



Ingeniare. Revista Chilena de Ingeniería

ISSN: 0718-3291

facing@uta.cl

Universidad de Tarapacá

Chile

Villablanca, Miguel; Cádiz, Carlos; Tapia, Jorge
RECTIFICADORES CA/CC TIRISTORIZADOS CON FORMAS DE ONDA DE ALTA CALIDAD
Ingeniare. Revista Chilena de Ingeniería, vol. 18, núm. 1, 2010, pp. 132-143
Universidad de Tarapacá
Arica, Chile

Disponible en: <http://www.redalyc.org/articulo.oa?id=77218811014>

- Cómo citar el artículo
- Número completo
- Más información del artículo
- Página de la revista en redalyc.org

redalyc.org

Sistema de Información Científica
Red de Revistas Científicas de América Latina, el Caribe, España y Portugal
Proyecto académico sin fines de lucro, desarrollado bajo la iniciativa de acceso abierto

RECTIFICADORES CA/CC TIRISTORIZADOS CON FORMAS DE ONDA DE ALTA CALIDAD

THYRISTOR-BASED AC/DC RECTIFIERS WITH HIGH-QUALITY WAVEFORMS

Miguel Villablanca¹ Carlos Cádiz² Jorge Tapia²

Recibido 22 de enero de 2009, aceptado 14 de Abril de 2010

Received: January 22, 2009 Accepted: April 14, 2010

RESUMEN

En este artículo un método y un aparato son aplicados a distintas configuraciones de rectificadores ca/cc tiristorizados para reducir la distorsión de las corrientes en el lado de C.A. La carga puede ser inductiva o capacitiva. La tecnología consiste en darle una adecuada forma de onda a la corriente en el lado de C.C. a través de dos interruptores de conmutación forzada. Esta forma de onda lograda en la corriente en el lado de C.C. se refleja en la forma de onda de las corrientes en el lado de C.A., las cuales se transforman en perfectas ondas senoidales. El circuito de control es simple y es también capaz de manejar variaciones rápidas de corriente de carga y fallas en los interruptores de conmutación forzada. La conducción simultánea de los tiristores del puente rectificador es eliminada completamente. La validación experimental de la tecnología es mostrada a través de un prototipo de laboratorio de 400 V, 50 Hz y 30 KVA.

Palabras clave: Rectificadores CA/CC, tiristores, armónicos.

ABSTRACT

In this paper both a method and apparatus are applied to different configurations of thyristor-based ac/dc rectifiers to reduce the distortion of currents flowing from the ac supply. The load may be either inductive or capacitive. The technology involves an accurate shaping of the dc current by using two self-commutated switches. This dc-current shaping is reflected back into the shaping of the ac input currents, which become pure sine waves. The control circuit is simple, and also able to deal with both rapid load variations and failures in the self-commutated switches. Furthermore, the overlap conduction of bridge thyristors is eliminated completely. Experimental verification is provided from a 400-V 50-Hz 30-kVA laboratory prototype.

Keywords: AC/DC rectifiers, thyristors, harmonics.

INTRODUCCIÓN

Los rectificadores tiristorizados son ampliamente usados en la industria debido a su solidez y simplicidad, sin embargo, ellos manejan corrientes distorsionadas en el punto de alimentación de red, lo que produce notables perjuicios en el sistema eléctrico. Estas corrientes distorsionadas provocan distorsión en los voltajes del sistema, lo que a menudo crea problemas en la operación adecuada de equipos sensibles. También sobrecarga las líneas, crea interferencias con líneas de comunicaciones y puede generar serios problemas de resonancia con los parámetros de la línea. El uso creciente de rectificadores tiristorizados está creando problemas de calidad de energía muy serios en los sistemas de distribución. Recientemente, varios

métodos han sido propuestos para reducir esta distorsión de corriente en el lado de C.A. de los convertidores ca/cc tiristorizados.

El presente método reconoce que la forma de onda de la corriente en el lado de C.C. define la forma de onda de las corrientes en el lado de C.A. Por ejemplo, una corriente plana en el lado de C.C. produce corrientes de seis escalones en el lado de C.A. de un rectificador trifásico de seis pulsos tiristorizado. Similarmente, el método en este artículo muestra que una corriente triangular con contorno senoidal en el lado de C.C. define perfectas corrientes senoidales en el lado de C.A. El aparato que lleva a cabo el método es localizado en el lado de C.C. del rectificador y se caracteriza por dos interruptores

¹ Departamento de Ingeniería Eléctrica. Universidad de Santiago de Chile. Santiago, Chile. E-mail: miguel.villablanca@usach.cl

² Escuela de Ingeniería Electrónica. Facultad de Ingeniería. Universidad Mayor. Santiago, Chile.

de conmutación forzada, los cuales le dan la forma a la corriente en el lado de C.C. a través de acciones sucesivas de cierre y apertura.

La solución presentada en este artículo fue propuesta por primera vez a principios de 1970, sin embargo, el aparato para darle forma a la corriente en el lado de C.C. no fue práctico [1-2]. Más tarde, varios autores solucionaron este problema mediante el uso de circuitos auxiliares con tiristores en el lado de C.C., los cuales fueron aplicados a diferentes configuraciones de rectificadores [3-6]. Los tiristores auxiliares, sin embargo, abrían a destiempo con corrientes altas de carga, lo cual afectaba la forma de onda de la corriente en el lado de C.C., lo que a su vez afectaba la calidad de las corrientes en el lado de C.A.

Tres contribuciones recientes del autor reemplazan el uso de los circuitos auxiliares con tiristores mencionados anteriormente por dos interruptores de conmutación forzada [7-9]. Un mejoramiento fue obtenido en la reducción de distorsión de corriente, además de lograrse una independencia de la magnitud de la corriente de carga, pero más importantemente, *la metodología dio pie a la generalización mostrada en este artículo.*

También, en años recientes varias contribuciones han mejorado la distorsión de la corriente de entrada en rectificadores trifásicos de seis pulsos [10-17]. El rectificador Minnesota emplea un doble chopper elevador para darle forma adecuada a la corriente en el lado de C.C. [10-11]. Más tarde, esta contribución fue mejorada usando la forma de onda exacta de la corriente en el lado de C.C. [12]. La referencia [13] muestra un circuito similar al rectificador Minnesota, sin embargo, la inyección de corriente es lograda con tres interruptores bidireccionales. La referencia [14] muestra un circuito caracterizado por dos inductancias, dos condensadores, dos inversores de media onda y dos transformadores monofásicos. La referencia [15] muestra un rectificador donde la reducción de distorsión de corriente es lograda con un circuito resonante pasivo. El concepto es de bajo costo y bajas pérdidas energéticas, sin embargo, el mejoramiento de la distorsión de corriente es limitado. La referencia [16] muestra un circuito donde dos choppers elevadores dan forma a las corrientes en el lado de C.A. en una manera similar al rectificador Minnesota. La referencia [17] muestra un rectificador a diodos trifásico de seis pulsos y el uso de convertidores monofásicos con interruptores de conmutación forzada.

