

Convertidor CD-CD de Puente Completo con Enlace en CA a Media Frecuencia

B. Prado*, M. Sosa*, A. Tobías*, V. Cárdenas*, E. Flores**, R. Álvarez-Salas

*Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
San Luis Potosí, S. L. P., México (e-mails: abraxas.ieee@gmail.com, marco.antonio.sosa.vazquez@alumnos.uaslp.edu.mx,
agustin.tobias@alumnos.uaslp.edu.mx, vcardena@uaslp.mx, ralvarez@uaslp.mx)
Teléfono: (52) 444 8173381

**Instituto Tecnológico de San Luis Potosí, San Luis Potosí, S. L. P., México,
(e-mail: efren.flores@itslp.edu.mx)

Resumen: En este trabajo se presenta el estudio del comportamiento, desempeño y respuesta que tiene un convertidor CD-CD multietapa de puente completo operando a baja tensión con una capacidad de 30 kW. Este convertidor cuenta con enlace en CA a través de un transformador de estado sólido (TES) operando a media frecuencia (10 kHz), con la finalidad de reducir el tamaño y peso del transformador. Se realiza la validación del modelo en simulación, así como su análisis de estabilidad y desempeño. Finalmente los resultados son comparados con los de un controlador por retroalimentación de estados.

Palabras clave: Convertidor CD-CD, fuentes alternas de energía, baja tensión.

1. INTRODUCCIÓN

La generación distribuida basada en fuentes alternas de energía renovables ha tenido un significativo desarrollo en la última década, en particular para sistemas eólicos y fotovoltaicos. En un futuro cercano se espera que el manejo inteligente de la energía eléctrica sea capaz de integrar grandes sistemas de generación renovable distribuida de energía eléctrica al igual que diferentes fuentes de energía renovables (Fan et al., 2010). Sin embargo, aún es necesario resolver el problema de la intermitencia de dichas fuentes de energía (Ademovic et al., 2014).

Los convertidores de electrónica de potencia son un elemento fundamental para poder incorporar la energía eléctrica generada por las fuentes alternas de energía en la red eléctrica. Su principal objetivo es acoplar la fuente de generación, ya sea en CA o en CD, variante en el tiempo, con la tensión de la red eléctrica en CA en condiciones de tensión y frecuencia reguladas. Aunado a lo anterior, se debe considerar la potencia variable que puede suministrar la fuente de generación, en función de las condiciones climatológicas.

Entre las diferentes características que este tipo de convertidores debe cumplir se cuentan: tamaño y peso reducido, aislamiento eléctrico entre la tensión de entrada y salida, alta eficiencia, operación ante condiciones de entrada y salida variantes en el tiempo, entre otras. Para poder manejar estas condiciones es necesario incrementar la densidad de potencia, lo cual se puede conseguir a partir de una mayor frecuencia de conmutación. Esto se logra ya que el volumen y peso del elemento pasivos (condensadores, bobinas y transformadores) se reducen considerablemente (Falcones et al., 2013).

Entre las diferentes configuraciones de convertidores de electrónica de potencia con procesamiento completo de energía, (Zhu et al., 2012) la configuración multietapa CA-CD/CD-CA que se muestra en la Fig. 1, es la que puede proporcionar mayor número de ventajas (Lai et al. 2005): escalamiento de tensión, aislamiento eléctrico, bus de CD adicional, manejo de potencia reactiva. Sin embargo, al ser una configuración en cascada, es fundamental que la eficiencia por etapa sea lo más alta posible.

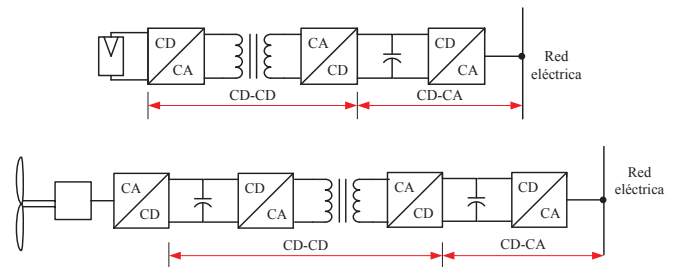


Fig 1. Estructuras multietapa para acoplar generadores eólicos y sistemas fotovoltaicos.

