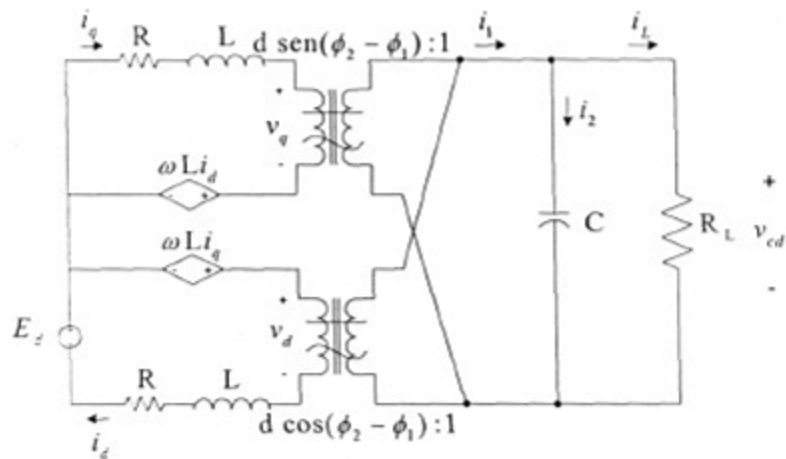


Figura III-13. Circuito simplificado cuando $\phi_1 = \phi$.

Nuevamente en estado estable las bobinas se comportan como cortos circuitos y el capacitor como un circuito abierto, además el valor de R se puede volver a despreciar para el análisis. La figura III-14 muestra el circuito para esta condición.

Planteando la ecuación de Kirchoff en la malla superior

$$V_q + \omega LI_d = 0 \tag{III-65}$$

De la malla de la derecha se obtiene:

$$V_q = V_{cd} D \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) \tag{III-66}$$

Sustituyendo la ecuación (III-66) en la (III-65) se obtiene:

$$V_{cd} D \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) + \omega LI_d = 0 \tag{III-67}$$

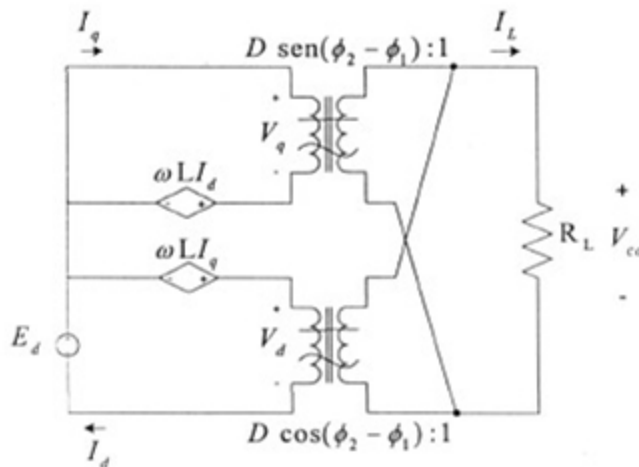


Figura III-14. Circuito simplificado en estado estable.

Planteando la ecuación de Kirchoff en la malla inferior:

$$-E_d - \omega LI_q + V_d = 0 \tag{III-68}$$

De la malla de la derecha se obtiene:

$$V_d = V_{cd} D \text{cos}(\phi_2 - \phi_1) \tag{III-69}$$

Sustituyendo la ecuación (III-69) en la (III-68) se obtiene:

$$-E_d - \omega LI_q + V_{cd} D \text{cos}(\phi_2 - \phi_1) = 0 \tag{III-70}$$

En la carga se tiene que:

$$V_{cd} = I_L R_L \tag{III-71}$$

y además

$$I_L = I_q D \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) + I_d D \cos(\phi_2 - \phi_1) \quad (\text{III-72})$$

Sustituyendo (III-72) en (III-71)

$$V_{cd} = DR_L (I_q \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) + I_d \cos(\phi_2 - \phi_1)) \quad (\text{III-73})$$

Sustituyendo (III-73) en (III-67) y (III-70) y reagrupando

$$\begin{aligned} (D^2 R_L \text{sen}^2(\phi_2 - \phi_1)) I_q + (D^2 R_L \cos(\phi_2 - \phi_1) \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) + \omega L) I_d &= 0 \\ (D^2 R_L \cos(\phi_2 - \phi_1) \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) - \omega L) I_q + (D^2 R_L \cos^2(\phi_2 - \phi_1)) I_d &= E_d \end{aligned} \quad (\text{III-74})$$

Resolviendo (III-74)

$$I_d = \frac{D^2 R_L E_d \text{sen}^2(\phi_2 - \phi_1)}{\omega^2 L^2} \quad (\text{III-75})$$

$$I_q = \frac{-E_d (D^2 R_L \cos(\phi_2 - \phi_1) \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) + \omega L)}{\omega^2 L^2} \quad (\text{III-76})$$

La potencia activa de entrada P se puede encontrar con (III-50) y dado que $E_q = 0$

$$P = E_d I_d = \frac{D^2 R_L E_d^2 \text{sen}^2(\phi_2 - \phi_1)}{\omega^2 L^2} \quad (\text{III-77})$$

La potencia reactiva de entrada Q se puede encontrar con (III-55) y considerando $E_q = 0$

$$Q = -E_d I_q = \frac{E_d^2 (D^2 R_L \cos(\phi_2 - \phi_1) \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) + \omega L)}{\omega^2 L^2} \quad (\text{III-78})$$

El factor de potencia se puede encontrar con (III-57)

$$FP = \frac{D^2 R_L \text{sen}^2(\phi_2 - \phi_1)}{(D^4 R_L^2 \text{sen}^2(\phi_2 - \phi_1) + D^2 R_L \omega L \text{sen} 2(\phi_2 - \phi_1) + \omega^2 L^2)^{1/2}} \quad (\text{III-79})$$

Sustituyendo (III-59) en (III-79)

$$FP = \frac{a \text{sen}^2(\phi_2 - \phi_1)}{\sqrt{1 + a \text{sen} 2(\phi_2 - \phi_1) + a^2 \text{sen}^2(\phi_2 - \phi_1)}} \quad (\text{III-80})$$

La figura III-15 muestra la gráfica del factor de potencia con respecto a la diferencia de los ángulos de fase para diferentes valores de a .

El factor de potencia es unitario cuando $Q = 0$, entonces la condición necesaria es:

$$D^2 R_L \cos(\phi_2 - \phi_1) \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) + \omega L = \frac{D^2 R_L}{2\omega L} \text{sen} 2(\phi_2 - \phi_1) + \omega L = 0 \quad (\text{III-81})$$

$$\phi_2 - \phi_1 = -\frac{1}{2} \text{sen}^{-1} \frac{2\omega L}{D^2 R_L} \quad (\text{III-82})$$

$$\frac{2\omega L}{D^2 R_L} < 1 \quad (\text{III-83})$$

Por lo que

$$L < \frac{D^2 R_L}{2\omega} \quad (\text{III-84})$$

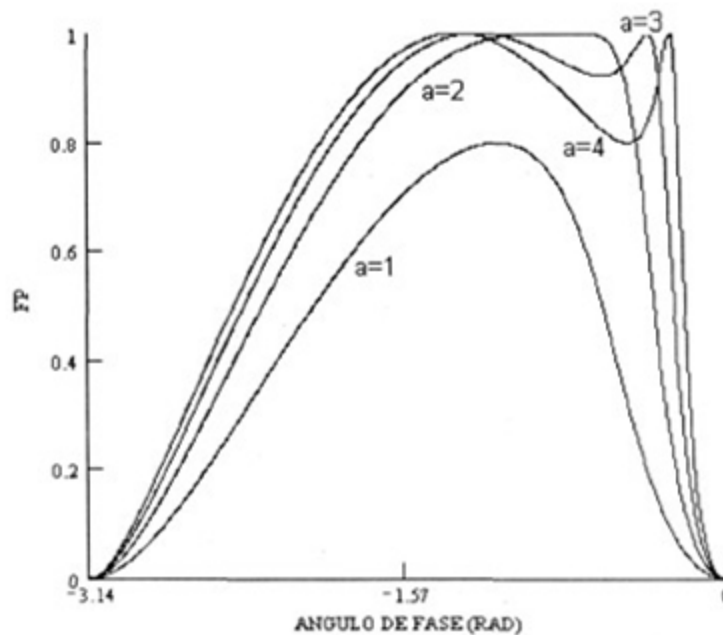


Figura III-15. Factor de potencia respecto al ángulo de fase ($\phi_2 - \phi_1$).

De acuerdo a los análisis anteriores, se puede notar que no existe diferencia significativa cuando se sincroniza la transformación D-Q con la señal de conmutación o cuando la sincronización se hace con la alimentación. Se prefiere efectuar el proceso de la segunda forma por la facilidad que presenta la implementación.

III.4 Cálculo de la ganancia de voltaje en CD

De (III-67) se puede despejar I_d

$$I_d = \frac{-V_{cd} D \text{sen}(\phi_2 - \phi_1)}{\omega L} \quad (\text{III-85})$$

De (III-70) se puede despejar I_q

$$I_q = \frac{-E_d + V_{cd} D \cos(\phi_2 - \phi_1)}{\omega L} \quad (\text{III-86})$$

sustituyendo (III-85) y (III-86) en (III-73) y simplificando

$$V_{cd} = \frac{-R_L D E_d}{\omega L} \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) \quad (\text{III-87})$$

finalmente

$$G_V = \frac{V_{cd}}{E_d} = \frac{-R_L D}{\omega L} \text{sen}(\phi_2 - \phi_1) \quad (\text{III-88})$$

III.5 Diseño del prototipo experimental

El diagrama del prototipo experimental del rectificador PWM trifásico se muestra en la figura III-16.

Se desea que el rectificador PWM tenga las siguientes características:

- Potencia de salida: 2.48 kW.
- Factor de potencia: Mayor que 0.95.
- Tensión de salida: 200 V regulados.

Los parámetros de operación del prototipo son:

- Tipo de alimentación: Trifásica en estrella.
- Tensión de entrada: $3 \times 63.5 \pm 10\%$ V rms, 60 Hz.
- Frecuencia de conmutación: 10 kHz (limitada por el tiempo de procesamiento del DSP).

La potencia del prototipo es de 2.48 kW y el factor de potencia es cercano a la unidad, por lo que se puede calcular el valor aproximado de la corriente que va a circular por cada línea

$$I_L = \frac{VA}{\sqrt{3}V_L} = \frac{2480}{\sqrt{3}(110)} = 13.02 \text{ A rms} \quad (\text{III-89})$$

Considerando la potencia y que la tensión de la carga es de 200 V, se puede calcular una resistencia de carga que demande la potencia deseada:

$$R_L = \frac{V^2}{P} = \frac{(200)^2}{2480} = 16.13 \Omega \quad (\text{III-90})$$

El prototipo mostrado en la figura III-16 está formado por varios bloques específicos: sensores de corriente (SI), sensor de voltaje (SV), aislador de voltaje (AV), convertidor analógico-digital (CAD), procesador digital de señales (DSP), salidas digitales (SAD) y generador de tiempo muerto (GTM).

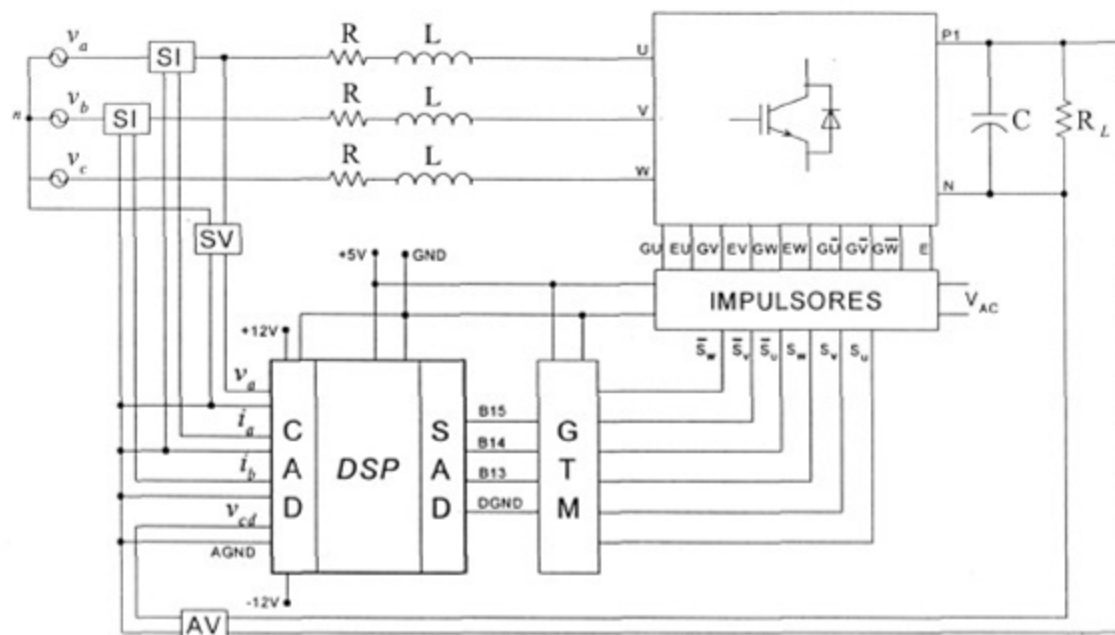


Figura III-16. Prototipo experimental del rectificador PWM trifásico.

El valor del capacitor se selecciona de tal manera que el rizado en la carga sea pequeño, es decir, que la frecuencia de corte del filtro sea mucho menor que la frecuencia fundamental de la tensión en la carga sin filtrado, que para el caso de un rectificador de 6 pulsos es de 360 Hz. Se seleccionó una frecuencia de corte una década antes, 36 Hz, y el valor del capacitor fue de $1722 \mu F$ para carga máxima puramente resistiva. Un valor comercial típico para esta aplicación y que satisface el criterio es de $2400 \mu F$, por lo que se elige este valor de capacitor para el prototipo.

El valor máximo de la bobina de entrada se calcula tomando el límite máximo de las ecuaciones (III-82), (III-83) y (III-87)

$$L_{\max} = \frac{2R_L E_d^2 \sin^2(45^\circ)}{(V_{cd})^2 \omega} = \frac{2(16.13)(110)^2 \sin^2(45^\circ)}{(200)^2 (377)} = 12.94 \text{ mH} \quad (\text{III-91})$$

por lo que

$$L < 12.94 \text{ mH} \quad (\text{III-92})$$

Si se hace muy pequeño el valor de la inductancia, la corriente de línea en estado transitorio puede alcanzar valores grandes, por lo que se selecciona conservadoramente un valor de 5mH para la bobina, la cual tendrá núcleo de aire para evitar que se sature. En el apéndice B se muestran los cálculos realizados para la elaboración de la bobina. Una vez fabricada ésta, se midieron la inductancia y la resistencia del devanado y los valores fueron

$$\begin{aligned} L &= 5.25 \text{ mH} \\ R &= 1.08 \Omega \end{aligned} \quad (\text{III-93})$$

Los sensores de corriente (SI) son del tipo de efecto Hall. Miden las corrientes de las fases a y b , en tanto que la de la fase c se estima, sabiendo que en todo momento la suma algebraica de las tres corrientes

es cero porque el sistema de rectificación es una carga conectada en delta. Cada sensor se alimenta con $\pm 12 V_{cd}$ y entregan un voltaje de ± 100 mV por cada ± 1 A. Estos sensores de corriente tienen un rango de trabajo de 0 a 100 kHz y ± 100 A pico.

El sensor de voltaje (SV), mide la tensión de la fase a con respecto del neutro y tiene una salida de ± 2 V cuando la entrada es ± 179.6 V.

El aislador de voltaje (AV), mide la tensión en la carga y entrega un voltaje a la salida proporcional a la entrada y aislado con respecto de ella. La relación salida / entrada del aislador es de 2 V / 200 mV.

Las corrientes de las fases a y b , la tensión de la fase a con respecto al neutro y el voltaje de corriente directa de la carga entran a un convertidor analógico/digital, el cual las procesa y las entrega al DSP como variables digitales. En el DSP se calculan las referencias, se aplican las acciones de control y se genera la modulación senoidal del ancho de pulso (SPWM); para obtener las señales de compensación que contienen la información necesaria para hacer que, mediante una operación adecuada del dispositivo de conmutación, las componentes armónicas de las corrientes de línea sean cero y por otro lado, que éstas se encuentren en fase con el voltaje de alimentación y así lograr que el factor de potencia tienda a la unidad.

Las señales de compensación salen del DSP a través de puerto de salida digital como tres pulsos, cuyos ciclos de trabajo varían convenientemente y sirven de base para activar los dispositivos de conmutación que logran demandar energía de la red de una forma controlada.

Los tres pulsos provenientes del puerto de salida digital alimentan a un circuito generador de tiempo muerto. El objetivo es que de cada pulso se obtengan dos, el original y su complemento, incorporándoles un tiempo muerto. El circuito se presenta en [16] y con los valores de los componentes se obtiene un tiempo muerto de $4 \mu s$.

Los seis pulsos que salen del circuito generador de tiempo muerto alimentan a la tarjeta de los impulsores que van a manejar, a través de acopladores ópticos, las compuertas de los dispositivos de conmutación. El diagrama de esta tarjeta se presenta en el apéndice B.

El dispositivo de conmutación es un módulo que contiene seis transistores bipolares con compuerta aislada (IGBT's), que deben ser capaces de soportar las condiciones de trabajo a la potencia seleccionada: 200 Vcd y 13.02 A rms. El módulo seleccionado soporta un máximo de 600 V entre el colector y el emisor, una corriente máxima de 50 A rms, según se muestra en las hojas de especificación del fabricante que se presentan en el apéndice E.

Otras características importantes del dispositivo de conmutación son los tiempos de encendido ($t_{d(on)}$) y de apagado ($t_{d(off)}$), así como los tiempos de elevación (t_r) y de caída (t_f), los cuales deben ser tomados en cuenta cuando se incorporan los pulsos de control con el tiempo muerto. En este caso un tiempo muerto de $4 \mu s$ es suficiente para una operación segura de cada una de las ramas del dispositivo de conmutación.

III.6 Diseño del control

Ya definidos los valores de los parámetros y considerando que $\phi_2 = \phi$, lo que significa que la transformación D-Q se sincroniza con la función de conmutación, se puede encontrar el modelo matemático promedio particular del rectificador PWM trifásico a partir de la ecuación (III-31).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d^* \\ \dot{i}_q^* \\ \dot{v}_{cd}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -205.71 & 377 & -190.48d \\ -377 & -205.71 & 0 \\ 416.67d & 0 & -25.83 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ v_{cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 190.48 & 0 \\ 0 & 190.48 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \cos(\phi_1 - \phi_2) \\ V_s \sin(\phi_1 - \phi_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III-94})$$

A partir de la ecuación (III-42) y considerando el punto de operación en $\bar{i}_d = 17.08$, $\bar{i}_q = 0$ y $\bar{v}_{cd} = 200$. Los valores de $(\phi_1 - \phi_2)$ y d en estado estable se puede calcular mediante la ecuación (III-62) y el circuito de la figura III-11:

$$\begin{aligned} D^2 \sin(\phi_1 - \phi_2) &= \frac{2\omega L}{R_L} \\ V_{cd} &= \frac{V_s \sin(\phi_1 - \phi_2) D R_L}{\omega L} \end{aligned} \quad (\text{III-95})$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones se tiene:

$$\begin{aligned} (\phi_1 - \phi_2) &= 22.058^\circ \\ D &= 0.594 \end{aligned} \quad (\text{III-95}^a)$$

Con todos los valores anteriores se encuentra el modelo particular para pequeña señal

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{i}}_d \\ \dot{\tilde{i}}_q \\ \dot{\tilde{v}}_{cd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -205.71 & 377 & -113.14 \\ -377 & -205.71 & 0 \\ 247.5 & 0 & -25.83 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \\ \tilde{v}_{cd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 19419.14 \\ -7868.72 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -38095.24 \\ 0 \\ 7118.61 \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (\text{III-96})$$

Con la ecuación (III-47) se puede calcular la función de transferencia de la corriente \tilde{i}_d con respecto a la variación del índice de modulación, considerando que V_s tiene un valor de 110 V.

$$\frac{\tilde{i}_d(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{-38095.24s^2 - 9626606.2s - 368078609.22}{s^3 + 437.26s^2 + 223083.9s + 10524565.38} \quad (\text{III-97})$$

La figura III-17 muestra el diagrama de Bode de esta función de transferencia.

Con la ecuación (III-48) se puede calcular la función de transferencia de la corriente \tilde{i}_q con respecto a la variación del índice de modulación.

$$\frac{\tilde{i}_q(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{14361904.76s + 674553287.98}{s^3 + 437.26s^2 + 223083.9s + 10524565.38} \quad (\text{III-98})$$

La figura III-18 muestra el diagrama de Bode de esta función de transferencia.

Con la ecuación (III-49) se puede calcular la función de transferencia del voltaje \tilde{v}_{cd} con respecto a la variación del índice de modulación.

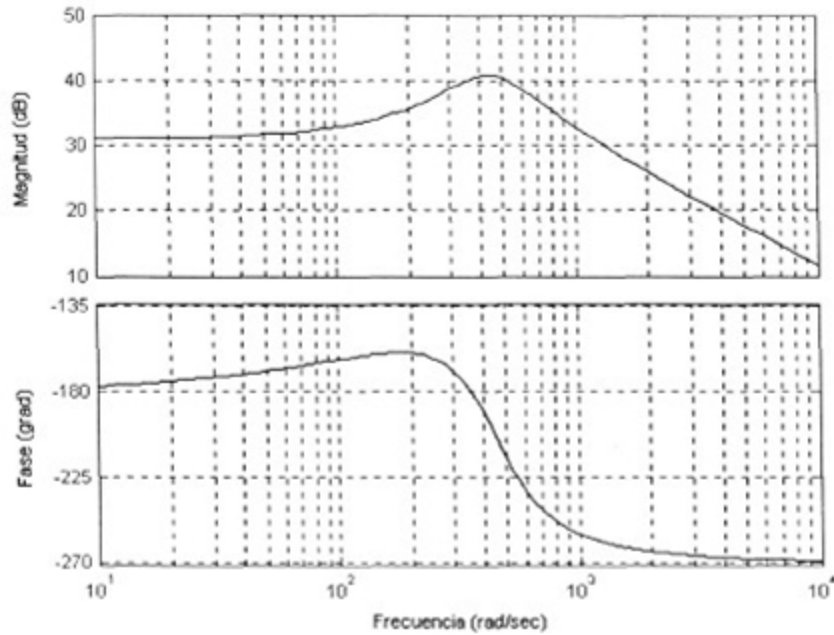


Figura III-17. Diagrama de Bode de la función de transferencia de la variación de i_d con respecto a la variación del índice de modulación.

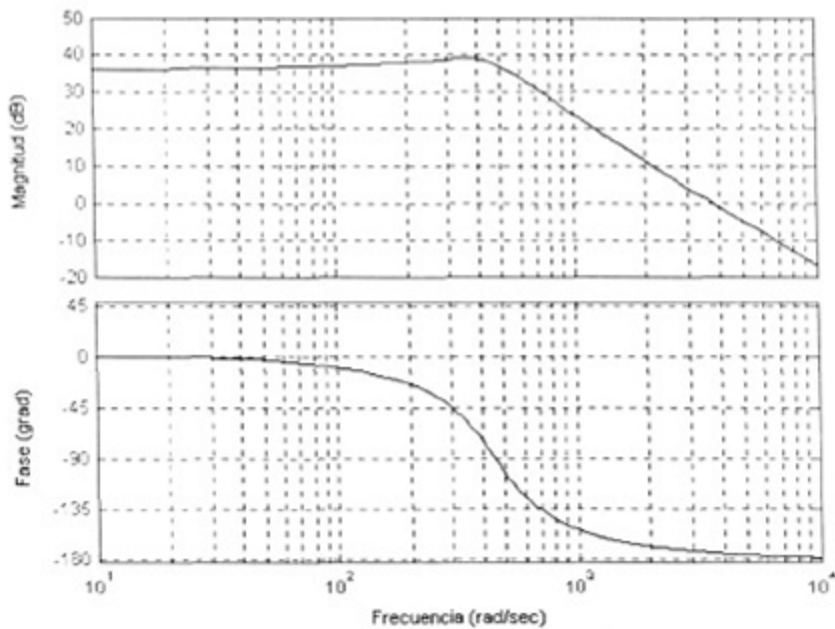


Figura III-18. Diagrama de Bode de la función de transferencia de la variación de i_q con respecto a la variación del índice de modulación.

$$\frac{\tilde{v}_{cd}(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{7116.7s^2 - 6500377.93s - 626941798.94}{s^3 + 437.26s^2 + 223083.9s + 10524565.38} \quad (\text{III-99})$$

La figura III-19 muestra el diagrama de Bode de esta función de transferencia.