También, la referencia [18] muestra un rectificador de 12 pulsos conectado en paralelo, donde la reducción

de distorsión de corriente en el lado de C.A. es lograda mediante la inyección de una onda de corriente triangular en el reactor de interfase.

Posiblemente los más importantes atributos de la solución presentada en este artículo, en comparación a las alternativas antes mencionadas, son el alto número de configuraciones involucradas, la simplicidad de cada configuración y la alta calidad de las corrientes que logra la tecnología en el lado de C.A.

A continuación, la sección siguiente cubre el fundamento teórico de la tecnología y la sección subsiguiente la verificación experimental. El Apéndice, por su parte, cubre la electrónica involucrada en el circuito de control.

FUNDAMENTO TEÓRICO DE LA TECNOLOGÍA

La tecnología propuesta considera que cada rectificador tiristorizado se caracteriza por dos rectificadores básicos, los cuales están conectados en serie o en paralelo. La Figura 1 muestra esta situación donde los voltajes de salida de cada rectificador básico están simétricamente desplazados en el tiempo y tienen un período "T". También, la Figura 1 muestra dos interruptores de conmutación forzada S_1 y S_2 , los cuales están en serie con los rectificadores básicos y son capaces de darle forma a las corrientes I_{S1} e I_{S2} a través de acciones sucesivas de apertura y cierre. Un circuito snubber en paralelo con cada interruptor es necesario para una adecuada apertura. La forma de onda lograda con las corrientes I_{S1} e I_{S2} es reflejada a la entrada del circuito, donde las corrientes de entrada adquieren una forma senoidal.

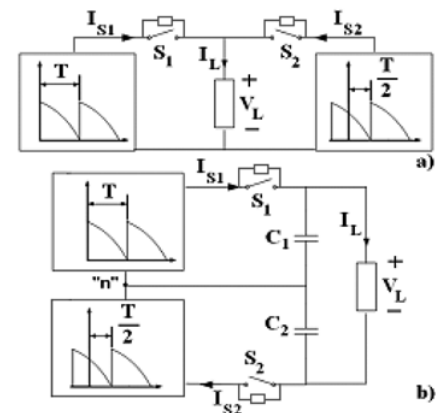


Figura 1. Conexión de rectificadores básicos: a) conexión paralela; b) conexión serie.

La Figura 2 muestra las formas de onda generales de las corrientes I_{S1} e I_{S2} que deberían fluir a través de los rectificadores básicos. Se puede notar que estas corrientes, como los voltajes de salida, tienen un período “T” y están simétricamente desplazadas en el tiempo. La Figura 2b) muestra que los cruces por cero (“zc”) ocurren simultáneamente con las conmutaciones dentro de los correspondientes rectificadores básicos, es decir, las corrientes I_{S1} e I_{S2} están sincronizadas con el inicio de conducción de cualquier tiristor en el respectivo rectificador básico. La Figura 2 también muestra que los tiristores en los rectificadores básicos transfieren su conducción a corriente cero, es decir, sin conducción simultánea. Los voltajes y corrientes en los rectificadores básicos tienen un número de pulsos “P” por período del voltaje de alimentación, luego el respectivo período “T” está dado por:

$$T = 2\pi / P \quad (1)$$

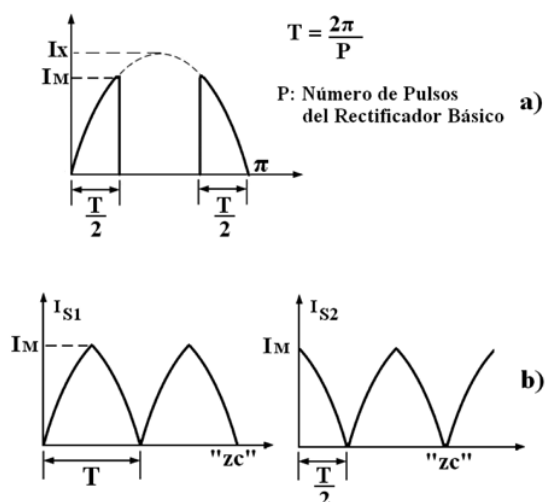


Figura 2. Corrientes I_{S1} y I_{S2} que fluyen a través de los rectificadores básicos: a) geometría; b) formas de ondas generales.

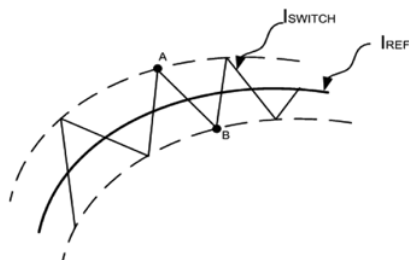


Figura 3. Procedimiento para que la corriente por un interruptor siga su referencia.

La Figura 3 ilustra cómo una corriente por un interruptor sigue su referencia. La corriente de referencia es comparada con la corriente por el interruptor, y a medida que la corriente por el interruptor excede la banda superior en A, el interruptor se abre y la corriente empieza a disminuir circulando por el circuito snubber en paralelo con el interruptor. Cuando la banda inferior es cruzada en B, el interruptor se cierra y la corriente por el interruptor empieza a aumentar. Si se reduce la banda de tolerancia la corriente por el interruptor sigue su referencia en forma más exacta.

Las Figuras 4, 5, 6, 7 y 8 muestran las configuraciones que permiten demostrar la presente teoría. Se puede notar que en las Figuras 4, 5, y 8 los rectificadores básicos están en serie, y en las Figuras 6 y 7 ellos están en paralelo. También, considerando (1), para las Figuras 4, 5 y 6, $P=3$ y $T=120^\circ$, y para las Figuras 7 y 8, $P=6$ y $T=60^\circ$.

El valor máximo I_M de las corrientes I_{S1} e I_{S2} es proporcional a la corriente de carga. En el párrafo siguiente esta relación es establecida (el valor máximo I_M a su vez regula el valor máximo de la corriente en el lado de C.A.).

De la Figura 1 y usando valores medios:

$$\bar{I}_L = \bar{I}_{S1} + \bar{I}_{S2} = 2 \cdot \bar{I}_{S1} \quad (2)$$

Para la conexión en paralelo y

$$\bar{I}_L = \bar{I}_{S2} = \bar{I}_{S1} \quad (3)$$

Para la conexión en serie.