Existe un compromiso entre la eficiencia y la densidad de potencia: incrementar la frecuencia de conmutación permite reducir el tamaño de los elementos pasivos, pero afecta la eficiencia del convertidor al incrementarse las pérdidas por conmutación en los semiconductores de potencia. Semiconductores basados en IGBT y MOSFET permiten un punto de equilibrio entre densidad de potencia y eficiencia para potencias superiores a 10 kW, a frecuencias de conmutación en torno a 10 kHz (Fan et al., 2010).

Los convertidores CD/CD pueden ser utilizados para incrementar y regular la tensión de una fuente de CD (panel solar o generador eólico). Por lo tanto, es necesario que la estrategia de control en el convertidor mantenga la regulación

del bus de CD ante condiciones de operación variantes en el tiempo. Además, el aislamiento eléctrico que se lleva a cabo en el convertidor CD/CD, se realiza incorporando un transformador que opera en media o alta frecuencia.

Para poder realizar el acoplamiento con la red eléctrica, es necesario el uso de un inversor (CD/CA). El cual, para el caso monofásico genera un rizo de corriente de baja frecuencia en el bus de CD, lo que significa una corriente de salida para el convertidor CD/CD variante en el tiempo, con un valor pico significativamente mayor al valor promedio.

El objetivo de este trabajo se centra en el estudio del convertidor CD-CD multietapa de puente completo con aislamiento en media frecuencia. Así como del diseño del controlador, sintonización y resultados obtenidos de desempeño. Finalizando con una comparación de resultados con un controlador por retroalimentación de estados. Considerando como una carga un convertidor CD/CA para acoplar a la red eléctrica.

2. TOPOLOGÍA Y OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR CD-CD DE PUENTE COMPLETO

En la Fig. 2 se muestra el circuito esquemático de un convertidor CD-CD, el cual está constituido por un convertidor puente completo (S_1 a S_4 , cada uno compuesto por un IGBT y un diodo), un transformador de enlace de media frecuencia con una ganancia $1:n$, un puente de diodos (D_5 a D_8), un filtro LC de salida y carga resistiva (Aksoy et al., 2015).

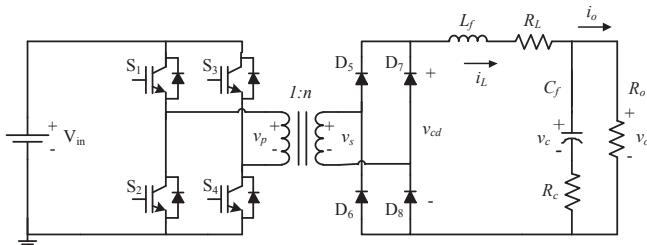


Fig. 2. Convertidor CD-CD de puente completo.

La forma de operación de este convertidor se muestra en la Fig. 3 y está determinada principalmente por la operación de las señales S_1 a S_4 . S_1 y S_2 son señales complementarias, es decir, los dos IGBT nunca están activos simultáneamente. Lo mismo aplica para S_3 y S_4 . La señal de control de modulación de anchura de pulso (PWM) tiene como entrada de control el ciclo de trabajo el cual produce los pulsos apropiados al convertidor. El ciclo de trabajo para este convertidor está definido como el desfase entre la activación y desactivación de S_1 y S_3 , al igual que de S_2 y S_4 , sus valores están acotado a $D \leq 0.5$.

En la Fig. 3 se muestran las principales formas de onda del circuito. En la primera etapa de conversión, cuando S_2 y S_3 están encendidos $v_p = -V_{in}$, y cuando S_1 y S_4 están encendidos $v_p = V_{in}$; $v_p = 0$ en los demás casos. En la segunda etapa de conversión se aprecia que en v_s solo se tiene un escalamiento n con respecto a la tensión de entrada v_p . En la última etapa (CA-CD) se tiene un puente completo de diodos el cual se encarga de que la tensión siempre sea positiva, seguida de un

filtro LC para mantener la tensión de salida v_o en el valor deseado, con un bajo rizo de tensión.

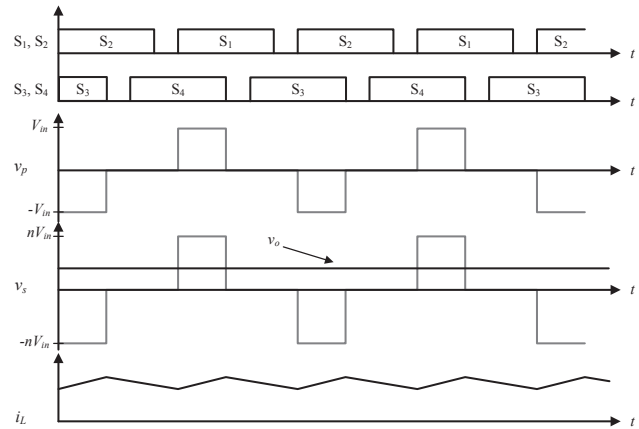


Fig. 3. Operación ideal del convertidor CD-CD.

