

EVALUACIÓN Y ANÁLISIS DE CONVERTIDOR CD-CD DE PUENTE COMPLETO UTILIZANDO SUPERCAPACITORES EN SISTEMA DE RESPALDO DE CARGAS CRÍTICAS SUJETAS A DISTURBIOS DE RED TIPO SAG

Sáenz-Valverde D. A., Durán-Gómez J. L., López-Flores D. R., Garza-González W.
Tecnológico Nacional de México / Instituto Tecnológico de Chihuahua
División de Estudios de Posgrado e Investigación
Ave. Tecnológico No. 2909, Chihuahua, Chih. C.P. 31310
Tel. (614) 201-2000 ext. 2114
david_alberto_sv@hotmail.com, jose.dg@chihuahua.tecnm.mx,
david.lf@chihuahua.tecnm.mx, williamsгарza@gmail.com

RESUMEN

En este artículo se presenta el diseño, evaluación, y análisis de una unidad de respaldo eléctrico basada en un convertidor CD-CD de puente completo. El sistema propuesto utiliza un banco de supercapacitores de 175 F, a 10 V para respaldar una carga de 50 W, a 50 V, sujeta a disturbios de tensión tipo sag. Se evalúan parámetros de desempeño clave como tiempo de respuesta, máxima sobre tensión, tiempo de asentamiento de tensión de salida y rizados de tensión y corriente de salida para una frecuencia de conmutación de 10 kHz. Se propone un método de diseño semi-empírico para contemplar pérdidas de conversión. Se logró una eficiencia final de 50%. Se presentan los resultados experimentales obtenidos.

Palabras Clave: Convertidor CD-CD de Puente Completo, Calidad de Energía, Sag de Tensión, Respaldo Energético, Carga Crítica.

ABSTRACT

In this article, the design, evaluation and analysis of a full-bridge DC-DC converter based power backup unit is presented. The proposed system makes use of a 175 F, 10 V supercapacitor bank to provide energy backup to a 50 W, 50 V load subjected to sag type power disturbances. Key performance parameters like response time, maximum over voltage, output voltage settling time and voltage and current ripples are evaluated for a commutation frequency of 10 kHz. A semi-empirical design model is proposed to take into account converter losses. A final efficiency of 50% was achieved. Experimental results are presented.

Keywords: Full-Bridge DC-DC Converter, Energy Quality, Voltage Sag, Power Backup, Critical Load.

1. INTRODUCCIÓN

El respaldo energético de cargas críticas tiene como objetivo evitar fallas en dispositivos cuya avería derivara en catástrofes técnicas, pérdidas económicas mayores o condiciones de riesgo vital. Tan sólo económicamente, se ha reportado en la literatura, que las pérdidas causadas por sags en redes industriales en los Estados Unidos, tan sólo durante 1998, ascendieron hasta 100 bdd [6]. La técnica más común para dar solución a este problema es la incorporación de unidades de respaldo eléctrico en puntos estratégicos de la red eléctrica de interés.

Aquí se describe el proceso de diseño, construcción y prueba de una unidad de respaldo tipo UPS (Uninterruptible Power Supply), basada en un convertidor CD-CD de puente completo para el respaldo de cargas críticas sujetas a disturbios eléctricos tipo sag (disminución del nivel RMS de tensión de red). Actualmente, se cuenta con abundante literatura sobre el estado del arte en el diseño de sistemas similares [1-5]. La unidad de respaldo aquí desarrollada fue sometida a pruebas de funcionamiento para el respaldo de una carga resistiva de 50 W, a 50 V, sujeta a un disturbio tipo sag durante un periodo máximo de 60 segundos, lo suficiente para cubrir un disturbio de corta duración, según el estándar IEEE 1159 [7]. Se utilizó el software PLECS para simular el convertidor propuesto.

2. SISTEMA DE RESPALDO PROPUESTO

Se eligió el uso de una topología de puente completo para el convertidor de la unidad de respaldo, principalmente debido a que según la literatura, es la más adecuada para el manejo de potencias elevadas [8, 9]. La figura 1 muestra el convertidor utilizado en el sistema propuesto. Por simplicidad, y debido a que son ya bien conocidos en la literatura, en este diagrama se omiten los los circuitos de manejo de compuertas, sensado y bucle de control. Se utilizó el circuito integrado IR2110 para el manejo de compuertas, el amplificador de aislamiento HCPL-7800 para operaciones de muestreo de tensión, y un microcontrolador ESP32 para la implementación del sistema de control digital del sistema.