La relación es finalmente definida calculando \bar{I}_{S1} como una función de I_M usando la Figura 2. La Tabla 1 muestra esta relación para los circuitos mostrados en las Figuras 4, 5, 6, 7 y 8.

Tabla 1. Relación entre I_M e \bar{I}_L .

	Figura 4	Figura 5	Figura 6	Figura 7	Figura 8
I_M / \bar{I}_L	1.814	1.814	0.9069	0.977	1.954

Los interruptores S_1 y S_2 al formar las corrientes I_{S1} e I_{S2} se convierten en perfectas fuentes de corrientes y de esta forma sus componentes de C.C. y C.A. deben tener libre circulación alrededor de dichas “fuentes de corrientes”. Las componentes de C.C. de las corrientes I_{S1} e I_{S2} son idénticas y las componentes de C.A. son diferentes (ver la Figura 2b). De esta forma en la conexión en paralelo ambas componentes cierran su trayectoria a través de la carga.

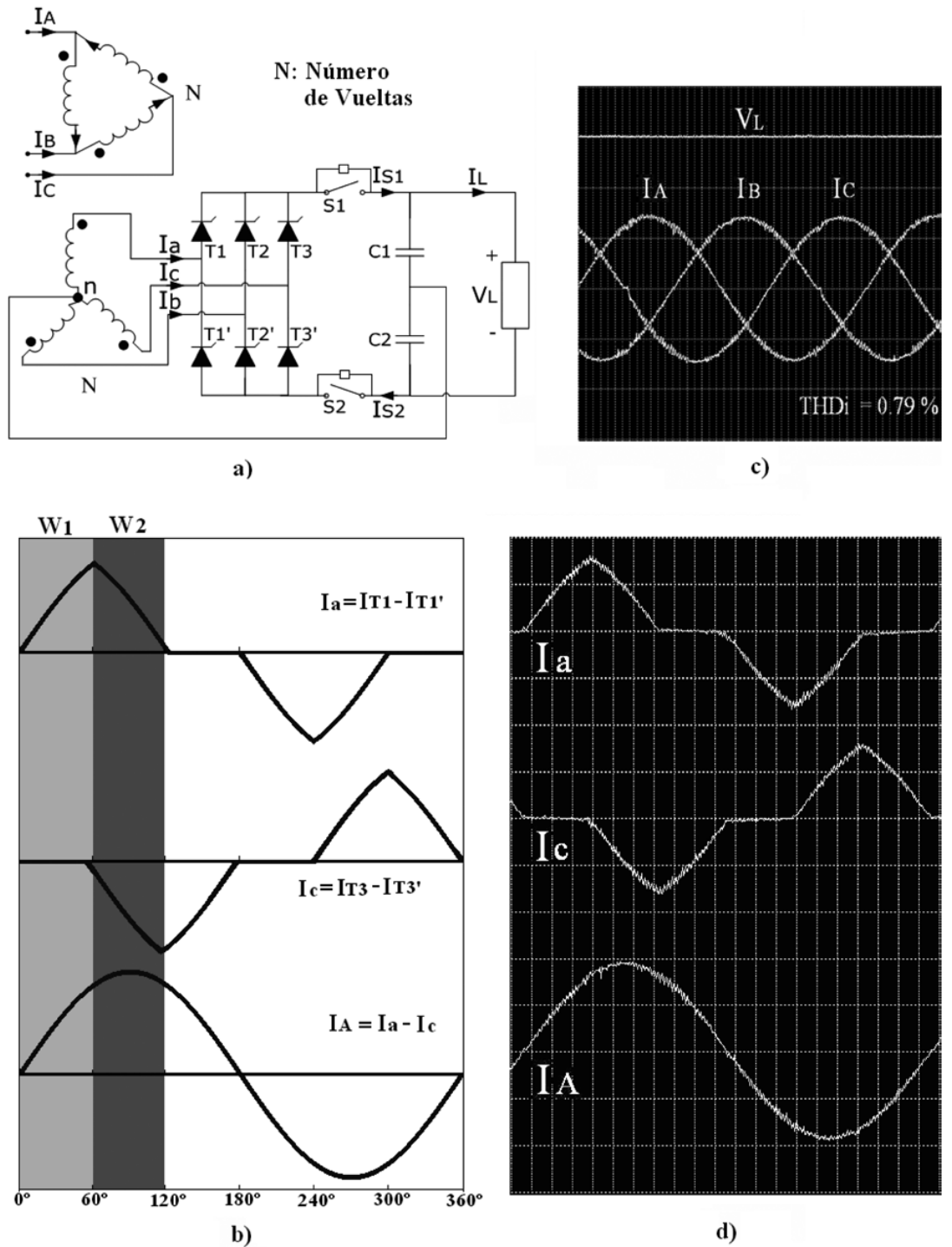


Figura 4. Conexión serie de seis pulsos: a) Configuración; b) Construcción teórica de la corriente de entrada I_A ; c) Formas de onda típicas de entrada y salida (Escala: 12 A/div, 80 V/div); d) Construcción experimental de la corriente de entrada I_A (Escala: 10 A/div).

