

ISSN 1870-9532

**Diciembre 2009
Volumen 7
Número 2**

RIEE & C

Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

Revista publicada por el Departamento
de Ingeniería Eléctrica y Electrónica del
Instituto Tecnológico de Sonora



ITSON – Instituto Tecnológico de Sonora
5 de Febrero 818 Sur. C.P. 85000
Ciudad Obregón, Sonora, México.

RIEE&C: Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

Año 5, Volumen 7, Número 2, Diciembre de 2009.

DERECHOS RESERVADOS © 2009.

ISSN: 1870-9532

Publicación semestral editada por ITSON a través del
Departamento de Eléctrica y Electrónica.
Esta publicación fue completada en Diciembre de 2009.

Editor en jefe: José Antonio Beristáin Jiménez

Grupo editor ejecutivo: José M. Campoy S., Rafael León V., Javier Pérez R., Juan C. Murrieta L., Manuel Domitsu K., Griselda González D. C.

Editores asociados: Adolfo Espinoza R., Adolfo Soto C., Andrés O. Pizarro L., Armando Ambrosio L., Armando García B., Eduardo Romero A., Enrique Aragón M., Erica Ruiz I., Gabriel Nuñez R., Jesús H. Hernández L., Ismael Murillo V., Joaquín Cortéz G., Juan J. Padilla Y., Moisés Rodríguez E., Raymundo Márquez B.

Diseño de portada: Jessica Beltrán Márquez

Contacto: rieeandc@itson.mx

Internet: <http://www.itson.mx/rieeandc>.

Impreso en el taller del Instituto Tecnológico de Sonora. Fecha de Impresión Diciembre 2009. Tiraje de 200 ejemplares con 9 hojas.

El contenido de los artículos que se publican son responsabilidad de los autores.
Prohibida la reproducción total o parcial del contenido de la revista,
en cualquier medio, sin previa autorización por escrito del editor.
Quedan reservados todos los derechos.

Tendencias Actuales en el Diseño de Convertidores de Potencia para Aplicaciones en Fuentes de Energía Renovables

Chan-Puc Freddy, Calleja G. Hugo, Sánchez H. Víctor, Acosta O. Roberto, Torres M. Emmanuel

Resumen— En los últimos años, diversos grupos de investigación y organismos internacionales han enfocado sus esfuerzos hacia la comprensión y resolución de la problemática actual de la confiabilidad de los sistemas fotovoltaicos, basándose en amplios estudios de una enorme cantidad de sistemas instalados alrededor del mundo. Dentro de este grupo de trabajos se destaca la limitación de la vida útil del sistema debido principalmente al inversor, cuyo tiempo promedio a la primera falla es de cinco años. Por ello los esfuerzos se están enfocando a lograr tiempos de falla en los inversores de al menos unos 10 años. Basándose en la revisión del estado del arte, en este trabajo describe la problemática que enfrenta actualmente la confiabilidad de los sistemas fotovoltaicos. Se presentan también la clasificación de los sistemas, los diversos métodos para la estimación de la confiabilidad, y las propuestas que históricamente, se han empleado para mejorarla.

Palabras clave— Confiabilidad, Fotovoltaicos, Convertidores, Electrónica de Potencia.

I. INTRODUCCIÓN

La necesidad de obtener energía de una manera eficiente y ecológicamente amigable impulsa el desarrollo de las fuentes no convencionales, como alternativa a la utilización de combustibles fósiles. Dentro de éstas, las tecnologías dominantes en la actualidad son las que se basan en generadores eólicos y en las celdas fotovoltaicas. Se estima que los sistemas con mayor demanda en un futuro inmediato son los interconectados a red, con potencias entre 1 kW y 5 kW.

Diversos grupos de investigación y organismos internacionales han enfocado sus esfuerzos hacia la comprensión y resolución de la problemática asociada con la confiabilidad de los sistemas fotovoltaicos. Basándose en

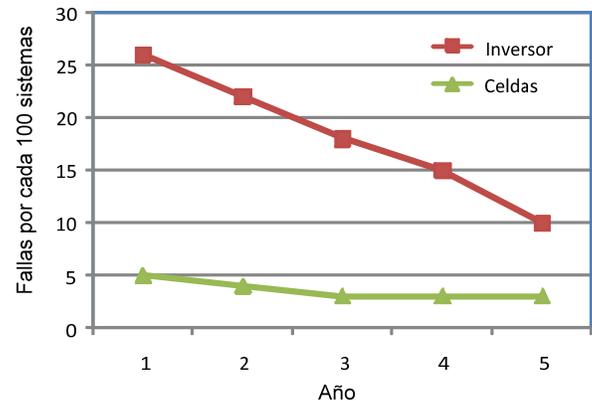


Fig. 1. Fallas por componentes reportados para el programa "1000 Roofs" en Alemania.

amplios estudios con una enorme cantidad de sistemas instalados alrededor del mundo [1]-[5], estos grupos de trabajo han encontrado que la limitante en la vida útil se debe principalmente al inversor, cuyo tiempo promedio a la primera falla es de alrededor de cinco años.

Éste es un periodo de tiempo inaceptable, porque otros componentes del sistema fotovoltaico se diseñan para operar por periodos de tiempo mucho más largos (p.e. los módulos fotovoltaicos tienen una vida promedio de 20 años) [6]-[8]. Por ello, los esfuerzos se están enfocando a lograr tiempos de falla en los inversores de al menos 10 años [9]-[12].

Las experiencias con sistemas fotovoltaicos son, en su mayoría, anecdóticas. Solo en unos cuantos casos se dispone de los datos estadísticamente importantes. Entre ellos se encuentran algunos proyectos fotovoltaicos de Alemania y Japón [5].

En las figuras 1 y 2 se muestran los resultados reportados en estos programas en los primeros años de operación. Se presentan los tipos de falla y la frecuencia de falla por cada 100 sistemas. La tasa de fallo decrece aproximadamente un 5.5 % por año en el programa alemán (Fig. 1) y un 4% en Japón (Fig. 2).

La información que proporcionan los propietarios no siempre distingue entre un mal funcionamiento temporal (el cual se restablece automáticamente), una falla propia del equipo (p.e. un defecto que requiera reparación), o una falla en el inversor debida a condiciones irregulares en la red.

Independientemente de si se trató de una falla catastrófica, o de un mal funcionamiento temporal, en todos

Manuscrito recibido el 1 de Junio de 2009. Este trabajo fue financiado en la Convocatoria 2009 "Apoyo a Proyectos Internos de Investigación de la División de Ciencias e Ingeniería bajo el proyecto UQROO/DCI/PI/01/09".

Dr. Freddy Chan-Puc hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor-investigador en la Universidad de Quintana Roo en la División de Ciencias e Ingenierías; e-mail freddy@uqroo.mx.

Dr. Hugo Calleja hasta la fecha se ha desempeñado como Investigador en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, e-mail hcalleja@cenidet.edu.mx.

MC Victor Sánchez hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor-investigador en la Universidad de Quintana Roo/DCI e-mail vsanchez@uqroo.mx

MES Roberto Acosta hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor-investigador en la Universidad de Quintana Roo/DCI e-mail racosta@uqroo.mx

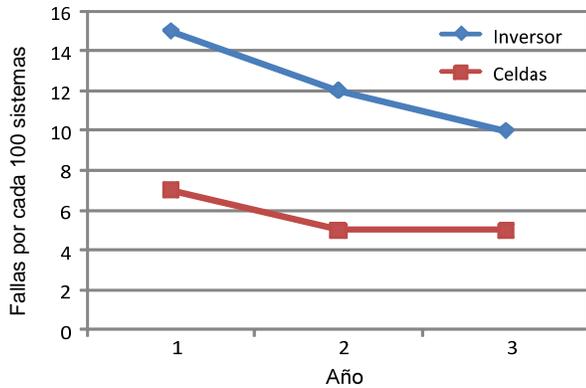


Fig. 2. Fallas por componentes reportados para el programa "residencial" en Japón.

los reportes el inversor fue el componente más problemático, y contribuyó con cerca del 66% de los problemas reportados. En contraposición, en las figuras se puede observar que los módulos resultan ser los más confiables de todos los componentes que conforman el sistema fotovoltaico.

Las gráficas también muestran que se tienen tasas de fallo significativamente menores conforme avanza el tiempo. Este comportamiento es el resultado de la madurez de la tecnología. Los inversores se benefician de los avances en la industria de semiconductores, los componentes son cada vez más confiables y los instaladores de sistemas tienen una mayor experiencia práctica. Sobre todo, el enorme número de instalaciones ha ayudado a estandarizar los sistemas y su instalación.

II. MÉTODOS DE ESTIMACIÓN DE LA CONFIABILIDAD

Los métodos para la estimación de la confiabilidad se clasifican en cuatro grandes categorías [13]-[16], las que se describen a continuación:

A. Métodos predictivos

Los métodos de predicción de la confiabilidad se basan en herramientas que emplean bases de datos, tales como el MIL-HDBK-217, Telcordia SR-332, etc. Se utilizan principalmente para establecer una línea de referencia de la confiabilidad mientras el diseño está todavía en papel. Para predecir la confiabilidad se requieren las especificaciones de los componentes, los esfuerzos proyectados y las condiciones ambientales de uso. Las bases de datos proveen los valores históricos de las tasas de fallo de diferentes tipos de componentes, y se construyen con información proporcionada por el fabricante y con datos de fallas en campo. Dado que los últimos datos de fallas en campo dependen principalmente del diseño y la aplicación, no son representativos de todos los casos. A través de incluir tanta información como sea posible, las bases de datos tienden a proveer tasas de fallo conservadoras. No se tiene un solo modelo de estimación que cubra todos los componentes, y una combinación de modelos puede proveer una mejor cobertura.

B. Métodos cualitativos

Los métodos cualitativos involucran pruebas agresivas tales como HALT¹, HASS², ESS³, HAST⁴, etc. Se emplean principalmente para mejorar la confiabilidad de un producto más que para medirla, predecirla o deducirla. Esos métodos involucran algunos tipos de pruebas de ambiente aceleradas, donde el producto se somete a esfuerzos elevados para precipitar las fallas latentes o exhibir debilidades de diseño. Para emplear estos métodos se requieren los productos reales y equipo de pruebas especializado. El beneficio que se obtiene es considerable, pero el costo y el tiempo de demanda podrían ser excesivos, dependiendo del tipo y extensión de las pruebas.

C. Métodos cuantitativos

Los métodos cuantitativos emplean técnicas tales como análisis de elemento finito, física del fallo, etc. Son métodos computacionalmente intensivos y la confiabilidad del producto se deduce principalmente a través de un análisis de simulación por computadora. Estos métodos requieren un diseño que pueda modelarse por computadora y en una plataforma de soporte de los datos. Los resultados pueden ser bastante exactos, dependiendo del nivel de habilidad y la disponibilidad de datos para el modelo.

