

Regulador Basado en Convertidor Reductor Síncrono de 42 V/14 V para Aplicaciones Automotrices

Carlos Arturo Antuna-Fiscal *, Ma. Guadalupe Ortiz-López,** Jesús Leyva-Ramos*, Juan Antonio Villanueva-Loredo*

*Instituto Potosino de Investigación Científica y Tecnológica, San Luis Potosí, S.L.P., 78216, México
 (e-mail: [carlos.antuna, jleyva, juan.villanueva]@ipicyt.edu.mx.)

** Universidad Politécnica de San Luis Potosí, San Luis Potosí, S.L.P. 78363, México
 (e-mail: guadalupe.ortiz@upslp.edu.mx)

Resumen: Durante las últimas décadas ha aumentado drásticamente el requerimiento de energía eléctrica en los vehículos, así como el compromiso de la industria automotriz con respecto al impacto ambiental. El sistema eléctrico de voltaje dual de 42 V/14 V, permite conectar directamente los dispositivos de mayor demanda de potencia a un bus de voltaje más alto, disminuyendo así el peso del cableado eléctrico y aumentando la eficiencia de los vehículos. En el presente trabajo se analiza el comportamiento dinámico de un convertidor reductor síncrono con filtro de entrada que tiene aplicación específica en automóviles. Se obtienen los modelos bilineal conmutado y promedio linealizado que permiten la implementación de la estrategia de control. El esquema propuesto está compuesto por un controlador en modo-voltaje y una pre-alimentación del voltaje de entrada para lograr la adecuada regulación del voltaje de salida. Los resultados experimentales en un convertidor de 500 W permiten validar el modelo propuesto y muestran la efectividad del control implementado.

Palabras clave: Industria automotriz, convertidores CD/CD, Modelado, Control retroalimentado, Control pre-alimentado, Reguladores

1. INTRODUCCIÓN

La creciente demanda de la energía eléctrica consumida por los vehículos automotrices ha llevado al constante rediseño de sus sistemas eléctricos con el objetivo de incrementar la eficiencia de su distribución. Para lograr la estandarización de este tipo de sistemas, en el año de 1994 por iniciativa Daimler-Benz llevó a cabo el primer Taller sobre arquitecturas avanzadas para sistemas de distribución eléctrica automotriz. Posteriormente, a principios de 1996, se creó el Consorcio de sistemas eléctricos y electrónicos automotrices avanzados, en el cual se confirmó el uso futuro de una tensión nominal de 42 V (Keim, 2004). Esta selección de valor de tensión eléctrica se basa en las necesidades de mayor manejo de potencia debida a la gran cantidad de dispositivos eléctrico-electrónicos utilizados en los vehículos que de otra manera llevarían a la sobrecarga de un sistema convencional de generación y distribución de energía eléctrica de 14 V.

Otro beneficio adicional del uso de un sistema eléctrico dual en los automóviles, radica en el efecto de la disminución en el volumen y peso de los cables del sistema eléctrico. Se calcula que con este sistema, la reducción del peso del cable podría estar entre 47% y 67%. Esta disminución mejora la eficiencia del uso del combustible del vehículo. Se estima que aproximadamente el 60% de las emisiones de CO_2 provienen de la combustión de combustibles fósiles, en especial de vehículos convencionales a gasolina, por lo que también se tiene un impacto positivo desde el punto de vista ambiental (Emadi, 2005).

Una alternativa para lograr migrar a un sistema eléctrico de 42 V, es rediseñar todas las cargas eléctricas para que sean compatibles con dicho voltaje, lo que tendría como resultado la discontinuidad de los componentes que actualmente utilizan los automóviles. Lo anterior provocaría un gran problema para los fabricantes de equipos originales y aquí es donde la electrónica de potencia juega un papel muy importante en la transición entre los sistemas de 12 V y 42 V, ya que los convertidores conmutados ofrecen la posibilidad de proporcionar compatibilidad sin la necesidad de sustituir por completo y repentinamente el sistema actual de 12 V. El esquema del voltaje dual se muestra en la Fig. 1.