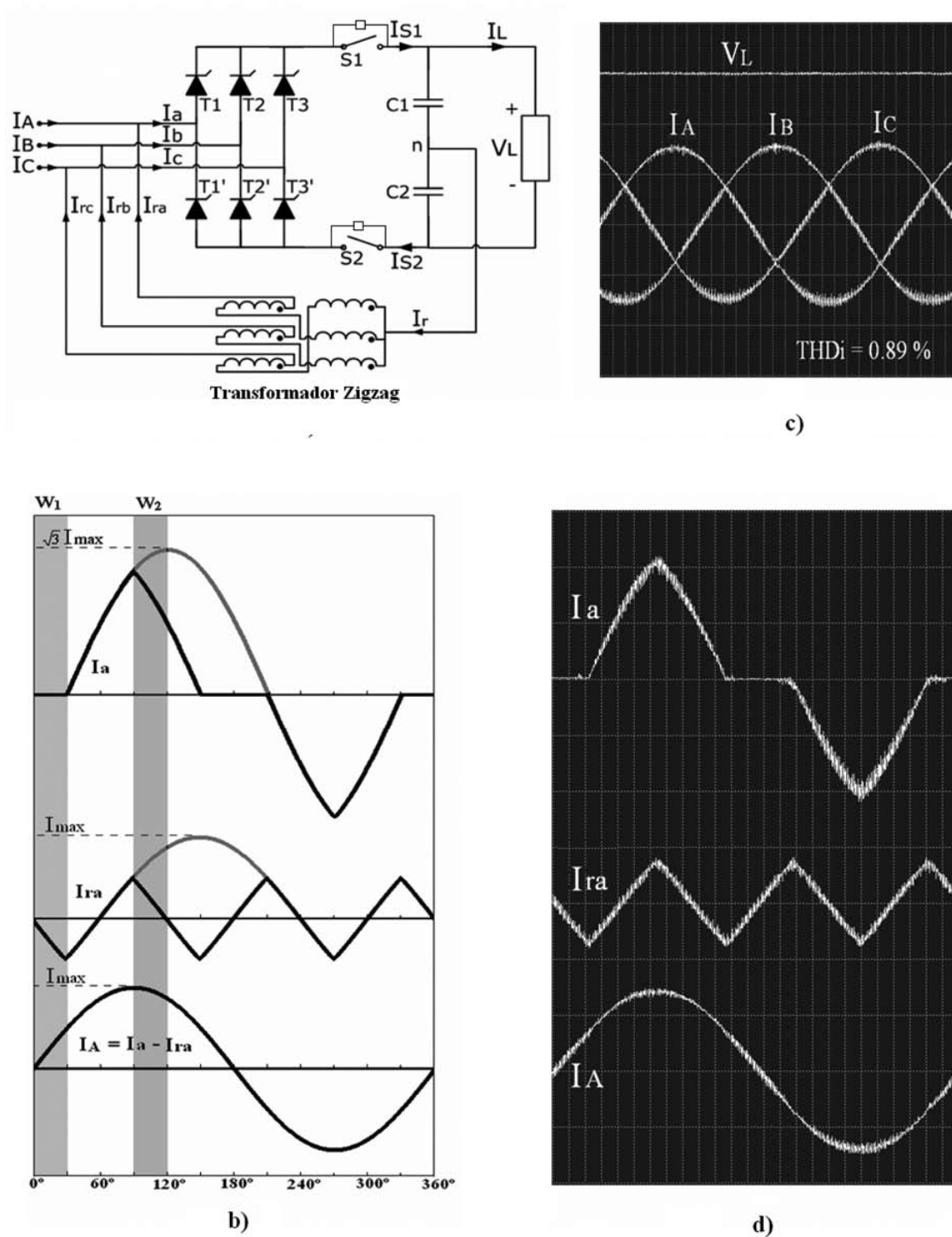


Figura 5. Conexión serie de seis pulsos para baja potencia: a) Configuración; b) Construcción teórica de la corriente de entrada I_A ; c) Formas de onda típicas de entrada y salida (Escala: 12 A/div, 80 V/div); d) Construcción experimental de la corriente de entrada I_A (Escala: 12 A/div).

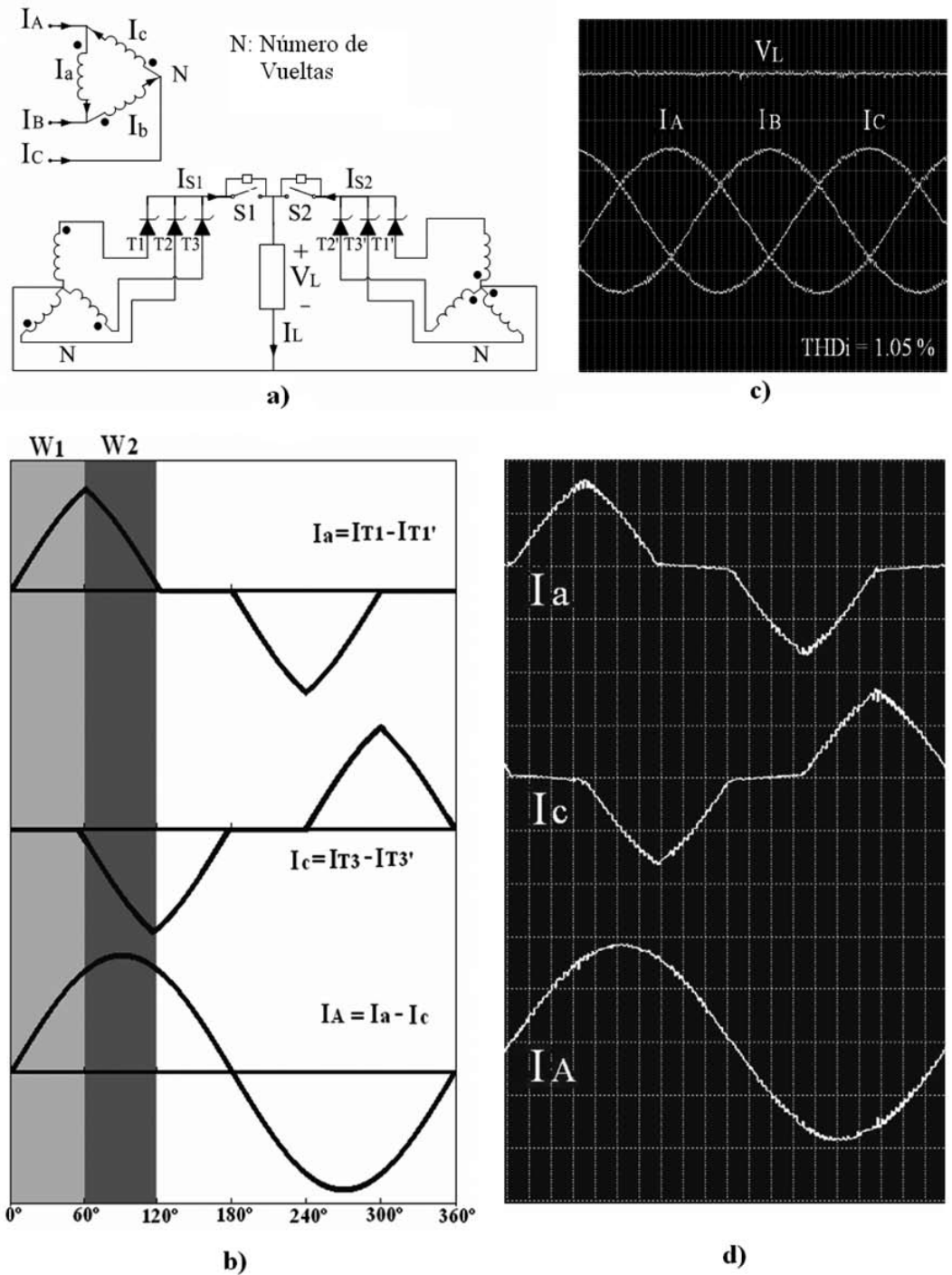


Figura 6. Conexión paralela de seis pulsos: a) Configuración; b) Construcción teórica de la corriente de entrada I_A ; c) Formas de onda típicas de entrada y salida (Escala: 12 A/div, 80 V/div); d) Construcción experimental de la corriente de entrada I_A (Escala: 10 A/div).