3. MODELADO DEL CONVERTIDOR

Para obtener el modelo del convertidor de puente completo que se muestra en la Fig. 2 se toman en cuenta las siguientes consideraciones (Ghadimi et al. 2007):

- La tensión de entrada (v_{in}) es ideal.
- El filtro de segundo orden contiene elementos parásitos resistivos (R_L y R_c), debido a que afectan la eficiencia total del sistema a analizar.
- El filtro de segundo orden es diseñado de manera que la corriente del inductor (i_L) es continua en cada periodo de conmutación.

Por lo tanto, para el modelo promedio se toman en cuenta únicamente dos modos de operación que garantizan la continuidad de la corriente.

En el modo I los interruptores S_1 y S_4 están encendidos y la corriente recorre las vías del transformador y los diodos D_5 y D_8 . En el modo II todos los interruptores se encuentran apagados y la corriente de carga fluye a través del puente de diodos.

Utilizando leyes de Kirchoff en ambos modos de operación y el método de promediado en espacio de estados (Hart, 1997) el modelo promedio de este convertidor resulta en las siguientes expresiones:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_L}{L} + \frac{R_o R_c}{L(R_o + R_c)}\right) & \left(\frac{R_c}{L(R_o + R_c)} - \frac{1}{L}\right) \\ \frac{R_o}{C(R_o + R_c)} & -\frac{1}{C(R_o + R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{2nV_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D \quad (8)$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Donde las variables de estado son la corriente del inductor $i_L = x_1$ y el voltaje del capacitor $v_c = x_2$.

4. VALIDACIÓN DEL MODELO

Para validar el modelo propuesto se utiliza el software de PSIM en co-simulación con MATLAB. Se propone un sistema de 30 kW con los parámetros que se muestran en el Cuadro 1.

Cuadro 1. Parámetros del sistema

Parámetro	Valor
Tensión de entrada (V_{in})	300 V
Frecuencia de conmutación (f)	10 kHz
Relación de transformación (n)	1.6
Inductor del filtro (L_f)	175 μ H
Capacitor del filtro (C_f)	36 μ F
Resistencia parásita del inductor (R_L)	100 m Ω
Resistencia parásita del capacitor (R_C)	1.93 m Ω

La Fig. 4 muestra la tensión y corriente de salida del sistema actual y el sistema modelado por (8) y (9) ante un cambio en el ciclo de trabajo que se presenta en 0.02 segundos (de 0.2 a 0.45), así como de un cambio de carga en 0.04 segundos (de 100% a 10%). De igual manera, se muestran los errores en tensión y corriente entre los valores ideales y de modelo. Se observa que el resultado del modelo promedio sigue la trayectoria del modelo del circuito real ante los cambios realizados en la simulación.

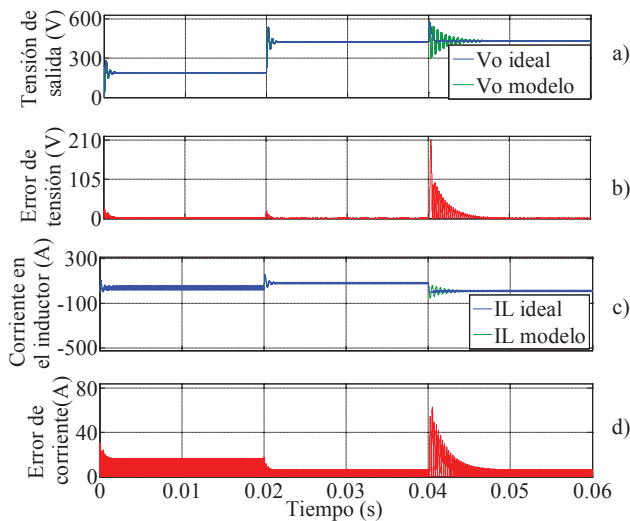


Fig. 4. Resultado en tensión y corriente de la validación ante cambio de ciclo de trabajo (D) y cambio de carga R_o .