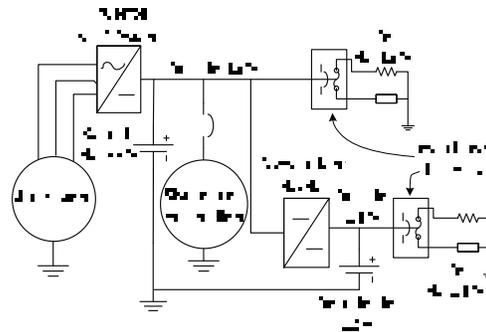


Fig. 1 Arquitectura de sistema automotriz de voltaje dual.

El esquema propuesto consta de un bus de alto voltaje de 42 V y un sistema convencional de alimentación de 14 V (Emadi, 2005, Perreault et al, 2004; Hassan et al, 2005). En este tipo de sistema es básico el uso de un convertidor reductor de voltaje.

El presente trabajo tiene como objetivo la descripción del comportamiento dinámico de un convertidor reductor síncrono que incluye un filtro de entrada así como el diseño e implementación de un regulador conmutado basado en el convertidor antes mencionado. El resto del trabajo está organizado de la siguiente manera: En la sección 2 se describe el funcionamiento del convertidor, las relaciones en estado estable que permiten calcular los valores adecuados de los elementos a utilizar en su construcción, y se incluye una descripción de la función del filtro de entrada y su diseño. En la sección 3 se lleva a cabo el modelado del convertidor mostrando la representación en espacio de estados tanto del modelo bilineal conmutado como del promedio linealizado. En base a este último modelo, en la sección 4 se presenta basado en métodos frecuenciales, el diseño e implementación del controlador propuesto. En la sección 5 se presentan resultados experimentales tanto en lazo abierto como en lazo cerrado del sistema propuesto. Se finaliza este trabajo con algunas conclusiones en la sección 6.

2. OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR PROPUESTO

El diagrama del convertidor reductor síncrono propuesto se muestra en la Fig.2, en donde el voltaje de entrada está representado por E , el voltaje de salida por V_O , el inductor del filtro de entrada por L_e y el capacitor del mismo por C_e . El inductor del convertidor reductor se representa por L_s y su capacitor como C_s . El interruptor activo principal se representa como M_1 mientras que M_2 es el interruptor activo síncrono complementario. La carga nominal está representada por R . El ciclo de trabajo del convertidor se representa por D .

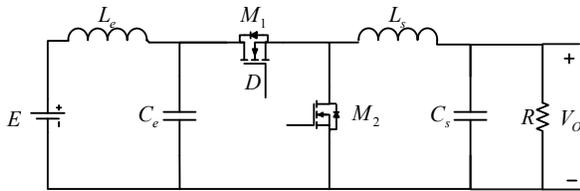


Fig. 2. Convertidor reductor síncrono con filtro de entrada.

En la estructura propuesta, el diodo utilizado de manera convencional es reemplazado por un interruptor activo que trabaja de manera síncrona complementaria con el interruptor activo principal del convertidor para lograr una mayor eficiencia. Al reemplazarse el diodo con un MOSFET se reduce la caída de tensión que en un diodo es de 0.5 V a 1 V a aproximadamente 0.3 V o menos, lo que da como resultado una mejora en la eficiencia del circuito de alrededor del 5% o más.

Es importante notar que los convertidores conmutados debido a su forma de onda de corriente de entrada pulsante y a la acción de conmutación de los interruptores semiconductores poseen fuertes interferencias electromagnéticas (EMI). Para preservar la integridad de la fuente de alimentación a menudo se requiere un filtro EMI de entrada colocado entre dicha fuente y el convertidor conmutado. Adicionalmente, el filtro de entrada también protege al convertidor y su carga de transitorios que aparecen en la tensión de entrada E , la cual en un sistema automotriz proviene de una tensión rectificada, mejorando así la confiabilidad del sistema.

Asumiendo que el convertidor trabaja en modo de conducción continua, en el cual la corriente del inductor nunca decrece a un valor menor a cero, las condiciones de operación en estado estable quedan dadas por:

$$\begin{aligned} I_{L_e} &= \frac{D^2 E}{R} & I_{L_s} &= \frac{DE}{R} \\ V_{C_e} &= E & V_O &= DE \end{aligned} \quad (2)$$

donde D representa al ciclo de trabajo del convertidor.

Debido a que un convertidor debe diseñarse bajo ciertas especificaciones, es importante conocer las relaciones del rizo de la corriente del inductor y del voltaje del capacitor. La relación del rizo en un inductor está dada por la relación $\varepsilon_{i_L} = (\Delta i_L / 2) / I_L$ y en un convertidor convencional se sugiere esté en un rango del 10% al 20%, mientras que el rizo del voltaje del capacitor está dado por $\varepsilon_{v_C} = (\Delta v_C / 2) / V_C$ y se sugiere un valor de 1% al 2%.