Entre los bloques más notables del convertidor mostrado en la figura 1, se distinguen: (1) fuente de energía, (2) filtro de entrada, (3) puente-H, (4) transformador de alta frecuencia, (5) puente rectificador, (6) filtro de salida, y (7) carga. La figura 2 muestra el diagrama de bloques del sistema sometido a prueba, el cual incluye al controlador y la fuente CD asociada a la red donde se simula el sag.

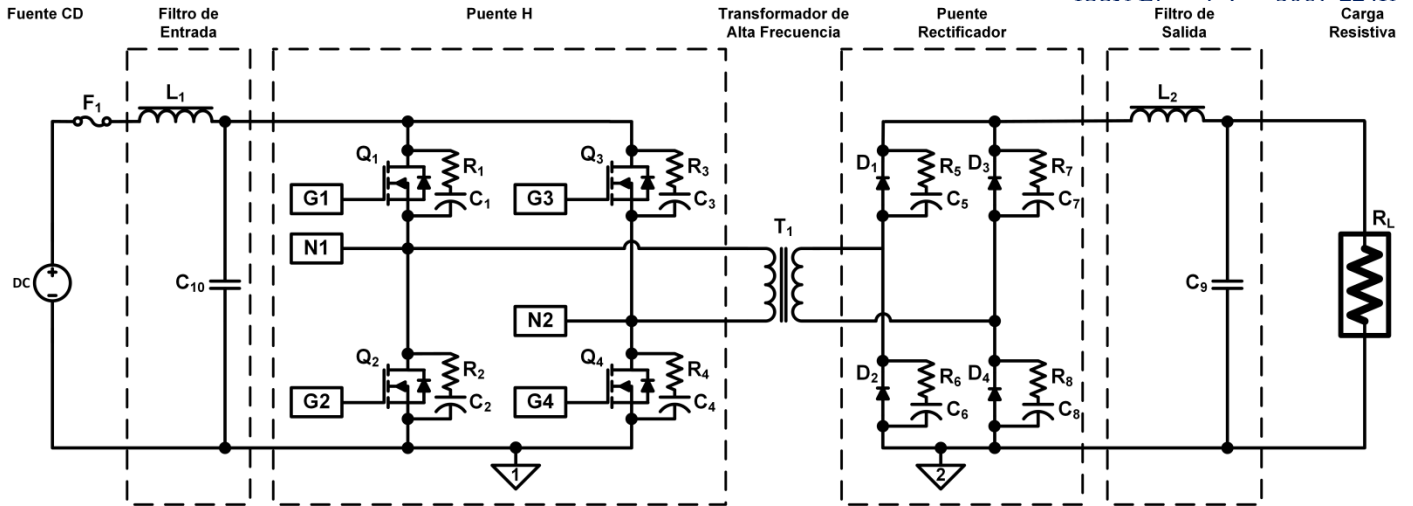


Figura 1. Convertidor de puente completo para el sistema de respaldo propuesto.

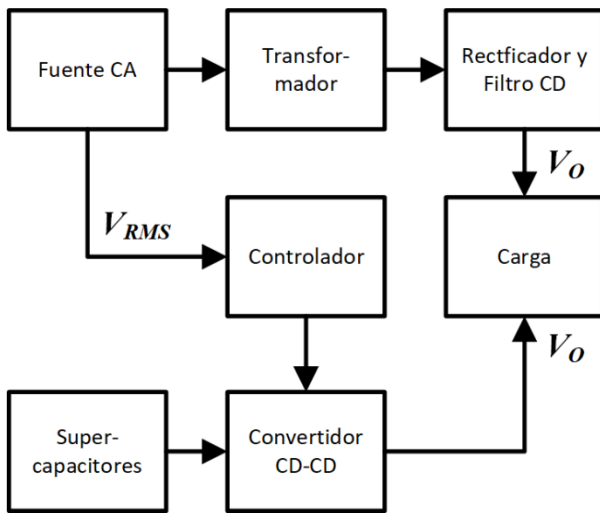


Figura 2. Diagrama de bloques del sistema propuesto.