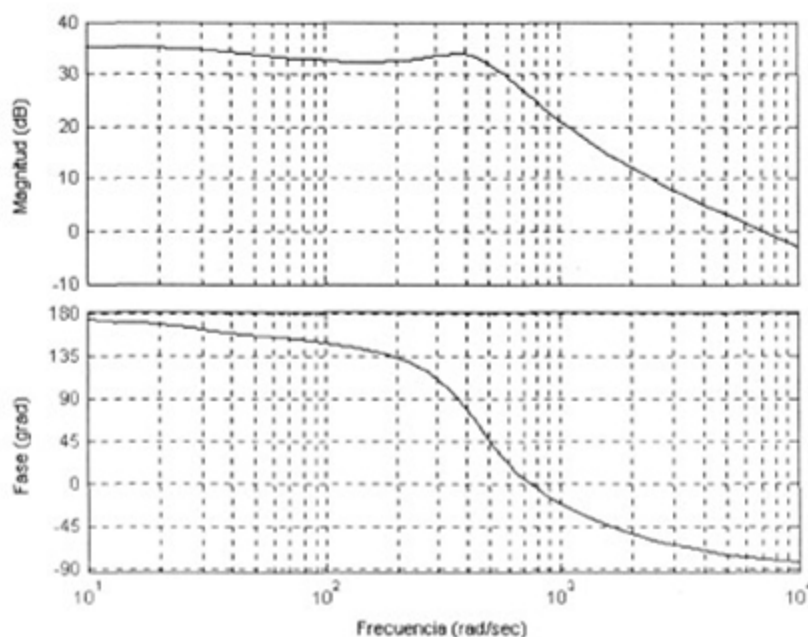


Figura III-19. Diagrama de Bode de la función de transferencia de la variación de v_{cd} con respecto a la variación del índice de modulación.

Se observa que las tres funciones de transferencia son del tipo cero, y para poder tener un error de estado estable cero ante una entrada escalón se requiere que sea del tipo 1. Lo anterior se logra con un controlador PI, cuya función principal es colocar un polo en el origen y un cero en donde requiera el sistema.

La función de transferencia del controlador PI es

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \frac{s + K_i / K_p}{s} \quad (\text{III-100})$$

El cero que el controlador PI introduce al sistema, afecta directamente a la ganancia de lazo abierto, ya que ésta es la multiplicación de las funciones de transferencia del controlador y de la planta, que sería I_d , I_q y V_{cd} con respecto a la variación del índice de modulación en cada caso.

Para que el sistema pueda seguir a una referencia, es decir, que la salida sea igual a la entrada cuando se cierra el lazo mediante una retroalimentación unitaria, se requiere que dicha ganancia de lazo abierto sea muy grande comparada con 1, así que el cero del controlador PI se puede escoger de un valor grande tal que asegure que el sistema pueda seguir a la referencia.

En el lazo para la corriente i_d , se pretende que las variaciones (\tilde{i}_d) sigan a una referencia de valor cero para que dicha corriente sea de un valor constante, lo que significa que las corrientes de línea sean senoidades.

En el lazo para la corriente i_q , se pretende que ésta siga a una referencia de valor cero, lo que significa que las corrientes de línea estén en fase con las tensiones de alimentación respectivas.

En el lazo para la tensión v_{cd} , se pretende que ésta siga a una referencia de un valor determinado para mantener regulado el voltaje en la carga.

Para cada lazo de corriente se seleccionó un controlador PI con componentes

$$\begin{aligned} K_p &= 1 \\ K_i &= 500 \end{aligned} \quad \text{(III-101)}$$

por lo que la función de transferencia del controlador queda como:

$$C_i(s) = \frac{s + 500}{s} \quad \text{(III-102)}$$

El cero se ubica en 79 Hz.

La figura III-20 muestra el diagrama de Bode del lazo formado por la función de transferencia de la corriente \tilde{i}_d con respecto a la variación del índice de modulación y el controlador PI.

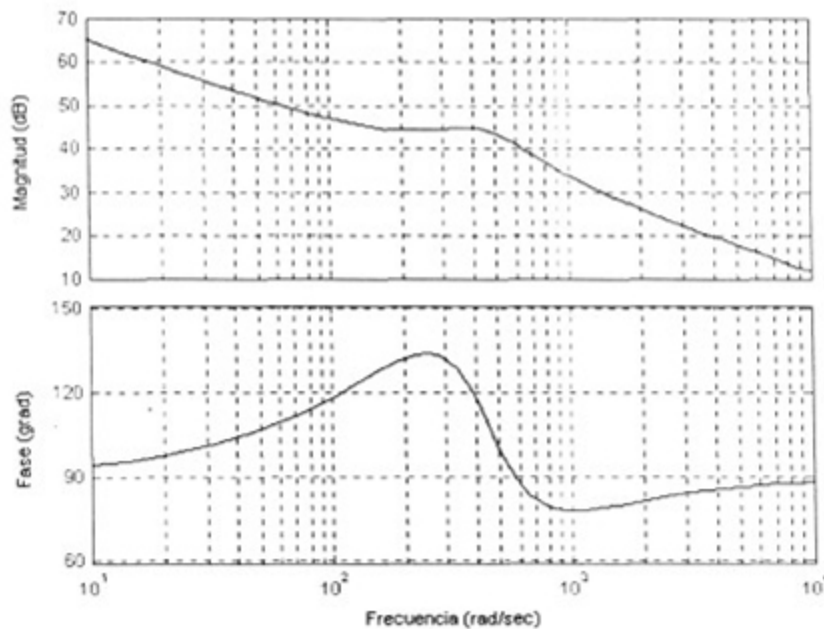


Figura III-20. Diagrama de Bode del lazo formado por la función de transferencia de la corriente \tilde{i}_d con respecto a la variación del índice de modulación y el controlador PI.

La figura III-21 muestra el diagrama de Bode del lazo formado por la función de transferencia de la corriente \tilde{i}_q con respecto a la variación del índice de modulación y el controlador PI.

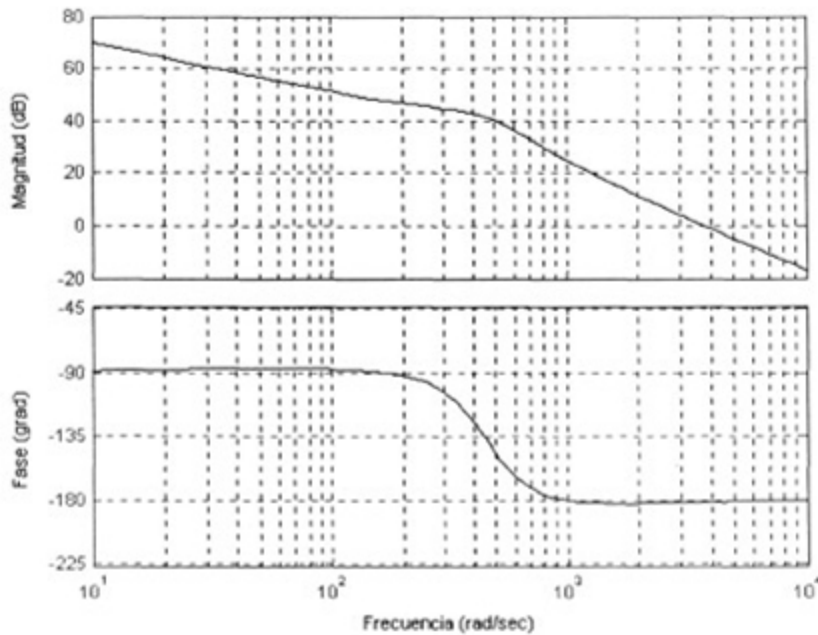


Figura III-21. Diagrama de Bode del lazo formado por la función de transferencia de la corriente \tilde{i}_q con respecto a la variación del índice de modulación y el controlador PI.

Para el lazo de voltaje que evoluciona un poco más lento que los de corriente, se seleccionó un controlador PI con componentes

$$\begin{aligned} K_p &= 1 \\ K_i &= 450 \end{aligned} \quad (\text{III-103})$$

quedando la función de transferencia del controlador

$$C_v(s) = \frac{s + 450}{s} \quad (\text{III-104})$$

El cero se ubica en 71 Hz.

La figura III-21 muestra el diagrama de Bode del lazo formado por la función de transferencia de la tensión \tilde{v}_{cd} con respecto a la variación del índice de modulación y el controlador PI.

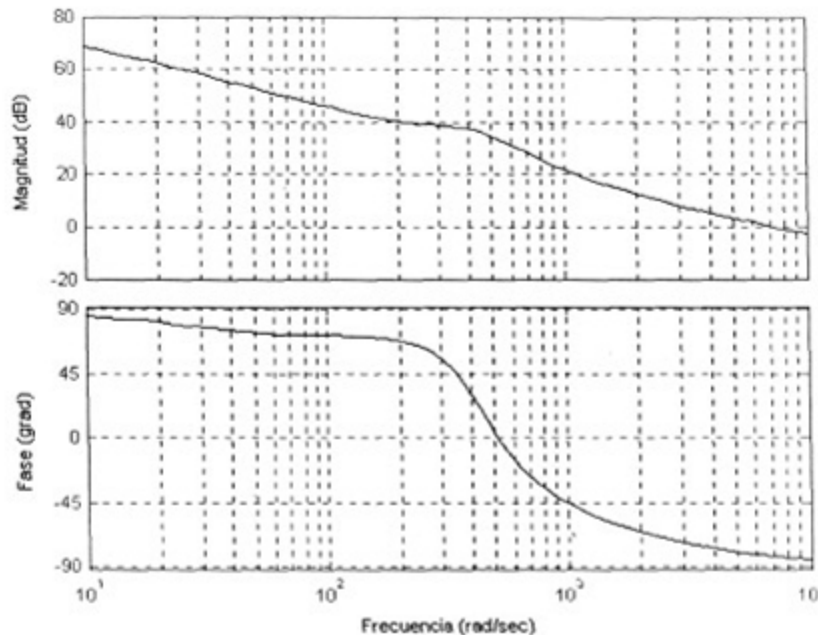


Figura III-22. Diagrama de Bode del lazo formado por la función de transferencia de la tensión \tilde{v}_{cd} con respecto a la variación del índice de modulación y el controlador PI.

III.7 Resultados de la simulación

Se simuló la operación del rectificador PWM en Matlab. La figura III-23 muestra el diagrama de bloques del modelo.

- El bloque "Alimentación" simula un sistema trifásico balanceado con una tensión de fase a neutro de 63.5 Vrms.
- R1, R2 y R3 tienen cada una un valor de 1.08Ω y representan las resistencias de las bobinas L1, L2 y L3 respectivamente, las cuales, a su vez, tienen un valor cada una de 5.25 mH.
- Los bloques "Ia" e "Ib" simulan los sensores de corriente de las fases a y b respectivamente. El bloque "Van" simula el sensor de tensión de la fase a con respecto al neutro, mientras que el bloque "Vcarga" simula el sensor (aislador) del voltaje de corriente directa en la carga.
- El bloque "G1" representa la ganancia real del sensor de tensión y su valor es de 0.011136 V/V.
- Los bloques "G2" y "G3" representan las ganancias reales de los sensores de corriente y su valor es de 0.1 V/A.
- El bloque "G4" representa la ganancia real del aislador de voltaje y su valor es de 0.005 V/V.
- El bloque "DSP" simula la operación del procesador digital de señales (donde se calculan las referencias), la operación del circuito generador del tiempo muerto y la operación de los impulsores para los dispositivos de conmutación.

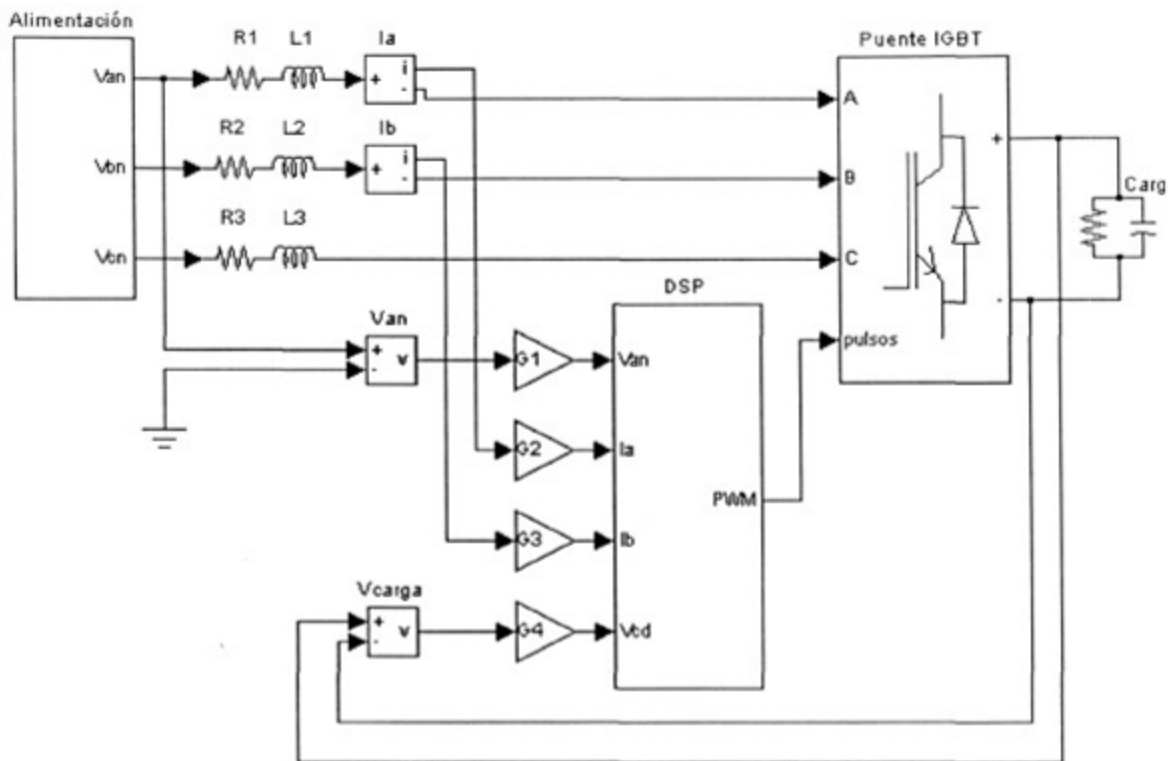


Figura III-23. Diagrama de bloques del modelo del rectificador PWM simulado en Matlab.

- El "Puente IGBT" simula la operación de un sistema de conmutación trifásico. Esta simulación la lleva a cabo el bloque de "Simulink" Puente Universal de tres ramas, configuradas como entradas y con "IGBT/Diodos" como dispositivo de electrónica de potencia.
- El bloque "Carga" simula la operación del capacitor de filtrado y la resistencia de carga. Se programaron dos condiciones en las que hay variación de carga con el fin de comprobar la regulación de la tensión en ella.

La figura III-24 muestra el diagrama de bloques del modelo que simula la operación del DSP.

- El bloque "Corrientes" simula la operación de recibir las corrientes de las fases a y b , incorporarles el factor de escala (debido a que en el prototipo experimental los convertidores de señal analógica a digital son de 12 "bits" y el procesador trabaja con 16, además para mantener la misma relación entre las corrientes y los voltajes reales y los que maneja el procesador) de valor 0.02 y generar la corriente de la fase c , sabiendo que en todo momento la suma de las tres corrientes debe ser cero.
- El bloque "abc/dq" simula la transformación de las tres corrientes de línea de un marco referencial fijo, a uno giratorio síncrono (transformación D-Q). La entrada "Sinc" recibe la tensión V_{an} para sincronizar la operación con esta fase.
- El bloque "Filtro PA" simula la operación de un filtro pasa altas, con el fin de bloquear la componente de corriente directa de la i_d , que contiene información de la fundamental; y dejar pasar las componentes de corriente alterna que contienen la información de las armónicas, que son las que se quieren controlar.

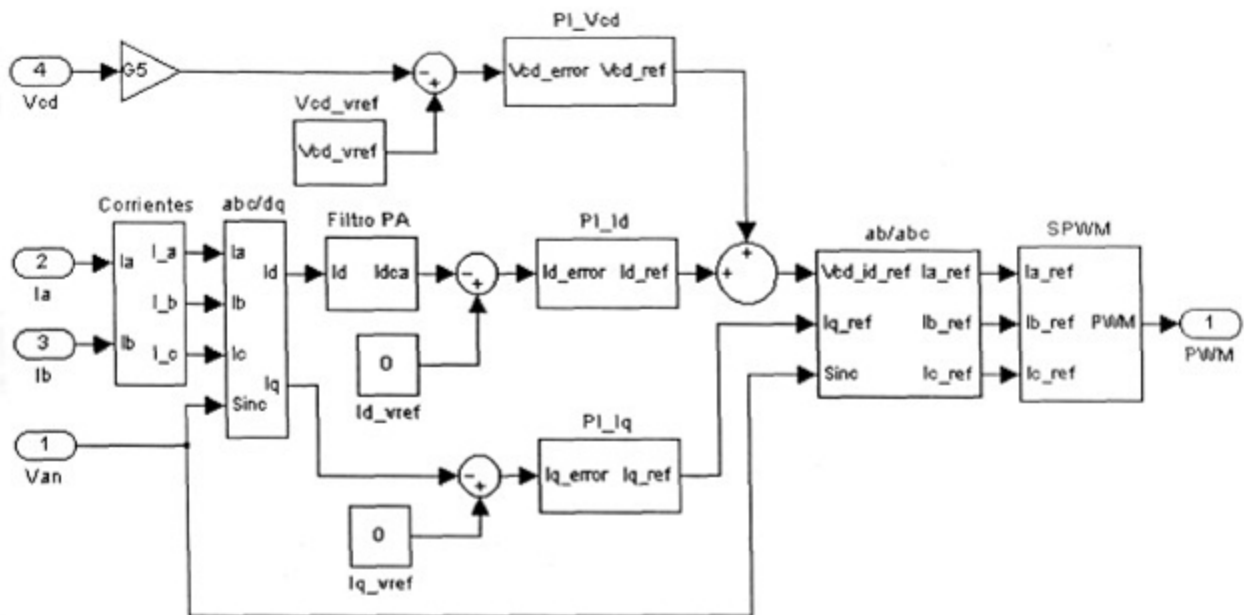


Figura III-24. Diagrama de bloques del modelo que simula la operación del DSP

- El bloque "PI_Id" simula la operación de un controlador PI con el fin de que las componentes de corriente alterna de i_d sigan a una referencia de valor cero, y con esto lograr que las corrientes de línea sean senoidales libres de armónicas.
- El bloque "PI_Iq" simula la operación de un controlador PI con el fin de que i_q siga a una referencia de valor cero y con esto lograr que las corrientes de línea estén en fase con las tensiones respectivas.
- El bloque "G5" simula la operación de incorporarle un factor de escala a la señal que manda el sensor de tensión de corriente directa. Lo anterior debido a que, como se menciona antes, en el prototipo experimental los convertidores de señal analógica a digital son de 12 "bits" y el procesador trabaja con 16; además para mantener la misma relación entre las corrientes y los voltajes reales y los que maneja el procesador. Este factor de escala tiene un valor de 0.4.
- El bloque "PI_Vcd" simula la operación de un controlador PI con el fin de que la tensión de corriente directa en la carga siga a una referencia dada.
- El bloque "dq/abc" simula la operación de la transformación, sincronizada con la fase a , de las corrientes de referencia de un marco referencial giratorio síncrono a uno fijo (transformación D-Q inversa).
- El bloque "SPWM" simula la operación del generador de modulación senoidal del ancho de los pulsos, la incorporación del tiempo muerto y la operación de los impulsores para los pulsos, los cuales son aplicados al dispositivo de conmutación.

La figura III-25 muestra los resultados de la simulación del rectificador PWM. La gráfica superior corresponde a la corriente de línea de la fase a y la gráfica inferior corresponde a la tensión de corriente directa en la carga.

La simulación se llevó a cabo haciendo variaciones en la carga. La simulación se inició con una carga correspondiente al 50% de la carga nominal (32.26Ω). En $t = 1$ s se cambió la carga al valor nominal (16.13Ω) y en $t = 2$ s se volvió a cambiar la carga al 50% del valor nominal.

Se puede observar en la gráfica inferior de la figura III-25 que el valor de la tensión de corriente directa se mantiene regulado en 200 V a pesar de los cambios en la carga.

La gráfica superior de la figura III-25 muestra cómo cambia la corriente de línea cuando ocurre un cambio en la carga. Cuando inicia y se tiene un valor de carga del 50% de la nominal se observa que alcanza un valor de hasta 50 Amperes. Esto en las pruebas experimentales se debe evitar, ya que dañaría al módulo de dispositivos de conmutación. La manera de evitar que la corriente se incremente a valores tan elevados es ir variando la tensión de alimentación poco a poco para que el capacitor se cargue. En la gráfica se puede ver que después de 0.8 s alcanza su estado estable, llegando a un valor aproximado de 11 A pico. En $t = 1$ s se incrementa la carga al doble y se puede ver cómo inmediatamente la corriente en la línea se incrementa, llegando a alcanzar su estado estable hasta cerca de 1 segundo. Posteriormente en $t = 2$ s se regresa la carga a su valor anterior y por consiguiente también la corriente de la línea.

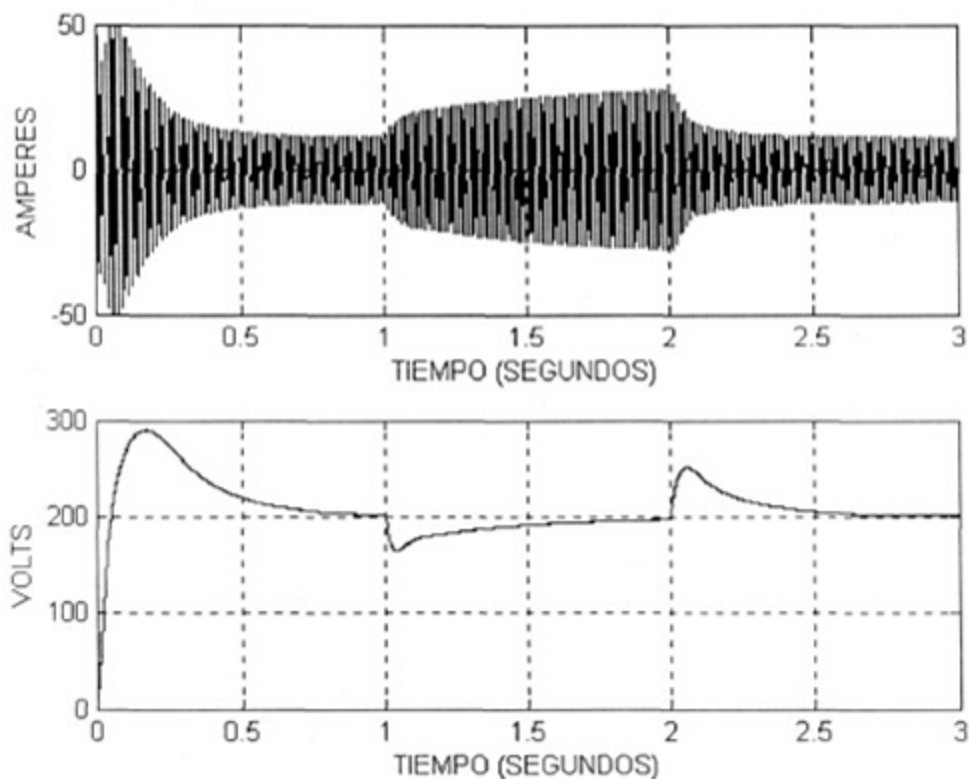


Figura III-25. Resultados de la simulación del rectificador PWM. La gráfica superior corresponde a la corriente de línea de la fase *a* y la gráfica inferior corresponde a la tensión de corriente directa en la carga.

La figura III-26 muestra, en la gráfica superior, la corriente de línea en su estado estable. En la gráfica inferior se muestra el voltaje de alimentación de la misma línea con respecto al neutro.

La corriente de línea es de forma senoidal (libre de componentes armónicas), por lo que la THD es cero. Además se observa que se encuentra en fase con el voltaje de alimentación de línea con respecto al neutro, por lo que el factor de potencia es unitario.

Con los valores obtenidos de la simulación se puede hacer un análisis de eficiencia del rectificador PWM en estado estable.