No obstante, el uso de los métodos cuantitativos puede ser tedioso, con un gran consumo de tiempo y podría entrar en conflicto con los requerimientos estrictos de tiempos de manufactura de los productos electrónicos actuales.

D. Métodos analíticos

Los métodos analíticos son una mezcla de los métodos de predicción y los métodos cuantitativos, y requieren datos obtenidos mediante el uso de técnicas cualitativas. Entre estos métodos se encuentran el análisis de Weibull, la distribución de vida bajo esfuerzo, etc.

Estos métodos pueden proveer un resultado bastante exacto en términos de deducción, medición o verificación de la confiabilidad. Son versátiles en términos del modelado, sin estar limitados a una distribución exponencial. Sin embargo, algunos de los datos que se requieren sólo pueden obtenerse probando el producto real.

No todos los métodos se aplican en circunstancias similares. A excepción de la metodología de predicción, los demás se enfocan a estimar la confiabilidad de un producto terminado. En este sentido, son métodos correctivos, más que preventivos, y su función consiste, en esencia, en acortar el lapso necesario para ejercer la acción, o las acciones, de corrección.

III. CONFIABILIDAD EN LA ETAPA DE POTENCIA PARA SFV

¹ Highly Accelerated Life Testing

² Highly Accelerated Stress Screening

³ Environmental Stress Screening

⁴ Highly Accelerated Stress Testing

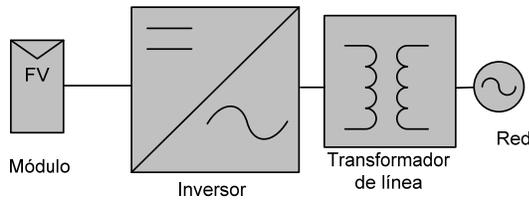


Fig. 3. Diagrama a bloques de una etapa de conversión interconectado con un módulo.

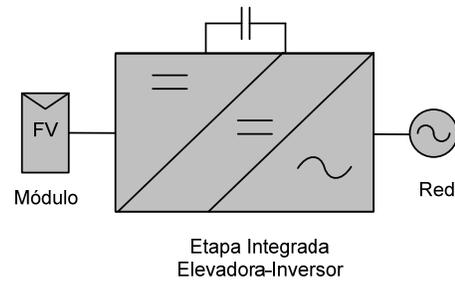


Fig. 5. Diagrama a bloques de una etapa integrada.

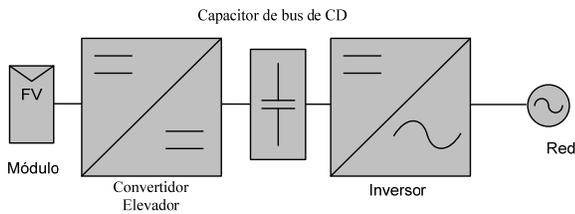


Fig. 4. Diagrama a bloques de múltiples etapas de conversión interconectadas a un módulo.

Existe una diversidad de configuraciones en las que se pueden conectar los módulos fotovoltaicos al inversor [17]-[22]. Todas estas configuraciones se pueden clasificar en cuatro grandes categorías dependiendo del nivel de potencia, voltaje de salida y características de aislamiento (entre otras):

1. Una etapa de conversión – un módulo
2. Múltiples etapas de conversión – un módulo
3. Una etapa de conversión – múltiples módulos
4. Múltiples etapas de conversión – múltiples módulos

A. Una etapa de conversión-un módulo

Esta categoría se caracteriza por tener una etapa de conversión simple, con una cantidad reducida de componentes; es robusta, de bajo costo y alta eficiencia [22]. Debido a que la fuente de entrada es un solo módulo, los dispositivos de conmutación y el capacitor del bus de CD trabajan con tensiones reducidas; sin embargo, para interconectarse a la red, se requiere de amplificación y ésta se logra a través de un transformador a frecuencia de línea, cuya principal desventaja es ser voluminoso y pesado (Fig. 3).

B. Múltiples etapas de conversión – un módulo

Los sistemas con dos o más etapas de conversión pueden tener algunas variantes [18], [21]. La más común es la que consiste de un inversor PWM (*pulse-width modulated*) interconectado a la red y de algún tipo de convertidor CD/CD con seguimiento individual del Punto de Máxima Potencia, PMP (Fig. 4).

Esta variedad de sistemas evita el uso del transformador a frecuencia de línea, ya que el convertidor CD/CD tiene una característica elevadora e incluye transformadores de alta frecuencia. Esto da como resultado topologías de bajo

costo y volumen reducido. Estas topologías tienen un intervalo de operación limitada por la fuente (90-500 Watts).

A estas topologías se les conoce como *módulos-CA* o módulos integrados [23]-[27] ya que, por su reducido tamaño, se pueden ubicar en el módulo fotovoltaico. Esta característica permite la conexión *modular* de los convertidores a una salida común. Cada *módulo-CA* se sincroniza de manera independiente con la frecuencia de línea, con lo que se obtiene una gran flexibilidad en el sistema.

La principal desventaja de los *módulos-CA* es que están expuestos a condiciones ambientales muy severas (temperatura, humedad, descargas atmosféricas), lo cual repercute en su tiempo de vida. Otra desventaja es el caro reemplazo, ya que se tiene que cambiar todo el módulo en caso de daño. En estos sistemas generalmente se tienen dos o tres etapas de conversión.

Otra tendencia dentro esta categoría es la integración de las etapas de un sistema fotovoltaico en una sola etapa con función elevadora y de inversor (Fig. 5). Esta variedad de topologías integradas se caracteriza por diseños más compactos y eficientes, por un número reducido de componentes y técnicas avanzadas de control [22].

C. Una etapa de conversión – múltiples módulos

Los módulos se conectan en arreglos serie y/o paralelo, lográndose niveles altos de voltaje, por lo que en este tipo de sistemas no se requiere de amplificación (transformador u otra etapa adicional). Los dispositivos de conmutación y el capacitor del bus de CD trabajan con tensiones elevadas. En esta categoría se encuentra el inversor centralizado (Fig. 6), el inversor “*string*” (Fig.7) y el inversor multinivel (Fig. 8)

En el pasado, se utilizó ampliamente el sistema conocido como *esquema centralizado* que se muestra en la Fig. 6. Es un sistema robusto aunque no flexible; el costo del inversor es relativamente alto, las pérdidas de potencia son, generalmente, altas debido principalmente a fallos en las conexiones de los módulos y a la necesidad de diodos de *bypass* [21].

El concepto de inversor *string* (cadena) es una alternativa para el esquema centralizado. El arreglo FV está seccionado en cadenas (Fig. 7) y cada una de ellas maneja su propio seguimiento del PMP [20]. Con este esquema se manejan intervalos medianos de potencia (0.5 kW <P<1 kW).

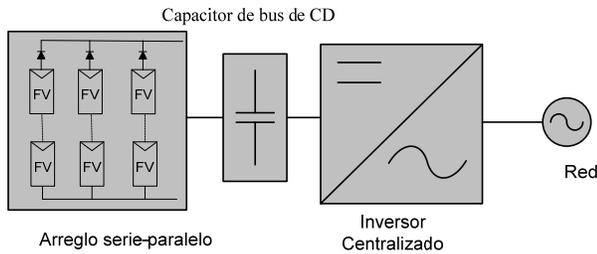


Fig. 6. Diagrama a bloques de un inversor centralizado.

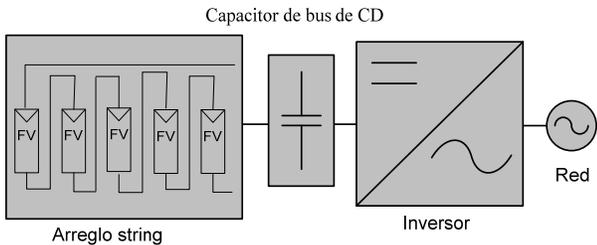


Fig. 7. Diagrama a bloques del inversor string.

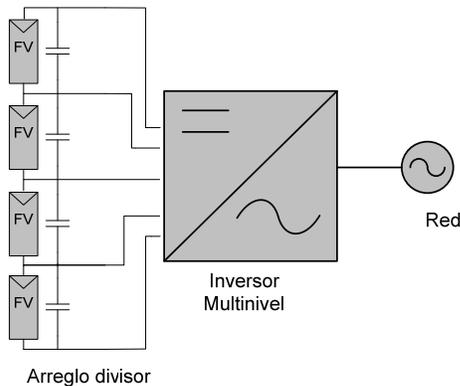


Fig. 8. Diagrama a bloques del inversor multinivel.

Las topologías de convertidores *multinivel* (Fig. 8) son especialmente adecuadas para aplicaciones fotovoltaicas ya que, con la estructura modular de los arreglos, se pueden producir diferentes niveles de voltaje CD [17]. El diseño se enfoca a la eficiencia (>97%) y se pueden manejar intervalos de potencia entre 1.5 kW y 3 kW. Sin embargo, al incrementarse el número de niveles en estos convertidores, se incrementa notablemente el costo y el número de componentes. Además, el desbalance en los módulos afecta la calidad de la salida.

Como se mencionó anteriormente, estos sistemas no cuentan con transformador. Sin embargo, el remover al transformador y su capacidad de aislamiento debe valorarse cuidadosamente ya que pueden ocurrir corrientes de fuga debido a la capacitancia a tierra del arreglo fotovoltaico, e incrementarse las emisiones electromagnéticas, tanto conducidas como radiadas.

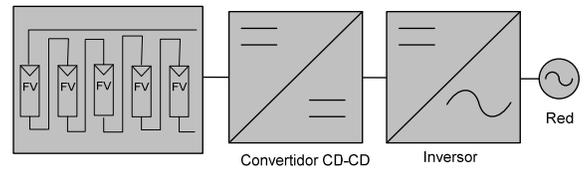


Fig. 9. Diagrama a bloques de un sistema de múltiples etapas sin segmentación de módulos.

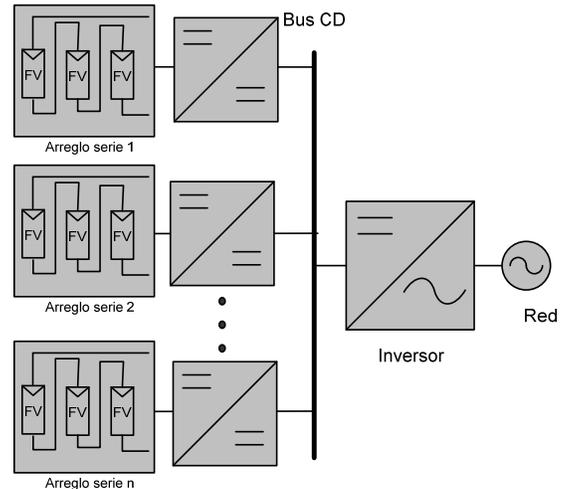


Fig. 10. Diagramas a bloques de un sistema de múltiples etapas con segmentación de módulos.