3. PRINCIPIO DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR

El convertidor opera en modo de conducción continua. Su función de transferencia, definiendo M como la razón de conversión, se muestra en la fórmula 1, donde N_s/N_p es la razón de la relación de vueltas en los devanados del transformador, y D es el ciclo de trabajo de la señal de control, descrita en la figura 3.

$$M = \frac{V_o}{V_s} = 2 \left(\frac{N_s}{N_p} \right) D \quad (1)$$

La secuencia de operación del convertidor puede ser descrita en cuatro intervalos de tiempo, denominados I1, I2, I3 e I4, de acuerdo a las señales de compuerta G1, G2, G3 y G4, descritas en la figura 3. Durante I1, el devanado primario del transformador se cortocircuita utilizando Q2 y Q4, disipando la

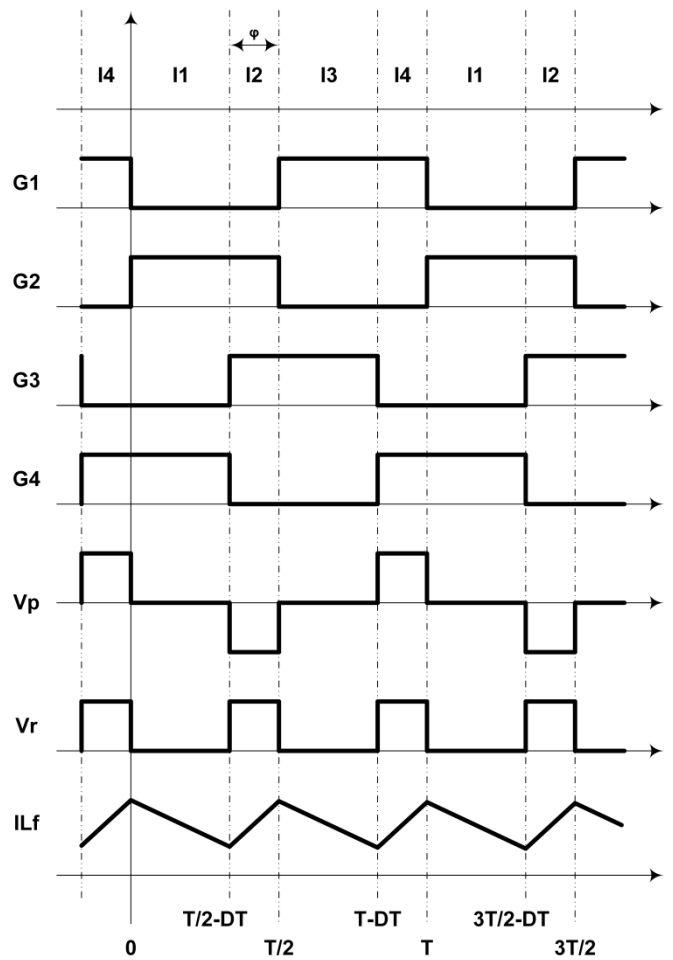


Figura 3. Señales de control en compuertas de MOSFETs G1, G2, G3, G4, tensión en devanado primario del transformador, V_p , tensión en salida del puente rectificador, V_r , y corriente en inductor de salida IL_f durante intervalos I1, I2, I3 e I4.

energía almacenada en su inductancia parásita. Durante I2, el devanado primario del transformador es energizado en polaridad inversa por la fuente a través de Q2 y Q3. Durante I3, similar a I1, el devanado primario del transformador se cortocircuita utilizando Q1 y Q3. Durante I4, el devanado primario del transformador es energizado en polaridad directa por la fuente, a través de Q1 y Q4.

4. CONTROL DEL CONVERTIDOR

El algoritmo de control utilizado, descrito en la sección 3, es conocido en la literatura como control por desplazamiento de fase. Aquí se aprecian cuatro formas de onda, una por cada compuerta de los MOSFETs del puente H. Estas son dos pares complementados, desplazados en fase por un ángulo ϕ como se muestra en la figura 3. Es también común describir la teoría sobre el funcionamiento del convertidor en términos del ciclo de trabajo, D, de la señal de control. La equivalencia entre ϕ y D es descrita por la fórmula 2. Por sencillez, para el código desarrollado para el sistema de control digital en lazo cerrado, se llevó a cabo la modulación de D para llevar a cabo el proceso de regulación de tensión de salida del sistema. Para el diseño de tal controlador se empleó la técnica de modelado de sistemas, ajustando la respuesta del convertidor a un modelo de primer orden y encontrando los parámetros requeridos por el controlador algebraicamente [10].

$$\phi = 360^\circ D \quad (2)$$

5. DISEÑO DEL CONVERTIDOR

El banco de supercapacitores utilizado como fuente consta de 8 elementos BCAP0350, marca Maxwell Technologies. Estos fueron conectados en una topología 4 elementos serie x 2 ramas en paralelo, para lograr una tensión nominal resultante de 10 V con una capacitancia total de 175 F. Con fines de simulación, este banco fue caracterizado empíricamente conforme a un modelo denominado de dos ramas, publicado por Faranda et al. [11], el cual es mostrado en la figura 4.