La potencia de entrada se puede calcular, sabiendo que el voltaje de línea efectivo son 110 Volts y la corriente de línea, según la gráfica superior de la figura III-26, tiene un valor máximo de aproximadamente 11 A y está en fase con la tensión.

$$P_{ENTRADA} = \sqrt{3}V_{Lrms}I_{Lrms} = \sqrt{3}(110)\left(\frac{11}{\sqrt{2}}\right) = 1481.94 \text{ W} \quad (\text{III-105})$$

La potencia de salida se calcula sabiendo que la tensión de corriente directa en la carga es de 200 Volts y la resistencia de carga es de 32.26 (en este caso es la mitad del valor de la carga máxima).

$$P_{SALIDA} = \frac{V_{CD}^2}{R_L} = \frac{(200)^2}{32.258} = 1240 \text{ W} \quad (\text{III-106})$$

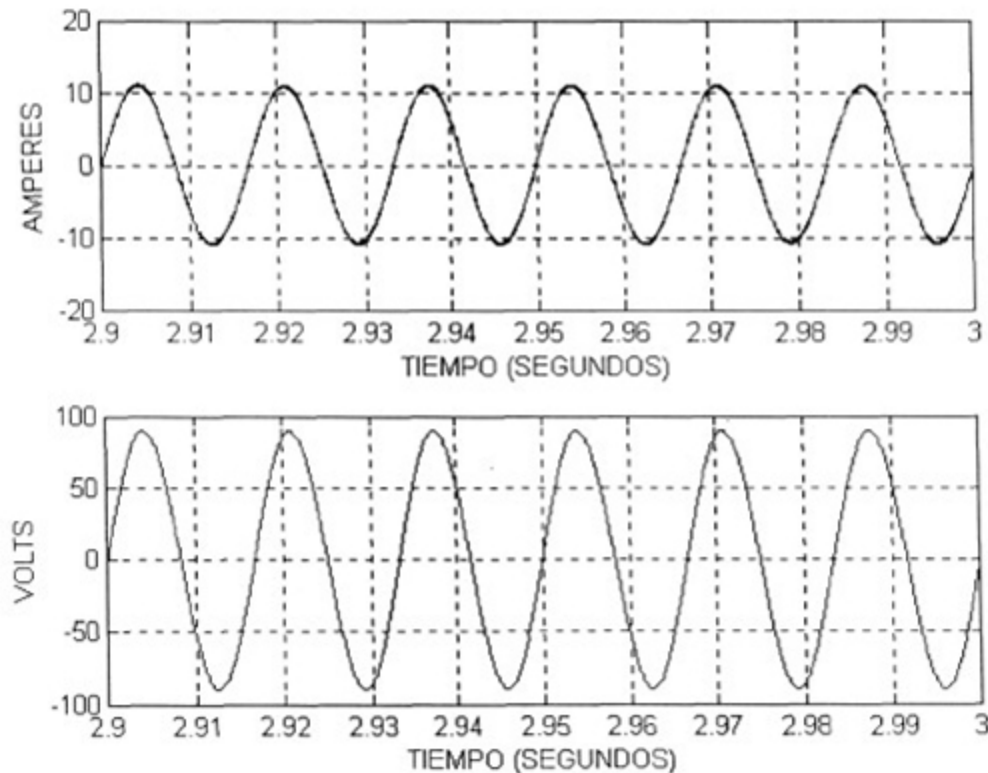


Figura III-26. Corriente de línea en estado estable (gráfica superior) y voltaje de la misma línea con respecto al neutro (gráfica inferior).

Con lo que la eficiencia queda como:

$$\eta = 100 \frac{P_{SALIDA}}{P_{ENTRADA}} = 100 \frac{1240}{1481.94} = 83.67\% \quad (\text{III-107})$$

Las principales pérdidas aparecen en las resistencias de las bobinas y se pueden calcular:

$$P_R = 3I_{Lrms}^2 R = 3 \left(\frac{11}{\sqrt{2}} \right)^2 (1.08) = 196.02 \text{ W} \quad (\text{III-108})$$

mientras que las restantes corresponden a las pérdidas de conmutación.

La figura III-27 muestra las corrientes i_d , i_{dca} e i_q respectivamente en función del tiempo. Las gráficas de i_d e i_q (superior e inferior) son el resultado de la transformación de las corrientes de línea del marco referencial fijo al giratorio sincrónico y se encuentran afectadas por el factor de escala de 0.002. La gráfica intermedia corresponde a i_d después de pasar por un filtro pasa-altas que le quita la componente de corriente directa y también se encuentra afectada por el mismo factor de escala.

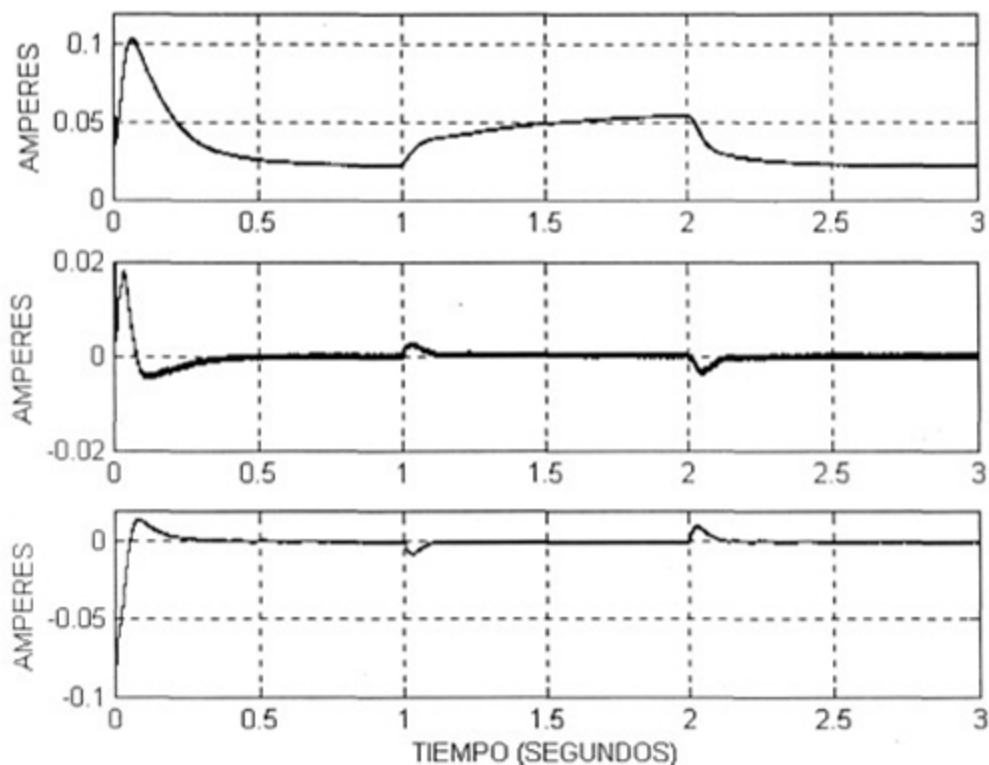


Figura III-27. Corrientes i_d (gráfica superior), i_{dca} (gráfica intermedia) e i_q (gráfica inferior)

En la gráfica superior de la figura III-27 se observa que la corriente i_d se mantiene constante en estado estable, lo cual significa que las corrientes de línea son de forma senoidal, sin armónicas. En la gráfica intermedia se ve que la corriente i_{dca} que representa las variaciones de la i_d y a su vez las

componentes armónicas de las corrientes de línea, se hacen cero en estado estable por la acción del controlador. La gráfica inferior muestra la variación de la corriente i_q , que también en estado estable es cero por la acción del controlador, lo que significa que el desfase entre las corrientes de línea y sus respectivos voltajes con respecto al neutro es cero. Las tres condiciones anteriores (i_d constante, i_{dca} cero e i_q también cero) en estado estable dan por resultado que el factor de potencia del rectificador PWM sea unitario.

Es interesante observar que una vez que el sistema alcanzó su estado estable, cuando hay transitorios de carga la corriente de línea sólo tiene componentes armónicas por un período de tiempo muy pequeño. Lo anterior se puede ver en la gráfica intermedia de la figura III-27 (i_{dca}), ya que en los tiempos donde ocurren transitorios de carga ($t = 1$ s y $t = 2$ s) la corriente i_{dca} toma un valor, pero rápidamente regresa a cero.

En la gráfica inferior de la figura III-27, correspondiente a i_q , se observa que en los tiempos en que ocurren los transitorios de carga, esta corriente toma valores diferentes de cero; lo que significa que hay un desfase durante un tiempo muy pequeño entre las corrientes de línea y sus respectivos voltajes con respecto al neutro.

De las dos condiciones anteriores se puede concluir que una vez que se alcanzó el estado estable el factor de potencia difiere de la unidad solo por periodos de tiempo muy pequeños cuando ocurren cambios en la carga.

La figura III-28 muestra la salidas de los controladores de corriente.

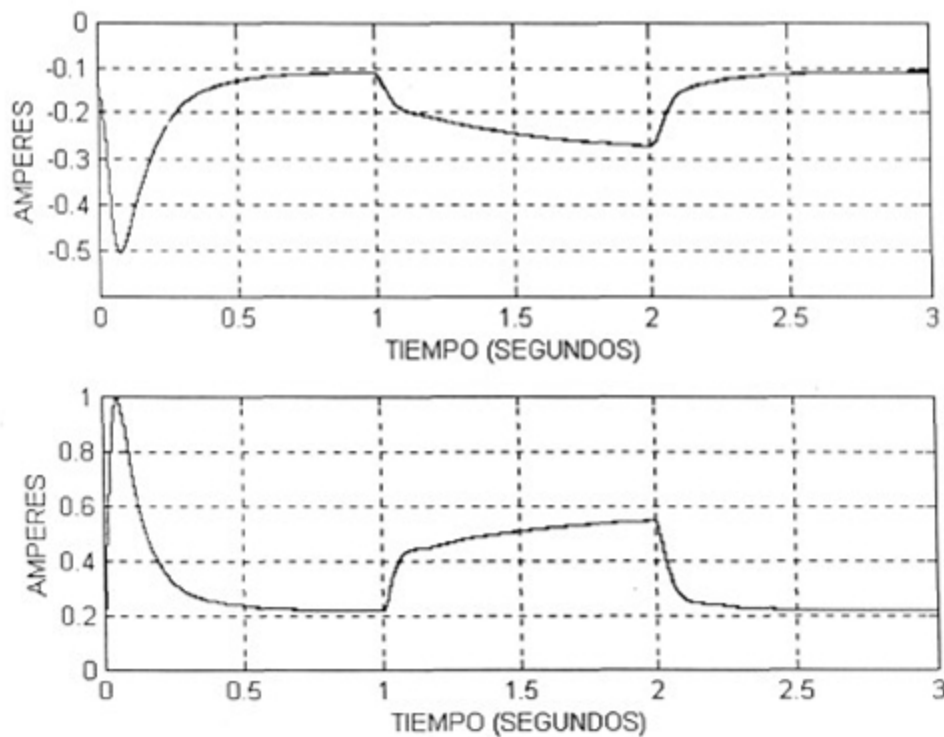


Figura III-28. Señales de salida de los controladores de corriente. "Id_ref" (gráfica superior). "Iq_ref" (gráfica inferior).

La gráfica superior corresponde a " I_{d_ref} ", que es la señal de referencia que da el controlador para hacer que las variaciones de i_d , es decir i_{dca} , sean cero y con ello lograr que las corrientes de línea sean senoidales libres de componentes armónicas.

La gráfica inferior de la figura III-28 corresponde a " I_q_ref ", que es la señal de referencia que da el controlador para hacer que i_q sea cero, es decir, que no exista desfasamiento entre las corrientes de línea y sus correspondientes voltajes con respecto al neutro.

La gráfica superior de la figura III-29 corresponde a la salida del controlador de voltaje de corriente directa en la carga, " V_{cd_ref} ", que es la señal de referencia que da dicho controlador para que se mantenga una tensión regulada en la carga. Una vez que se alcanza el estado estable esta señal se mantiene constante, pero cuando ocurre un cambio en la carga varía convenientemente para tratar de que el voltaje en la carga se mantenga constante.

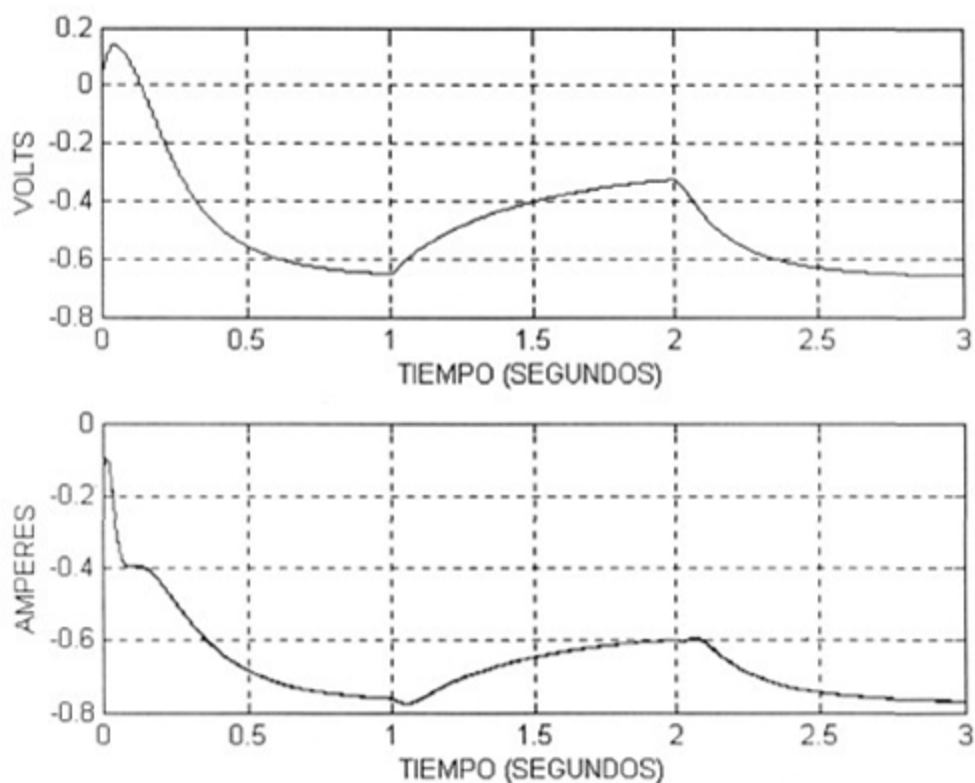


Figura III-29. Salida del controlador de voltaje de corriente directa en la carga " V_{cd_ref} " (gráfica superior). Señal de referencia de corriente formada por la salida del controlador de corriente " PI_Id " y por la del controlador de voltaje de corriente directa en la carga afectada por una conductancia " $V_{cd_Id_ref}$ " (gráfica inferior).

La gráfica inferior de la figura III-29 corresponde a la señal de referencia tanto para que se mantenga regulada la tensión en la carga como para que las corrientes de línea sean de forma senoidal libres de componentes armónicas, " $V_{cd_Id_ref}$ ". Esta señal es la suma de dos componentes: por un lado la salida del controlador de corriente " PI_Id " y por otro la salida del controlador de voltaje de corriente

directa en la carga afectada por un valor de conductancia, de tal forma que la suma sea un valor de corriente de referencia.

La figura III-30 muestra las señales de error a la entrada de los controladores. La gráfica superior corresponde al error que existe entre la referencia (cero) y las variaciones en la corriente i_d , mientras que la intermedia corresponde al error de la corriente i_q , también teniendo como referencia el valor de cero. La gráfica inferior corresponde al error entre la tensión en la carga (v_{cd}) y la referencia, que en este caso es de 200 V. Se puede notar que los errores de corriente rápidamente se hacen cero, siguen a la referencia, cuando ocurre un transitorio de carga, lo que significa únicamente durante un periodo muy corto de tiempo las corrientes de línea dejan de ser senoidales y de estar en fase con los voltajes correspondientes. El error de voltaje tarda un tiempo considerable en hacerse cero debido a la propia dinámica del sistema, establecida por el valor del capacitor y la carga.

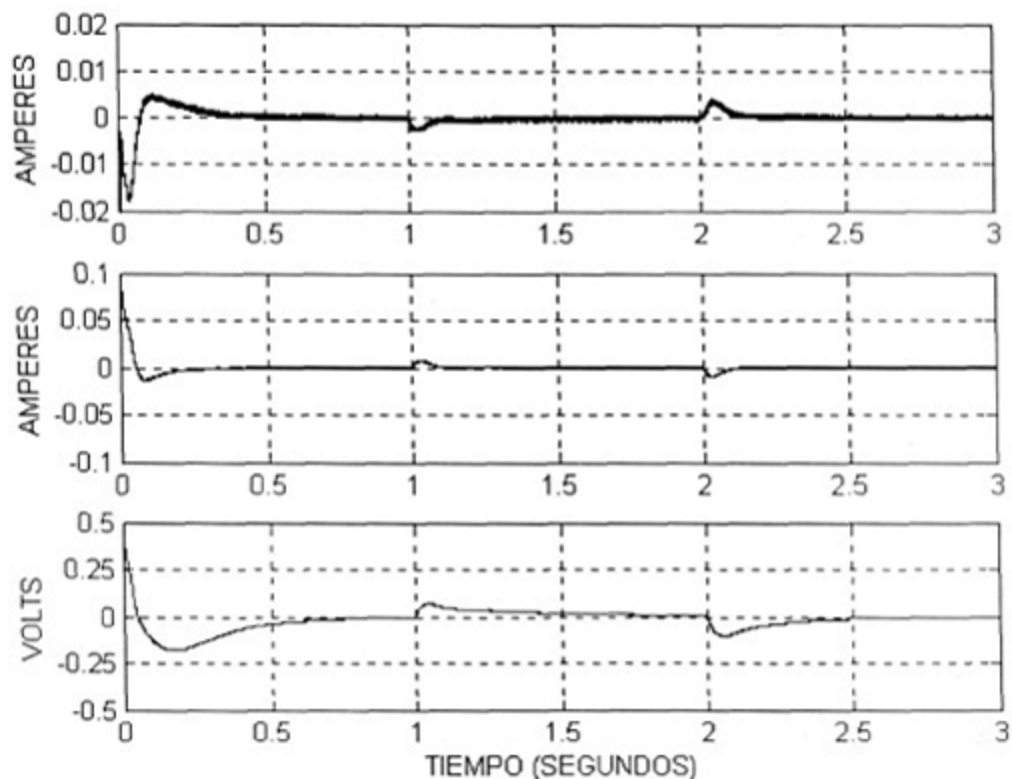


Figura III-30. Señales de error a la entrada de los controladores.

La figura III-31 muestra en su gráfica inferior la corriente de referencia para la fase a , "Ia_ref", que al pasar por el generador de modulación senoidal del ancho de pulso (SPWM) se va a convertir en el patrón de pulsos de conmutación para la rama a .

La gráfica superior de la figura III-31 muestra la forma de onda del voltaje de la fase a con respecto del neutro.

Se puede observar que el desfaseamiento que existe entre las dos formas de onda es el ángulo ϕ_2 del patrón de conmutación definido en la ecuación (III-17), ya que se toma como referencia cero grados la fase a de la alimentación y con ella se sincroniza la transformación D-Q.

Dado que la señal "Ia_ref" es el resultado de una transformación inversa D-Q, se pueden relacionar sus características de tal forma que

$$|Ia_ref| = \sqrt{(Vcd_Id_ref)^2 + (Iq_ref)^2} \quad (III-109)$$

Considerando que ϕ_2 debe ser negativo para corregir el factor de potencia, según se puede ver en la ecuación (III-82):

$$\text{ang}(Ia_ref) = \phi_2 = \tan^{-1} \frac{(-Iq_ref)}{(-Vcd_Id_ref)} \quad (III-110)$$

Para las fases b y c es lo mismo, solo que con un desfaseamiento de 120 grados.

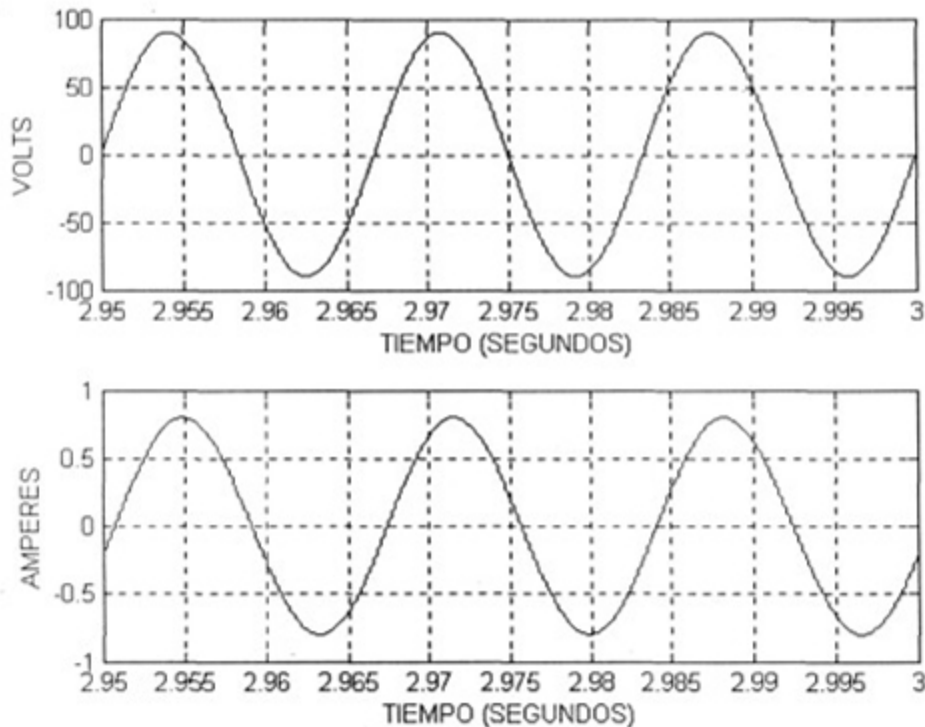


Figura III-31. Voltaje de la fase a con respecto del neutro "Van" (gráfica superior). Corriente de referencia para la fase a "Ia_ref" (gráfica inferior)

La figura III-32 muestra el diagrama fasorial de la transformación inversa D-Q a partir de "Vcd_Id_ref" e "Iq_ref" en estado estable. Se debe considerar que el ángulo de fase debe ser negativo para que el sistema pueda corregir el factor de potencia, lo cual se logra multiplicando por -1 las señales que intervienen en la transformación inversa D-Q:

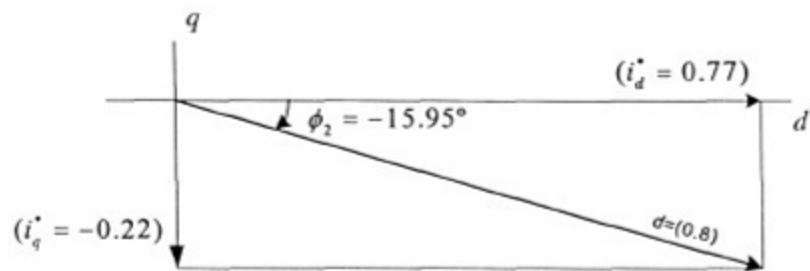


Figura III-32. Diagrama fasorial de la transformación inversa D-Q

CAPITULO IV

Análisis de resultados experimentales

Se construyó un rectificador PWM prototipo y se realizaron pruebas experimentales en el laboratorio con el fin de validar tanto el análisis matemático como los resultados de simulación presentados en capítulos anteriores.

La figura IV-1 muestra el esquema de prueba del prototipo donde se pueden observar las variables medidas en las pruebas experimentales.

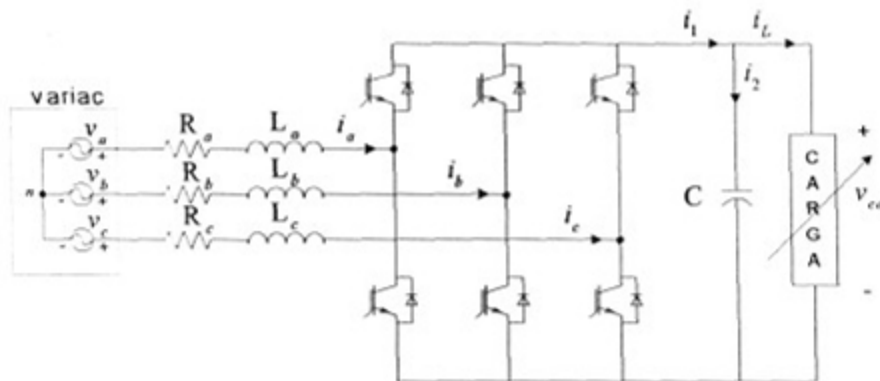


Figura IV-1. Diagrama esquemático de prueba del prototipo.

IV.1 Respuesta en estado estable

Primeramente se efectuaron las pruebas al prototipo para analizar el comportamiento del rectificador PWM en estado estable, tanto de la etapa de entrada, la etapa de salida y como un sistema global para valores de carga del 50% y 100% del nominal.