De lo anterior se tiene que el máximo error obtenido en tensión y corriente se encuentra durante los transitorios con un valor de 210 V en tensión y alrededor de 70 A en corriente. Los errores presentes se deben principalmente a que el método de obtención del modelo considera un valor medio de las variables de estado en un periodo de conmutación, lo cual resulta en una aproximación al valor real obtenido en PSIM, por lo cual los resultados son mejor aproximados en su operación en estado estable.

5. DISEÑO DEL SISTEMA DE CONTROL

El objetivo de controlador es mantener regulada la tensión de salida v_o del convertidor CD/CD en un valor de referencia ante perturbaciones que se presenten en la entrada. Para ello

se considera la carga resistiva R_o y el diseño del controlador PI en el cual se tiene el sistema en lazo cerrado de la Fig. 5.

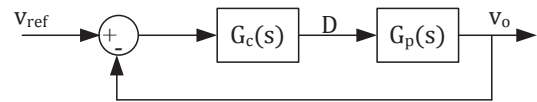


Fig. 5. Sistema con el controlador PI en lazo cerrado.

Donde la función de transferencia $G_p(s)$ se calcula a partir de (8) y (9), la cual está dada por la siguiente expresión:

$$G_p(s) = \frac{v_o}{D} = \frac{\frac{2nR_oV_{in}}{C_fL_f(R_o+R_c)}}{s^2 + \left(\frac{L_f + C_fR_oR_c + C_fR_oR_L + C_fR_cR_L}{C_fL_f(R_o+R_c)} \right) s + \frac{R_o + R_L}{C_fL_f(R_o+R_c)}} \quad (10)$$

Y un controlador PI con la forma:

$$G_c(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (11)$$

Para cumplir con el objetivo de control, se sintonizan las ganancias mediante una técnica basada en la D-Partición (Hypiusova et al., 2010). La cual consiste en mapear el plano de los parámetros (k_p , k_i) sobre el plano de las raíces de la ecuación característica con un margen de fase deseado, en este caso de 50° (Tseng et al., 2011).

La D-Partición encuentra los intervalos y los puntos en donde las raíces de la ecuación característica cruzan la frontera de estabilidad.

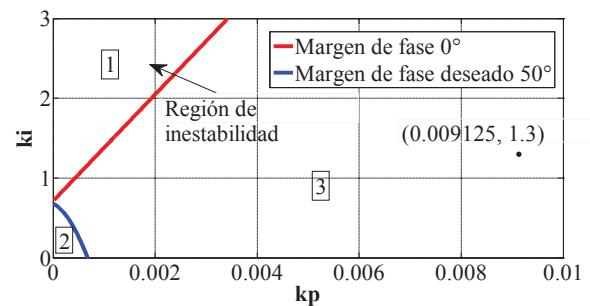


Fig. 5. Plano de parámetros (k_p , k_i).

Como se muestra en la Fig. 5, existen tres regiones para este caso de estudio. La región 1 que se encuentra por encima de la línea roja (frontera de estabilidad), contiene al conjunto de parámetros (k_p , k_i) que llevan a la inestabilidad el sistema. La región 2 que se encuentra por debajo de la línea azul, contiene el conjunto de parámetros cuya respuesta del sistema es estable pero con un tiempo de asentamiento mayor. Los parámetros que se encuentran en la región 3 tienen la característica de que la respuesta del sistema es estable y tiene mejores tiempos de respuesta que la región 2. Debido a lo anterior se optó por las ganancias $k_p=0.009125$ y $k_i=1.3$.

Considerando la posterior implementación del sistema y sus controladores se utiliza la forma discreta del controlador PI dada por la ecuación que se muestra a continuación utilizando una frecuencia de muestro de 10 kHz.

$$G_c(z) = \frac{0.00919z - 0.00906}{z - 1} \quad (12)$$

Resultando en la siguiente ley de control discreta:

$$d[k] = d[k - 1] + 0.00919e[k] - 0.00906e[k - 1] \quad (13)$$

6. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Los resultados de simulación que se presentan a continuación muestran la evaluación del desempeño obtenido con el controlador PI que se sintonizó en la Sección 5, en los cuales es posible observar la respuesta del sistema ante distintas condiciones en la entrada y en la carga. También se considera el capacitor del filtro LC con un valor $C_f = 2200\mu\text{F}$.

5.1 Cambio de plena carga a 10% del valor nominal

En este caso de estudio se considera la operación del convertidor ante una entrada constante V_{in} de 300 V, y un cambio de plena carga a 10% de su carga nominal teniendo una carga puramente resistiva a la salida del filtro LC.