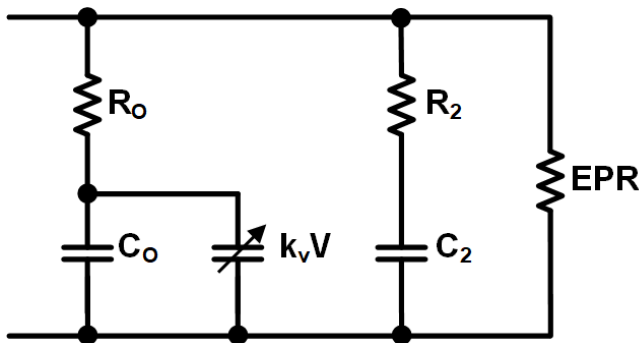


Figura 4. Diagrama de bloques del sistema propuesto.
Parámetros resultantes: $R_o = 7.5 \text{ m}\Omega$, $C_o = 129 \text{ F}$, $k_v = 9.7 \text{ F/V}$, $R_2 = 17.66 \text{ }\Omega$, $C_2 = 13.6 \text{ F}$, $EPR = 10 \text{ k}\Omega$.

El convertidor propuesto es diseñado de acuerdo a los parámetros de funcionamiento mostrados en la tabla 1. Los niveles teóricos de funcionamiento del convertidor fueron aproximados utilizando el método de análisis descrito por A.I Pressman [12]. Los principales resultados teóricos de diseño obtenidos se muestran en la tabla 2.

Tabla 1. Parámetros de diseño del convertidor para el sistema.

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia de Salida	P_o	50 W
Tensión de Entrada	V_i	10 V
Tensión de Salida	V_o	50 V
Frecuencia de Red	f_{red}	60 Hz

Tabla 2. Niveles de op. de corriente teóricos del convertidor.

Parámetro	Símbolo	Valor
Corriente Pico de Entrada	I_{in_pk}	25.5 A
Corriente RMS Máxima de Entrada	$I_{in_RMS_max}$	22.1 A
Corriente Pico en Devanado Secundario de Transformador	$I_{ts_out_pk}$	1.1 A
Corriente RMS Máxima en Devanado Secundario de Transformador	$I_{ts_out_RMS_max}$	0.73 A

Con base en los datos de la tabla 2, se eligieron los MOSFETs IRFP4310Z para el puente H, y diodos HFA08TB60 para el puente rectificador. Tanto en los MOSFETs como en los diodos se emplearon circuitos amortiguadores tipo circuito serie RC, en paralelo al interruptor. Estos fueron diseñados conforme al método descrito en [13], resultando en $R = 28 \text{ }\Omega$ y $C = 10 \text{ nF}$ para los MOSFETs, y $R = 667 \text{ }\Omega$ y $C = 500 \text{ pF}$ para los diodos.

El filtro de entrada fue diseñado para un rizo de tensión máximo del 5% y un rizo de corriente menor a 0.5 A conforme al método propuesto por T. McLyman [14]. Por disponibilidad, y satisfaciendo estos límites, se empleó un inductor de 250 μH y un capacitor de 1500 μF . Por otro lado, el filtro de salida se diseñó para un rizo de corriente máximo del 33%, y un rizo de tensión de salida menor al 5%. Siguiendo métodos de diseño descritos por D. W. Hart [8], se obtuvo un valor de inductancia mínima de aproximadamente 5.6 mH, y una capacitancia de mínima de 1 μF .