D. Múltiples etapas de conversión – múltiples módulos

En esta categoría la conexión de los módulos se puede realizar de dos formas [18],[19]: Una es que todos los módulos se conecten en serie (Fig. 9) de manera similar a la conexión de “múltiples etapas-un módulo”.

Se emplean entonces algunos de los sistemas de dos etapas de conversión presentados en la sección anterior. La principal diferencia es el nivel de voltaje de la entrada y, por lo tanto, las variaciones de voltaje de la etapa amplificadora.

La segunda forma consiste en conectar un convertidor CD/CD para cada cadena de módulos (*string*), los que se interconectan a un inversor común denominado “*multi-string*” (Fig. 10). Cada cadena opera su PMP de manera individual; por lo tanto, se espera un mejoramiento en la eficiencia global del sistema.

A pesar de la diversidad de opciones que existen para los inversores fotovoltaicos conectados a la red, la mayoría de ellos se diseñan bajo criterios diferentes al concepto de confiabilidad. Cabe mencionar también que el término “Robustez” se aplica de una manera muy amplia, porque en ninguno de los artículos consultados se calculan parámetros directamente relacionados con el concepto de confiabilidad.

IV. REDUNDANCIA

Varios trabajos se enfocan a la redundancia (sistemas paralelos) como una alternativa atractiva, debido principalmente a su capacidad de tolerancia a fallas. Esta redundancia puede ser de dos tipos:

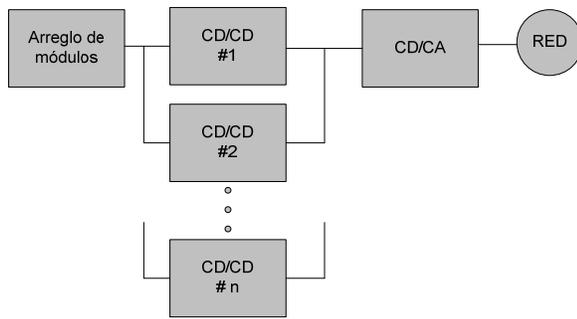


Fig. 11. Redundancia de convertidores CD/CD.

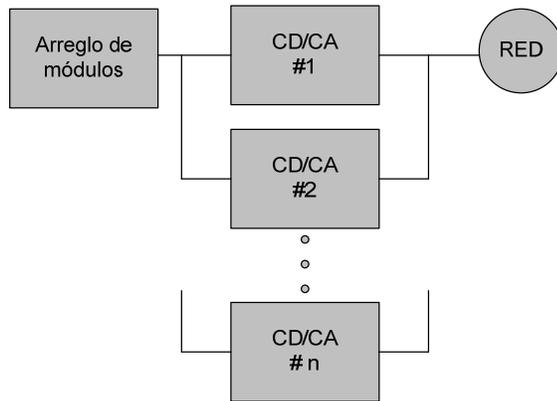


Fig. 12. Redundancia del inversor.

A. Conexión en paralelo de convertidores CD/CD.

La interconexión de los convertidores CD/CD en paralelo (Fig. 11) presenta varias ventajas; sin embargo, para lograr estas ventajas, el diseño y control del sistema paralelo deben diseñarse cuidadosamente. De otra manera, dichos sistemas podrían encontrar problemas tales como una distribución desequilibrada de la corriente de carga compartida, niveles altos (o bajos) en los voltajes de salida, altos rizados de corriente (o voltaje) y oscilaciones bruscas [28].

Para la redundancia pasiva (convertidores CD/CD en espera), el empleo de diversas técnicas de control (como el método maestro-esclavo con operación de cola circular) permite una sincronización adecuada de los convertidores [29],[30] y determina el número necesario de convertidores activos para cualquier condición de carga.

Para la redundancia activa (convertidores CD/CD en línea) se plantea el uso de la temperatura en los dispositivos (manejo térmico) como parámetro relevante del control para determinar la distribución de la corriente en la carga compartida [31].

B. Conexión en paralelo del convertidor CD/CD + inversor.

A partir de un análisis de la redundancia, su relación con la confiabilidad y su impacto en el costo [32]-[34], se plantea la redundancia de las dos etapas (Fig. 12). Una

ventaja de este esquema es el desacoplamiento del control del inversor con el control del regulador, permitiendo un manejo independiente del PMP, e incrementando de manera adicional la eficiencia.

Sin embargo, aún se cuestiona la redundancia como una opción para el diseñador, debido principalmente al costo y al apremio práctico.

V. SELECCIÓN DE COMPONENTES

Sin importar qué topología se utilice en el diseño, un convertidor consiste principalmente de uno o varios dispositivos de conmutación (p.e. MOSFET, IGBT), un circuito controlador, un transformador de aislamiento, un rectificador, filtros, impulsor y capacitores de entrada/salida.

De estos componentes, el capacitor electrolítico es el elemento más propenso a falla con una mayor contribución a la tasa de fallo global. Esto propicia que algunos grupos de investigación se enfoquen a la reducción del tamaño del capacitor del bus intermedio [35]-[38].

En orden de importancia le sigue el dispositivo de conmutación; algunos trabajos se enfocan al estudio de los esfuerzos en los dispositivos semiconductores y plantean la mejora de la confiabilidad en convertidores de potencia por medio de técnicas de conmutación suave o sobre-dimensionamiento de dichos dispositivos [39]-[41]. Después del dispositivo de conmutación, el orden de los otros componentes (el circuito controlador, los capacitores de cerámica, los diodos y los inductores) puede cambiar dependiendo de la topología seleccionada.

Existen estudios recientes de la confiabilidad de algunos convertidores de potencia [42]-[43]. Sin embargo, hasta el momento, sólo se plantea la evaluación y predicción de la confiabilidad, más no la mejora de ésta. Además, ninguna de estas propuestas se enfoca específicamente a sistemas fotovoltaicos.

Recientemente se han propuesto metodologías que involucran el concepto de confiabilidad desde la etapa del diseño de los sistemas fotovoltaicos [44]-[45] buscando con ello extender la vida útil de las etapas de potencia. Sin embargo, estas metodologías continúan siendo simples predicciones que requieren validarse con la implementación y prueba de los prototipos.

VI. CONCLUSIONES

Existe una tendencia clara a aumentar la confiabilidad de los sistemas con la meta específica de lograr un tiempo promedio a la primera falla del orden de 10 años. Para ello, se exploran configuraciones que evitan o minimizan los elementos más propensos a fallar (v.g. el capacitor del bus de CD).

Una segunda tendencia consiste en seccionar los bancos de celdas fotovoltaicas en segmentos de menor tamaño. Esto permite aprovechar al máximo todas las celdas, aun cuando parte de ellas estén temporalmente a la sombra. Otra ventaja es la posibilidad de aumentar gradualmente la capacidad del sistema, sin necesidad de modificar lo ya instalado. Dentro de esta categoría tenemos los *módulos-CA*, el inversor *string* y el inversor *multi-string*.

No existe una preferencia clara entre configuraciones de una y de dos etapas. En ambos casos se trata de extraer de las celdas una corriente libre de rizo y de inyectar a la red una forma de onda que cumpla con la normatividad vigente.

La redundancia se plantea como una solución para mejorar la confiabilidad. Se emplea a menudo cuando las consecuencias del fallo son inaceptables, resultando en sistemas de extremadamente alta confiabilidad. Sin embargo, el uso de la redundancia no es una panacea para resolver todos los problemas de confiabilidad. No sustituye a un buen diseño inicial, implica incrementar el costo, complejidad, tamaño, espacio, consumo de energía y usualmente es un sistema más complicado. Previamente a su incorporación en el diseño, el diseñador debe evaluar las ventajas y desventajas de la redundancia.

La optimización de la confiabilidad, a través de los métodos correctivos (estimación por métodos cualitativos, cuantitativos o analíticos) está ampliamente estudiada y se aplica rutinariamente a nivel industrial.

Los métodos predictivos también son ampliamente conocidos; sin embargo, no se aplican de manera sistemática durante la etapa de diseño de un convertidor electrónico de potencia.

El proceso de diseño de un convertidor electrónico de potencia no siempre está ligado al concepto de confiabilidad. Los convertidores se diseñan tomando en cuenta parámetros de rendimiento eléctricos. El empleo de metodologías de diseño confiable pronostica una mejora en la vida útil de los inversores.

RECONOCIMIENTOS

Este trabajo forma parte del “Desarrollo de Inversores Fotovoltaicos de alta confiabilidad con interconexión a la red eléctrica” PROMEP 2009-2010