IV.1.1 Etapa de entrada

Se realizaron mediciones en la etapa de entrada para condiciones de carga de un valor de la mitad del máximo y a plena carga.

IV.1.1.1 Operación con 50% de carga

Primeramente se seleccionó un valor de carga de la mitad de la máxima.

La figura IV-2 muestra las corrientes de cada línea. El factor de escala de las puntas de prueba de corriente es de 10 mV/A, por lo que la corriente de la fase a es de 8.77 A rms, la de la fase b es de 9.35 A rms y la de la fase c es de 8.87 A rms.

Las tres corrientes tienen una forma muy cercana a la senoidal, que es lo que se pretende.

Se puede notar un ligero desbalance en las corrientes, lo cual se debe a que la tensión de salida del variac (transformador trifásico variable para ajustar las magnitudes de las tensiones de alimentación al valor de operación del prototipo) no tiene el mismo valor para cada fase.

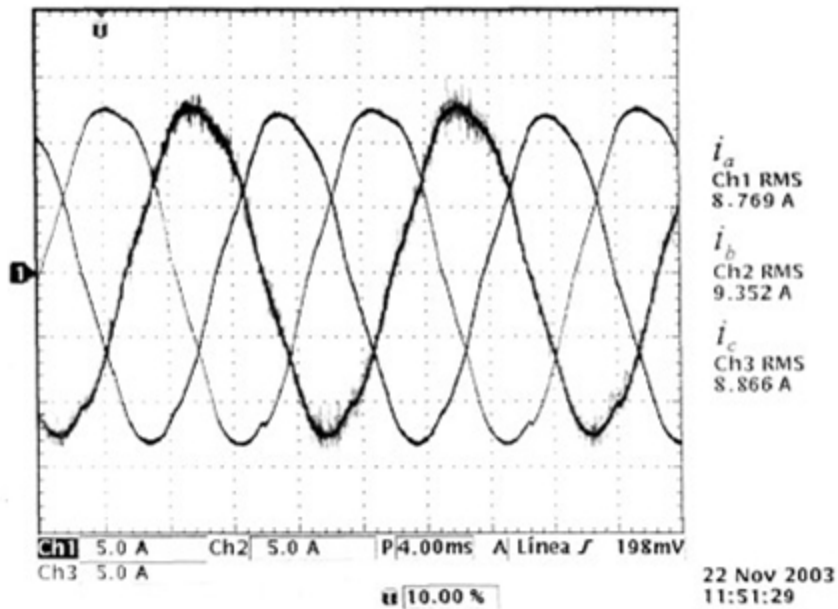


Figura IV-2. Corrientes de línea.

La figura IV-3 muestra la corriente de la fase a y la tensión correspondiente de línea a neutro. Se puede notar que existe un muy pequeño desfase entre la corriente y la tensión de aproximadamente -10 grados, lo que da un factor de desplazamiento de:

$$K_\alpha = \cos \alpha = \cos(-10) = 0.98 \quad (\text{IV-1})$$

El desfase entre la corriente y la tensión se debe al retardo tanto en el procesamiento de las señales como a la sincronización de la transformada D-Q en el DSP, ya que en la simulación el voltaje y la corriente aparecen en fase.

La forma de onda que presenta la corriente es muy parecida a la senoidal, con un factor de distorsión armónica total (THD) medido de 5.1%. El factor de potencia del sistema queda:

$$FP = \frac{\cos \alpha}{\sqrt{1+THD^2}} = \frac{\cos(-10)}{\sqrt{1+(0.051)^2}} = 0.983 \quad (IV-2)$$

El cual es muy cercano a la unidad, que es lo que se pretende al utilizar este rectificador.

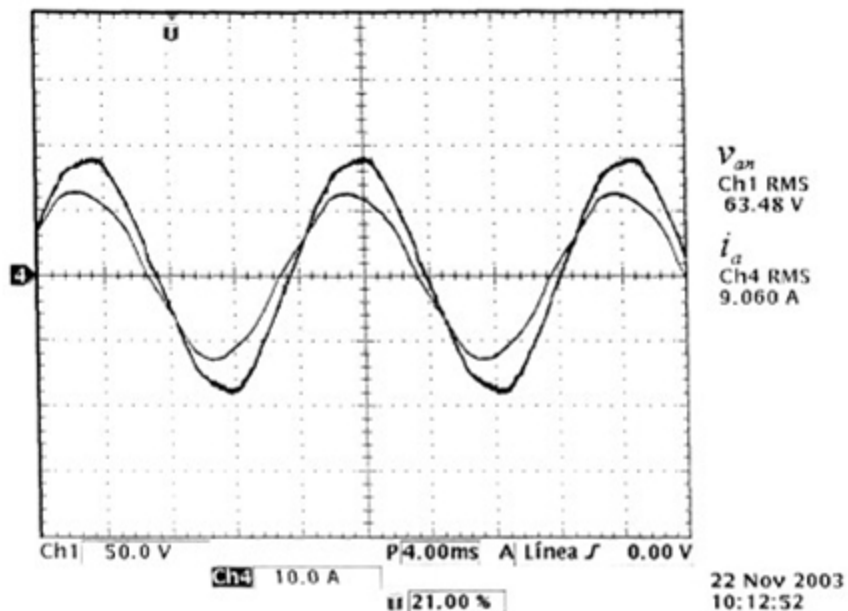


Figura IV-3. Voltaje de fase a neutro (v_{an}) y corriente de línea (i_a).

La figura IV-4 muestra la corriente de la fase a y su espectro de frecuencias. Se nota una componente en frecuencia cero, que se puede ignorar, debida al desajuste del cero de la punta de corriente.

Se puede observar que la corriente contiene componentes armónicas con amplitudes muy bajas, lo cual da un comportamiento prácticamente senoidal.

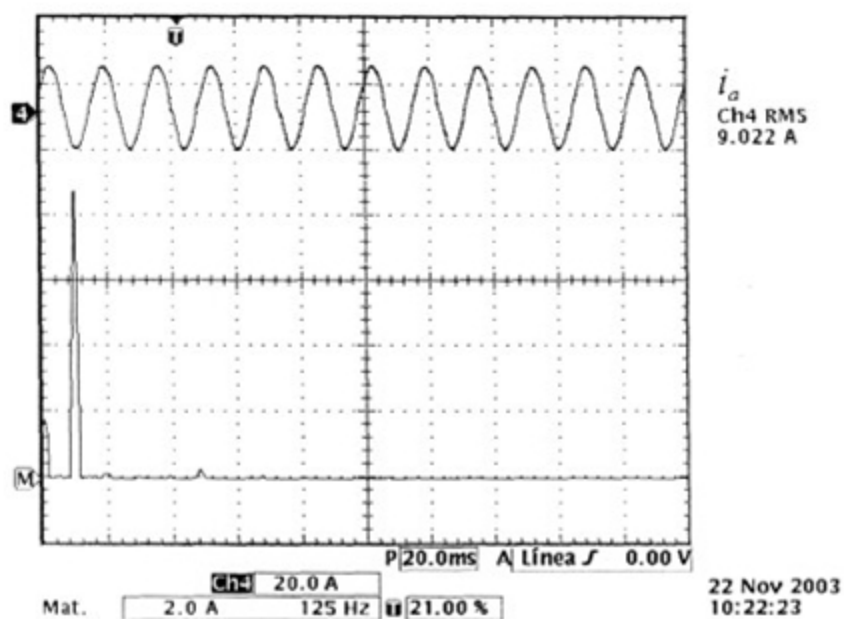
La tabla IV-1. muestra los valores rms medidos de las componentes armónicas de la corriente de línea i_a . Se observa que sólo la componente de frecuencia de 300 Hz tiene un valor significativo.

Tabla IV-1 Valores de las componentes armónicas de la corriente i_a .

Frecuencia (Hz)	60	120	300	420	660	780
amplitud (A rms)	8.76	0.19	0.29	0.1	0.05	-

Con la información anterior podemos calcular el factor de distorsión armónica total (THD).

$$THD = \frac{\sqrt{(0.19)^2 + (0.29)^2 + (0.1)^2 + (0.05)^2}}{8.76} = 3.89\% \quad (IV-3)$$

Figura IV-4. Corriente de la fase a (i_a) y su espectro de frecuencias.

IV.1.1.2 Operación a plena carga

Posteriormente se incrementó la carga a su valor máximo.

La figura IV-5 muestra las corrientes de las tres fases.

Se puede observar que los valores de las corrientes se incrementan debido a la carga y se mantiene el mismo ligero desbalance entre las tres. Las formas de onda siguen siendo muy cercanas a la senoidal. El factor de escala de las puntas de prueba de corriente es de 10 mV/A

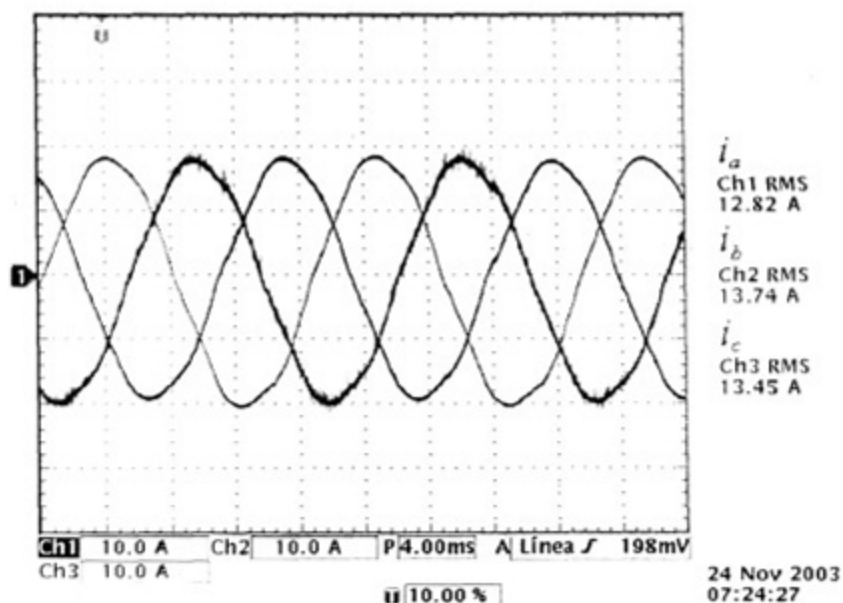


Figura IV-5. Corrientes de línea.

La figura IV-6 muestra la corriente de la fase a y la tensión correspondiente de línea a neutro. Se puede notar que el desfase entre la corriente y la tensión se incrementó un poco debido a que se aumentó la carga. El desfase es de aproximadamente -13 grados, lo que da un factor de desplazamiento igual a:

$$K_{\alpha} = \cos \alpha = \cos(-13) = 0.974 \quad (\text{IV-4})$$

Se midió la distorsión armónica total (THD) dando 3.5%, lo cual significa que la forma de onda de la corriente de línea se acerca mucho más a una senoidal. Con los datos anteriores se puede calcular el factor de potencia del sistema:

$$FP = \frac{\cos \alpha}{\sqrt{1 + THD^2}} = \frac{\cos(-13)}{\sqrt{1 + (0.035)^2}} = 0.9737 \quad (\text{IV-5})$$

El cual sigue siendo muy cercano a la unidad.

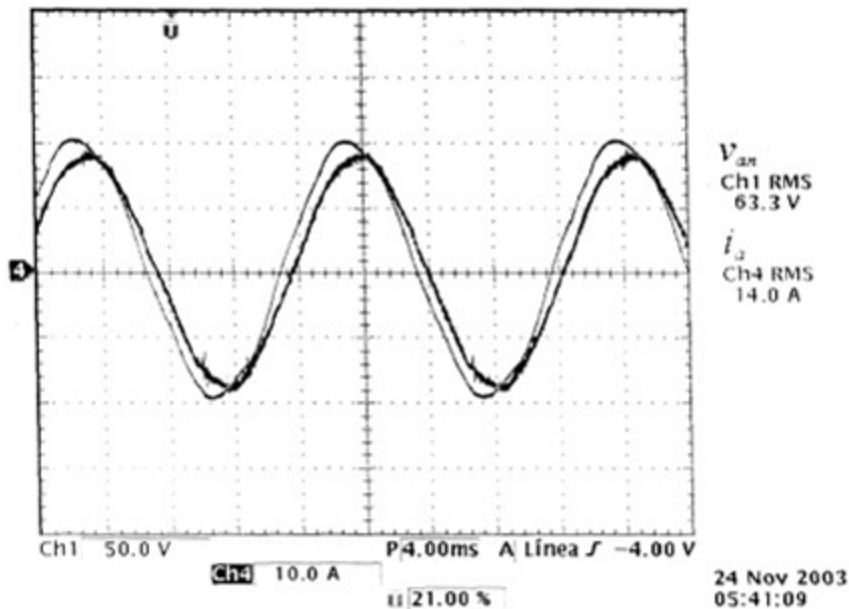


Figura IV-6. Voltaje de fase a neutro (V_{an}) y corriente de línea (i_a).

La figura IV-7 muestra la corriente de la fase a y su espectro de frecuencias. Se puede notar que la forma de onda se mejora con respecto a cuando se tenía una carga del 50%, ya que los valores de las componentes armónicas son insignificantes comparados con el de la fundamental.

La tabla IV-2. muestra los valores medidos de las componentes armónicas de la corriente i_a .

Tabla IV-2 Valores de las componentes armónicas de la corriente i_a .

Frecuencia (Hz)	60	120	180	300	360	420
Amplitud (A rms)	13.60	0.06	0.07	0.30	0.04	0.06

Con la información anterior se puede calcular el factor de distorsión armónica total (THD).

$$THD = \frac{\sqrt{(0.06)^2 + (0.07)^2 + (0.3)^2 + (0.04)^2 + (0.06)^2}}{13.6} = 2.37\% \quad (IV-6)$$

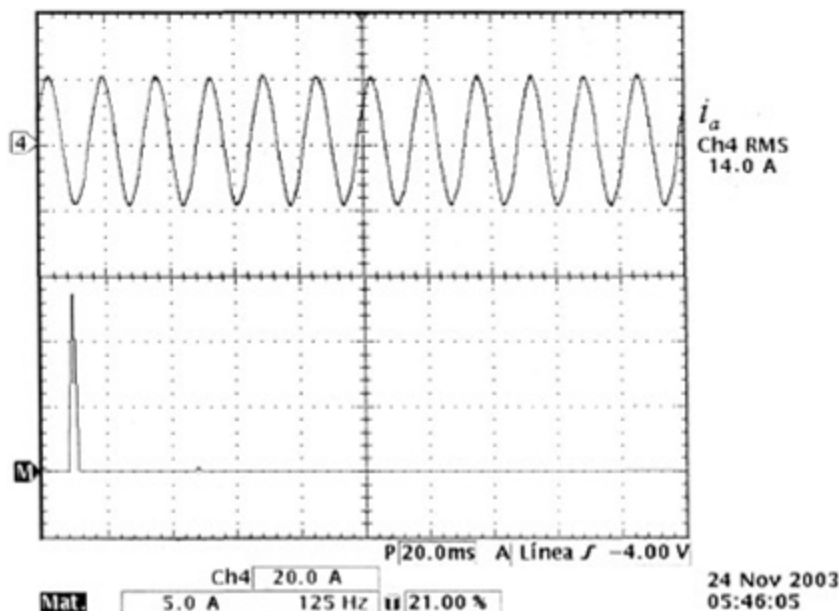


Figura IV-7. Corriente de la fase a (i_a) y su espectro de frecuencias.

IV.1.2 Etapa de salida

Se realizaron mediciones en la etapa de salida para condiciones de carga de un valor del 50% de plena carga.

IV.1.2.1 Operación con 50% de carga

Primeramente se seleccionó un valor de carga del 50% del máximo.

La figura IV-8 muestra la tensión y la corriente en la carga. El factor de escala de la punta de prueba de la corriente fue de 10 mV/A, por lo que la corriente en la carga es de 6.87 Amperes. La medición de la tensión de corriente directa en la carga se hizo con una punta de prueba de voltaje aislada y el factor de escala es de 1V/V, por lo que el valor de dicha tensión era de 209.1 Volts. Cabe mencionar que el valor leído en un multímetro digital era un poco menor, 204 Volts.

La figura IV-9 muestra el rizado de la tensión en la carga. Se puede observar que el valor de pico a pico de la variación de voltaje en la carga es muy pequeño, 6.5, que equivale a un 3.11 % del valor promedio.

En la gráfica se observa una componente de la frecuencia de conmutación, 10 kHz, al igual que una señal de alta frecuencia, 200kHz, que es debida al circuito resonante que forman la inductancia parásita de los cables con el capacitor. Aún cuando se trató de conectar el capacitor de filtrado lo más cerca del módulo que operaba como el rectificador PWM, los pequeños tramos de cable eran suficientes para presentar una inductancia.

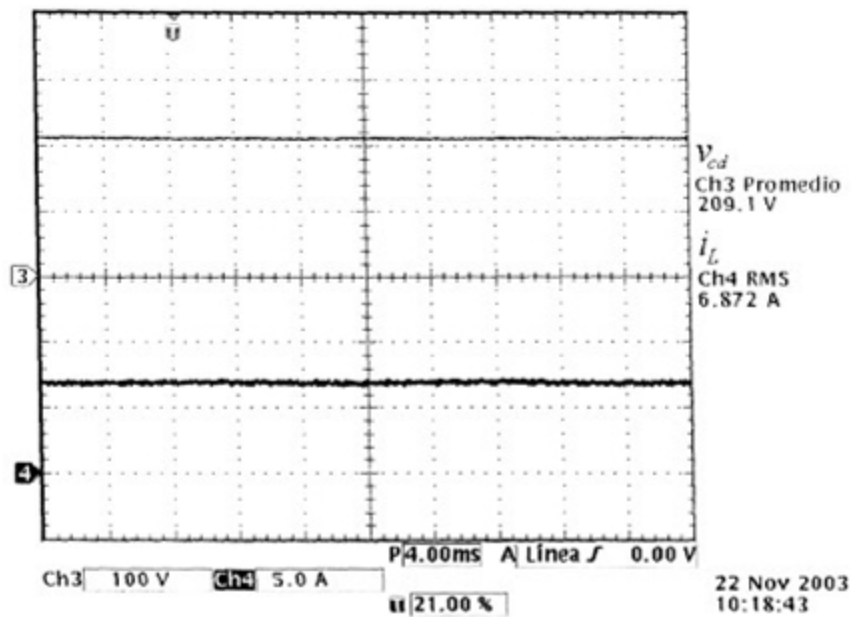


Figura IV-8. Tensión y corriente en la carga.

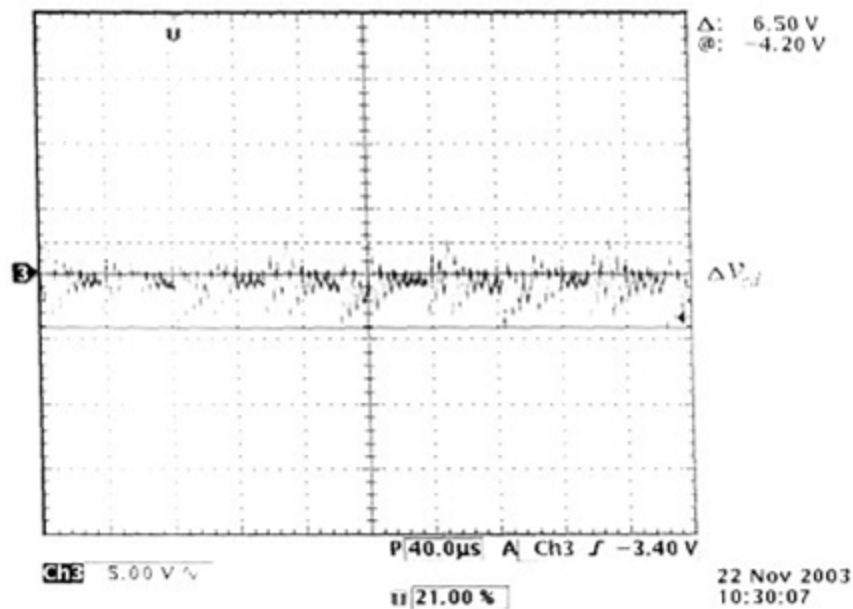


Figura IV-9. Rizado de la tensión en la carga.

IV.1.2.2 Operación a plena carga

Posteriormente se incrementó la carga a su valor máximo.

La figura IV-10 muestra la tensión y la corriente en la carga.

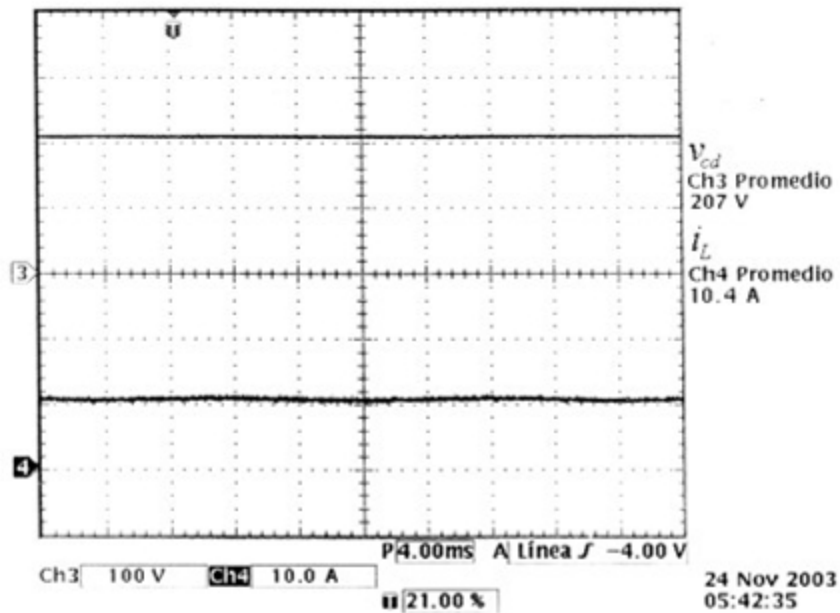


Figura IV-10. Tensión y corriente en la carga.

La figura IV-11 muestra el rizado de la tensión en la carga. Se observa que la variación se incrementa un poco pero la forma de onda es muy similar a cuando se opera el rectificador al 50% de su carga máxima.

Se puede notar muy claramente que los picos mas altos están a la frecuencia de operación del rectificador, 10 kHz, y entre ellos la operación de cada una de las fases. La frecuencia de resonancia de la inductancia parásita y el capacitor continúa siendo 200 kHz.

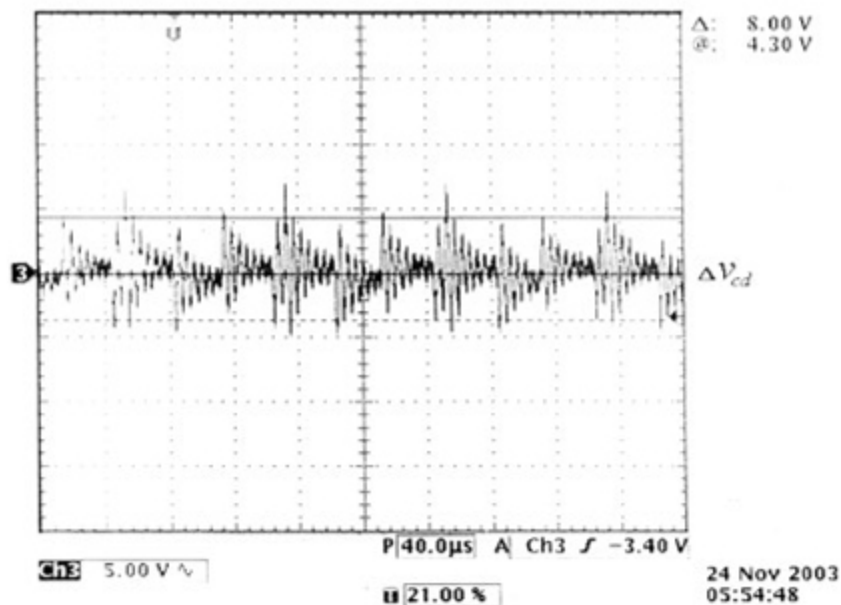


Figura IV-11. Rizado de la tensión en la carga.

IV.1.3 Operación y desempeño global del sistema

Se hicieron mediciones, conforme al esquema de pruebas mostrado en la figura IV-1, del rectificador considerándolo como un sistema corrigiendo el factor de potencia y regulando la tensión en la carga, para diferentes valores de carga.

La tabla IV-3 muestra los valores de las mediciones hechas.

Tabla IV-3. Mediciones de variables del sistema operando con corrección del factor de potencia y regulando la tensión en la carga.