Para el transformador de alta frecuencia, el tamaño mínimo del núcleo de ferrita fue estimado utilizando el concepto de producto de áreas explicado por el Dr. Sam Ben-Yaakov [15]. Por disponibilidad, se utilizó el núcleo E80_38_20, de Ferroxcube. El número de vueltas mínimo requerido en el devanado primario del transformador de alta frecuencia se calculó a partir de la ley de Faraday, la ley de Ampere y la curva de magnetización del núcleo. Resolviendo por B_{max} de la ley de Faraday y Ampere, se obtiene la fórmula 3

$$B_{max} = \left(\frac{0.4\pi I_{Lm} E_{pk} D}{2(0.7957747) A f l_m} \right) \left(\frac{1}{H} \right) \quad (3)$$

donde

- E_{pk} = Tensión de entrada (V).
- D = Ciclo de trabajo.
- A = Área transversal media del núcleo (m^2).
- f = Frecuencia (Hz).
- B_{max} = Máxima densidad de flujo magnético (T).
- H = Fuerza de magnetización (A/m).
- l = Longitud de trayectoria magnética media (m).
- I_{Lm} = Corriente de magnetización máxima (A).

La hoja de datos del núcleo utilizado muestra la curva de magnetización del material. Resolviendo de manera gráfica el sistema de ecuaciones de la fórmula 3, junto con el eje central de la curva de magnetización, se encuentra un punto máximo de operación, (B_{max} , H_{max}). Entonces, utilizando la ley de Ampere o Faraday, se aproxima un N_p mínimo. Para el presente prototipo, se obtuvo $N_{p_min} = 1$. Ya que se contó con espacio suficiente, se implementó $N_p = 6$, lo cual permitió la operación con un rango más amplio de frecuencias, facilitando la experimentación y ajustes en el diseño del transformador.

Con el fin de disminuir las pérdidas dinámicas del convertidor, se eligió una frecuencia de conmutación relativamente baja, de 10 kHz. Para el conductor, se consideró una densidad de corriente estándar de 700 cmil/A_{rms}. Se seleccionó utilizar alambre magnético calibre 21 AWG con el fin de experimentar a frecuencias de hasta 30 kHz. El devanado primario requirió de un mínimo de 15 alambres, mientras que el secundario únicamente uno.

La relación de vueltas del transformador fue estimada utilizando la función de transferencia del convertidor de puente completo, de tal forma que incluya los parámetros no ideales prácticos, como se muestra en la fórmula 4.

$$\eta = \frac{\frac{V_o}{2D} + 2V_D}{(V_i - 2V_t)\gamma} \quad (4)$$

donde

- V_o = Tensión de salida (V).
- V_i = Tensión de entrada (V).
- V_t = Tensión de encendido en MOSFET de puente H (V).
- η = Relación de vueltas del transformador.
- γ = Regulación por carga en el transformador.
- V_D = Tensión en diodo de puente rectificador (V).
- D = Ciclo de trabajo.

Fijando arbitraria y convenientemente el ciclo de trabajo inicial en $D_1 = 0.135$, $V_i = 10$ V y estimando $V_d = 1.2$ V, $V_t = 0.03$ V, $\gamma = 0.95$, la relación de vueltas resultó en aproximadamente $\eta = 20$. Sin embargo, en la práctica, esta relación suele aumentarse

significativamente. Para compensar pérdidas en el convertidor, con bases experimentales y con el fin de lograr la tensión de salida requerida por diseño para el ciclo de trabajo D_1 seleccionado, se suele aumentar η alrededor de un 75%, lo cual resultó en $\eta = 35$. Este ajuste es una técnica empírica frecuentemente utilizada en la etapa final de prototipado, un subterfugio práctico al problema del cálculo y simulación precisa de las pérdidas reales del convertidor.

6. SIMULACIÓN Y EXPERIMENTACIÓN

A continuación se presentan los principales resultados obtenidos al someter el sistema a un sag de 10% por un tiempo mínimo de 60 segundos. Se muestran los niveles de tensión y corriente experimentales de interés, los cuales concordaron satisfactoriamente con la teoría y la simulación, con un ligero cambio en rango de ciclos de trabajo, producto de la ineficiencia y proceso de regulación del sistema. En la tabla 3 se detallan estos resultados.

6.1. SISTEMA DE RESPALDO

En la figura 5 se muestran las formas de onda que describen el comportamiento del sistema al energizar la carga en cuestión.