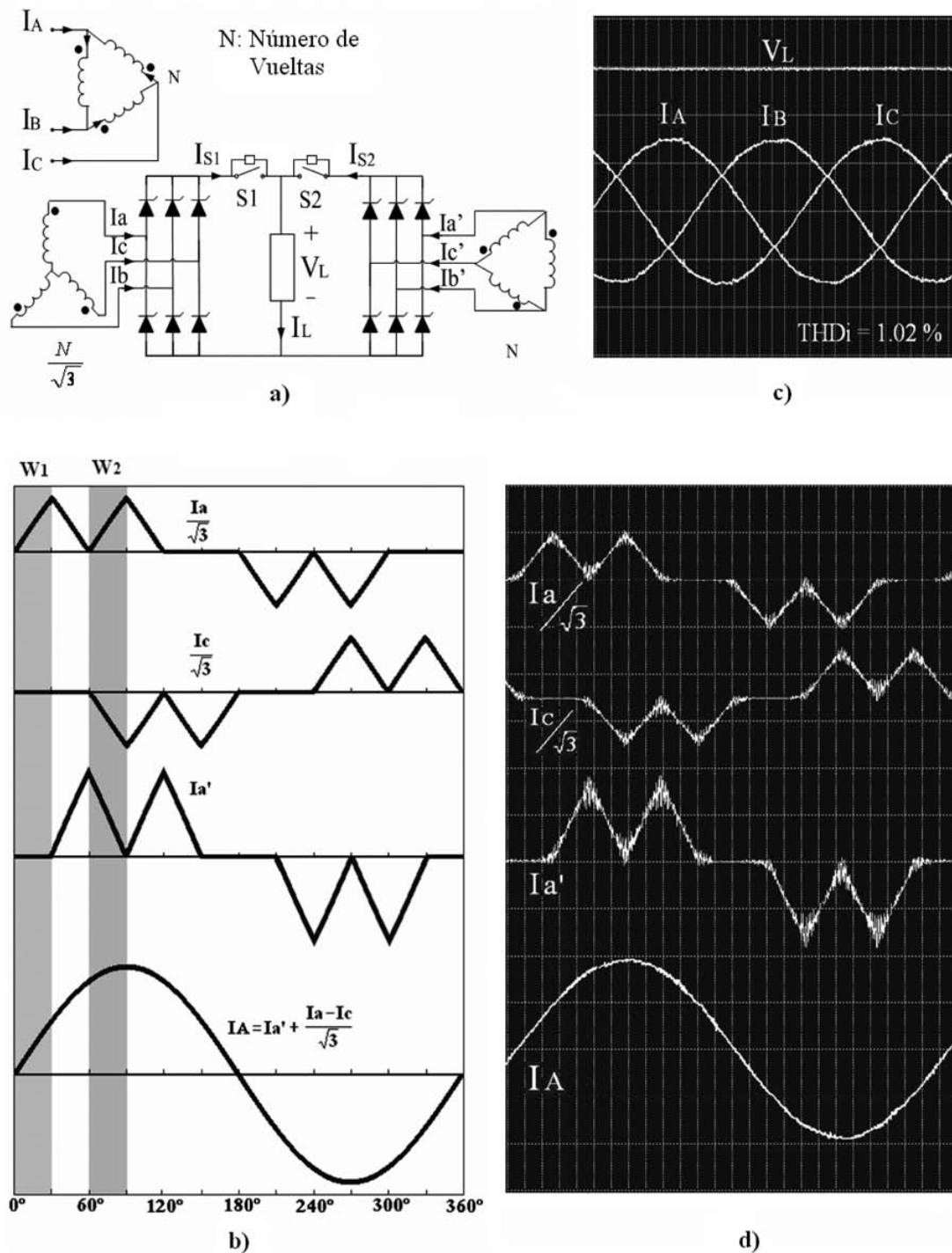


Figura 7. Conexión paralela de doce pulsos: a) Configuración; b) Construcción teórica de la corriente de entrada I_A ; c) Formas de onda típicas de entrada y salida (Escala: 12 A/div, 80 V/div); d) Construcción experimental de la corriente de entrada I_A (Escala: 10 A/div).