La Fig. 6 muestra los valores de los resultados de operación para la a) tensión de salida v_o , b) corriente de salida i_o , c) ciclo de trabajo D y d) potencia P_o , donde se puede observar que una vez que el convertidor alcanza la operación a plena carga y en estado estable, al tiempo $t=0.1$ s se retira el 90% de la carga para posteriormente reanudar la carga nominal al tiempo $t=0.2$ s.

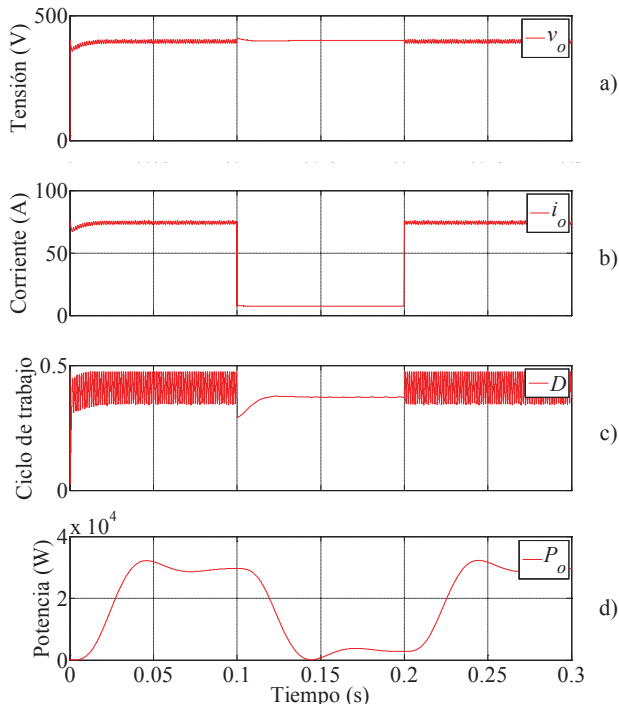


Fig. 6. Operación del convertidor ante un cambio de carga del 50% de su valor nominal.

La Fig. 7 muestra el error obtenido en tensión y corriente al realizar el cambio de carga a la salida.

De esta prueba se obtiene que el sistema es capaz de conservar su operación ante este cambio en la carga de salida.

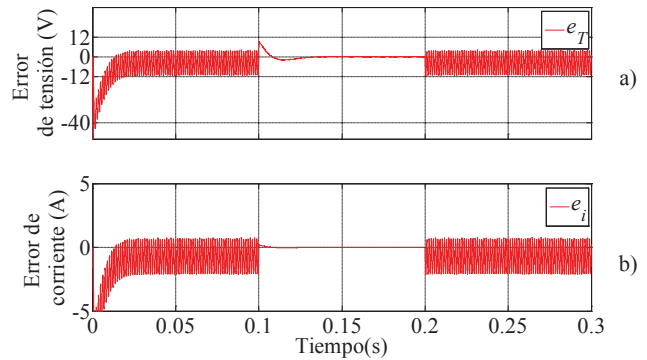


Fig. 7. Error absoluto de tensión y corriente ante el cambio de carga. También se observa que el error de tensión obtenido se encuentra dentro de un rango de 3% del voltaje esperado lo cual representa un buen parámetro de desempeño del sistema.

5.2 Regulación de la referencia de voltaje

En este caso se pone a prueba el desempeño del controlador ante el seguimiento en el cambio de la referencia de voltaje con escalones de 20 V desde 380 V hasta llegar a 440 V, teniendo en cuenta que el valor de diseño es de 400 V y considerando una entrada constante $V_{in} = 300$ V así como una carga constante a la salida.