Variable	Carga nominal (2.04 kW)	0.89*(Carga nominal)	0.78*(Carga nominal)	0.67*(Carga nominal)	0.44*(Carga nominal)	0.33*(Carga nominal)
v_{cd} (Volts)	204	204	204	204	204	204
i_L (Amperes)	10	8.9	8	6.8	4.7	3.6
P (Watts)	2358	2031	1758	1611	1062	783
S (VA)	2424	2076	1824	1638	1110	825
Q (VAR)	555	438	483	297	330	258
v_{an} (Volts rms)	64	64	64	64	59	59
i_a (Amperes rms)	12.6	10.8	9.54	8.5	6.24	4.61
FP	0.97	0.98	0.97	0.98	0.95	0.95
FD	0.98	0.98	0.98	0.98	0.98	0.99
α (Grados)	-13	-12	-11	-10	-10	-9
THD (%)	3.5	3.7	4.8	5.1	6.3	8.3

Donde

v_{cd} = Tensión en la carga.

i_L	=	Corriente en la carga.
P	=	Potencia activa.
S	=	Potencia aparente.
Q	=	Potencia reactiva.
v_{an}	=	Tensión de alimentación fase neutro.
i_a	=	Corriente de fase.
FP	=	Factor de potencia del sistema
FD	=	Factor de desplazamiento del sistema.
α	=	Ángulo de desfaseamiento entre la tensión fase a neutro y la corriente de fase.
THD	=	Factor de distorsión armónica total.

Con los datos anteriores se trazó una gráfica de potencia de salida contra potencia de entrada, con el fin de poder observar cómo varía la eficiencia del sistema. La gráfica se muestra en la figura IV-12.

En la figura se puede observar que para valores bajos de potencia de entrada la eficiencia es muy alta, casi del 100%, ya que la pendiente de la línea es casi de 45 grados.

Conforme se incrementa la potencia de entrada, se observa que la eficiencia se reduce, esto es debido a que las corrientes de línea se incrementan y existen mayores pérdidas en las resistencias de las bobinas. Aunadas a esto, se incrementan también las pérdidas en la conmutación.

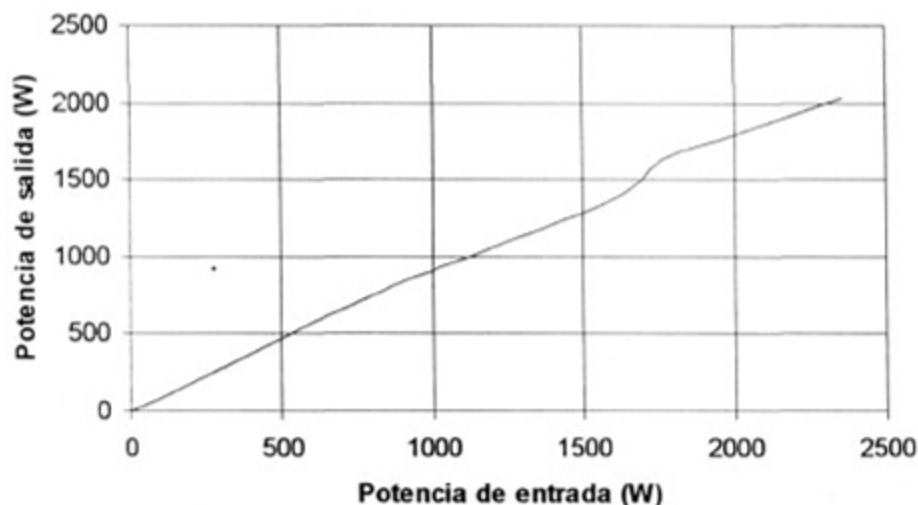


Figura IV-12. Potencia de salida contra potencia de entrada.

Se hicieron mediciones del rectificador como un sistema operando exclusivamente con diodos, para diferentes valores de carga, con el fin de comparar el comportamiento en ambas condiciones.

La tabla IV-4 muestra los valores de las mediciones hechas.

Tabla IV-4. Mediciones de variables del sistema operando exclusivamente con diodos para diferentes valores de carga.

Variable	Carga nominal (2.04kW)	0.89*(Carga nominal)	0.78*(Carga nominal)	0.67*(Carga nominal)	0.44*(Carga nominal)	0.33*(Carga nominal)
v_{cd} (Volts)	204	204	204	204	204	204
i_L (Amperes)	10	8.9	8	6.8	4.7	3.6
P (Watts)	2211	1908	1761	1503	1044	801
S (VA)	2478	2166	2016	1761	1281	1020
Q (VAR)	1119	1020	984	909	747	630
v_{an} (Volts rms)	89	89	88	88	88	88
i_a (Amperes rms)	9.25	8.17	7.57	6.61	4.85	3.88
FP	0.89	0.88	0.87	0.86	0.81	0.79
FD	0.99	0.99	0.99	0.98	0.99	0.99
α (Grados)	9	9	10	10	10	8
THD (%)	45	48.2	48.8	56.1	67.2	74.9

La figura IV-13 muestra el esquema de prueba del prototipo, operando exclusivamente con diodos, donde se pueden observar las variables medidas en las pruebas experimentales.

El módulo de potencia se puso a operar como un sistema de rectificación con diodos asegurando una tensión entre compuerta y emisor, de cada IGBT, de cero volts. Se retiraron la bobinas de entrada, con el fin de eliminar el filtrado que éstas provocarían a las corrientes de línea.

Se mantuvieron las mismas condiciones de potencia de salida que las del sistema trabajando como rectificador de frente activo, variando el voltaje de entrada para mantener la tensión en la carga en 204 V de corriente directa.

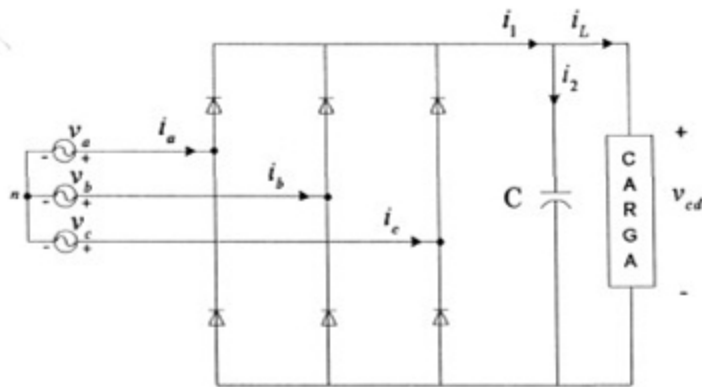


Figura IV-13. Diagrama esquemático de prueba del prototipo operando exclusivamente con diodos.

La figura IV-14 muestra las variaciones del coeficiente de distorsión armónica total (THD) en función de la potencia de salida tanto para un sistema que opera como rectificador trifásico con diodos (gráfica en azul) como uno que trabaja como rectificador de frente activo (gráfica en rojo).

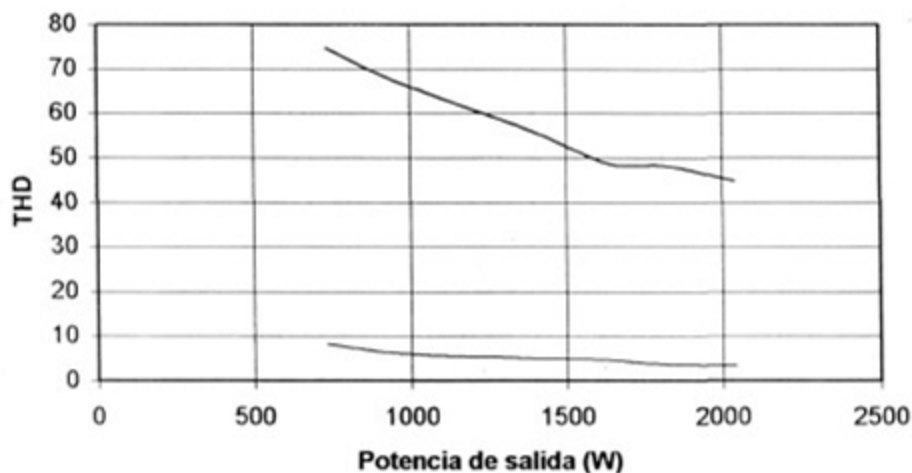


Figura IV-14. Comparación de THD del sistema cuando opera con diodos exclusivamente y cuando corrige el factor de potencia y regula la tensión de la carga, contra potencia de salida.

En la figura IV-14 se puede observar que cuando el sistema trabaja como rectificador PWM (gráfica en rojo) la distorsión armónica es pequeña y se mantiene prácticamente constante ante variaciones de carga. Por otro lado, cuando el sistema opera como un rectificador trifásico con diodos, se observa que la distorsión armónica tiene una variación grande bajo las mismas condiciones de carga. Existe una distorsión muy grande a bajas potencias, pero conforme se aumenta el valor de la potencia de salida la distorsión armónica disminuye. Lo anterior se debe a que al aumentar la carga el capacitor tiende a descargarse más, haciendo que el tiempo de conducción de los diodos aumente, suavizando la forma de onda de las corrientes de línea y por consiguiente disminuyendo el contenido armónico.

Se observa una diferencia muy notoria, en cuanto a la distorsión armónica, entre la operación de un sistema trabajando de una forma y de otra, lo cual justifica tener un rectificador PWM.

La figura IV-15 muestra las variaciones del factor de potencia en función de la potencia de salida tanto para un sistema que opera como rectificador trifásico con diodos (gráfica en azul) como uno que trabaja como rectificador de frente activo (gráfica en rojo).

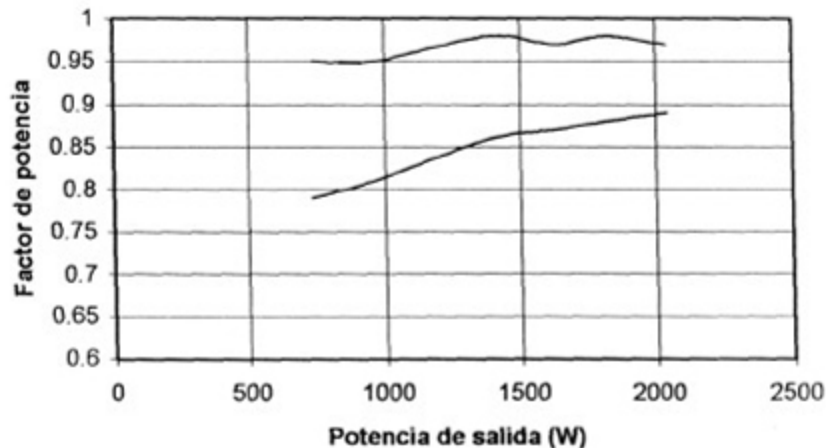


Figura IV-15. Comparación del factor de potencia del sistema cuando opera con diodos exclusivamente y cuando trabaja como rectificador PWM, contra potencia de salida.

La Figura IV-16 muestra las variaciones de la eficiencia en función de la potencia de salida tanto para un sistema que opera como rectificador trifásico con diodos (gráfica en azul) como uno que trabaja como rectificador de frente activo (gráfica en rojo).

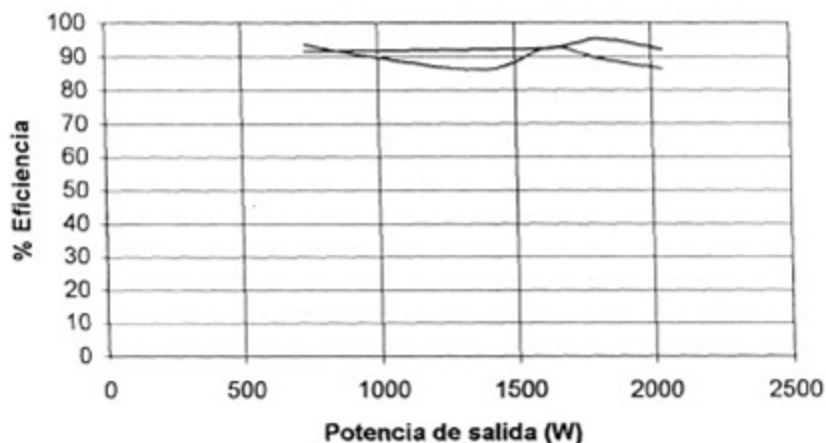


Figura IV-16. Comparación de la eficiencia del sistema cuando opera con diodos exclusivamente y cuando trabaja como rectificador PWM, contra potencia de salida.

IV.2 Respuesta en estado transitorio

Se realizaron mediciones del sistema en las etapas de entrada y de salida ante variaciones tanto de carga como de la tensión de alimentación.

IV.2.1 Respuesta ante variaciones de carga

La figura IV-17 muestra la respuesta transitoria de la tensión en la carga y de la corriente de fase en la entrada ante variaciones de carga de un valor del 50%, nominal y nuevamente al 50%.

Se puede observar que aunque se tenga una variación grande de carga, la tensión se mantiene regulada en aproximadamente 200 Volts.

Es interesante notar que el transitorio de la tensión en la carga es relativamente rápido, bastan aproximadamente 100 ms para que el voltaje de CD vuelva a alcanzar su estado estable, teniendo un sobretiro de aproximadamente -30 V, es decir del 15%, cuando la carga se incrementa; y de aproximadamente +30 V cuando la carga se disminuye.

En la misma figura se observa que la corriente de línea en la entrada también rápidamente se estabiliza ante cambios de carga.

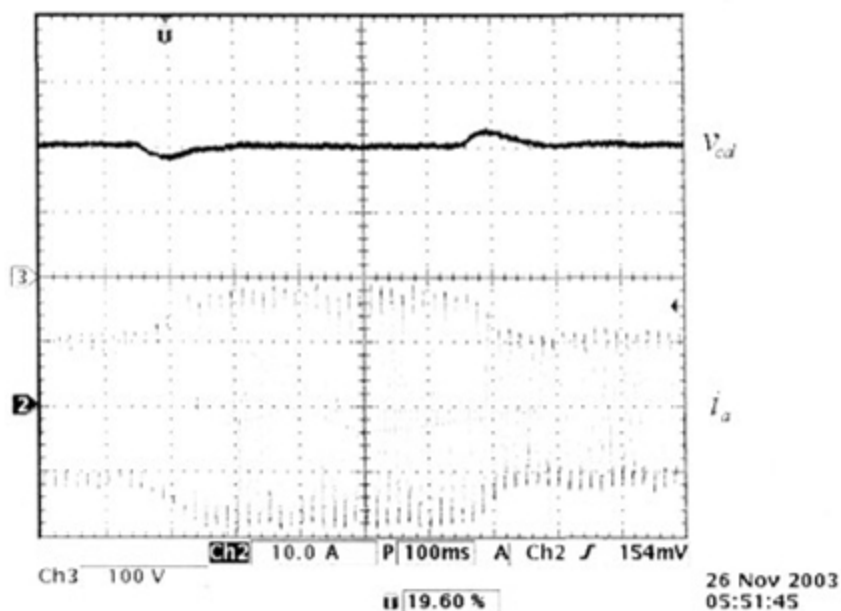


Figura IV-17. Tensión en la carga y corriente de fase en la entrada ante variaciones de carga.

La gráfica IV-18 muestra un acercamiento de la tensión en la carga y la corriente de fase en la entrada en el momento que se lleva a cabo un incremento de la carga de un 50% al 100%.

Se puede notar que la tensión en la carga tarda aproximadamente 160 ms en alcanzar nuevamente el valor de la referencia, pero la corriente de la línea se mantiene prácticamente senoidal en el periodo del transitorio.

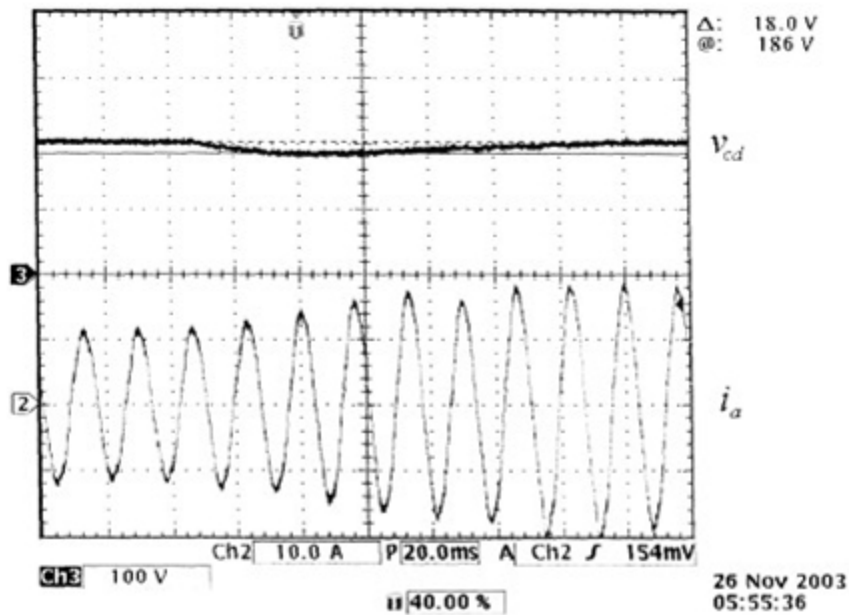


Figura IV-18. Tensión en la carga y corriente de fase en la entrada ante un incremento de carga.

La gráfica IV-19 muestra un acercamiento de la tensión en la carga y la corriente de fase en la entrada en el momento que se lleva a cabo un decremento de la carga de un 100% al 50%.

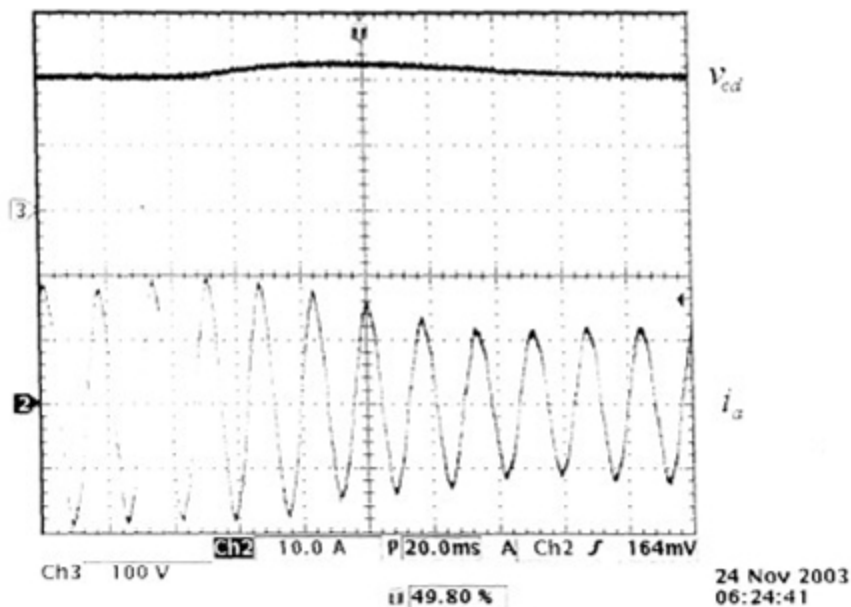
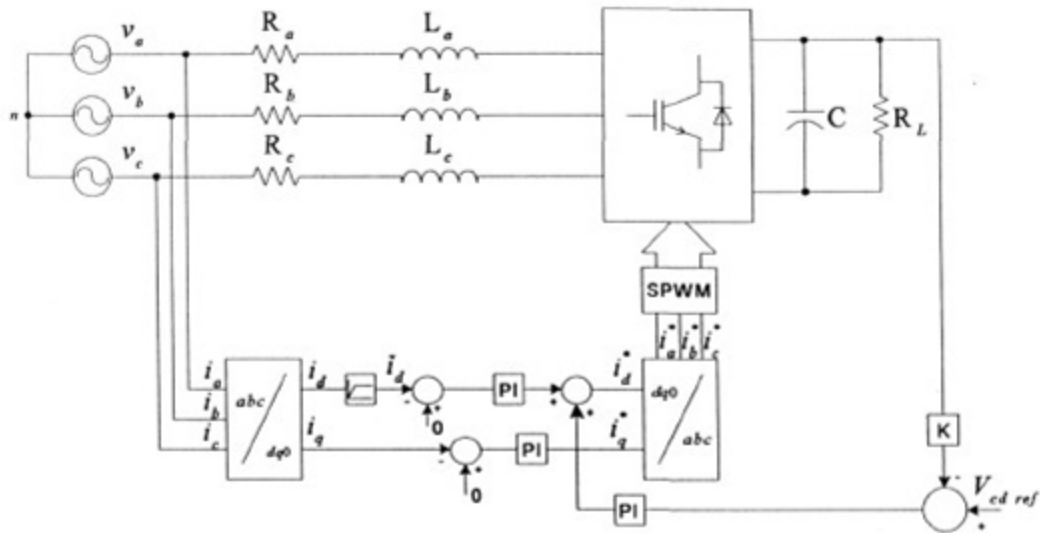
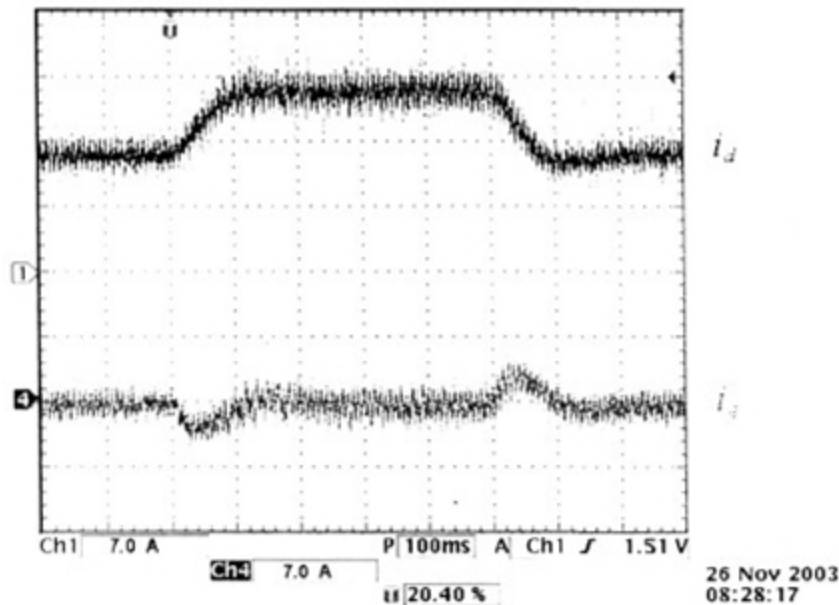


Figura IV-19. Tensión en la carga y corriente de fase en la entrada ante un decremento de carga.

La figura IV-20 muestra el esquema de prueba del prototipo donde se pueden observar las variables i_d e i_q medidas en las pruebas experimentales.

Figura IV-20. Esquema de pruebas para i_d e i_q .

La figura IV-21 muestra las corrientes en el marco referencial giratorio sincrónico, i_d e i_q ante variaciones de carga de un 50%, al 100% y al 50%. Se puede comparar con la figura III-24 y es notoria la similitud.

Figura IV-21. Corrientes i_d e i_q ante variaciones de carga.

En esta figura se observa que cuando existe un cambio de carga, la corriente i_d tarda un periodo muy pequeño de tiempo en estabilizarse, aproximadamente 100 ms, lo cual significa que las corrientes de línea en la entrada permanecen casi todo el tiempo de forma senoidal, excepto en el periodo de estabilización.

También en esta figura se puede notar que la corriente i_q se mantiene casi todo el tiempo en cero, lo cual significa que la corriente de línea y el voltaje correspondiente con respecto al neutro están en fase.

Solamente en los periodos de cambio existe un ligero desfaseamiento, dado que i_q alcanza un valor muy pequeño.

De lo anterior se puede concluir que el factor de potencia se mantiene constante y cercano a la unidad casi todo el tiempo, solamente tiene unas ligeras variaciones en los momentos en que ocurren los cambios de carga.

IV.2.2 Respuesta ante variaciones en la tensión de alimentación

Se realizaron pruebas para evaluar la respuesta del prototipo ante variaciones de la tensión de alimentación. El esquema de pruebas es el mostrado en la figura IV-1.

La figura IV-22 muestra la evolución transitoria de la tensión de corriente directa en la carga en el momento en el que el voltaje de alimentación entre líneas pasa de 72 a 101 Volts rms. Lo anterior fue realizado moviendo manualmente el variac de alimentación.