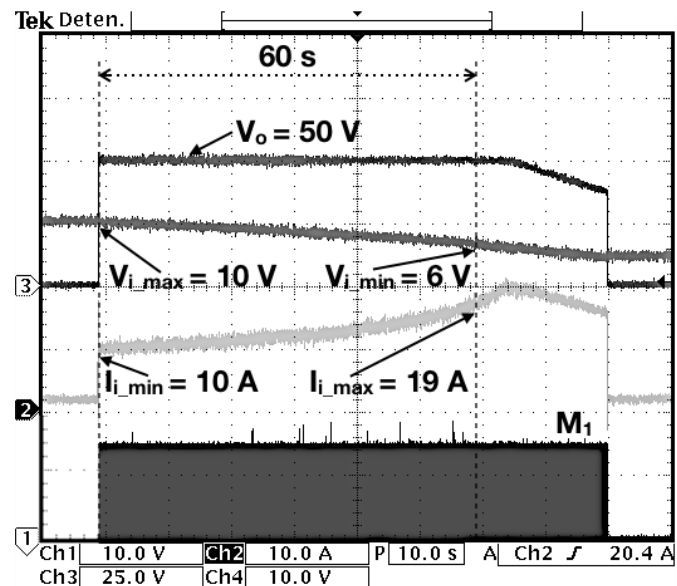


Figura 5. Evento de respaldo. Se muestran las formas de onda experimentales de tensión de salida, V_o , tensión de entrada, V_i , corriente de entrada, I_i y la señal de activación de un MOSFET del puente H, M_1 .

6.2. PUENTE H

En la figura 6 se muestran la tensión y corrientes de entrada del puente H, durante el inicio y fin del proceso de descarga del banco de supercapacitores.

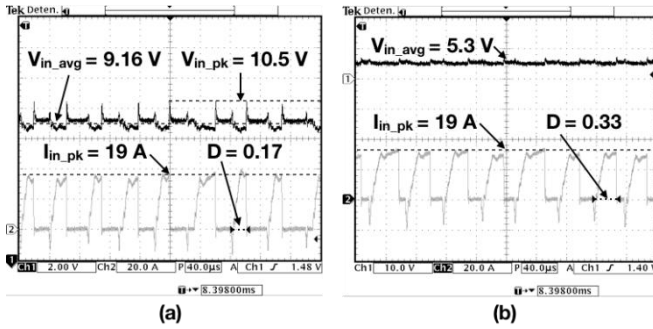


Figura 6. Tensión y corriente de entrada de puente H mientras el banco de supercapacitores se encuentra (a) cerca de su nivel de carga nominal, y (b) cerca de su nivel mínimo de descarga.

6.3. TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA

En la figura 7 se muestran la tensión y corrientes de entrada y salida del transformador de alta frecuencia, durante el inicio y fin del proceso de descarga del banco de supercapacitores.

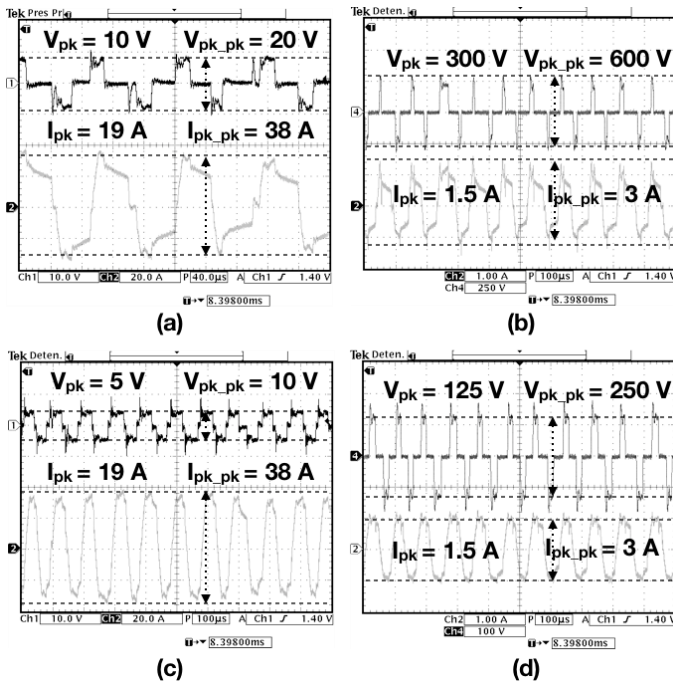


Figura 7. Tensión y corriente de entrada y salida del transformador de alta frecuencia mientras el banco de supercapacitores se encuentra (a,b) cerca de su nivel de carga nominal, y (c,d) cerca de su nivel de de descarga mínimo.

6.4. RECTIFICADOR DE PUENTE COMPLETO

En la figura 8 se muestran la tensión y corrientes de salida del rectificador de puente completo, durante el inicio y fin del proceso de descarga del banco de supercapacitores.