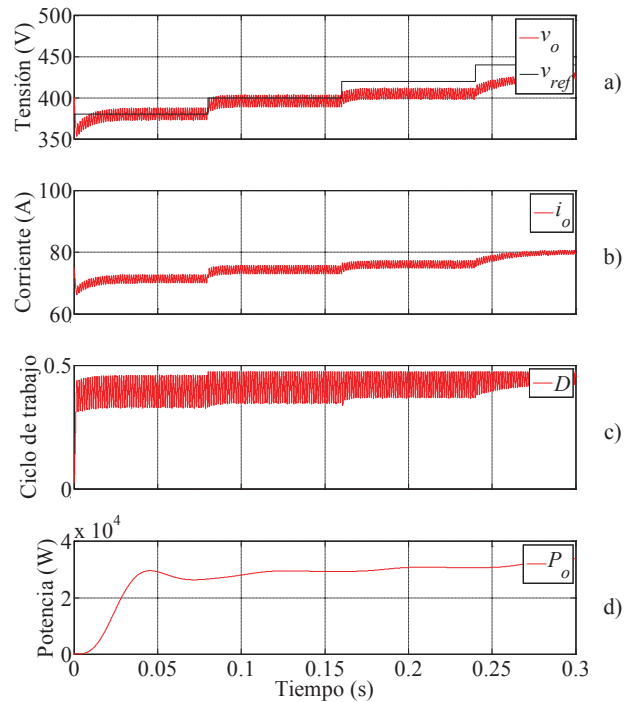


Fig. 8. Desempeño de los controladores ante un cambio en la referencia de voltaje.

La Fig. 8 muestra a) la tensión de salida v_o , b) la corriente de salida i_o , c) el ciclo de trabajo D y d) la potencia de salida del sistema P_o , donde es posible observar que se tiene un buen seguimiento hasta antes del valor de 420 V pero cumple el seguimiento para valores de 380 V y 400 V dentro de los cuales se encuentra el valor para el cual fue diseñado; también se observan los tiempos de respuesta menores a 10 ms y no se observan sobretiros considerables.

La Fig. 9 muestra el error obtenido en tensión y corriente ante la regulación, los cuales al igual que ante un cambio de referencia se encuentran dentro de un 3% de diferencia del valor esperado.

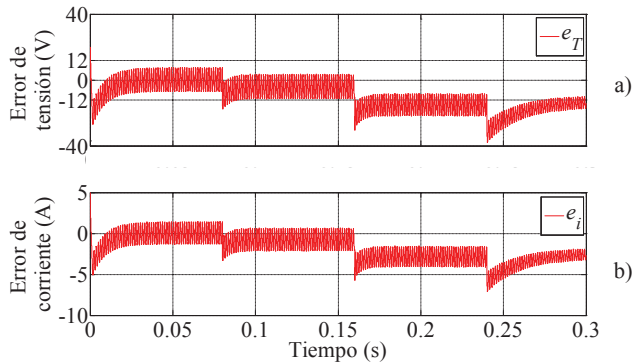


Fig. 9. Error absoluto de tensión y corriente ante regulación en la referencia.

De lo anterior se observa que el controlador tiene un buen desempeño ante el cambio de la referencia de voltaje y el error más grande se debe a que el sistema físicamente no es capaz de seguir dicha referencia y por lo tanto el controlador se satura.

5.1 Desempeño de los controladores ante una entrada variable y un inversor como carga no lineal variante en el tiempo

Tomando en cuenta la posterior implementación de este convertidor se considera la operación del sistema ante una entrada de tensión V_{in} de 300 V con un rizo de 10% y una carga no lineal a la salida simulando un inversor que consume la carga nominal del convertidor, como se muestra en el diagrama de la Fig. 10 y el cual tiene una moduladora con frecuencia de 60 Hz. También se considera en este caso que cuando el convertidor opera a carga nominal en estado estable, en el tiempo $t=0.1041$ s se retira por completo la carga a la salida del inversor y posteriormente se vuelve a reanudar el 100% de la carga en el tiempo $t=0.1541$ s.

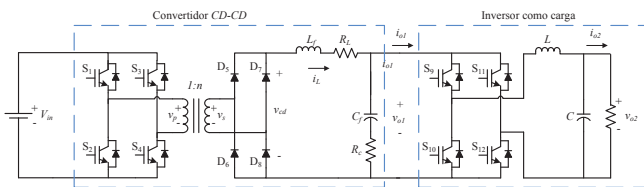


Fig. 10. Convertidor CD-CD de puente completo con un inversor como carga.

Con fines comparativos se considera la respuesta de un controlador por retroalimentación de estados adicional a la respuesta dada por el controlador PI. La Fig. 11 muestra la respuesta del sistema ante las condiciones descritas, donde se puede observar a) la tensión de entrada V_{in} con el rizo propuesto, b) la tensión de salida v_o , el cuales es posible observar un mejor desempeño dado por el controlador PI y en el caso del controlador RE es capaz de volver a su operación en estado estable ante el cambio de carga sin tener sobretiros considerables en ambos casos, así como c) la corriente a la salida del convertidor CD-CD con un rizo de

corriente de 120 Hz y d) la potencia a la salida del sistema, donde los subíndices RE y PI corresponden al control por retroalimentación de estados y al controlador proporcional integral.