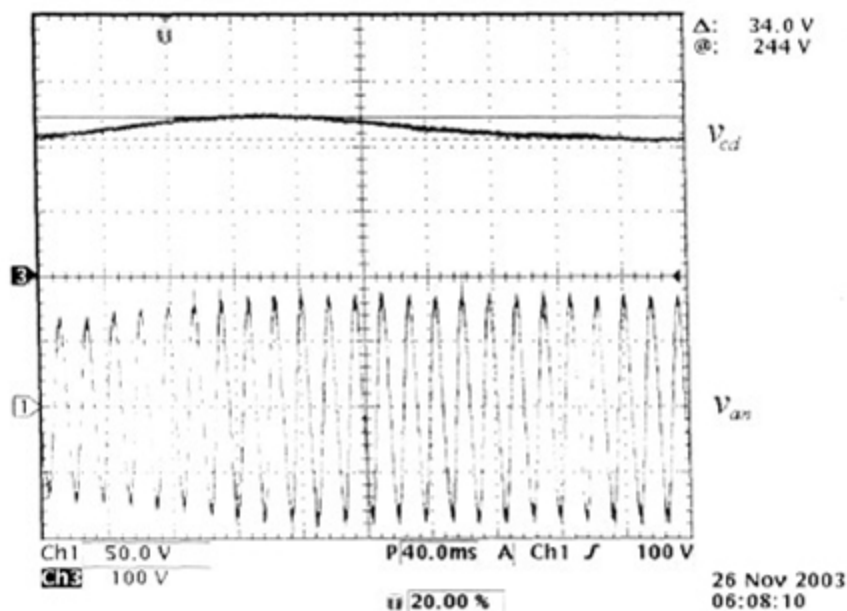


Figura IV-22. Tensión en la carga ante un incremento en el voltaje de entrada.

Se observa en la figura que existe un valor de sobretiro de 34 volts, equivalente al 16.2%. También se observa que tarda en estabilizarse alrededor de 300 ms, aproximadamente 18 ciclos de red. Este tiempo puede parecer muy grande, pero hay que tomar en cuenta que el voltaje de entrada no cambia abruptamente, sino que lo hace en un tiempo considerable. Tomando en cuenta todo lo anterior, se puede decir que la respuesta del sistema ante cambios en el voltaje de entrada es aceptable.

La figura IV-23 muestra la evolución transitoria de la tensión de corriente directa en la carga cuando el voltaje de alimentación entre líneas pasa de 110 a 80 Volts rms.

Se observa que se mantienen aproximadamente los mismos valores de sobretiro y de tiempo de estabilización que cuando hubo un incremento de voltaje.

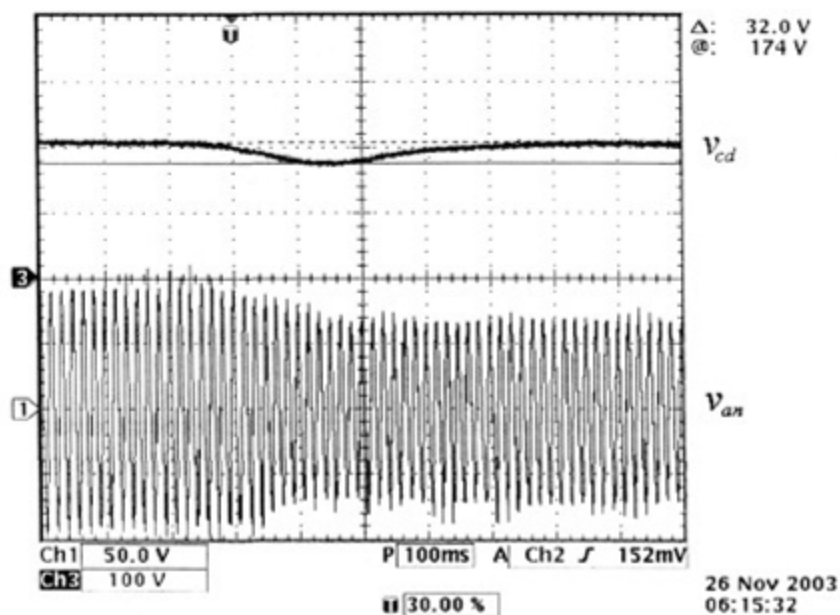


Figura IV-23. Tensión en la carga ante un decremento en el voltaje de entrada.

La figura IV-24 muestra la corriente de fase en la entrada cuando el voltaje de alimentación entre líneas pasa de 72 a 104 Volts rms.

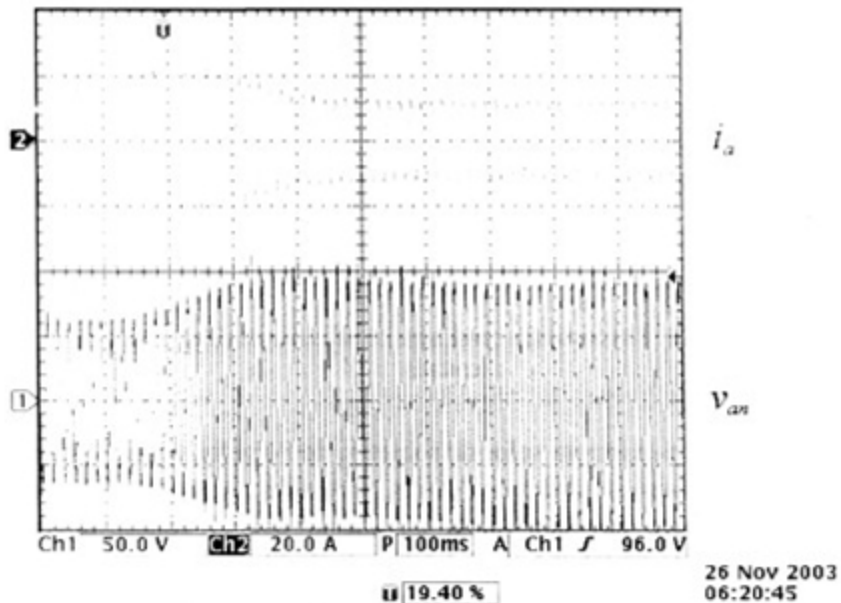


Figura IV-24. Corriente de fase en la entrada ante un incremento en el voltaje de entrada.

La figura IV-25 muestra la corriente de fase en la entrada cuando el voltaje de alimentación entre líneas pasa de 108 a 78 Volts rms.

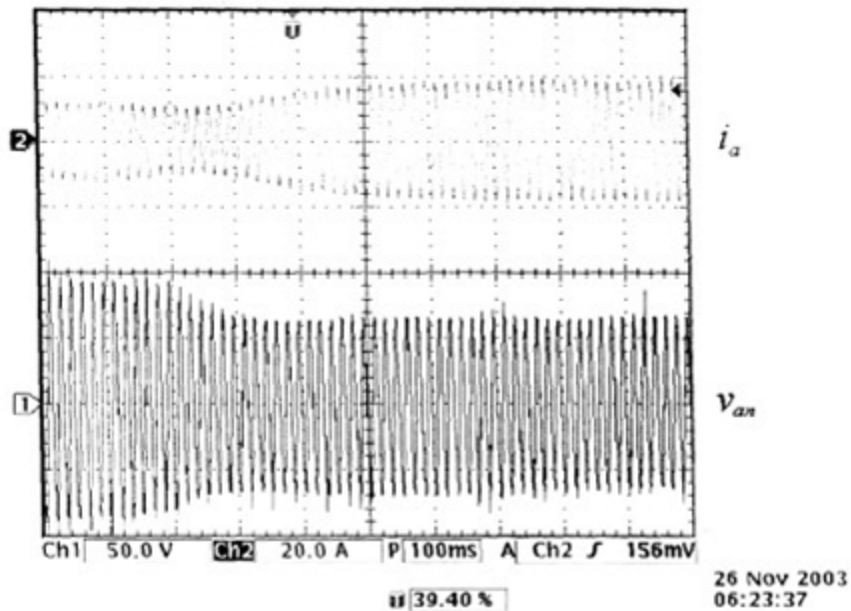
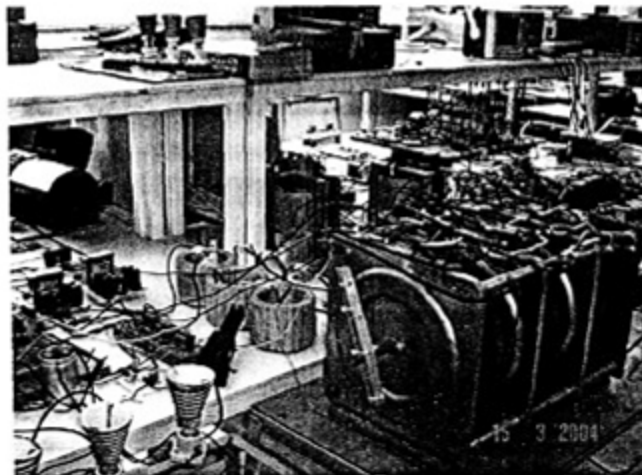


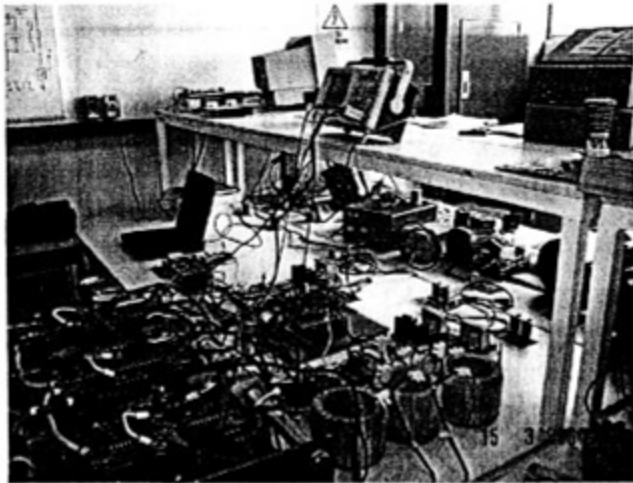
Figura IV-25. Corriente de fase en la entrada ante un decremento en el voltaje de entrada.

Se pudo comprobar que los resultados experimentales de la operación del rectificador PWM, obtenidos con el prototipo de pruebas, concuerdan con los del análisis matemático y con los de las simulaciones.

Es importante resaltar la facilidad en la implementación del algoritmo de control que se obtuvo con el DSP, así como su versatilidad de operación.

Se presentan fotografías del prototipo experimental.





CAPITULO

V

Conclusiones y trabajos futuros

V.1 Conclusiones

Este trabajo hace resaltar la importancia que tiene el hecho de tratar de corregir el factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica, dado que el funcionamiento no lineal de éstos impacta fuertemente tanto en el bajo aprovechamiento como en el deterioro de la calidad de la energía eléctrica. Se comprobó que si se demanda energía de forma controlada a la red, se puede lograr tener un factor de potencia que esté cercano a la unidad.

Se revisaron distintas formas de corregir el factor de potencia en sistemas de rectificación trifásica, identificando en cada una de ellas las ventajas y desventajas que presentan. Debido a sus favorables características de funcionamiento, se eligió el convertidor elevador con seis interruptores (Rectificador PWM) para hacer un estudio mas detallado.

Al hacer la transformación DQ, se mapea el sistema de un marco referencial fijo a uno giratorio sincrónico, permitiendo que el modelo matemático se simplifique y el algoritmo de control sea más simple y preciso.

Dentro del algoritmo de control se incluyen tres controladores PI, uno para regular la tensión de la carga y dos para las corrientes (i_d e i_q). Con estos controladores se asegura que la señal de salida vaya a seguir a una referencia, pero no se puede mejorar significativamente la respuesta dinámica del sistema ante transitorios (tiempo de respuesta y sobretiro). Si se quisiera que el sistema tuviera una respuesta diferente, se tendrían que implementar otras estrategias de control.

Con los controladores que se implementaron, se observó en las simulaciones preliminares, que se tenía un sobretiro en la tensión de salida que podía ser significativo si se trabajara con una tensión de 400 V en una carga de 5 kW y un voltaje de alimentación de 220 volts rms entre líneas. El valor máximo que podía alcanzar la tensión de salida ante transitorios de carga se acercaba al límite del módulo de potencia, por lo que se redujo la tensión de la salida a un valor de 200 volts y la tensión de entrada de 110 volts rms entre líneas.

Con el sistema transformado se pueden identificar fácilmente los límites en cuanto a carga y voltaje de alimentación que tiene el rectificador PWM, además se puede establecer de manera sencilla la función de transferencia del voltaje de salida con respecto al de la entrada en estado estable. De la misma manera, cuando se tiene el sistema en el marco referencial giratorio síncrono, se puede visualizar el rango de valores entre los cuales debe estar el desfase de la función de conmutación con respecto a la fase de la tensión de alimentación, para hacer que el factor de potencia sea cercano a la unidad. Así mismo, se puede encontrar el valor del desfase de la función de conmutación que hace que el sistema tenga un factor de potencia unitario.

De la misma manera, cuando se hace la transformación DQ del sistema trifásico, quedan muy claras las condiciones que se deben tomar en cuenta para seleccionar, dentro de un rango, el valor de las bobinas de entrada para que el rectificador PWM pueda corregir el factor de potencia llevándolo cercano a la unidad.

La transformación DQ, así como la implementación del algoritmo de control se llevó a cabo en un procesador digital de señales (DSP), lo cual representó una ventaja muy considerable, dados los cálculos matemáticos que había que hacer. Si lo anterior se hubiera implementado de forma analógica, el grado de complejidad hubiera sido mucho mayor.

Se pudieron comprobar de manera experimental las principales características del rectificador PWM:

- La tensión de salida se puede regular y se mantiene constante ante variaciones tanto de la carga como del voltaje de alimentación.
- Se puede hacer que las corrientes de línea tengan una forma senoidal, libre de componentes armónicas, dando por resultado mejoras en la calidad de energía de la red.
- Se puede lograr que la corriente de línea y la tensión correspondiente con respecto al neutro estén en fase, logrando una mejor utilización de la energía eléctrica.

Se observó que debe ponerse en operación el rectificador PWM siguiendo un cierto procedimiento para cargar paulatinamente el condensador, ya que las corrientes de línea pueden alcanzar niveles cercanos al límite máximo del módulo de potencia. Tomando en cuenta lo anterior, debe implementarse una estrategia para que de forma automática el sistema vaya alcanzando sus condiciones de operación en el arranque, lo mismo que cuando pare.

Como contribuciones del trabajo a la línea de investigación para el mejoramiento de la calidad de la energía eléctrica se resaltan los siguientes puntos:

- Análisis teórico y desarrollo de la metodología del sistema para aplicación en temas relacionados.
- Implementación física de un sistema de rectificación trifásica mediante un rectificador PWM, teniendo la posibilidad de efectuar pruebas experimentales que validen teorías relacionadas con él.
- Implementación de la transformada DQ y del algoritmo de control en el DSP, que pueden usarse como plataforma en futuras investigaciones.
- Desarrollo de un criterio para el cálculo de valores de los elementos a utilizar en el sistema.

V.2 Productos obtenidos.

Se obtuvieron varios productos derivados de este trabajo:

- Se construyó el prototipo experimental.
- Se redactaron y publicaron artículos relacionados con el tema:
 1. “Estudio y Modelado de un Rectificador PWM Trifásico Usado para Compensar Sags de Tensión Simétricos y Asimétricos”, Congreso anual de la Asociación de México de Control Automático (AMCA 2003), Ensenada, B.C. México, 15-17 de Octubre de 2003 (publicado).
 2. “Sag Compensation by the use of a PWM Rectifier Maintaining Harmonic Elimination and Power Factor Compensation Capacity”, Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society (IAS 2004), Seattle, Washington USA, October 3-7, 2004 (en revisión).
 3. “Analysis and Design of a PWM Rectifier Using the DQ Theory and a Digital Control Based in a DSP”, IEEE International Power Electronics Congress (CIEP 2004), Celaya, México, October 17-24, 2004 (en revisión).

V.3 Trabajos futuros

Como trabajos futuros derivados del presente se proponen los siguientes:

- Incorporación de los tiempos muertos para los pulsos de conmutación dentro del procesador digital de señales (DSP).
- Desarrollar la implementación de un rectificador PWM como compensador ante variaciones momentáneas de la tensión de alimentación.
- Desarrollar la implementación de un rectificador PWM como filtro activo, con capacidad de compensación de potencia reactiva.
- Desarrollar la implementación para que el rectificador PWM trabaje como inversor (esquema regenerativo).
- Desarrollar una estrategia diferente de control tanto para mejorar el desempeño como para el arranque y el paro.
- Análisis más detallado de las demás estrategias de corrección de factor de potencia para poder compararlas con la analizada en este trabajo.
- Análisis de robustez de un rectificador PWM, considerando variaciones en los parámetros, ruido y corriente de carga.
- Realizar un estudio de confiabilidad.
- Desarrollo de esquemas de rectificadores PWM en paralelo para incrementar los niveles de potencia en forma modular.

APÉNDICE

A. Transformación D-Q de elementos del circuito rectificador PWM

A.1 Modelo equivalente de un interruptor

Se ha encontrado que los interruptores son equivalentes exactamente a auto-transformadores ideales variantes en el tiempo [15].

Como un ejemplo ilustrativo, se selecciona el convertidor reductor mostrado en la figura A-1(a), donde los dos interruptores constituyen un sistema de conmutación. La prueba de que este sistema de conmutación es equivalente a un autotransformador conmutado, como se muestra en la figura A-1(b), se puede hacer de la siguiente manera.

Cuando el interruptor S_1 se cierra (esto es, $d(t) = 1$), se asume que la relación de vueltas superior del autotransformador es cero, ($n(t) = 0$); entonces la configuración de los dos circuitos viene a ser idéntica; los puntos A y C están conectados, y los puntos B y C están desconectados. Por el hecho de que las reactancias inductivas del primario y del secundario en un transformador ideal son muy grandes en comparación con las impedancias del circuito, se considera que los puntos B y C están desconectados.

Cuando el interruptor S_1 se abre, la relación de vueltas inferior es cero, mientras que la superior es uno. Las configuraciones de los circuitos son las mismas, de tal manera que se puede concluir que el sistema de conmutación es exactamente equivalente al transformador donde la relación de vueltas está definida como el valor dual del ciclo de trabajo del sistema de conmutación.

El siguiente paso es encontrar un circuito promedio. Si la frecuencia de conmutación es mucho más grande que la frecuencia de corte del filtro el transformador conmutado puede ser sustituido simplemente por un transformador ideal promediado, en donde la relación de vueltas es el promedio de $n(t)$, como se muestra en la figura A-1(c), dado que las armónicas de conmutación son despreciables comparadas con la

componente fundamental. Finalmente, el modelo CD se obtiene eliminando los elementos reactivos, como se muestra en la figura A-1(d).

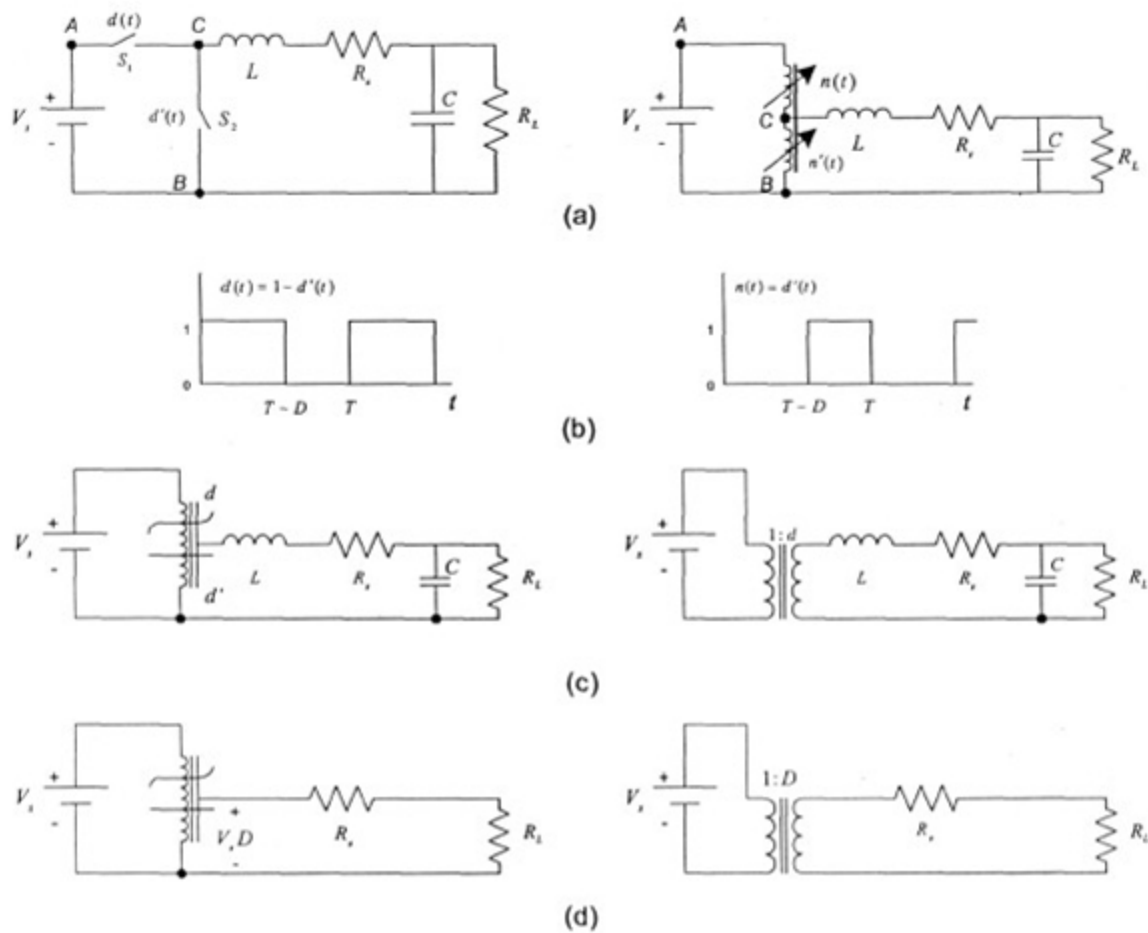


Figura A-1. Ejemplo convertidor reductor. (a) Circuito original. (b) Modelo con inductor conmutado. (c) Modelo promediado. (d) Modelo CD.

La figura A-2 muestra los modelos para un ejemplo de convertidor elevador.

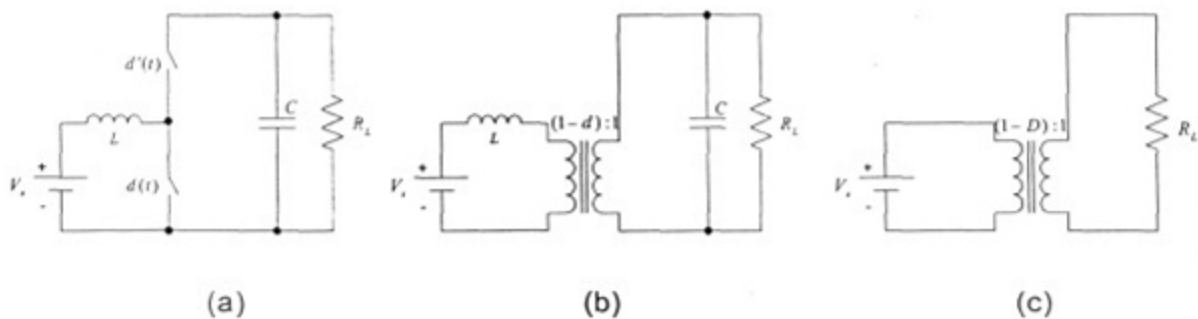


Figura A-2. Ejemplo convertidor elevador. (a) Circuito original. (b) Modelo promediado. (c) Modelo CD.

A.2 División en subcircuitos de un rectificador PWM

El rectificador PWM es complejo para analizarlo como un todo, por lo que para hacer más simple su estudio se divide en cinco subcircuitos básicos, que son: fuentes de alimentación, resistencias, inductores, dispositivos de conmutación y circuito de corriente directa. La figura A-3 muestra el sistema original dividido en subcircuitos.

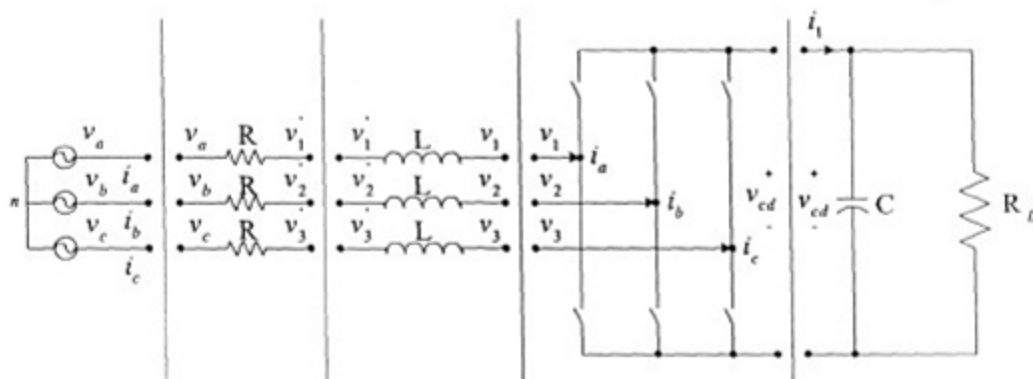


Figura A-3. Rectificador PWM dividido en subcircuitos.