REFERENCIAS

- [1] “Implementing Agreement on Photovoltaic Power Systems”; *Photovoltaic Power Systems Programme, IEA Annual Report 2006* [online] Available: www.iea-pvps.org.
- [2] S. Mau, U. Jahn, “Performance Analysis of grid-connected PV systems”; *Proc. of European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, 2006*, [online] Available: www.iea-pvps.org.
- [3] IEA, “Operational Performance, Reliability and Promotion of Photovoltaic Systems”; *Photovoltaic Power Systems Programme; Report IEA-PVPS T2-0*; 2002. [online] Available: www.iea-pvps.org.
- [4] IEA, “Reliability Study of Grid Connected PV Systems”; *Photovoltaic Power Systems Programme, Report IEA-PVPS T7-08*; 2002 [online] Available: www.iea-pvps.org.
- [5] IEA, “Country Reports on PV Systems Performance”; *Photovoltaic Power Systems Programme, Report IEA-PVPS T2-05*; 2004. [online] Available: www.iea-pvps.org.
- [6] E.D. Dunlop, “Lifetime performance of crystalline silicon PV modules”; *Proc. of World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 2003* Page(s):2927 - 2930
- [7] E.L. Meyer, E.E. Van Dyk, “Assessing the reliability and degradation of photovoltaic module performance parameters”; *IEEE Trans. on Reliability*; Vol. 53, Issue 1, March 2004, Page(s):83 - 92.
- [8] J. H. Wohlgeuth, M. Conway, D.H. Meakin, “Reliability and performance testing of photovoltaic modules”; *Proc. of the IEEE Photovoltaic Specialists Conference 2000* Page(s):1483 - 1486
- [9] R. West, K. Mauch, Y.C. Qin, N. Mohan, R. Bonn, “Status and Needs of power electronics for photovoltaic inverters: Summary Document” Sandia National Laboratories Report SAND 2002-1085. [online] Available: www.prod.sandia.gov
- [10] R.H. Bonn, “Developing a next generation PV inverter”; *Proc. IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 2002*, Page(s):1352-1355
- [11] A. Maish, C. Atcity, S. Hester, D. Greenberg, D. Osborn, D. Collier and M. Brine. “Photovoltaic System Reliability”; *Proc. IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 1997*; Page(s):1049-1054
- [12] S. González, C. Beauchamp, W. Bower, J. Ginn, M. Ralph “PV Inverter Testing, Modeling, and New Initiatives”; *Proc. of NCPV and Solar Program Review Meeting, 2003*; Page(s):537-540
- [13] M. Economou, “The Merits and limitations of reliability Predictions.” *Proc. of Reliability and Maintainability Annual Symposium, RAMS 2004* Page(s):352 - 357
- [14] Xijin Tian, B. Edson, “A prediction based design-for-reliability tool”; *Proc. of Reliability and Maintainability Annual Symposium, RAMS 2004* Page(s):412 - 417
- [15] M. Cushing, D. Mortin, T. Stadterman, A. Malhorta. “Comparison of electronics-Reliability Assesment Approaches”; *IEEE Transactions on reliability* Vol. 42, No 4, 1993 December, Page(s):542-546
- [16] J. Jones, J. Hayes; “A Comparison of electronics-Reliability prediction models”; *IEEE Transactions on reliability*, Vol. 48, No 2, 1999 June, Page(s):127-134
- [17] M. Calais, V. Agelidis, “Multilevel Converters for single -phase grid connected photovoltaic systems- An Overview”; *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998*, Page(s):172 - 178
- [18] S.B. Kjaer, J.K. Pedersen, F. Blaabjerg; “A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules”; *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 41, Issue 5, Sept.-Oct. 2005; Page(s):1292 - 1306
- [19] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner and V. Agelidis, “Inverters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems - An Overview”; *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2002*, Page(s):1995-2000.
- [20] M. Calais, J. Myrzik, “String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems- A Review”; *Proc. IEEE Power Tech Conference, 2003* Page(s):8
- [21] F. Blaabjerg, Z. Chen and S. Kjaer “Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 19, Sep. 2004. Page(s):1184-1194.
- [22] Y. Xue, L. Chang, S.B. Kjaer, J. Bordonau, T. Shimizu, “Topologies of single-phase inverters for small distributed power generator: an Overview”; *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 19, issue 5, September 2004. Page(s):1305-1314.
- [23] T. Shimizu, K. Wada, N. Nakamura. “A flyback-type Single Phase Utility Interactive Inverter with Low-frequency Ripple Current Reduction on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System”; *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2002*; Page(s): 1483- 1488
- [24] Rodriguez, C.; Amaratunga, G.A.J. “Long-Lifetime Power Inverter for Photovoltaic AC Modules” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 55 Issue: 7 July 2008 Page(s): 2593-2601
- [25] H. Oldenkamp, I. J. de Jong, C.W.A. Baltus, S.A.M Verhoeven, S. Elstgeest; “Reliability and accelerated life tests of the AC module mounted OKE4 inverter”; *Proc. of IEEE Photovoltaic Specialists Conference, 1996* Page(s):1339 - 1342
- [26] M. Meinhardt, T. O'Donnell, H. Schneider, J. Flannery, C. O. Mathuna, P. Zacharias, T. Krieger, “Miniaturised “low profile” module integrated converter for photovoltaic applications with integrated magnetic components”; *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition 1999*, Page(s):305-311.
- [27] B. Kær and F. Blaabjerg, “A novel single-stage inverter for the ac-module with reduced low-frequency ripple penetration”; *Proc. EPE European Conf. Power Electronics and Applications, 2003*, Page(s):10
- [28] Vazquez, M.J.V.; Marquez, J.M.A.; Manzano, F.S. “A Methodology for Optimizing Stand-Alone PV-System Size Using Parallel-Connected DC/DC Converters” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 55 Issue: 7 July 2008 Page(s): 2664-2673
- [29] A. Julian, G. Oriti; “A Comparison of Redundant Inverter Topologies to Improve Voltage Source Inverter Reliability”; *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 43, no. 5, September / October 2007; Page(s):1371-1378
- [30] T.F. Wu, K. Siri, C.Q. Lee; “Reliability improvement in parallel connected converter systems”; *Proc. of International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991*; Page(s):429 - 434
- [31] C. Nesgaard, M. Andersen, “Optimized Load Sharing control by means of thermal reliability management” *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004*; Page(s):4901-4906

- [32] U. de Pra, D. Baert, H. Kuyken, "Analysis of the degree of reliability of a redundant modular inverter structure", *Proc. of IEEE International Telecommunications Energy Conference*, 1998 Page(s):543 - 548
- [33] A. Pregelj, M. Begovic, A. Rohatgi. "Impact of inverter configuration on PV system Reliability and energy production", *Proc. of IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 2002; Page(s):1388 - 1391
- [34] R. Tirumala, P. Imbertson, N. Mohan, C. Henze, R. Bonn 33 "An efficient, low cost DC-AC Inverter for photovoltaic systems with increased reliability". *Proc. of IEEE Industrial Electronics Conference*, 2002; Page(s):1095 - 1100
- [35] J. Kinght, S. Shirsavar, W. Holderbaum, "An improved reliability Cuk based solar inverter with sliding mode control", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 21, issue 4, July 2006; Page(s):1107-1115,
- [36] J. Mulkern, C. Henze, D. Lo, "A High reliability, low cost, interleaved bridge converter", *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 38, Issue 4, April 1991; Page(s):777 - 783
- [37] T. Brekken, N. Bhiwapurkar, M. Rathi, N. Mohan, C. Henze, L. Moumneh, "Utility-Connected Power Converter for Maximizing Power Transfer from a Photovoltaic Source While Drawing Ripple-Free Current". *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2002, Page(s): 1518 - 1522
- [38] K. Nishijima, T. Nakano, K. Harada "On removing of output filter of low voltage and high current DC/DC converter". *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004, Page(s):1808-1811
- [39] K. Ogura, T. Nishida, E. Hiraky, M. Nakaoka. "Time sharing boost chopper cascaded dual mode single-phase sine wave inverter for solar photovoltaic power generation system" *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004, Page(s):4763-4767
- [40] M. Trivedi, K. Shenai, "Failure Mechanisms of IGBT's under short-circuit and clamped inductive switching stress", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 14, Issue 1, Jan. 1999; Page(s):108 - 116
- [41] L. Saro, K. Dierberger, R. Redl, "High-voltage MOSFET behaviour in soft-switching converters", *Proc. of IEEE International Telecommunications Energy Conference* 1998. Page(s):30 - 40
- [42] Xijin Tian, "Design for Reliability and implementation on power converters", *Proc. of IEEE Reliability and Maintainability Symposium*, 2005 Page(s):89 - 95
- [43] G. Chen, R. Burgos, Z. Liang et al "Reliability Oriented design considerations for high power converter modules" *Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2004, Page(s):419-425
- [44] Petrone, G. Spagnuolo, G. Teodorescu, R. Veerachary, M. Vitelli, M "Reliability Issues in Photovoltaic Power Processing Systems" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, July 2008, Volume: 55, [Issue: 7](#) page(s): 2569-2580.
- [45] Chan, F. Calleja, "Design strategy to optimize the reliability of power converters" *Proc. of IEEE International Power Electronics Congress*, 2008, Page(s):128-132.
- [46] Ristow, A.; Begovic, M.; Pregelj, A.; Rohatgi, A. "Development of a Methodology for Improving Photovoltaic Inverter Reliability" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 55 Issue: 7 July 2008 Page(s): 2581-2592



Calleja G. Hugo recibió el título de Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el *cenidet* en 2000. Actualmente es profesor del centro nacional de investigación y desarrollo tecnológico, *cenidet*, adscrito al departamento de electrónica. Sus áreas de interés son instrumentación electrónica para convertidores de potencia, confiabilidad en sistemas fotovoltaicos.



Sánchez H. Víctor ingeniero en Electrónica por el Instituto Tecnológico de Orizaba (1996) y Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (2000). Sus áreas de estudio son sistemas de generación de energía eléctrica a partir de fuentes renovables, convertidores de potencia de alta eficiencia y sistemas de generación distribuidos.



Acosta O. Roberto titulado de la Maestría en Energía Solar de la UNAM. Profesor-Investigador Asociado "B", Definitivo de la Universidad de Quintana Roo, adscrito a la División de Ciencias e Ingeniería desde 2002. Sus áreas de interés son la medición de la radiación solar, los sistemas fototérmicos (particularmente los sistemas de calentamiento de agua y de concentración solar) y la evaluación de sistemas fotovoltaicos.



Torres M. Emmanuel obtuvo el título de Ingeniero Eléctrico en el Instituto Tecnológico de Chetumal en el 2002 y el grado de Maestro en Ciencias en el CINVESTAV Unidad GDL en el 2006. Del 2008 a la fecha labora como profesor de tiempo completo en la Universidad de Quintana Roo. Sus áreas de interés son: máquinas eléctricas, electrónica de potencia, calidad de la energía, fuentes renovables, ahorro y uso eficiente de la energía.



Freddy Chan-Puc obtuvo el título de Ingeniero en electrónico en el Instituto Tecnológico de Mérida en 1996. Recibió el título de Maestro en Ciencias y Doctor en Ciencias en Ingeniería Electrónica en el centro nacional de investigación y desarrollo tecnológico (CENIDET) en 1999 y 2008 respectivamente. Actualmente es profesor de la Universidad de Quintana Roo adscrito a la División de Ciencias e Ingeniería desde 2000. Sus áreas de interés son conversión de energía, electrónica de potencia y confiabilidad de convertidores electrónicos.

Control lineal para un rectificador monofásico PWM puente completo

Pérez R. Javier, Núñez G. Ciro A. y Cárdenas G. Víctor M.

Resumen— En este artículo se presenta el diseño de un controlador por retroalimentación de estados aplicado a un rectificador monofásico con modulación por ancho de pulso (PWM) con carga resistiva. Para hacer el diseño se parte del modelo matemático en espacio de estados y su linealización en torno a un punto de operación. Para demostrar el funcionamiento se realizaron simulaciones en un prototipo de 10 KW presentando los límites operativos considerando variaciones en: la referencia para el bus de CD, en el voltaje de la red y en la carga. El objetivo del artículo es mostrar una metodología válida para el diseño de un controlador por retroalimentación de estados aplicado a un rectificador monofásico PWM.

Palabras clave— Rectificador monofásico, control lineal, linealización de un sistema no lineal, rectificador PWM, diseño en espacio de estados.