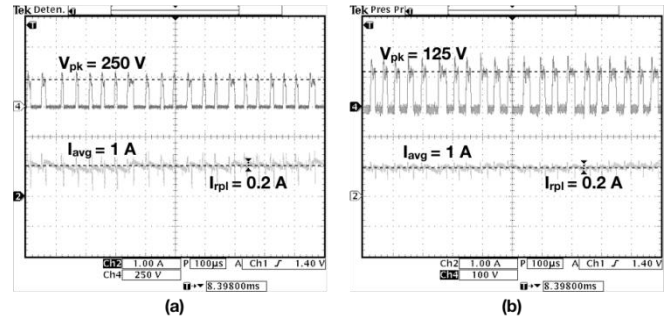


Figura 8. Tensión y corriente de salida del rectificador de puente completo mientras el banco de supercapacitores se encuentra (a) cerca de su nivel de carga nominal, y (b) cerca de su nivel de carga mínimo.

6.5. RESPUESTA DINÁMICA DEL SISTEMA

En la figura 9 se presentan las formas de onda experimentales correspondientes al momento de activación del sistema de respaldo, mostrando la tensión de red al suceder el sag, la señal de activación de uno de los transistores del puente H, tiempo de respuesta del sistema, sobre impulso y tiempos de asentamiento de tensión de salida y corriente de entrada.

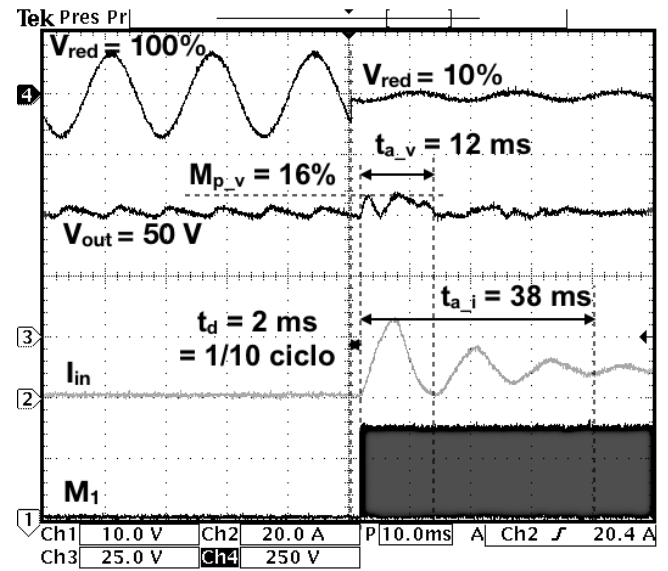


Figura 9. Respuesta dinámica del sistema de respaldo al iniciar su operación bajo un sag del 10%. Se muestran las formas de onda de tensión de red, antes y después del sag, Vred, la tensión de salida, Vout, corriente de entrada, Iin, y una de las señales de activación de compuertas del convertidor, M1.

6.6. ANÁLISIS DE RESULTADOS

En la tabla 3 se describen los resultados teóricos y prácticos obtenidos, junto al error asociado. Estos concuerdan en una medida aceptable, considerando la gran diferencia en eficiencia

final y las aproximaciones utilizadas en el proceso de diseño. Algunos parámetros clave fueron alcanzados, mientras que otros fueron lo suficientemente cercanos al esperado como para servir como prueba de concepto. Como referencia, para convertidores similares, en la literatura [1-5] se reportan eficiencias mayores a 90%, pero presentan técnicas de conmutación suave y modificaciones extras a la topología básica.

Tabla 3. Resumen y comparación de parámetros de desempeño teóricos y prácticos resultantes del sistema de respaldo