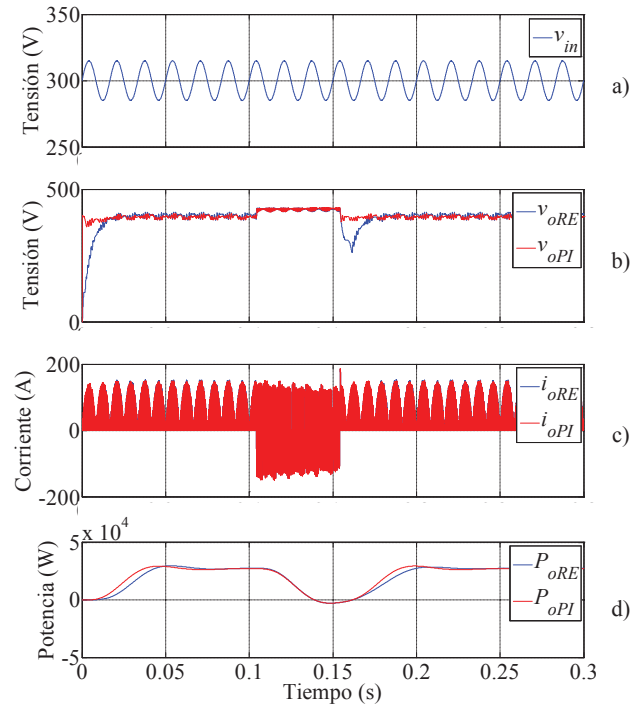


Fig. 11. Respuesta de los controladores considerando un inversor como carga.

La Figura 12 muestra el error en tensión obtenido cuando se tiene un inversor como carga a la salida del convertidor CD-CD, el cual se encuentra dentro del 3% del valor esperado cuando el sistema se encuentra en condiciones normales de operación y cuando se retira por completo la carga este aumenta debido a que se acumula energía en el condensador de salida.

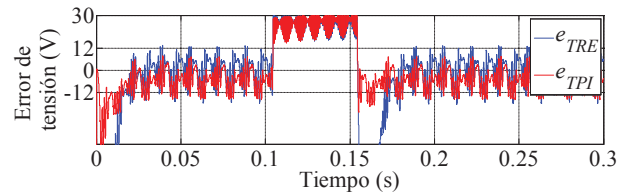


Fig. 12. Error absoluto en tensión con un inversor como carga.

Es posible observar en la respuesta que el controlador PI tiene un tiempo de respuesta más rápido que el controlador RE, donde el tiempo de asentamiento de este controlador en su voltaje de salida es de 0.02 s.

7. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

Como resultados experimentales para la validación del trabajo reportado, se muestran en la Fig. 13 y Fig. 14 el comportamiento en lazo cerrado del prototipo ante cambios de carga de 250 W a 2.5 kW y viceversa, con un voltaje de salida del filtro LC de 300V. En color cian se puede observar el voltaje de salida del convertidor CD-CD, en color rosa la

corriente en la carga y en color rojo la potencia en la salida. En el caso de la Fig. 13, también se puede observar el comportamiento del voltaje PWM en el primario del transformador de enlace. En este caso la carga utilizada fue puramente resistiva.

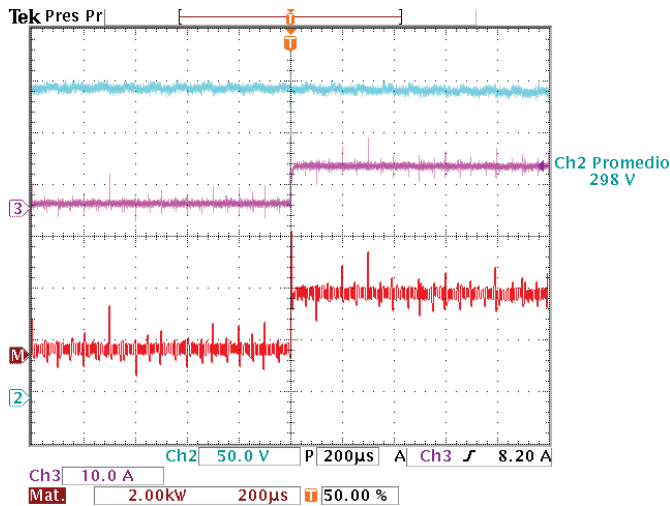


Fig.13. Respuesta del sistema ante un aumento en la carga.