I. INTRODUCCIÓN

El control es un área de la ingeniería que ha sido bastante estudiada, sin embargo; son muchas las aplicaciones que exigen que el control sea muy eficiente y por ello han ido surgiendo diferentes ramas dentro del control: control adaptable, control robusto, control inteligente; por mencionar algunas. A pesar de lo anterior se puede decir que el control se clasifica en dos grandes ramas: el control lineal y el control no lineal. En la mayoría de los casos, mas no en todos, el análisis y diseño de un control lineal requiere de menos esfuerzo que uno no lineal, sin embargo su rango de operación es limitado. Se espera que si un sistema es no lineal entonces un controlador no lineal debería de ser el más adecuado; no obstante, muchas veces resulta que el controlador no lineal puede ser mucho más complejo y tener un costo económico mayor y finalmente operar en el rango donde también con un controlador lineal se tiene el mismo desempeño. Por esto último, antes de utilizar un controlador no lineal, vale la pena explorar si uno lineal ofrece los

Manuscrito recibido el 4 de Julio de 2008. Este trabajo fue respaldado por el Centro de Investigación y Estudios de Posgrado (CIEP) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí (UASLP).

Pérez R. Javier es Profesor de Tiempo Completo en Instituto Tecnológico de Sonora y actualmente se encuentra haciendo estudios de posgrado en el CIEP de la UASLP correo electrónico: javpr@hotmail.com.
Núñez G. Ciro A. hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor-Investigador de Tiempo Completo del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado Facultad de Ingeniería Dr. Manuel Nava #8, Zona Universitaria, C.P. 62490 San Luis Potosí, S.L.P., México. *Teléfono y Fax:* (52) 48 173381 *Correo electrónico:* calberto@uaslp.mx

Cárdenas G. Víctor M. hasta la fecha se ha de desempeñado Centro de Investigación y Estudios de Posgrado Facultad de Ingeniería Dr. Manuel Nava #8, Zona Universitaria, C.P. 62490 San Luis Potosí, S.L.P., México. *Teléfono y Fax:* (52) 48 173381 *Correo electrónico:* vcarden@uaslp.mx

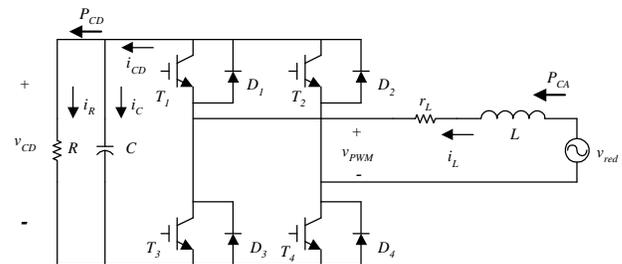


Fig. 1. Rectificador monofásico PWM puente completo en configuración fuente de voltaje.

TABLA I.
FUNCIONES DE CONMUTACIÓN PARA EL RECTIFICADOR MONOFÁSICO.

SW_1	SW_2	v_{PWM}	i_{CD}
1	0	v_{CD}	i_L
1	1	0	0
0	0	0	0
0	1	$-v_{CD}$	$-i_L$

requerimientos de control para el sistema no lineal. En este trabajo se estudia el desempeño de un control lineal aplicado a un rectificador monofásico PWM y sus objetivos de control son: regular el bus de CD y mantener la corriente senoidal y en fase con el voltaje de la red.

La importancia de abordar este tópico radica en que los rectificadores son utilizados ampliamente en: equipos industriales (robots, celdas de manufactura, PLC, control de motores, etc.) y comerciales (PC, lámparas de descarga, etc.), para alimentar aparatos eléctricos del hogar como computadoras, videojuegos, televisiones, etc. Existen diversos tipos de rectificadores controlados [1-4], en este caso se trabaja con el rectificador PWM fuente de voltaje mostrado en la figura 1.

La forma de operar de este rectificador, cuando se utiliza una modulación por ancho de pulso de tres niveles [2], se puede ver en la tabla I.

En este esquema el voltaje en el bus de CD (v_{CD}) debe ser mayor que el valor pico del voltaje de red.

II. MODELADO Y CONTROL DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO

A. Modelo no lineal del rectificador

En la figura 1 se muestra el esquema de un rectificador monofásico. Partiendo de una modulación por ancho de

pulso de tres niveles y proponiendo las funciones de conmutación s_{w1} y s_{w2} definidas de la siguiente manera:

$$s_{w1} = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ cerrado } T_3 \text{ abierto} \\ 0 & T_3 \text{ cerrado } T_1 \text{ abierto} \end{cases} \quad (1)$$

$$s_{w2} = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ cerrado } T_4 \text{ abierto} \\ 0 & T_4 \text{ cerrado } T_2 \text{ abierto} \end{cases} \quad (2)$$

Se puede verificar que se cumplen las relaciones de la tabla I. De esta misma tabla se observa que se cumplen las ecuaciones (3) y (4).

$$v_{pwm} = (s_{w1} - s_{w2})v_{CD} \quad (3)$$

$$i_{CD} = (s_{w1} - s_{w2})i_L \quad (4)$$

Donde $s_{w1}, s_{w2} \in \{1,0\}$

Como las funciones de conmutación son discontinuas y las técnicas de control que se quiere aplicar es sobre funciones continuas se puede utilizar el operador de promediado para volver continuas a las funciones de conmutación en un periodo T_s .

$$\tilde{x}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) d\tau \quad (5)$$

Aplicando el operador de promediado, sobre un periodo de conmutación T_s a las ecuaciones (3) y (4), y tomando en cuenta que el promedio en un periodo de cada una de las funciones de conmutación es d_1 y d_2 respectivamente y que para ese mismo periodo v_{CD} e i_L son constantes, se obtienen las ecuaciones (8) y (9).

$$\tilde{v}_{pwm}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (s_{w1}(\tau) - s_{w2}(\tau))v_{CD}(\tau) d\tau \quad (6)$$

$$\tilde{i}_{CD}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (s_{w1}(\tau) - s_{w2}(\tau))i_L(\tau) d\tau \quad (7)$$

$$\tilde{v}_{pwm} = (d_1 - d_2)v_{CD} = d_{12}v_{CD} \quad (8)$$

$$\tilde{i}_{CD} = (d_1 - d_2)i_L = d_{12}i_L \quad (9)$$

Donde $d_1, d_2 \in [0,1]$ y $d_{12} = d_1 - d_2 \in [-1,1]$.

Utilizando las ecuaciones (5) y (6) se puede representar el circuito de la figura 1 por su equivalente promediado de la figura 2.

Escribiendo las ecuaciones de voltaje y de corriente:

$$v_{red} = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + d_{12} v_{CD} \quad (10)$$

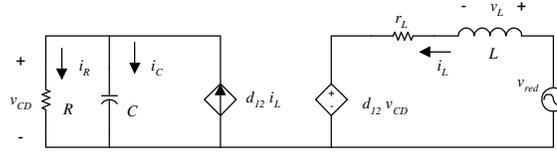


Fig. 2. Circuito equivalente promediado del rectificador monofásico.

$$d_{12}i_L = \frac{v_{CD}}{R} + C \frac{dv_{CD}}{dt} \quad (11)$$

De las dos ecuaciones y tomando como variables de estado la corriente en el inductor (i_L) y el voltaje en el capacitor (v_{CD}) se obtiene el modelo promediado no lineal, del rectificador dado por las ecuaciones (12) y (13).

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L i_L}{L} - \frac{d_{12} v_{CD}}{L} + \frac{v_{red}}{L} \quad (12)$$

$$\frac{dv_{CD}}{dt} = \frac{d_{12} i_L}{C} - \frac{v_{CD}}{CR} \quad (13)$$

B. Linealización del modelo

La operación del rectificador, en estado permanente, se caracteriza por tener señales variantes en el tiempo de la forma:

$$v_{red} = V_p \text{Sen}(\omega t)$$

$$d_{12} = m \text{Sen}(\omega t + \alpha), \quad m \in [0,1]$$

$$i_L = I_L \text{Sen}(\omega t)$$

$$v_{CD} = V_{CD} + V_{rizo} \text{Sen}(2\omega t), \quad V_{CD} \gg V_{rizo} \Rightarrow v_{CD} \approx V_{CD} = cte$$

La corriente es senoidal debido a que la señal de control d_{12} es senoidal, por ello para llevar a cabo una linealización, es posible trabajar con las amplitudes o valores pico de dichas señales, siempre y cuando la amplitud de la señal de control sea multiplicada por una senoide unitaria. Para linealizar el modelo se utiliza el Jacobiano y se evalúa en el punto de operación deseado (V_{CD0}, I_{L0}, M).

Reescribiendo las ecuaciones (12) y (13) para valores pico de la señal de control y de la corriente y tomando el valor constante del bus de CD se tiene:

$$f_1(I_L, V_{CD}, m) = \frac{dI_L}{dt} = -\frac{r_L I_L}{L} - \frac{m v_{CD}}{L} + \frac{V_p}{L} \quad (14)$$

$$f_2(I_L, V_{CD}, m) = \frac{dV_{CD}}{dt} = \frac{m I_L}{C} - \frac{V_{CD}}{CR} \quad (15)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial I_L} & \frac{\partial f_1}{\partial v_{CD}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial I_L} & \frac{\partial f_2}{\partial v_{CD}} \end{bmatrix}_{I_L=I_{L0}, V_{CD}=V_{CD0}, m=M} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{M}{L} \\ \frac{M}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

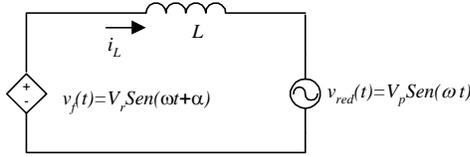


Fig. 3. Circuito equivalente para el análisis de flujo de potencia.

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial d_{12}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial d_{12}} \end{bmatrix} \bigg|_{I_L=I_{L0}, V_{CD}=V_{CD0}, m=M} = \begin{bmatrix} \frac{-V_{CD0}}{L} \\ \frac{I_{L0}}{C} \end{bmatrix}$$

En este caso se toma como salida la corriente en la bobina:

$$C = [1 \quad 0]$$

Finalmente el modelo lineal queda como se muestra en las ecuaciones (16) y (17).

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L}{dt} \\ \frac{dV_{CD}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & -M \\ L & L \\ C & RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{CD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-V_{CD0}}{L} \\ \frac{I_{L0}}{C} \end{bmatrix} m \quad (16)$$

$$I_L = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} I_L \\ V_{CD} \end{bmatrix} \quad (17)$$

C. Análisis de flujo de potencia entre la red eléctrica y el rectificador

Tomando como referencia la figura 2 del lado de la red eléctrica y despreciando la resistencia de la bobina r_L se calcula la potencia que ésta entrega.

Sea

$$v_{red} = V_p \text{Sen}(\omega t) \quad (18)$$

Suponiendo que se está utilizando una modulación senoidal, y si se toma la fundamental del voltaje $v_f = d_{12} v_{CD}$ de amplitud V_r y que puede estar desfasada por un ángulo α con respecto del voltaje de la red, es decir:

$$v_f = m V_{CD} \text{Sen}(\omega t + \alpha) = V_r \text{Sen}(\omega t + \alpha) \quad (19)$$

Donde m es el índice de modulación dado por:

$$m = \frac{V_r}{V_{CD}} \quad (20)$$

Entonces se puede redibujar la figura 2 solamente en la parte de la red eléctrica como se muestra en la figura 3.