Parámetro	Símbolo	Teórico	Práctico	Error
Potencia de Salida	P_o	50 W	50 W	0%
Potencia de Entrada	P_i	62.5 W	100 W	37.5%
Eficiencia	η	80%	50%	60%
Tiempo de Respuesta	t_{resp}	n/a	1/10 T	n/a
Máximo Sobre Impulso de Tensión	M_p	10%	16%	37.5%
Tiempo de Asentamiento de Tensión de Salida	t_{s_vo}	10 ms	12 ms	16.6%
Tiempo de Asentamiento de Corriente de Entrada	t_{s_io}	n/a	38 ms	n/a
Ciclo de trabajo mínimo	D_{min}	0.135	0.17	20.6%
Ciclo de trabajo máximo	D_{max}	0.27	0.33	18.1%
Mínima Tensión de Entrada	V_{in_min}	6 V	6 V	0%
Rizo en Tensión de Entrada	V_{in_rpl}	5%	10%	50%
Máxima Corriente RMS de Entrada	$I_{in_RMS_max}$	17.1 A	19 A	10%
Rizo en Corriente de Entrada	I_{in_rpl}	0.03%	10%	73%
Tensión de Salida	V_o	50 V	50 V	0%
Rizo en Tensión de Salida	V_o_rpl	5%	0.1%	5000%
Corriente de Salida	I_o	1 A	1 A	0%
Rizo en Corriente de Salida	I_o_rpl	33%	20%	65%

7. CONCLUSIONES

Se ha comprobado la efectividad de un método de diseño para un convertidor CD-CD de puente completo utilizado en un sistema de acondicionamiento de potencia y respaldo eléctrico. Se encontró que la utilidad del diseño teórico yace en establecer una base, sobre la cual se parte para llegar a un diseño práctico funcional. Las pérdidas dinámicas de los elementos de conmutación y el comportamiento no ideal del banco de supercapacitores son los principales responsables de una baja eficiencia. En general, el procedimiento de diseño y prueba aquí

utilizado podría ser empleado como guía para el diseño de sistemas similares.

8. REFERENCIAS

- [1] R. P. Twinaime, D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, y C. A. Baguley, "A New Resonant Bidirectional DC-DC Converter Topology", IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, núm. 9, pp. 4733-4740, sep. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2288325.
- [2] P. K. Jain, Wen Kang, H. Soin, y Youhao Xi, "Analysis and design considerations of a load and line independent zero voltage switching full bridge DC/DC converter topology", IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, núm. 5, pp. 649-657, sep. 2002, doi: 10.1109/TPEL.2002.802181.
- [3] B.-R. Lin, K. Huang, y D. Wang, "Analysis and implementation of full-bridge converter with current doubler rectifier", IEE Proc., Electr. Power Appl., vol. 152, núm. 5, p. 1193, 2005, doi: 10.1049/ip-epa:20050004.
- [4] O. Ibrahim, N. Z. Yahaya, N. Saad, y K. Y. Ahmed, "Design and simulation of phase-shifted full bridge converter for hybrid energy systems", en 2016 6th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS), Kuala Lumpur, Malaysia, ago. 2016, pp. 1-6. doi: 10.1109/ICIAS.2016.7824043.
- [5] B. Prado, M. A. S. Vazquez, y A. Tobias, "Convertidor CD-CD de Puente Completo con Enlace en CA a Media Frecuencia", Memorias del Congreso Nacional de Control Automático, Sept., 2016.
- [6] A. von Jouanne, P. Enjeti, y B. Banerjee, "Assessment of ride-through alternatives for adjustable speed drives", en Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242), St. Louis, MO, USA, 1998, vol. 2, pp. 1538-1545. doi: 10.1109/IAS.1998.730345.
- [7] "IEEE Std 1159TM-2009, IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality", 2009.
- [8] D. W. Hart, Power Electronics, 3rd ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2011.
- [9] M.H. Rashid, Power Electronics Handbook, 1st ed. Burlington, MA: Elsevier, 2011.
- [10] R. Hernández, Introducción a los sistemas de control: Conceptos, aplicaciones y simulación con MATLAB, Naucalpan de Juárez, Estado de México: Pearson Educación de México, 2010.
- [11] R. Faranda, M. Gallina, y D. T. Son, "A new simplified model of Double-Layer Capacitors", en 2007 International Conference on Clean Electrical Power, Capri, Italy, may 2007, pp. 706-710. doi: 10.1109/ICCEP.2007.384288.
- [12] A. I. Pressman, K. Billings y T. Morey, Switching Power Supply Design. New York, NY: McGraw-Hill, 2009.
- [13] G. Chryssis, High Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design, 2nd ed. New York, NY: McGraw-Hill, 1989.
- [14] T. McLyman, Transformer and Inductor Design Handbook, 3rd ed. New York, NY: Marcel Dekker, 2004.
- [15] Sam Ben-Yaakov. ElectroicBits#9 HF Transformer Design. (Nov 20, 2021). Accedido: Jul. 17, 2025. [Video en línea]. Available: <https://www.youtube.com/watch?v=3nfqBzPMknY>