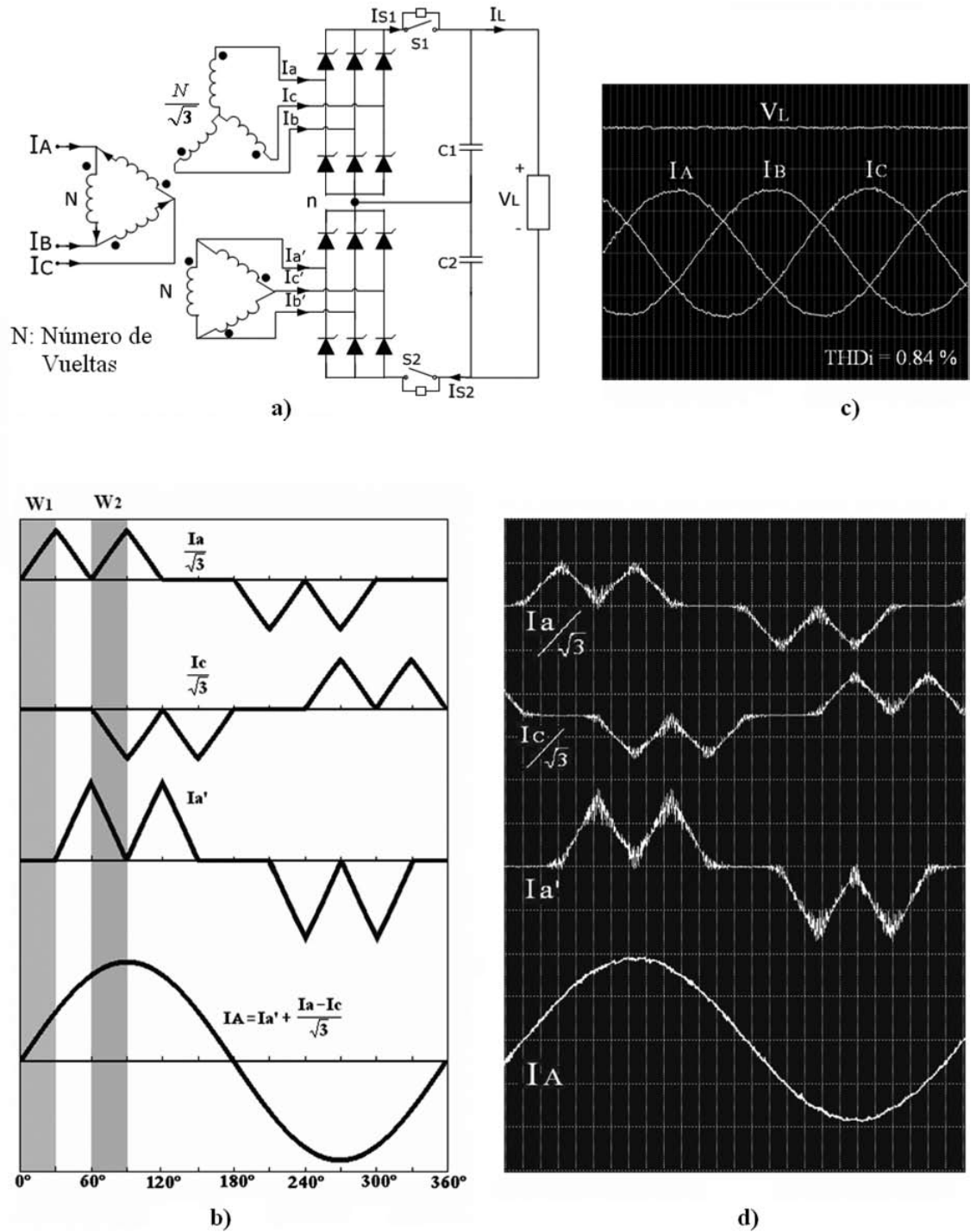


Figura 8. Conexión serie de doce pulsos: a) Configuración; b) Construcción teórica de la corriente de entrada I_A ; c) Formas de onda típicas de entrada y salida (Escala: 12 A/div, 80 V/div); d) Construcción experimental de la corriente de entrada I_A (Escala: 10 A/div).

En la conexión serie, sin embargo, las componentes de C.C. cierran su trayectoria a través de la carga y las componentes de C.A. a través de los condensadores C_1 y C_2 (ver Figura 1). Cuando una gran carga inductiva es aplicada a la conexión paralela, sin embargo, las componentes de C.A. son incapaces de circular a través de la carga. En este caso las formas de las corrientes I_{S1} e I_{S2} son cambiadas a corrientes triangulares puras, de esta forma estas componentes de C.A. pueden circular a través de los rectificadores básicos sin entrar a la carga.

En relación a las Figuras 4b-8b, las formas de onda son las corrientes típicas a la entrada de un puente rectificador trifásico de seis pulsos. Esto es, durante un ciclo hay un área positiva por 120° , una sección de corriente cero por 60° , un área negativa por 120° y finalmente una sección de corriente cero por 60° . Ambas áreas son modificadas por la forma de onda de las corrientes I_{S1} e I_{S2} , esto es, ellas tienen una doble elevación ($T=60^\circ$) o una elevación simple ($T=120^\circ$).

El punto "n" en la Figura 1b) corresponde al punto neutro de los voltajes aplicados al puente trifásico de seis pulsos mostrado en las Figuras 4 y 5. Para el circuito mostrado en la Figura 5, sin embargo, el punto neutro es provisto por un transformador en conexión zigzag. Los voltajes y corrientes de dicho transformador son ahora calculados.

En el circuito mostrado en la Figura 5a) se puede establecer la siguiente ecuación (notar que es posible considerar los valores totales de I_{S1} e I_{S2}):

$$I_{ra} = I_{rb} = I_{rc} = 1/3 \cdot I_r = 1/3 \cdot (I_{S1} - I_{S2}) \quad (4)$$

Debido a que la inductancia de fuga del transformador zigzag es pequeña, la caída de voltaje de la corriente I_r es muy baja. De esta forma, el voltaje por devanado en el transformador zigzag es principalmente afectado por los voltajes trifásicos y su valor rms es un tercio del voltaje fase-fase a frecuencia fundamental. La corriente por devanado del transformador zigzag, I_{ra} , es mostrada en la Figura 5b) (la cual puede ser considerada como triangular pura), y su valor rms será calculado como una función de la corriente rms de línea.

$$I_{ra(max)} = I_{max} \cdot \sin 30^\circ = I_{max} / 2 \quad (5)$$

$$I_{ra(rms)} = \frac{I_{max}}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} \cdot I_A(rms)}{2 \cdot \sqrt{3}} = 0,4 \cdot I_A(rms) \quad (6)$$

En las Figuras 4b-8b hay dos ventanas w_1 y w_2 para verificar la naturaleza senoidal de la corriente I_A . Por

ejemplo, en la Figura 5b ambas ventanas definen la misma corriente senoidal I_A .

$$w_1 : I_A = I_{max} \sin(\omega t) \quad (7)$$

$$w_2 : I_A = \sqrt{3} \cdot I_{max} \sin(\omega t + 30^\circ) + I_{max} \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (8)$$

$$I_A = I_{max} \sin(\omega t) \quad (9)$$

En la presente tecnología se alcanza un factor de potencia unitario cuando se usan diodos en vez de tiristores. Cuando se usan tiristores, sin embargo, una cierta cantidad de potencia reactiva debe ser inyectada si un factor de potencia unitario es deseado.

VERIFICACIÓN EXPERIMENTAL

Un prototipo de laboratorio de 400 V, 50 Hz y 30 KVA fue usado para validar los circuitos mostrados en las Figuras 4, 5, 6, 7 y 8 y resultados experimentales son ilustrados usando un osciloscopio digital. Las Figuras 4c-8c muestran formas de onda de entrada y salida de alta calidad cuando se usa una carga capacitiva, sin embargo, cargas inductivas también pueden ser implementadas. También, la única inductancia usada en estas estructuras es la inductancia de fuga de los transformadores de potencia con un valor de aproximadamente 15 mH. Las Referencias [19-22] y el Apéndice muestran una descripción detallada de la electrónica involucrada en el circuito de control.

Para demostrar la eficiencia de la tecnología, información relevante es ahora mostrada cuando los circuitos de las Figuras 6 y 7 (6 y 12 pulsos conexión paralela respectivamente) trabajan a escala semiindustrial con una carga capacitiva. Estas pruebas no corresponden a las que se muestran en las Figuras 4-8, ya que presentan distintos parámetros.