Se puede observar que v_f se puede escribir como dos fasores en cuadratura.

$$v_f = V_r \text{Sen}(\omega t + \alpha) = V_r (\text{Cos}(\alpha) \text{Sen}(\omega t) + \text{Sen}(\alpha) \text{Cos}(\omega t))$$

$$v_f = V_r (\text{Cos}(\alpha) \text{Sen}(\omega t) + \text{Sen}(\alpha) \text{Sen}(\omega t + 90^\circ))$$

En forma fasorial

$$V_f = V_r (\text{Cos}(\alpha) \angle 0^\circ + \text{Sen}(\alpha) \angle 90^\circ)$$

$$V_f = V_r (\text{Cos}(\alpha) + j \text{Sen}(\alpha))$$

Y el voltaje de red en forma fasorial

$$V_{red} = V_p$$

La corriente en la bobina queda de la siguiente forma:

$$I_L = \frac{V_f - V_{red}}{j\omega L} \Rightarrow I_L = \frac{V_r \text{Sen}(\alpha) - j(V_r \text{Cos}(\alpha) - V_p)}{\omega L} \quad (21)$$

De aquí la potencia aparente queda expresada como:

$$S_{red} = \frac{V_p I_L}{2} = P + jQ = \frac{V_p V_r \text{Sen}(\alpha) - j(V_r \text{Cos}(\alpha) - V_p)}{2 \omega L} \quad (22)$$

Donde

$$P = \frac{V_p V_r \text{Sen}(\alpha)}{2 \omega L} \quad Q = \frac{V_p (V_r \text{Cos}(\alpha) - V_p)}{2 \omega L}$$

Como se desea que el rectificador tenga factor de potencia unitario, la corriente debe de estar en fase con el voltaje de red y por lo tanto la potencia reactiva es cero. Se puede determinar cuáles son el índice de modulación m y el ángulo α necesarios para cumplir las condiciones mencionadas.

$$Q = 0 = \frac{V_p (V_r \text{Cos}(\alpha) - V_p)}{2 \omega L} \Rightarrow V_r = \frac{V_p}{\text{Cos}(\alpha)} \quad (23)$$

$$P = \frac{V_p}{2} \frac{\text{Sen}(\alpha)}{\text{Cos}(\alpha) \omega L} \Rightarrow \text{Tan}(\alpha) = \frac{2P\omega L}{V_p^2} \quad (24)$$

De (20) y (23) el índice de modulación queda de la forma:

$$m = \frac{V_p}{V_{CD} \text{Cos}(\alpha)} \quad (25)$$

D. Diseño del controlador

Se proponen los siguientes requerimientos para la etapa de potencia:

$$P = 10 \text{ kW.}$$

$$V_{CD} = 400 \text{ V.}$$

$$v_{red} = 180 \text{ Sen}(\omega t)$$

$$\omega = 120\pi \text{ rad/s}$$

Si se propone $m = 0.5$, de la ecuación (25) se tiene:

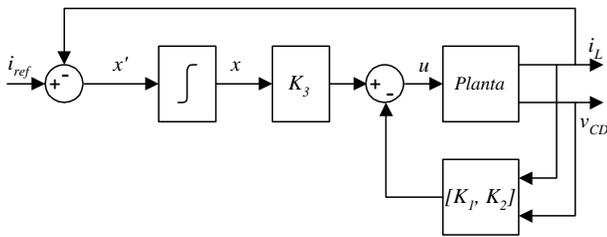


Fig. 4. Esquema de una planta controlada que incluye un controlador estabilizante por retroalimentación de estados y un controlador integral.

$$\cos(\alpha) = 0.9$$

De la ecuación (24)

$$L = \frac{V_p^2 \tan(\alpha)}{2P\omega} = 2.08 \text{ mH}$$

Para la potencia de 10 kW y el bus de CD de 400 V la resistencia de carga es $R=16 \Omega$.

Y el valor pico de la corriente para ese punto de operación queda:

$$I_{L0} = \frac{V_r \sin(\alpha)}{\omega L} = 111.17 \text{ A}$$

El capacitor necesario para mantener un rizo menor al 15% es $C=1880 \mu\text{F}$.

Si se quiere controlar la corriente i_L , a partir de los parámetros anteriores se obtiene el modelo lineal en el punto de operación ($I_{L0}=111.17$, $V_{CD0}=400$, $m=0.5$) y con $r_L=0.3 \Omega$, para este punto de operación se han tomado: el valor de amplitud pico de la corriente en la bobina i_L y el valor constante del voltaje v_{CD} en el bus de CD. Entonces para el punto de operación antes mencionado el modelo lineal queda de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -144.14 & -240.24 \\ 265.957 & -33.24 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -192194.87 \\ 59101.65 \end{bmatrix} m$$

$$I_L = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \end{bmatrix}$$

La matriz de controlabilidad es de rango completo con lo cual se verifica que el sistema es controlable [5,6]. También se verificó que el sistema es Hurwitz y por lo tanto los polos deseados en lazo cerrado se pueden colocar en cualquier lugar de la parte izquierda del plano complejo y con esto lograr la estabilización por retroalimentación de estados, sin embargo; esto sería válido solo para un punto de operación [7]. Si se quiere que el sistema amplíe su rango de operación y tolere variaciones en los parámetros del sistema entonces se puede utilizar un control integral como el de la figura 4.

Para el diseño del control integral [7], tomando como base la figura 4, la ley de control está dada por:

$$u = i_{ref} - [K_1 \quad K_2] \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \end{bmatrix} + K_3 x = i_{ref} - [K_1 \quad K_2 \quad -K_3] \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} \quad (26)$$

El sistema en lazo cerrado está dado por:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} + Bu = A \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} + B \left(i_{ref} - K \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} \right) \quad (27)$$

$$\text{Donde } K = [K_1 \quad K_2 \quad -K_3]$$

Se puede reescribir el sistema de forma aumentada quedando como sigue:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 1 \end{bmatrix} \left(i_{ref} - K \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} \right) \quad (28)$$

De esta forma el sistema en lazo cerrado con control integral queda de la forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} = (\mathcal{A} - \mathcal{B}K) \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} + \mathcal{B}i_{ref} \quad (29)$$

$$\text{Donde } \mathcal{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \text{ y } \mathcal{B} = \begin{bmatrix} B \\ 1 \end{bmatrix}$$

Para encontrar el vector de ganancias K que se utiliza para retroalimentar los estados se emplea el método de Ackerman [5]. Como se quiere controlar la corriente i_L , la cual se desea que siga una referencia de forma senoidal y que esté en fase con el voltaje de la red, la colocación de los polos se proponen a una frecuencia alta, pero que no sea mayor a la frecuencia de conmutación, para que tenga la capacidad de seguir a dicha referencia. Se proponen dos polos $-50426.5 \pm j17200.18$ que corresponden a una respuesta de segundo orden con un tiempo de establecimiento de 0.0001 segundos y un sobretiro del 1%. Sin embargo, se tiene un sistema de tercer orden; para proponer el tercer polo se observa que la función de transferencia del sistema en lazo abierto tiene un cero en -33.24 rad/s , de esta manera se puede colocar el tercer polo a esta frecuencia para poder cancelar el cero de la función de transferencia.

De todo lo anterior el vector de ganancias queda como sigue:

$$K = [K_1 \quad K_2 \quad -K_3] = [-0.50, -0.17, 14720.67]$$

El diagrama completo del sistema controlado se muestra en la figura 5. En esta figura se observa que existe un lazo

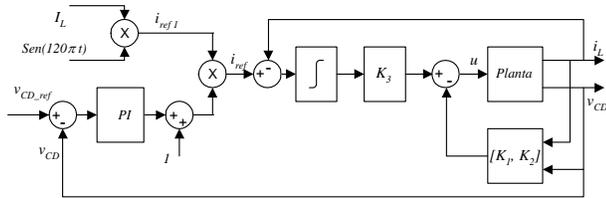


Fig. 5. Esquema completo del sistema controlado.

externo para el control de voltaje en el bus de CD, de tal manera que a través del control de la corriente se puede también especificar el voltaje deseado en CD. Esto es posible ya que al variar la amplitud de la corriente de referencia i_{ref} , varía el voltaje de CD. De esta manera con el control PI se logra que la planta siga el nivel de voltaje deseado modulando la amplitud de la corriente de referencia, la unidad que se suma a la salida del control PI es para no hacer cero la corriente de referencia.

Para generar la referencia i_{ref1} se toma en cuenta que la potencia de CA de lado de la red debe ser la misma que del lado de CD.

$$P_{CA} = \frac{V_p I_p}{2} = P_{CD} = v_{CD} i_{CD} = \frac{V_{CD}^2}{R}$$

$$\Rightarrow I_L = \frac{2V_{CD}^2}{R}$$

$$i_{ref} = I_L \text{Sen}(120\pi t)$$

La corriente i_{ref1} está en fase con el voltaje de red para que el factor de potencia sea unitario.

Para el controlador PI se utilizaron los siguientes parámetros $K_p=0.01$ y $K_i=0.1$ con los cuales se obtiene el desempeño que se muestra en el apartado de resultados. Con todo lo anterior el diseño del controlador queda completo.

III. PRUEBAS Y RESULTADOS

Las pruebas están estructuradas de la siguiente manera:

- Pruebas en lazo abierto.
- Pruebas en lazo cerrado sin cambio en los parámetros del modelo.
- Pruebas con cambios en la referencia del bus de CD, cambios en la amplitud del voltaje de la red y cambios en la carga

A. Pruebas en lazo abierto

La figura 6 muestra el esquema de la planta en Simulink, para ello se utilizaron las ecuaciones (5) y (6). Los parámetros usados son los siguientes:

$$V_{CD}=400 \text{ V.}$$

$$v_{red}=180\text{Sen}(\omega t), \omega=120\pi \text{ rad/s}$$

$$m=0.5$$

$$L=2 \text{ mH}$$

$$C=1880 \mu\text{F}$$

$$R=16 \Omega$$

$$\alpha=-0.45102 \text{ rad.}$$

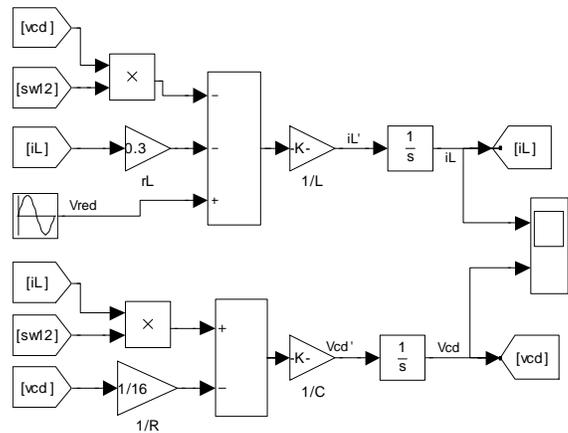


Fig. 6. Esquema del modelo no lineal de la planta.