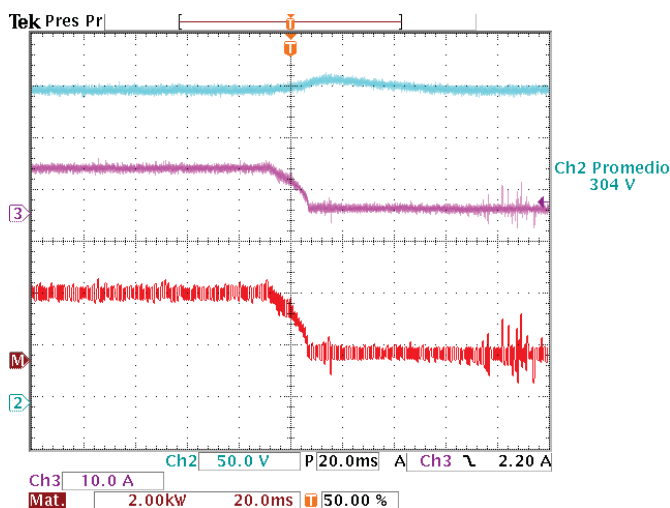


Fig.14. Respuesta del sistema ante una disminución de la carga.

8. CONCLUSIONES

Este artículo contribuye al modelo del convertidor CD-CD de puente completo el cual considera las resistencias parásitas en los elementos pasivos del filtro de salida, así como la comparación final en el desempeño de la respuesta del controlador PI con respecto a un controlador por RE, se puede observar que ambos controladores cumplen la función de regulación en el voltaje de salida. Teniendo tiempos de asentamiento menores en el caso del controlador PI y mejor regulación en el caso del controlador por RE.

Adicionalmente, se prueba la robustez de los controladores diseñados tomando en cuenta la operación del sistema con un inversor a la salida del convertidor y haciendo un cambio de 10 a 100% de la carga nominal, donde es posible observar

que una vez que se restablece la carga el control por RE muestra un menor desempeño pero cumple la regulación de voltaje en la salida ante estas condiciones.

REFERENCIAS

- Ademovic, A., and Music, M. (2014). Compatibility of wind and solar power generation in reducing effects of power output intermittency - case study, *2014 IEEE International Energy Conference*, 1(5), 358-365.
- Aksoy, H., and Aydemir, M. T. (2015). Comparison of Zero Voltage Switching Phase-Shifted PWM Full Bridge DC-DC Converter Topologies, *2015 International Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), 2015 International Conference on Optimization of Electric and Electronic Equipment (OPTIM), 2015 International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems (ELECTROMOTION)*, 818-824.
- Fan, H., and Li, H. (2010). High Frequency High Efficiency Bidirectional DC-DC Converter Module Design for 10 kVA Solid State Transformer, *25th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 210-215.
- Ghadimi, A.A. and Rastegar, H. and Keyhani A. (2007). Development of Average Model for Control of a Full Bridge PWM DC-DC Converter. *Journal of Iranian Association of Electrical and Electronics Engineers*, Vol.4 (2), 52-59.
- Hart, D.W. (1997). *Electrónica de potencia*, pag. 441. Prentice Hall, España.
- Hypiusová, M. and Osuský, J. (2010). *PID Controller Design for Magnetic Levitation Model. International Conference Cybernetics and Informatics*, 1-7.
- Katsuhiko, O. (2003). *Ingeniería de control moderna*, pag. 843 Cap. 12. Prentice Hall, España.
- Katsuhiko, O. (1996). *Sistemas de control en tiempo discreto*, pag. 402 Cap. 6. Prentice Hall, España.
- Lai, J., Mansoor, A. and Goodman, F. (2005). Multilevel Intelligent Universal Transformer for Medium Voltage Applications, *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, 3, 1893-1899.
- She, X., Huang, A. Q. and Burgos, R. (2013). Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1(3), 210-215.
- Tseng, K.H. and Chen, C.L. (2011). Design and Hardware Implementation for a Fullbridge Phase-shift PWM DC/DC Converter System With FPGA-based PI Gain-scheduling Control. *6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, 1578-1582.
- Zhu, M., Zhao, R., Zhang, H. and Zhou, Y. (2012). A Novel Solution Using Two-Port Network Models for Transient Analysis of Full-Bridge DC-DC Converter in Solid State Transformer, *15th International Conference on Electric Machines and Systems*, 1-4.