Rectificador de seis pulsos

$$I_A = 42 \text{ [A]}, \text{ THDi} = 1,7\% \text{ (THDi}_{\text{CONVENCIONAL}} = 33,8\%)$$

$$V_A = 225 \text{ [V]} ; V_L = 492 \text{ [V]} ; I_L = 40,7 \text{ [A]}$$

$$P_T(\text{IN}) = 28 \text{ [kW]} \quad P_T(\text{OUT}) = 20 \text{ [kW]}$$

$$\eta = 71,4\% \text{ (}\eta_{\text{CONVENCIONAL}} = 96\%)$$

La frecuencia máxima de los interruptores es 7 kHz con una ventana de histéresis de 1,25 A.

Rectificador de doce pulsos

$I_A=31$ [A], THDi=1,3% (THDi_{CONVENCIONAL}=14,8%)
 $V_A=221,7$ [V] ; $V_L=487$ [V] ; $I_L=38,2$ [A]
 $P_T(IN)=20,5$ [kW] $P_T(OUT)=18,6$ [kW]

$\eta=91\%$ ($\eta_{CONVENCIONAL}=95\%$)

La frecuencia máxima de los interruptores es 7 kHz con una ventana de histéresis de 1,25 A.

Claramente, las pérdidas en los interruptores S_1 y S_2 dependen directamente de la diferencia de distorsión entre las configuraciones convencional y propuesta. Esto es, $\Delta\text{THDi}=32,1\%$ para el circuito de seis pulsos paralelo y $\Delta\text{THDi}=13,48\%$ para el circuito de doce pulsos paralelo. Consecuentemente, la configuración de seis pulsos entrega la peor eficiencia.

La eficiencia es de enorme importancia en los equipamientos industriales, así una frecuencia de los interruptores de 1,5 kHz, con una ventana de histéresis de 4 A fue usada para la configuración de seis pulsos, resultando un THDi=5,9%, pero más importantemente, una eficiencia de 91% fue obtenida. Esto demuestra que si en las configuraciones de seis pulsos se elige cuidadosamente la frecuencia de los interruptores y la ventana de histéresis, es posible conseguir una buena eficiencia y una distorsión de corriente razonable en el lado de C.A.

En relación al comportamiento transiente de los rectificadores propuestos, el circuito mostrado en la Figura 6 es estudiado (rectificador de seis pulsos en conexión paralela). La Figura 9 muestra que en este rectificador, bajo variaciones rápidas de la corriente de carga, el sistema de control responde rápida y eficientemente al nuevo punto de operación. El sistema de control debe considerar la Tabla 1 para regular el valor máximo I_M de las corrientes I_{S1} e I_{S2} , en función del valor medio de la corriente de carga I_L . El valor máximo I_M a su vez regula el valor máximo de la corriente en el lado de C.A. como es mostrado en la Figura 9.

La Figura 10 muestra que si una falla ocurre en los interruptores de conmutación forzada, un cortocircuito aplicado a estos interruptores los desenergiza, permitiendo una reparación de ellos sin desconectar el sistema. Se puede notar en la Figura 10 cuando en el punto X el cortocircuito es aplicado y en el punto Y cuando este cortocircuito es liberado.

CONCLUSIONES

Las principales ventajas de la tecnología propuesta son: 1) rigurosa eliminación de la distorsión en la corriente del lado de C.A. en relación a una gran variedad de rectificadores usados en la industria, 2) factor de potencia unitario en caso de uso de diodos, 3) sistema de control robusto y simple, siendo capaz de manejar rápidas variaciones de corriente de carga y fallas de los interruptores de conmutación forzada. La eficiencia es muy importante en los equipos industriales, de manera que debe realizarse un trabajo teórico y experimental respecto al impacto sobre la eficiencia del rectificador, cuando la frecuencia de los interruptores y la ventana de histéresis se ajustan. Como ha sido mostrado, esto es muy importante en configuraciones de seis pulsos. Las siguientes aplicaciones del concepto están en desarrollo y serán documentadas en un futuro cercano: 1) sistema de transporte de ferrocarriles, 2) fuentes ininterrumpibles de energía (UPS), 3) sistemas de transmisión en corriente continua (HVdc) y 4) motores de C.C. y C.A. de velocidad variable.

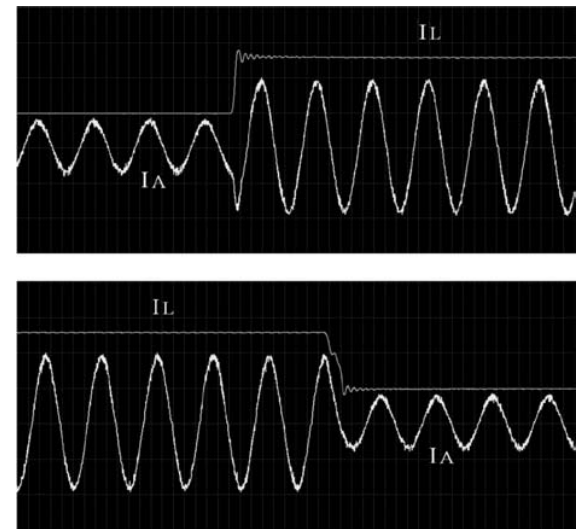


Figura 9. Comportamiento de la corriente I_A ante un escalón de la corriente de carga I_L (mostrada en valor medio).

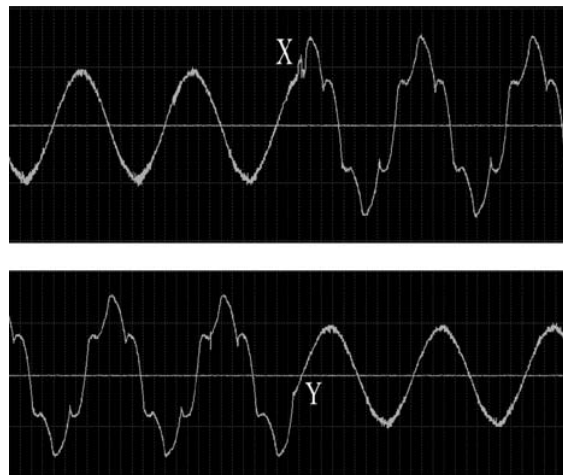


Figura 10. Comportamiento de la corriente I_A cuando los interruptores de conmutación forzada son cortocircuitados. En el punto X el cortocircuito es aplicado y en el punto Y éste es liberado.