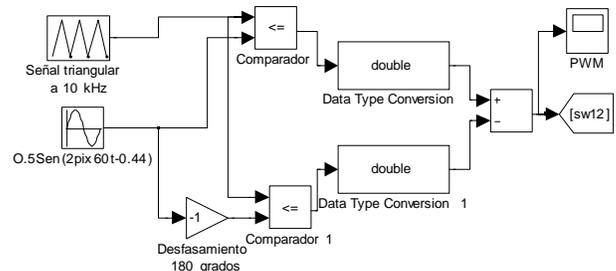


Fig. 7. Implementación de la técnica PWM de tres niveles en Simulink.

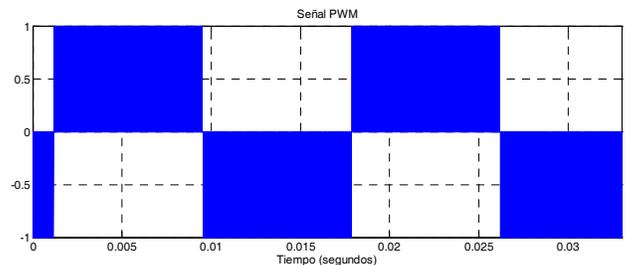


Fig. 8. Señal PWM de tres niveles a una frecuencia de conmutación de 10kHz.

La modulación por ancho de pulso de tres niveles se lleva a cabo como se muestra en la figura 7. Se utiliza una frecuencia de conmutación de 10 kHz, un índice de modulación de 0.5 a una frecuencia de línea de 60 Hz.

En la figura 8 se muestra la señal PWM de tres niveles.

En la figura 9 se muestran las variables de estado (i_L y v_{CD}) en lazo abierto del sistema no lineal de la figura 6 cuando se le aplica la señal PWM de la figura 8.

B. Pruebas en lazo cerrado

En la figura 10 se muestra el esquema en Simulink del sistema en lazo cerrado.

Para la primera prueba se eligió una referencia de 300V para el bus de CD. En la figura 11 se muestra la corriente i_L y la corriente de referencia i_{ref} podemos observar que a partir de 0.025 segundos la salida (i_L) sigue con error de

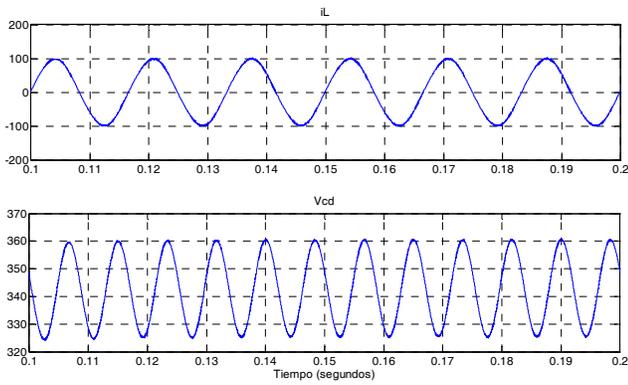


Fig. 9. Gráfica de las variables de estado (i_L y v_{CD}) en lazo abierto del modelo no lineal.

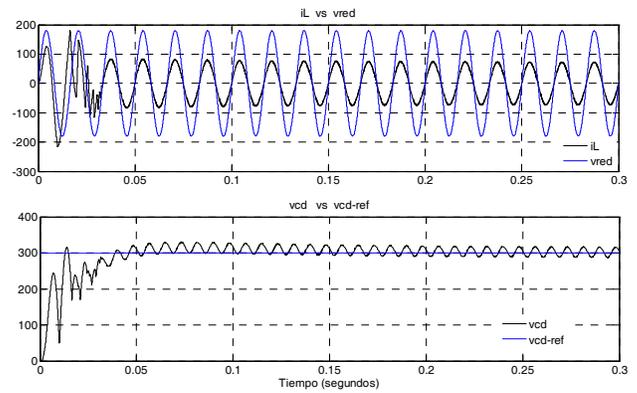


Fig. 12. Gráfica de los estados i_L y v_{CD} en lazo cerrado para una referencia en $v_{CD_REF}=300$ V.

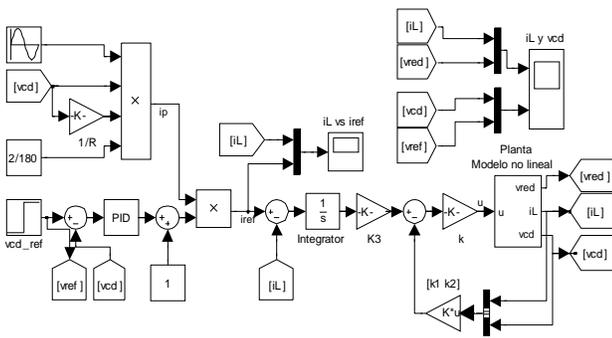


Fig. 10. Implementación del sistema en lazo cerrado en Simulink.

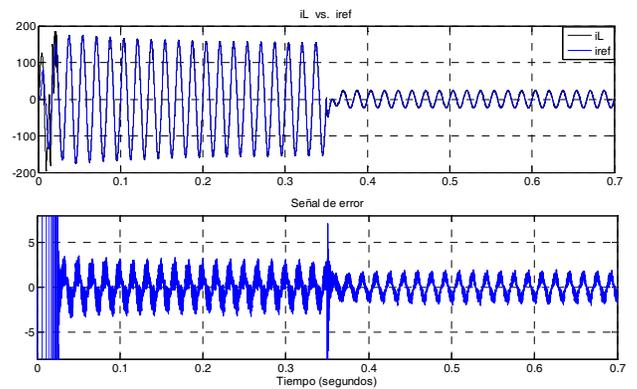


Fig. 13. Gráfica de la corriente i_L cuando hay un cambio en v_{CD_REF} de 400V a 180V.

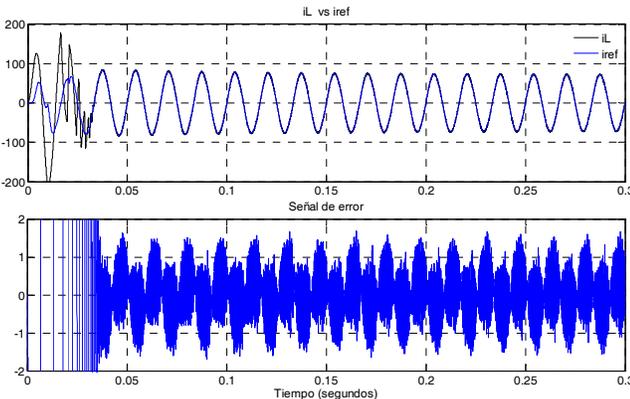


Fig. 11. Gráfica de i_L contra i_{ref} y el error entre ambas.

aproximadamente 1.5 A, que equivale aproximadamente al 2% de error.

En la figura 12 se presenta nuevamente la corriente junto con el voltaje de red, con la finalidad de mostrar que se encuentran en fase. Se estimó el factor de potencia (fp) el cual resultó ser del 0.9997 y también se hizo una estimación de la distorsión armónica total (THD) para la corriente en la bobina la cual resultó ser del 1.9%. En esta misma figura se presenta el voltaje de CD donde se observa que se tiene un rizo menor al 15% y que se establece alrededor de la referencia.

C. Pruebas en lazo cerrado haciendo cambios en: v_{CD_ref} , la amplitud del voltaje de red y la carga.

Cambios en la referencia de voltaje.

Haciendo cambios en la referencia del bus de CD se determinó que el controlador trabaja bien entre 180 V y 400V, para referencias fuera de este rango el controlador no funciona bien; esto era de esperarse ya que fue diseñado para 400V y no puede operar a menos de 180 V debido a que trabaja como elevador y el voltaje pico de red es de 180 V, esto se observa en la figura 13. En las gráficas se puede observar como la corriente de referencia es seguida por la corriente de salida (i_L) con un error de aproximadamente el 2% no importando el cambio de referencia. Cuando el voltaje de CD está en 400 V se tiene $fp=0.9998$ y la $THD=3.2\%$, después del cambio de referencia a 180V se sigue manteniendo el mismo fp y ahora se tiene una $THD=1.6\%$ para la corriente en la bobina.

En el lado de CD también se sigue la referencia, pero en este caso se nota que hay una disminución en el rizo de voltaje.

Cambios en la amplitud del voltaje de red.

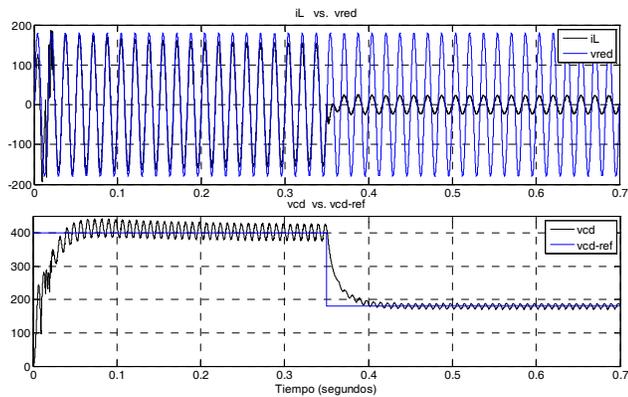


Fig. 14. Gráficas de la corriente i_L vs v_{red} y de v_{CD} vs v_{CD_REF} cuando hay un cambio en v_{CD_REF} de 400V a 180V.

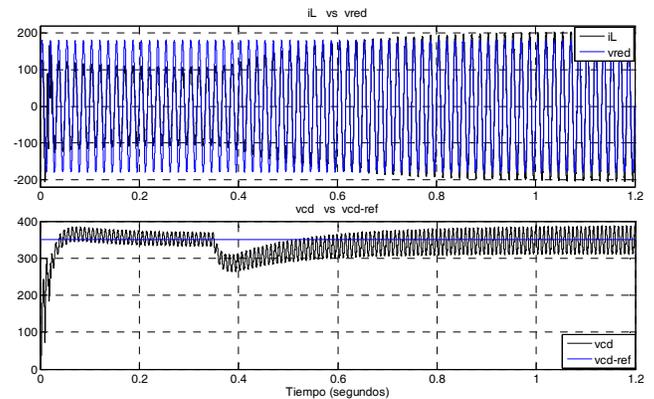


Fig. 16. Cambio de carga de 16Ω a 10Ω con v_{CD_ref} de 350V.