La matriz de transformación D-Q se puede definir

$$\mathbf{K} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi) & \text{sen}(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) & \text{sen}(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ \text{cos}(\omega t + \phi) & \text{cos}(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \phi) & \text{cos}(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \phi) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A-1})$$

De tal forma que las transformaciones quedan:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq0} &= \mathbf{K} \mathbf{x}_{abc} \\ \mathbf{x}_{abc} &= \mathbf{K}^{-1} \mathbf{x}_{dq0} \end{aligned} \quad (\text{A-2})$$

Donde \mathbf{x} es una variable (voltaje o corriente).

A.3 Transformación D-Q de la fuente de alimentación trifásica

Se tiene una fuente de alimentación trifásica que se puede definir de la siguiente manera:

$$\mathbf{v}_{abc} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_s \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi_1) \\ \text{sen}(\omega t - 2\pi/3 + \phi_1) \\ \text{sen}(\omega t + 2\pi/3 + \phi_1) \end{bmatrix} \quad (\text{A-3})$$

Si se hace la transformación D-Q al sistema de alimentación trifásico

$$\mathbf{E}_{dq0} = \mathbf{K}\mathbf{v}_{abc} = V_s \begin{bmatrix} \cos(\phi_1 - \phi) \\ \text{sen}(\phi_1 - \phi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A-4})$$

Por lo que el sistema de tres fuentes variantes en el tiempo se transforma a dos fuentes invariantes en el tiempo, mostradas en la figura A-4.

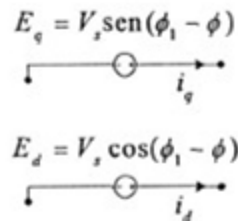


Figura A-4. Resultado de la transformación D-Q a la fuente de alimentación trifásica.

A.4 Transformación D-Q de las resistencias de entrada

Se tiene un sistema de alimentación trifásico en serie con una resistencia en el marco de referencia fijo, como se muestra en la figura A-5.

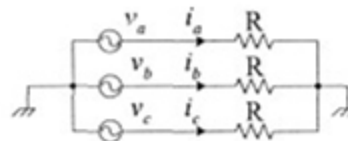


Figura A-5. Circuito en el marco referencial fijo.

Aplicando la transformada D-Q al sistema

$$\mathbf{E}_{dq0} = \mathbf{K}\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{K}\mathbf{R}\mathbf{i}_{abc} = \mathbf{R}\mathbf{I}_{dq0} \quad (\text{A-5})$$

Por lo que el circuito en el marco referencial giratorio síncrono queda como se muestra en la figura A-6.

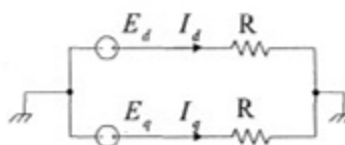


Figura A-6. Circuito en el marco referencial giratorio síncrono.

A.5 Transformación D-Q de las bobinas de entrada

Se tiene un sistema de alimentación trifásico en serie con una bobina en el marco de referencia fijo, como se muestra en la figura A-7.

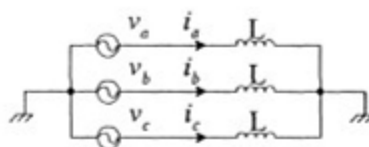


Figura A-7 Circuito en el marco referencial fijo.

Aplicando la ley de Kirchhoff

$$L \frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} = \mathbf{v}_{abc} \quad (\text{A-6})$$

Sustituyendo \mathbf{i}_{abc} con (A-2) y tomando su derivada

$$L \frac{d(\mathbf{K}^{-1}\mathbf{i}_{dq0})}{dt} = L\mathbf{K}^{-1} \frac{d(\mathbf{i}_{dq0})}{dt} + L\mathbf{i}_{dq0} \frac{d(\mathbf{K}^{-1})}{dt} = \mathbf{v}_{abc} \quad (\text{A-7})$$

Premultiplicando la ecuación por \mathbf{K}

$$L \frac{d(\mathbf{i}_{dq0})}{dt} = -L\mathbf{K} \frac{d(\mathbf{K}^{-1})}{dt} \mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{K}\mathbf{v}_{abc} \quad (\text{A-8})$$

$$L \frac{d(\mathbf{i}_{dq0})}{dt} = -L\omega \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq0} + \mathbf{E}_{dq0} \quad (\text{A-9})$$

Esto significa que para una condición balanceada

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= \omega Li_q + E_d \\ L \frac{di_q}{dt} &= -\omega Li_d + E_q \\ L \frac{di_0}{dt} &= V_0 = 0 \end{aligned} \quad (\text{A-10})$$

La reconstrucción del circuito de (A-10) se muestra en la figura A-8

Un hecho interesante es que el conjunto de variables D-Q del inductor están eléctricamente acopladas aunque los inductores no estén acoplados magnéticamente. La variable en el eje 0 pueden ser excluida dado que las fuentes están balanceadas.

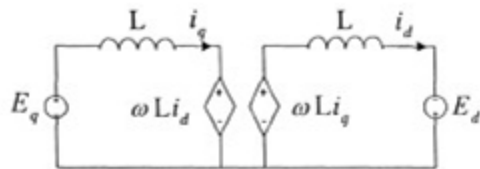


Figura A-8. Circuito en el marco referencial giratorio síncrono.

A.6 Transformación D-Q del sistema de conmutación

Se tiene el modelo promediado de un sistema de conmutación trifásico en el marco de referencia fijo, como se muestra en la figura A-9.

Se asume que las armónicas de conmutación son despreciables, por lo que estas funciones son puramente senoidales.

Se sabe que

$$\begin{aligned} i_1 &= \mathbf{D}^T \mathbf{i}_{abc} = \mathbf{D}^T \mathbf{K}^{-1} \mathbf{i}_{dq0} \\ \mathbf{v}_{abc} &= \mathbf{D} \mathbf{v} = \mathbf{K}^{-1} \mathbf{E}_{dq0} \end{aligned} \tag{A-11}$$

Donde

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} d \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega t + \phi_2) \\ \text{sen}(\omega t - \frac{2}{3}\pi + \phi_2) \\ \text{sen}(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \phi_2) \end{bmatrix} \tag{A-12}$$

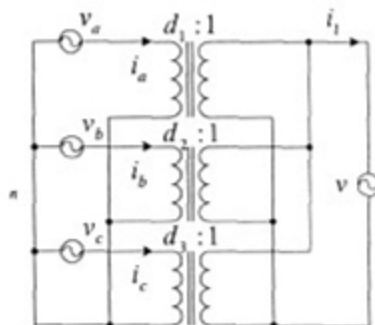


Figura A-9 Circuito en el marco referencial fijo.

Haciendo la transformación D-Q, es decir, aplicando (A-1) a (A-11) y sustituyendo (A-12):

$$\begin{aligned}
 i &= d \left[i_q \text{sen}(\phi_2 - \phi) + i_d \text{cos}(\phi_2 - \phi) \right] \\
 v_q &= d v \text{sen}(\phi_2 - \phi) \\
 v_d &= d v \text{cos}(\phi_2 - \phi)
 \end{aligned}
 \tag{A-13}$$

La transformada D-Q se selecciona como una transformación invariante en potencia, dado que no cambia los coeficientes. La reconstrucción del circuito (A-13) se muestra en la figura A-10.

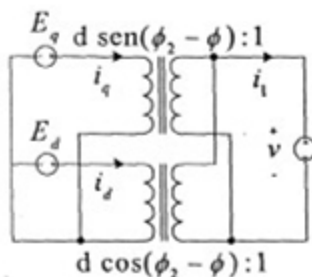


Figura A-10. Circuito en el marco referencial giratorio síncrono.

Se puede notar que la naturaleza de variante en el tiempo del transformador se elimina con la transformación D-Q.

A.7 Transformación D-Q de los elementos en el lado de CD

Los elementos en el lado de corriente directa no sufren ninguna modificación, ya que como los voltajes y corrientes son constantes, al tomar la transformación D-Q permanecen como las mismas constantes, por lo que los elementos no se ven afectados.

La figura A-11 muestra los elementos en el lado de corriente directa en el marco referencial giratorio síncrono:

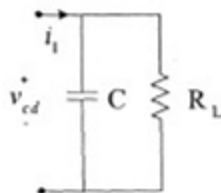


Figura A-11. Elementos del lado de corriente directa en el marco referencial giratorio síncrono.

A.8 Conformación del circuito rectificador PWM transformado

El circuito se reconstruye tomando en cuenta que la regla es conectar los nodos donde las variables voltaje y corriente son las mismas. El resultado de la reconstrucción se muestra en la figura A-11.

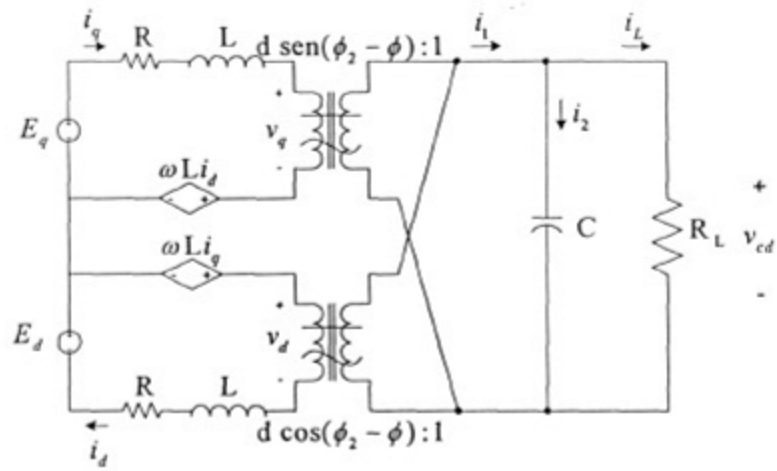


Figura A-11. Circuito reconstruido en el referencial giratorio síncrono.

B. Cálculo de los inductores de entrada

Cuando se requiere un comportamiento lineal de la bobina y sin peligro de saturación con picos elevados de corriente es recomendable que sea de núcleo de aire, por lo que se decide elaborarlas con esas características.

Debido a que el valor de las bobinas es relativamente alto (5.25 mH) cada una va a estar formada por varias capas

En [17] se presentan varias fórmulas empíricas para diversos tipos de bobinas con núcleo de aire.

La figura B-1 muestra una bobina enrollada sobre un carrete circular con varias capas

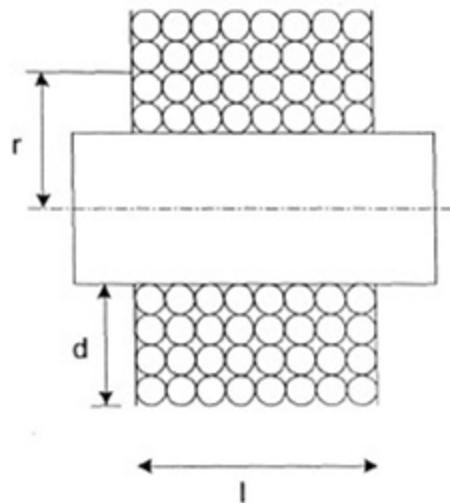


Figura B-1. Bobina con núcleo de aire de varias capas

El valor de la inductancia está dado por

$$L = \frac{0.315r^2N^2}{6r + 9l + 10d} \mu H \quad (B-1)$$

donde

r = radio medio en cm

l = longitud en cm

d = espesor del devanado en cm

N = número de espiras

Despejando de (B-1) el número de espiras

$$N = \sqrt{\frac{L(6r + 9l + 10d)}{0.315r^2}} \quad (B-2)$$

Debido a que por cada bobina va a pasar una corriente de 13.017 A_{rms}, se decide utilizar para su fabricación alambre magneto calibre 10, que tiene las siguientes características:

Área (centímetros cuadrados) = 0.0526

Resistencia (micro ohms por centímetro) = 32.78

Diámetro(centímetros) = 0.2601

Vueltas por centímetro = 3.84

Vueltas por centímetro cuadrado = 11.09

Peso (kilogramo por metro) = 0.0468

El número real de vueltas por centímetro se puede calcular como $0.95(3.84) = 3.648$, debido a la separación, aunque sea mínima, entre cada vuelta.

La bobina se decide formar sobre un carrete de plástico con las siguientes dimensiones

Diámetro = 10.14 centímetros

Largo = 10 centímetros

Profundidad = 2.54 centímetros

Considerando el largo del carrete y el número real de vueltas por centímetro, podemos tener 36 vueltas por cada capa.

Se pretende fabricar una bobina con tres derivaciones para tener los valores de 1 mH, 3 mH y 5 mH.

Los cálculos de los números de vueltas para cada derivación son los siguientes:

Para L = 1 mH

$$N = \sqrt{\frac{1000 [6(5.5902) + 9(10) + 10(1.0404)]}{0.315(5.5902)^2}} = 116.65 \rightarrow 117 \quad (B-3)$$

lo cual ocurre en la cuarta capa.

Para L = 3 mH

$$N = \sqrt{\frac{3000 [6(5.8503) + 9(10) + 10(1.5606)]}{0.315(5.8503)^2}} = 197.87 \rightarrow 198 \quad (B-4)$$

lo cual ocurre en la séptima capa.

Para L = 5 mH

$$N = \sqrt{\frac{5000[6(5.98035) + 9(10) + 10(1.8207)]}{0.315(5.98035)^2}} = 252.88 \rightarrow 252 \quad (\text{B-5})$$

lo cual ocurre en la séptima capa.

C. Diseño de los impulsores

Para trabajar con transistores de compuerta aislada (IGBT) se necesita el uso de un circuito impulsor.

El impulsor se encarga de proporcionar las señales de compuerta para el encendido y apagado de los transistores de conmutación, además de garantizar la permanencia de cualquiera de los dos estados, proporcionando un aislamiento entre la etapa digital (control) y la de potencia. El impulsor opera como un amplificador aislador para los transistores en conmutación.

La figura C-1 muestra el esquema de un impulsor típico

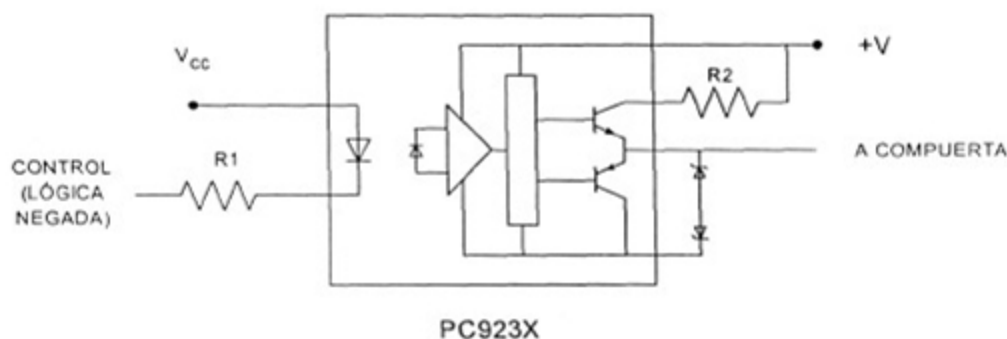


Figura C-1. Impulsor típico

La parte fundamental del impulsor es el acoplador óptico PC923 de SHARP que tiene las siguientes características:

Entrada

Corriente de operación $I_F = 20 \text{ mA}$

Voltaje inverso $V_R = 6 \text{ V}$

Salida

Corriente de salida $I_O = 0.1 \text{ A}$

Voltaje de salida $V_O = 35 \text{ V}$

Voltaje de aislamiento $V_{ISO(RMS)} = 5 \text{ KV}$

Tiempo de propagación $T_P = 0.6 \mu\text{s}$

La figura C-2 muestra el diagrama esquemático de la tarjeta de interconexión entre los impulsores y el módulo de potencia.

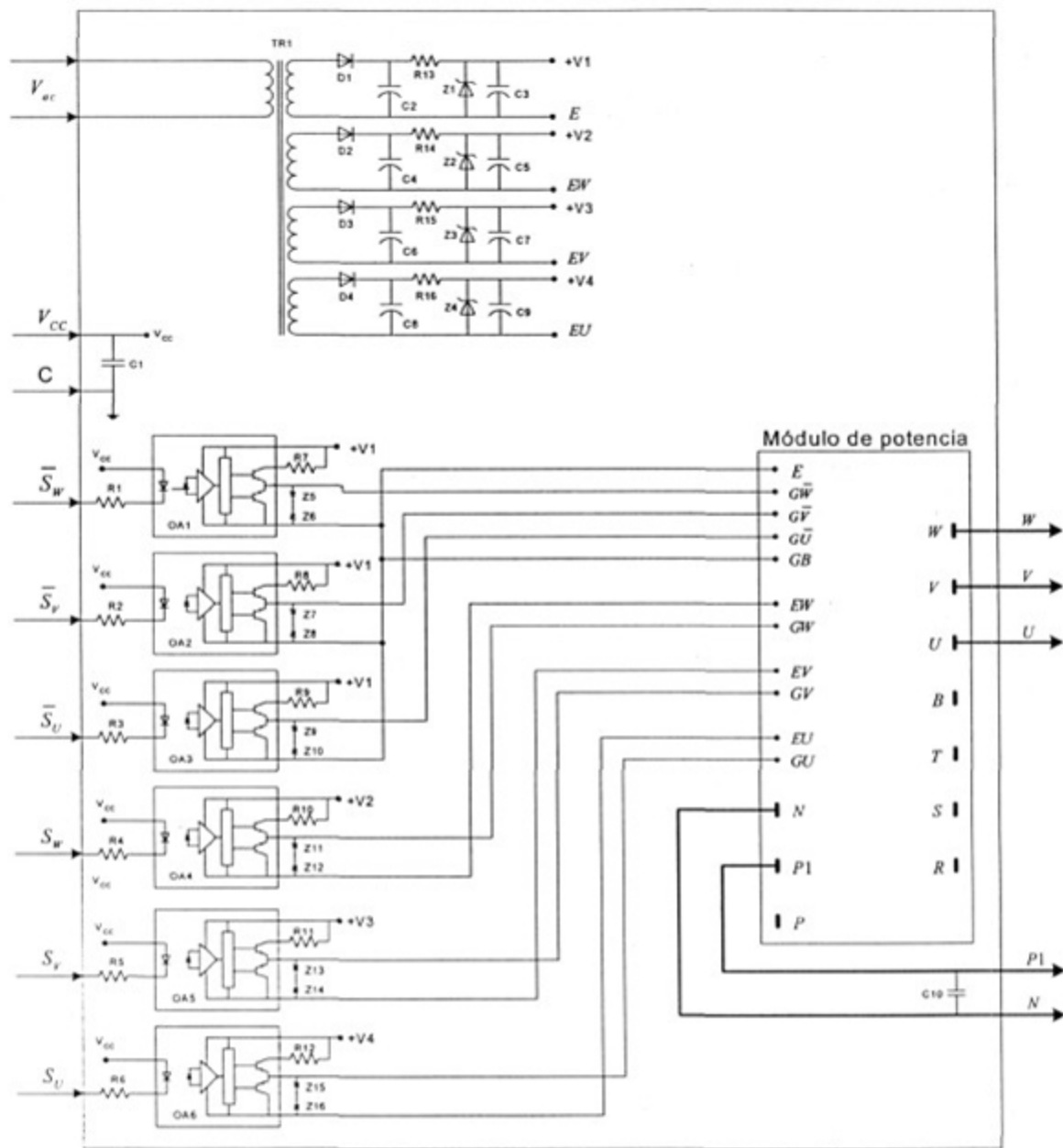


Figura C-2. Diagrama esquemático de la tarjeta de interconexión entre los impulsores y el módulo de potencia.

D. Diagrama de flujo del control

La figura D-1 muestra el diagrama de flujo del programa principal de la etapa de control implementada en el DSP.

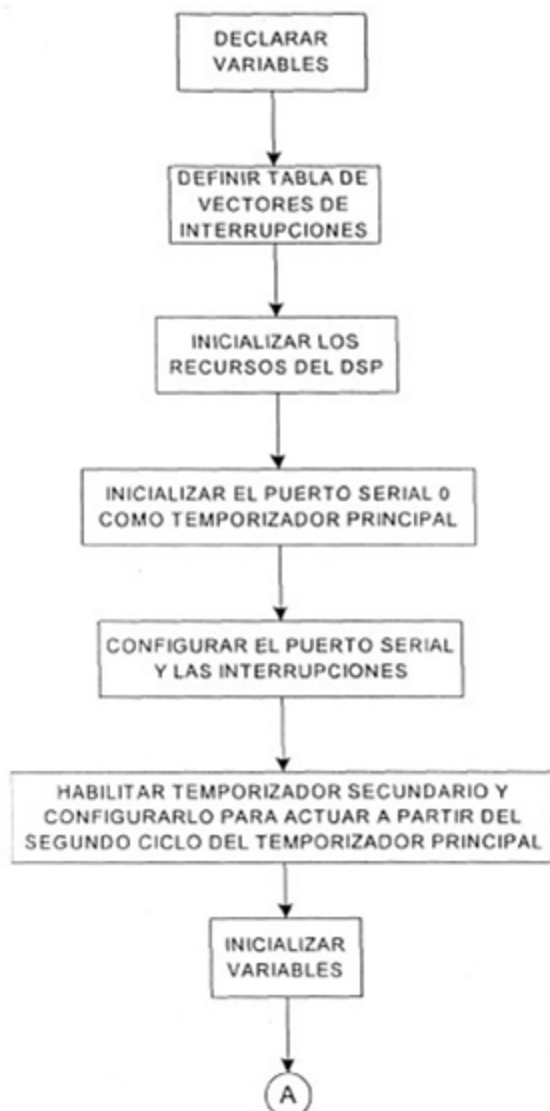


Figura D-1. Diagrama de flujo del programa principal de la etapa de control implementada en el DSP.

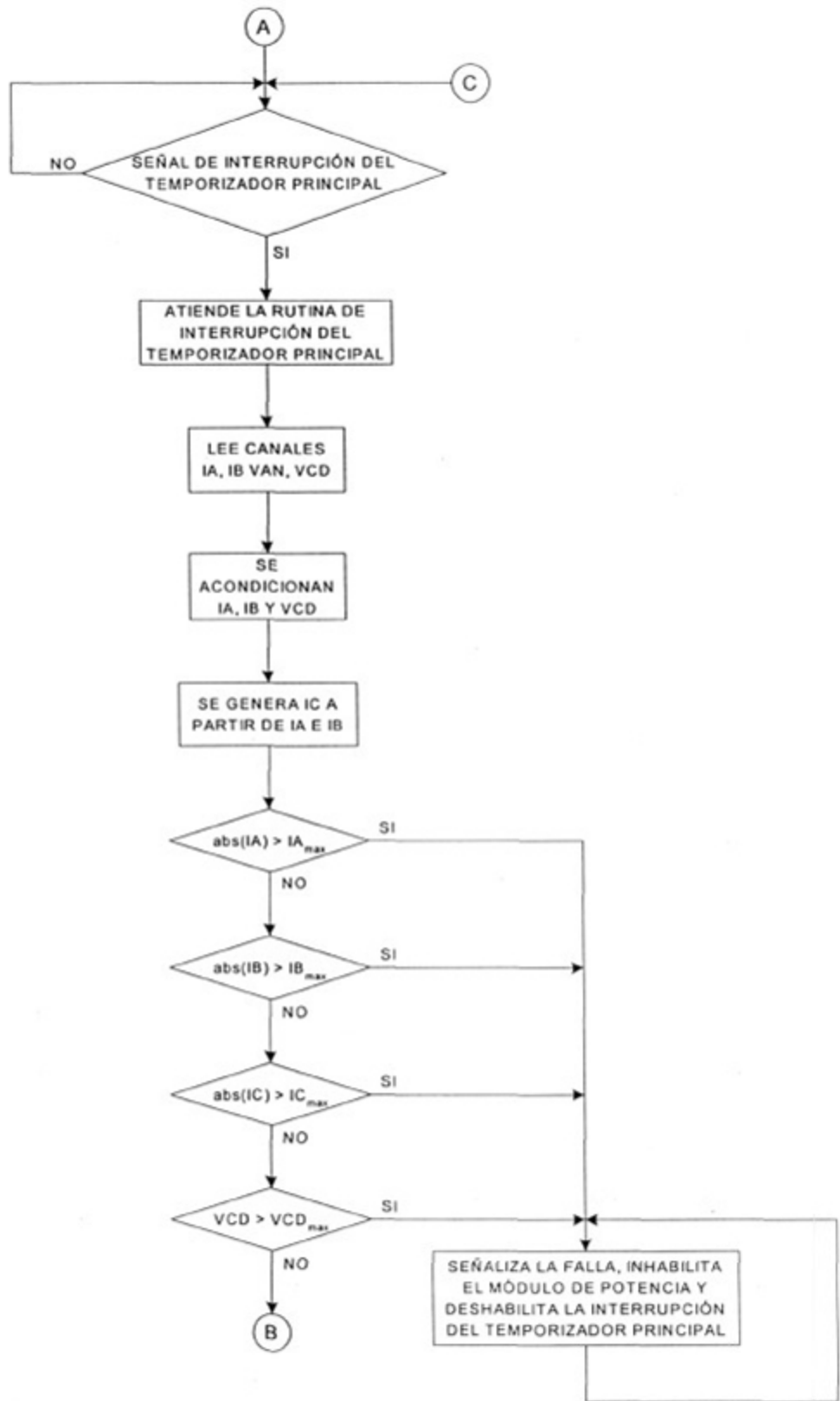


figura D-1. Continuación.