APÉNDICE

La Figura 11 muestra el circuito de control en diagrama de bloques del convertidor ca/cc propuesto. Se puede notar que el microprocesador 1 controla los tiristores y provee la señal de sincronización con el sistema al microprocesador 2, el cual a su vez genera dos referencias de corriente en forma digital para los interruptores S_1 y S_2 con la correcta frecuencia y sincronización. La sincronización está dada mediante una señal con el inicio de conducción de los tiristores en los rectificadores básicos. Estas referencias digitales entran a convertidores D/A, donde también entra el valor medio de la corriente de carga I_L (señal analógica) para definir el valor máximo I_M de las señales de referencia (ver Tabla 1). La corriente de carga es monitoreada con un sensor de corriente, filtrada con un filtro pasa-bajo (para obtener el valor medio) y amplificada con un amplificador operacional.

Cada corriente de referencia es comparada con la corriente del interruptor asociado. El error entre ambas corrientes (positivo o negativo) es definido por un amplificador de instrumentación. Un amplificador operacional digitaliza este error con un “1” representando error positivo y “0” un error negativo. Este error digitalizado entra al microprocesador 3, el cual da la señal de control para la apertura y cierre del interruptor asociado, considerando que este error no debe sobrepasar una banda de histéresis o tolerancia preestablecida.

La identificación de los interruptores, tiristores y circuitos snubber usados en el prototipo de laboratorio es:

IGBTs: POWEREX TRANSISTOR CM1000HA 24 H

Tiristores: CRYDOM EFG16F

Snubbers: RADIONICS IGBT CAP 2UF 1 KV

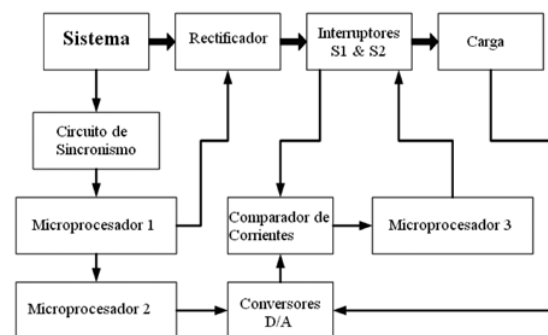


Figura 11. Circuito de control en diagrama de bloques de la configuración propuesta.

AGRADECIMIENTOS

Al autor le gustaría expresar su más sincera gratitud a quienes han contribuido enormemente al avance de la tecnología mostrada.

Este trabajo fue financiado por Conicyt mediante el proyecto Fondec N° D01/1099, lo cual es también sumamente apreciado.

REFERENCIAS

- [1] B. Bird, J. Marsh and P. McLellan. "Harmonic reduction in multiplex converters by triple-frequency current injection". Proc. IEE. Vol. 116 N° 10, pp. 1730-1734. 1969.
- [2] A. Ametani. "Generalised method of harmonic reduction in ac/dc converters by harmonic current injection". Proc. IEE. Vol. 119 N° 7, pp. 857-864. 1972.
- [3] J. Baird and J. Arrillaga. "Harmonic reduction in dc ripple reinjection". Proc. IEE. Vol. 127 N° 5, pp. 294-301. 1980.
- [4] S. Miyairi, S. Iida, K. Nakata and S. Masukawa. "New method for reducing harmonics involved in input and output of rectifier with interphase transformer". IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 22 N° 5, pp. 790-797. 1986.
- [5] M. Villablanca and J. Arrillaga. "Pulse multiplication in parallel converters by multitap control of interphase reactor". Proc. IEE-B. Vol. 139 N° 1, pp. 13-20. 1992.
- [6] M. Villablanca, M. Arias and C. Acevedo. "High-pulse series converters for HVdc systems". IEEE

- Trans. Power Delivery. Vol. 16 N° 4, pp. 766-774. 2001.
- [7] M. Villablanca, J. Nadal and M. Bravo. "A 12-pulse ac/dc rectifier with high-quality input/output waveforms". IEEE Trans. Power Electron. Vol. 22 N° 5, pp. 1875-1881. 2007.
- [8] M. Villablanca and J. Nadal. "An efficient current distortion suppression method for six-pulse bridge rectifiers". IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 54 N° 5, pp. 2532-2538. 2007.
- [9] M. Villablanca and J. Nadal. "Current distortion reduction in six-pulse parallel-connected AC/DC rectifiers". IEEE Trans. Power. Delivery. Vol. 23 N° 2, pp. 953-959. 2008.
- [10] N. Mohan, M. Rastogi and R. Naik. "Analysis of a new power electronics interface with approximately sinusoidal 3-phase utility currents and a regulated dc output". IEEE Trans. Power Delivery. Vol. 8 N° 2, pp. 540-546. 1993.
- [11] R. Naik, M. Rastogi and N. Mohan. "Third-Harmonic Modulated Power Electronics Interface with Three-Phase Utility to Provide a Regulated DC Output and to Minimize Line-Current Harmonics". IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 31 N° 3, pp. 598-602. 1995.
- [12] P. Pejovic and Z. Janda. "Optimal Current Programming in Three-Phase High-Power-Factor Rectifier Based on Two Boost Converters". IEEE Trans. Power Electron. Vol. 13 N° 6, pp. 1152-1163. 1998.
- [13] J. Kolar and F. Zach. "A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules". IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 44 N° 4, pp. 456-467. 1997.
- [14] S. Choi, C. Won and G. Kim. "A new three-phase harmonic-free rectification scheme based on zero-sequence current injection". IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 41 N° 2, pp. 627-633. 2005.
- [15] B. Saied and H. Zynal. "Minimizing current distortion of a three-phase bridge rectifier based on line injection technique". IEEE Trans. Power Electron. Vol. 21 N° 6, pp. 1754-1761. 2006.
- [16] J. Hahn and P.N. Enjeti. "A wide input range active multi-pulse three-phase rectifier for utility interface of power electronic converters". IEEE Ind. Appl. Society - Annual Meeting, Pittsburgh, USA, pp. 2514-2519. October 2002.
- [17] L.C.G. Freitas, M.G. Simoes, C.A. Canesin and L.C. de Freitas. "Performance evaluation of a novel hybrid multipulse rectifier for utility interface of power electronic converters". IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 54 N° 6, pp. 3030-3041. 2007.
- [18] S. Choi, P. Enjeti, H. Lee and I. Pitel. "A new active interphase reactor for 12-pulse rectifiers provides clean power utility interface". IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 32 N° 6, pp. 1304-1311. 1996.
- [19] M. Villablanca. Chilean patent application 1151-2003. 2003.
- [20] M. Villablanca. Chilean patent application 1335-2004. 2004.
- [21] M. Villablanca. European patent application 04076648.7. 2004.
- [22] M. Villablanca. United States Patent 7551461. June 23, 2009. The application number was US20050013147 A1. Dated January 20, 2005.