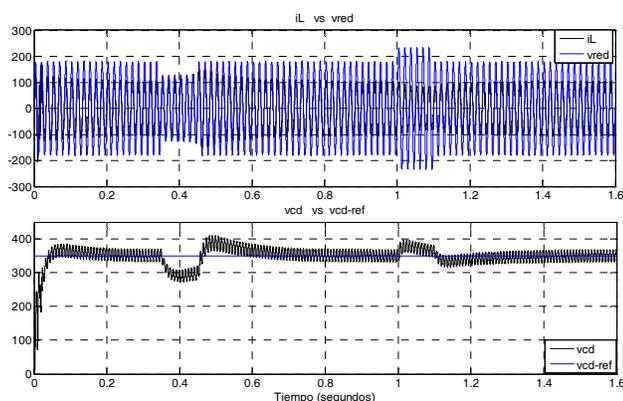


Fig. 15. Sag y swell de 30% con una duración de 100 ms cuando v_{CD_ref} está a 350V.

En la figura 15 se muestran cómo responde el controlador ante un *sag* y un *swell* ambos de 30% con una duración de 100 ms. El *sag* comienza en 0.35 segundos y el *swell* en 1 segundo. Como se puede apreciar en la figura, el sistema se recupera del *sag* en aproximadamente 0.45 segundos y del *swell* en aproximadamente 0.4 segundos. En este caso se tiene el $fp=0.9995$ y una *THD* de la corriente en la bobina (i_L) alrededor de 2.7%.

Cambios en la carga

En la figura 16 se muestra el máximo cambio de carga que tolera el controlador el cual es de 16Ω a 10Ω. En lo que respecta a la corriente esta se mantiene en fase con la línea en este rango de operación y como en los casos anteriores sigue a la referencia con un error debajo del 3%. En este caso, antes del cambio de carga, se tiene un $fp=0.9995$ y una *THD* de la corriente en la bobina (i_L) alrededor de 2.7%; después del cambio de carga a 10Ω se tiene un $fp=0.9987$ y una *THD* de la corriente en la bobina (i_L) alrededor de 3.7%. Los resultados cuando la carga es mayor a 16Ω no se muestran, sin embargo; el controlador trabaja bien.

Finalmente en la figura 17 se presenta una gráfica de la señal de control con la finalidad de tener una representación de cómo se adapta dicha señal de control ante condiciones

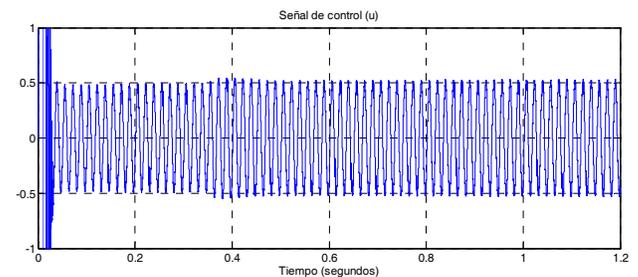


Fig. 17. Señal de control para un cambio de carga de 16Ω a 10Ω con v_{CD_ref} de 350V.

transitorias, en este caso se muestra para el cambio de carga de 16 Ω a 10 Ω.

IV. CONCLUSIONES

Se ha mostrado como llevar a cabo el diseño de un controlador lineal aplicado a un sistema no lineal, en este caso un rectificador monofásico PWM. De acuerdo a los resultados se puede decir que aun cuando el diseño se hizo para un punto de operación específico, es posible ampliar el rango de operación debido a la introducción de un controlador integral. En términos generales se pudiera concluir que el controlador lineal tiene buen desempeño considerando que está controlando una planta no lineal y por lo tanto la metodología de diseño ha quedado validada.

REFERENCIAS

- [1] Rashid Muhammad, Rodríguez José, Weinstein Alejandro; "Single-Phase Controlled Rectifiers", Power electronics Handbook, Academic Press 2001, pp. 169-182.
- [2] Rodríguez, J.R.; Dixon, J.W.; Espinoza, J.R.; Pontt, J.; Lezana, P., "PWM regenerative rectifiers: state of the art", Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 52, Issue 1, Feb. 2005 Page(s): 5 – 22.
- [3] Kazmierkowski Marian P., Krishnan R. Blaabjerg Frede, *Control in Power Electronics selected problems*, Academic Press, 2002.
- [4] Rashid Muhammad H. *Electrónica de Potencia Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, Tercera Ed., Pearson, Prentice Hall, 2004.
- [5] Chen Chi-Tsong, *Linear System Theory and Design*. Oxford 3rd Ed. 1999.
- [6] Nise Norman S. *Sistemas de Control para Ingeniería*, tercera Ed. 2006.
- [7] Khalil Hassan K., *Nonlinear Systems*, Third Ed. 2002.



Pérez R. Javier obtuvo el título de Lic. en electrónica en la Universidad Autónoma de Puebla en 1999, el grado de Maestro en Ciencias en Ing. Electrónica en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, en Cuernavaca Morelos, en el 2000.

Del 2000 a la fecha labora como profesor de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Sonora, en Ciudad Obregón, Sonora, México. Actualmente se encuentra realizando estudios

de doctorado en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en el programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería. Sus áreas de interés son: control automático y electrónica de potencia.



Núñez G. Ciro Alberto obtuvo el grado de Ingeniero Industrial en electrónica por el Instituto Tecnológico de San Luis Potosí (ITSLP) en 1993. Hizo estudios de maestría y doctorado en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) obteniendo los grados en 1997 y 2002 respectivamente.

Actualmente trabaja en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, en la Facultad de Ingeniería donde es docente en el área de

Ingeniería Eléctrica y en el Posgrado en eléctrica de la Facultad de Ingeniería. Tiene como líneas de investigación temas relacionados con Calidad de la red eléctrica, compensación de factor de potencia, sistemas de rectificación trifásica y electrónica de potencia.

El Dr. Ciro Núñez participa como miembro de sociedades técnicas tales como IEEE Power Electronics Society e IEEE Industry Applications

Society. Asimismo es miembro fundador de la Sociedad Mexicana de Electrónica de Potencia (SOMEPE).



Cárdenas G. Víctor M. obtuvo el grado de Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en 1992. Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica especialidad Electrónica de Potencia por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET en 1994. Doctor en Ciencias en Ingeniería opción Electrónica de Potencia por el CENIDET en 1999.

Desde el año 2000 tiene el nombramiento de Profesor – Investigador en la Universidad

Autónoma de San Luis Potosí en el programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería. Ha sido Profesor – Investigador en el Posgrado de Electrónica de Potencia del Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. Ha realizado estancias de investigación en la Universidad Nacional de Educación a Distancia, España, en la Universidad de Oviedo, España y en la Universidad de Concepción, Chile. Ha desarrollado diversos proyectos de investigación relacionados con desarrollo y vinculación tecnológica para empresas privadas y departamentos gubernamentales. Su línea de Investigación está centrada en los temas de Calidad de la Energía Eléctrica (Power Quality, FACTS, Active Filters), Sistemas de Alimentación Ininterrumpible, Variadores de velocidad para motores de corriente alterna y sistemas de electrónica de potencia.

El Dr. Cárdenas es miembro de Power Electronics Society, Industry Electronics Society, Power Engineering Society and Industrial Electronics Society del IEEE. Es socio fundador y Vicepresidente de la Sociedad Mexicana de Electrónica de Potencia.



RIEE&C

Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

**AGRADECE AL GRUPO DE REVISORES QUE COLABORARON
EN LA PRESENTE EDICIÓN**

**Andrés Othón Pizarro Lerma
Claudia Hernández Gutiérrez
Elías José Juan Rodríguez Segura
Jesús Héctor Hernández López
José Antonio Beristáin Jiménez
Rafael León Velásquez
Raymundo Márquez Borbón
Sergio Busquets Monge**



RIEE&C

Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

INVITACIÓN A FORMAR PARTE DEL COMITÉ REVISOR

El Instituto Tecnológico de Sonora a través del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica pone en marcha la Revista RIEE&C (ISSN: 1870-9532) con el fin de coadyuvar a la difusión científica y cultural en el país en las áreas de Electrónica, Eléctrica y Sistemas Computacionales. RIEE&C es un espacio donde se pueden publicar resultados científicos y de desarrollo tecnológico tanto para investigadores como para estudiantes de nivel superior.

En esta revista se publican artículos de investigación con resultados originales y deseamos que dichos artículos estén sujetos a un estricto arbitraje realizado por investigadores líderes en su especialidad, adscritos a instituciones nacionales y extranjeras. Lo anterior con el objetivo de ser incluida en el índice de revistas reconocidas por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACYT.

Por lo anterior le hacemos una cordial invitación para que forme parte del grupo de revisores de la revista RIEE&C. En busca de indexarse, RIEE&C crea un expediente de cada uno de sus revisores, por lo que en caso de aceptar la invitación, se le solicita envíe su currículum vitae así como una copia de la cédula profesional o copia del título del máximo grado académico obtenido. Es importante que su currículum contenga datos como:

- Número de cédula profesional.
- Grado académico.
- Áreas de interés.
- Centro de trabajo.

Estos datos deberán ser enviados a la dirección de correo electrónico rieecandc@itson.mx. También le invitamos a conocer nuestra página electrónica en la dirección <http://www.itson.mx/rieecandc>.

Atentamente

José Antonio Beristáin Jiménez
Editor en Jefe de la RIEE&C
Instituto Tecnológico de Sonora
Departamento de Ing. Eléctrica y Electrónica



RIEE&C

Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación

INFORMACIÓN PARA LOS AUTORES

RIEE&C, Revista de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Computación (ISSN: 1870-9532) se publica semestralmente. Se aceptan artículos originales en aplicaciones de la ciencia, desarrollo de nueva tecnología o soluciones eficientes de ingeniería, siempre y cuando no hayan sido publicados o estén bajo consideración para publicarse en alguna otra revista.

Todos los documentos deberán enviarse al editor en jefe de RIEE&C, José Antonio Beristáin Jiménez, por e-mail a: rieandc@itson.mx

Los artículos se revisarán por especialistas en el área y dictaminarán si el artículo es apropiado para su publicación. No se deberán enviar manuscritos directamente a los editores asociados.

Los manuscritos enviados por los autores deberán seguir el formato que muestra la guía para el autor, la cual se encuentra en la página de internet <http://www.itson.mx/rieandc>.

RIEE&C

Contenido

Tendencias Actuales en el Diseño de Convertidores de Potencia para Aplicaciones en Fuentes de Energía Renovables.

Chan-Puc Freddy, Calleja G. Hugo, Sánchez H. Víctor y Acosta O. Roberto, Tores M. Emmanuel

1

Control Lineal para un Rectificador Monofásico PWM Puente Completo.

Pérez R. Javier, Núñez G. Ciro A. y Cárdenas G. Víctor M.

8