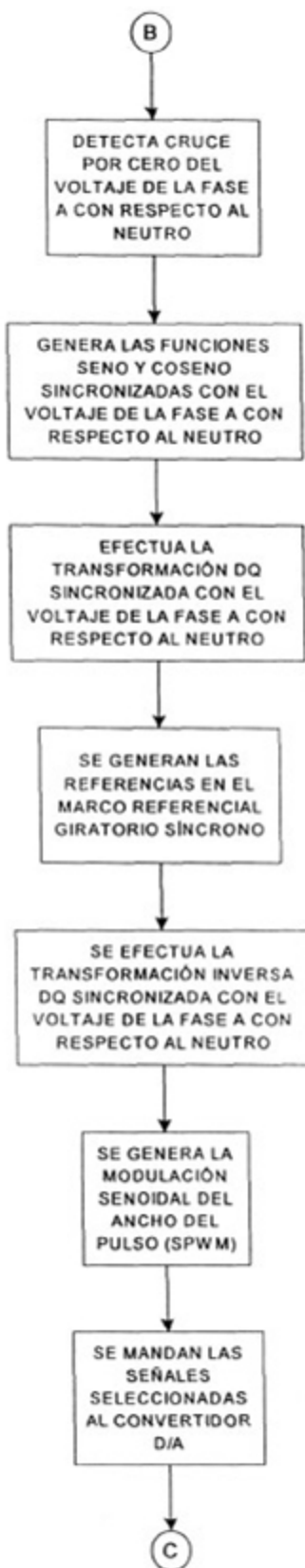


Figura D-1. Continuación.

La figura D-2 muestra la rutina de interrupción del temporizador principal.

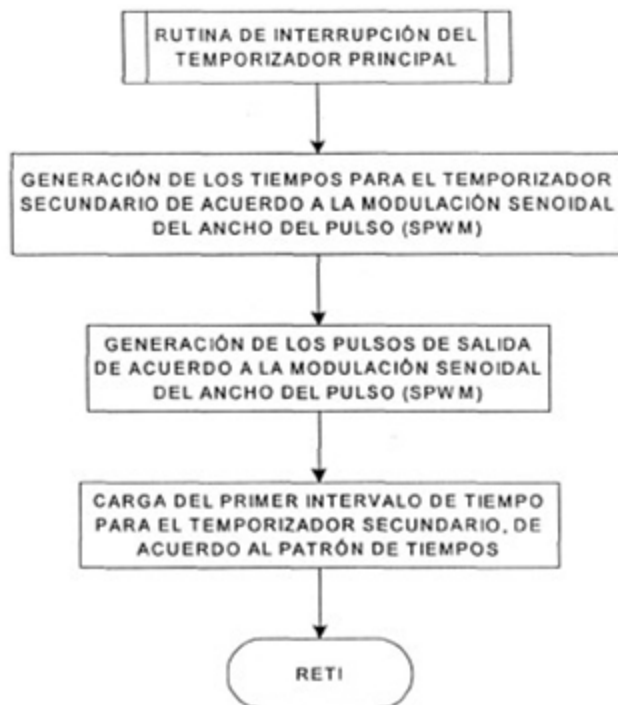


Figura D-2. Rutina de interrupción del temporizador principal.

La figura D-3 muestra la rutina de interrupción del temporizador secundario.

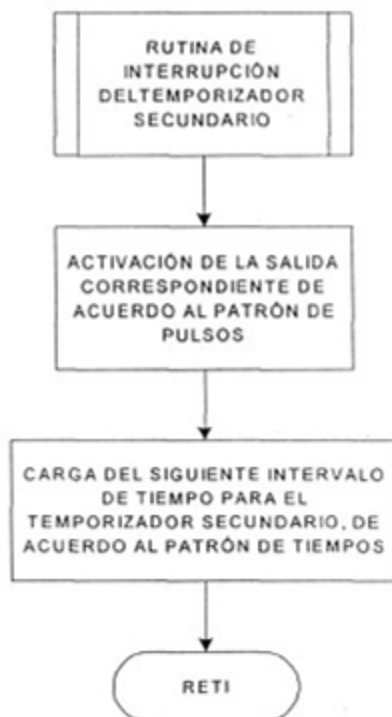


figura D-3. Rutina de interrupción del temporizador secundario.

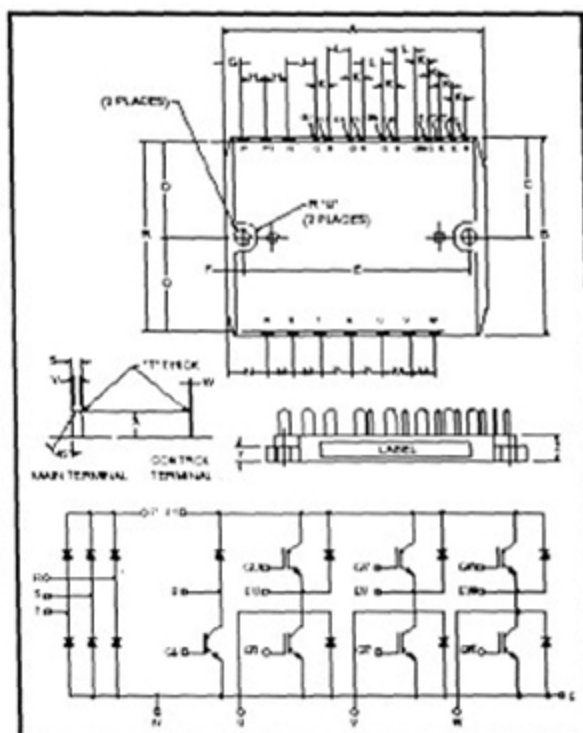
E. Hojas de datos del módulo de potencia



Powerex, Inc., 200 Hill Street, Youngwood, Pennsylvania 15407-1600 (724) 925-7272

CM50MD-12H

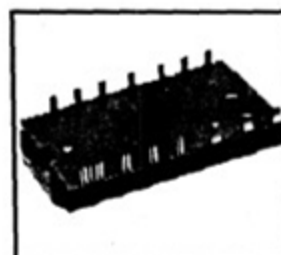
CIB Module
 Three Phase Converter +
 Three Phase Inverter + Brake
 50 Amperes/600 Volts



Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimension	Inches	Millimeters
A	4.53	115.0
B	2.34	60.0
C	1.18	30.0
D	0.16	4.5
E	4.13	106.0
F	0.20	5.0
G	0.31	8.0
H	0.56	15.0
J	0.66	17.2
K	0.10	2.54
L	0.40	10.16
M	0.49	12.5

Dimension	Inches	Millimeters
N	0.51	13.0
P	0.58	15.0
Q	1.14	29.0
R	2.28	58.0
S	0.16	4.0
T	0.02	0.6
U	0.22	5.5
V	0.08	2.0
W	0.02	0.6
X	0.36	9.0
Y	0.25	6.3
Z	0.47	12.0



Description:
 Powerex CIB Modules are designed for use in switching applications. Each module consists of a three phase diode converter section, a three phase IGBT inverter section and a brake section. All components and interconnects are isolated from the heat sinking baseplate, offering simplified system assembly and thermal management.

Features:

- Low Drive Power
- Low $V_{CE(sat)}$
- Discrete Super-Fast Recovery (70ns) Free-Wheel Diodes
- High Frequency Operation (20-25 kHz)
- Isolated Baseplate for Easy Heat Sinking

Applications:

- AC Motor Control
- Motion/Servo Control
- General Purpose Inverters
- Robotics

Ordering Information:
 Example: Select the complete nine digit module part number you desire from the table below - i.e. CM50MD-12H is a 600V (V_{CE(s)}), 50 Ampere CIB Power Module.

Type	Current Rating Amperes	V _{CE(s)} Volts @ 50%
CM	50	12

Absolute Maximum Ratings, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	CM50MD-12H	Units
Power Device Junction Temperature	T_j	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Mounting Torque, M4 Mounting Screws	—	13	in-lb
Module Weight (Typical)	—	100	Grams
Isolation Voltage, AC 1 minute, 60Hz	V_{RMS}	2500	Volts

Converter Sector

Repetitive Peak Reverse Voltage	V_{RRM}	800	Volts
Recommended AC Input Voltage	E_a	220	Volts
DC Output Current	I_O	50	Amperes
Surge (Non-repetitive) Forward Current	I_{FSM}	500	Amperes
P^2 for Fusing	I^2t	1000	A^2s

IGBT Inverter Sector

Collector-Emitter Voltage (G-E Short)	V_{CES}	600	Volts
Gate-Emitter Voltage (C-E Short)	V_{GES}	± 20	Volts
Collector Current	I_C	50	Amperes
Collector Current (Pulse)*	I_{CM}	100	Amperes
Emitter Current**	I_E	50	Amperes
Emitter Current** (Pulse)*	I_{EM}	100	Amperes
Maximum Collector Dissipation	P_C	104	Watts

Brake Sector

Collector-Emitter Voltage (G-E Short)	V_{CES}	600	Volts
Gate-Emitter Voltage (C-E Short)	V_{GES}	± 20	Volts
Collector Current	I_C	50	Amperes
Collector Current (Pulse)*	I_{CM}	100	Amperes
Collector Dissipation	P_C	104	Watts
Repetitive Peak Reverse Voltage (Clamp Diode Part)	V_{RRM}	600	Volts
Forward Current (Clamp Diode Part)	I_{FM}	50	Amperes

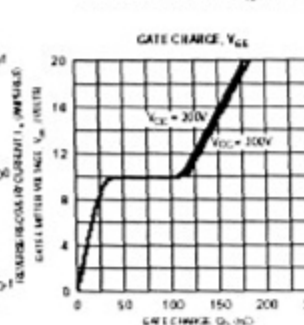
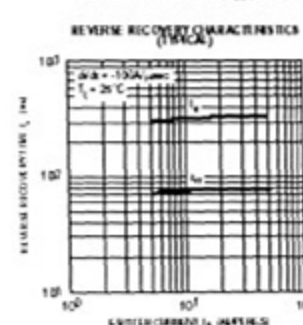
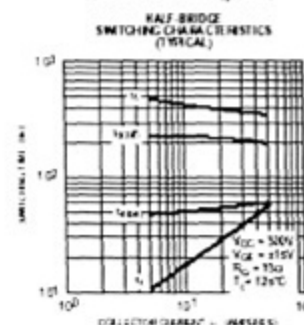
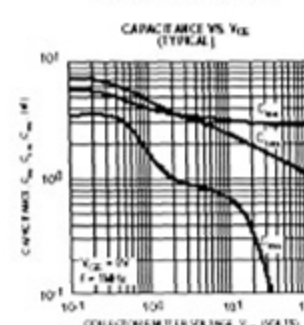
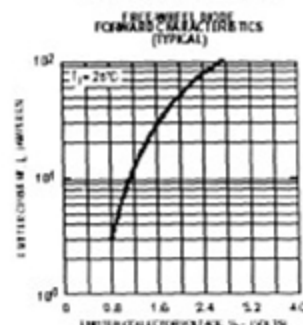
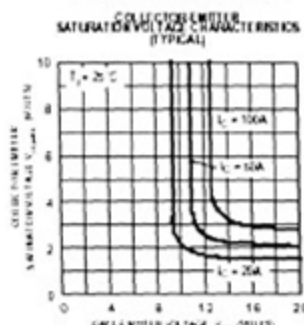
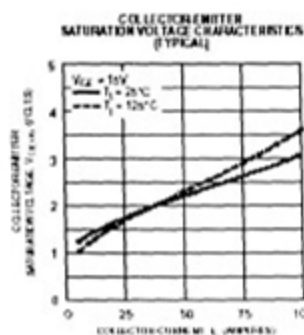
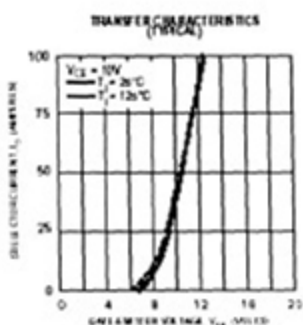
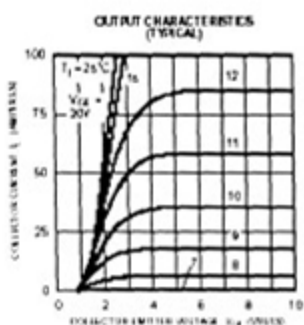
* Pulse width and repetition rate should be such that device junction temperature does not exceed maximum rating.
 ** Characteristics of the anti-parallel emitter-collector free-wheel diode.

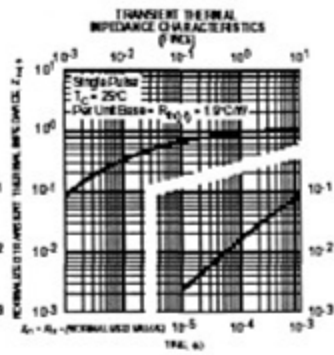
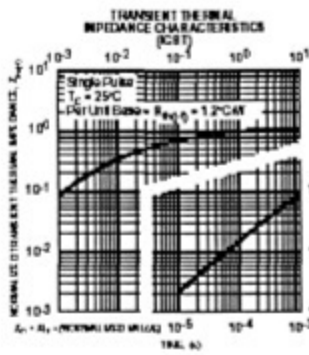
Electrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Converter Sector						
Repetitive Reverse Current	I_{RRM}	$V_R = V_{\text{RRM}}, T_j = 150^\circ\text{C}$	—	—	8	nA
Forward Voltage Drop	V_{FM}	$I_F = 50\text{A}$	—	—	1.5	Volts
Thermal Resistance (Junction-to-Fin)	$R_{\text{th}(j-f)}$	Per Diode	—	—	1.7	$^\circ\text{C/W}$
Brake Sector						
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{\text{CE(sat)}}$	$V_{\text{GE}} = 15\text{V}, I_C = 50\text{A}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	2.2	2.8	Volts
		$V_{\text{GE}} = 15\text{V}, I_C = 50\text{A}, T_j = 150^\circ\text{C}$	—	—	—	Volts
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{\text{CE}} = V_{\text{CES}}, V_{\text{GE}} = 0\text{V}$	—	—	1	nA
Gate-Emitter Threshold Voltage	$V_{\text{GE(th)}}$	$I_C = 5.0\text{mA}, V_{\text{CE}} = 10\text{V}$	4.5	6.0	7.5	Volts
Gate-Emitter Cutoff Current	I_{GES}	$V_{\text{GE}} = V_{\text{GES}}, V_{\text{CE}} = 0\text{V}$	—	—	0.5	μA
Input Capacitance	C_{ies}		—	—	5.0	nF
Output Capacitance	C_{oes}	$V_{\text{GE}} = 0\text{V}, V_{\text{CE}} = 10\text{V}$	—	—	3.8	nF
Reverse Transfer Capacitance	C_{res}		—	—	1.0	nF
Total Gate Charge	Q_G	$V_{\text{CC}} = 300\text{V}, I_C = 50\text{A}, V_{\text{GE}} = 15\text{V}$	—	150	—	nC
Forward Voltage Drop	V_{FM}	$I_F = 50\text{A}$	—	—	1.5	Volts
Thermal Resistance (Junction-to-Fin)	$R_{\text{th}(j-f)}$	Per IGBT	—	—	1.2	$^\circ\text{C/W}$
		Per Clamp Diode	—	—	1.7	$^\circ\text{C/W}$

Electrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
IGBT Inverter Sector						
Collector-Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, V_{GE} = 0V$	—	—	1	mA
Gate-Emmitter Threshold Voltage	$V_{GE(th)}$	$V_{CE} = 10V, I_C = 5.0mA$	4.5	6.0	7.5	Volts
Gate-Emmitter Cutoff Current	I_{GES}	$V_{GE} = V_{GES}, V_{CE} = 0V$	—	—	0.5	μA
Collector-Emmitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_{GE} = 18V, I_C = 50A, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	2.2	2.8	Volts
		$V_{GE} = 16V, I_C = 50A, T_j = 150^\circ\text{C}$	—	—	—	Volts
Input Capacitance	C_{ies}		—	—	6.0	nF
Output Capacitance	C_{oes}	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V$	—	—	3.8	nF
Reverse Transfer Capacitance	C_{res}		—	—	1.0	nF
Total Gate Charge	Q_{gc}	$V_{CC} = 300V, I_C = 50A, V_{GE} = 16V$	—	150	—	nC
Resistive	Turn-on Delay Time	$t_d(on)$	—	—	120	nS
	Rise Time	t_r	—	—	300	nS
Switching	Turn-off Time	$t_d(off)$	—	—	200	nS
	Fall Time	t_f	—	—	300	nS
Emmitter-Collector Voltage	V_{CE}	$I_C = 50A, V_{GE} = 0V$	—	—	2.8	Volts
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$I_C = 60A, V_{CE} = 0V$	—	—	110	nS
Reverse Recovery Charge	Q_{rr}	$di/dt = -100A/\mu s$	—	0.14	—	μC
Thermal Resistance (Junction-to-Fin)	$R_{th(j-f)}$	Per IGBT	—	—	1.2	$^\circ\text{C/W}$
		Per FWDH	—	—	1.9	$^\circ\text{C/W}$





F. Lista de símbolos y términos

α	Ángulo de desfaseamiento entre la corriente de línea y el voltaje de fase a neutro.
ω	Frecuencia angular.
ϕ	Ángulo de fase de la transformada D-Q.
Ω	Ohms.
η	Eficiencia.
ϕ_1	Ángulo de fase de la tensión de alimentación.
ϕ_2	Ángulo de fase de la función de conmutación.
μF	Micro farads.
a	Fase a .
A	Amperes.
abc	Marco de referencia fijo de las fases a , b y c .
AV	Aislador de voltaje.
b	Fase b .
C	Capacitancia.
c	Fase c .
CA	Corriente alterna.
CAD	Convertidor analógico-digital.
CD	Corriente directa.
d	Índice de modulación instantáneo.
D	Índice de modulación de estado estable.
dq	Marco de referencia giratorio síncrono sin componente de secuencia cero.
$D-Q$	Teoría del marco de referencia giratorio síncrono.
$dq0$	Marco de referencia giratorio síncrono con componente de secuencia cero.
DSP	Procesador digital de señales.
E_d	Valor en el eje d de la transformación D-Q de la fuente de alimentación.

E_q	Valor en el eje q de la transformación D-Q de la fuente de alimentación.
FD	Factor de desplazamiento.
FP	Factor de potencia.
GTM	Generador de tiempo muerto.
Hz	Hertz.
i_1	Corriente a la salida del rectificador PWM.
i_2	Corriente en el capacitor de filtrado.
i_a	Corriente de la fase a .
i_a^*	Corriente de compensación de la fase a .
i_b	Corriente de la fase b .
i_b^*	Corriente de compensación de la fase b .
i_c	Corriente de la fase c .
i_c^*	Corriente de compensación de la fase c .
i_d	Corriente en el eje d .
i_d^*	Corriente de compensación en el eje d .
i_{dca}	Variaciones de la i_d .
i_L	Corriente en la carga.
i_q	Corriente en el eje q .
i_q^*	Corriente de compensación en el eje q .
K_a	Factor de desplazamiento.
K_D	Factor de distorsión armónica.
kHz	Kilo Hertz.
K_i	Ganancia integral.
K_p	Ganancia proporcional.
KVA	Kilo Volt-Ampere.
KW	Kilo Watts
L	Inductancia.
MCC	Modo de conducción continuo.
MCD	Modo de conducción discontinuo.
mH	Mili henrys.
P	Potencia activa.
PI	Controlador proporcional-integral.

PWM	Modulación por ancho de pulso.
Q	Potencia reactiva.
R	Resistencia.
RMS	Valor eficaz.
S	Potencia aparente.
SAD	Salida digital.
SI	Sensor de corriente.
SV	Sensor de voltaje.
t	Tiempo.
THD	Factor de distorsión armónica total.
V	Volts.
v_1	Tensión de la fase a al neutro generada por el rectificador de acuerdo al patrón de conmutación.
v_2	Tensión de la fase b al neutro generada por el rectificador de acuerdo al patrón de conmutación.
v_3	Tensión de la fase c al neutro generada por el rectificador de acuerdo al patrón de conmutación.
v_a	Tensión de la fase a al neutro.
v_b	Tensión de la fase b al neutro.
v_c	Tensión de la fase c al neutro.
v_{cd}	Tensión de corriente directa en la carga.
$v_{cd\ ref}$	Tensión de referencia en la carga.
v_d	Tensión en el eje d generada por el rectificador de acuerdo al patrón de conmutación.
v_q	Tensión en el eje q generada por el rectificador de acuerdo al patrón de conmutación.
V_s	Magnitud de la tensión de alimentación.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] IEEE 519-1992, "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems", The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. 1993.
- [2] M. Rastogi, R. Naik and N. Mohan, "A Comparative Evaluation of Harmonic Reduction Techniques in Three-Phase Utility Interface of Power Electric Loads", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No 5, September/October 1994, pp.1149-1155.
- [3] S. M. Islam, M. J. Hamilton, W. B. Lawrance, C. V. Nayar, "Investigation of Harmonics from Variable Speed Drives with Six Pulse Rectifiers Under Imperfect Supply Conditions", Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society (IAS'2000), pp. 1625-1630.
- [4] V. M. Cárdenas Galindo, "Filtros Activos Híbridos para Compensación Armónica de Corriente y Corrección del Factor de Potencia en Sistemas Trifásicos", Tesis Doctoral, CENIDET, Mayo 1999.
- [5] E. Ismail and R. W. Erickson, "A Single Transistor Three-Phase Resonant Switch for High Quality Rectification", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'92), pp. 1341-1351.
- [6] A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'89), pp. 58-65.
- [7] Q. Huang, "Harmonic Reduction in a Single-Switch Three-Phase Boost Rectifier with Harmonic-Injected PWM", Master of Science in Electrical Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, February 1997.
- [8] L. Simmonetti, J. Sebastian and J. Uceda, "Single-Switch Three-Phase Power Factor Preregulator Under Variable Switching Frequency and Discontinuous Input Current", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'93), pp. 657-662.
- [9] D. O. Neacsu, Z. Yao and V. Rajagopalan, "Optimal PWM Control for Single-Switch Three-Phase AC-DC Boost Converter", IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'96), pp.727-732.

- [10] J. Hahn, P. N. Enjeti and I. J. Pitel, "A New Three-Phase Power-Factor Correction (PFC) Scheme Using Two Single-Phase PFC Modules", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 38 No 1, January/February 2002, pp.123-130.
- [11] S. Hiti, D.Borojevic, R. Ambatipudi, R. Zhang, J.Yimin, "Average Current Control of Three-Phase PWM Boost Rectifier", *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'95)*, Vol. 1, pp. 131-137.
- [12] M. Kang, P. N. Enjeti, I. J. Pitel, "A Simplified Auto-Connected Electronic Transformer (SACET) Approach Upgrades Standard 6-Pulse Rectifier Equipment With 12-Pulse Characteristics To Facilitate Harmonic Compliance", *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC'99)*, Vol. 1, pp. 199-204.
- [13] N. R. Zargari, G. Joós, "Performance Investigation of a Current-Controlled Voltage-Regulated PWM Rectifier in Rotating and Stationary Frames", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42 No 4, August 1995, pp. 396-401.
- [14] C. T. Rim, N. S. Choi, G. C. Cho, G. H. Cho, "A Complete DC and AC Analysis of Three Phase Current Source PWM Rectifier Using Circuit D-Q Transformation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, March 1992, pp. 489-495.
- [15] C.T. Rim, D. Y. Hu, G. H. Cho, "Transformers as Equivalent for Switches: General Proofs and D-Q Transformation-Based Analyses", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 26, No 4, July/August 1990, pp. 777-785.
- [16] H. Miranda Vidales, "Estudio de inversores multinivel para aplicaciones en filtros activos trifásicos de corriente", Tesis de Maestría, CIEP Facultad de Ingeniería UASLP, Enero 2003.
- [17] Salvador Martínez García, *Prontuario para el diseño eléctrico y electrónico*, Marcombo Boixareu Editores, 1989, p.357.