El rizo de la corriente del inductor, asumiendo que los dispositivos de conmutación son ideales y no presentan pérdidas, se calcula por medio de la expresión:

$$\Delta I_{L_s} = \frac{1-D}{f_s L_s} DE \quad (3)$$

y el rizo del voltaje del capacitor por:

$$\Delta V_O = \frac{1-D}{8 L_s f_s^2 C_s} DE \quad (4)$$

En cuanto al diseño del filtro de entrada, su frecuencia de corte está dada por:

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_e C_e}} \quad (5)$$

Dada la aplicación para la cual está diseñado el convertidor, es necesario tomar en cuenta algunas características básicas de alternadores trifásicos automotrices para poder determinar adecuadamente los valores de los elementos L_e y C_e . El valor tomado como base para diseñar el filtro es la denominada frecuencia de ralenti. De manera promedio se encuentra ubicada en 1500 r.p.m. equivalente a una frecuencia de 150 Hz.

Debido a que la rectificación se lleva a cabo mediante un rectificador trifásico tipo puente, la componente de CA resultante es seis veces la frecuencia de la señal trifásica original. Por lo que el filtro de entrada debe cumplir con $f_{corte} < 6 f_{ralenti}$.

Por otro lado, el filtro de entrada afecta a la dinámica del convertidor reductor síncrono. Este problema se puede simplificar mediante el uso de desigualdades de impedancia que involucran la impedancia de entrada del convertidor Z_N y la impedancia de salida del filtro Z_O . Usando el teorema del elemento extra (Erickson et al, 2001) se debe satisfacer la siguiente desigualdad:

$$\|Z_O\| \ll \|Z_N\| \quad (6)$$

Una observación importante es que al considerar en el modelo del convertidor la resistencia en serie equivalente (ESR) del capacitor de entrada, se encuentra que esta característica intrínseca proporciona un "amortiguamiento" natural a la

impedancia del filtro. Por lo anterior, evidentemente se cumple con la desigualdad dada en (6).

3. MODELADO DEL CONVERTIDOR PROPUESTO

El comportamiento dinámico del convertidor puede estudiarse por medio de modelos lineales a trozos. Estos se obtienen a partir de las trayectorias eléctricas producidas por el interruptor activo encendido o apagado respectivamente, según se muestra en la Fig. 3.

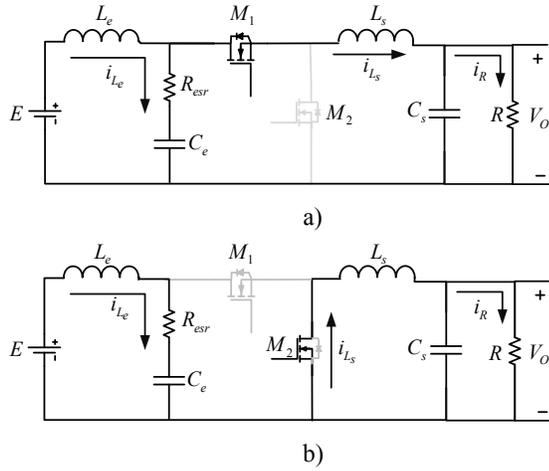


Fig. 3. Modos de operación del convertidor reductor síncrono: a) interruptor activo encendido, y b) interruptor activo apagado.

Las variables definidas son la corriente del inductor del filtro de entrada i_{L_e} , la corriente del inductor del convertidor reductor i_{L_s} , el voltaje del capacitor del filtro de entrada v_{C_e} y el voltaje de capacitor del convertidor reductor v_{C_s} . A partir de estas puede definirse un modelo bilineal en el cual e es el voltaje de entrada y q representa a la función de conmutación con valor 1 cuando el interruptor activo está encendido y 0 cuando dicho interruptor está apagado. Adicionalmente, dado que el efecto del ESR del capacitor de entrada es importante para el diseño del filtro de entrada se incorpora dicho parámetro en el modelo como una resistencia conectada en serie con el capacitor del filtro y representado como R_{esr} .

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_e} \\ \dot{i}_{L_s} \\ \dot{v}_{C_e} \\ \dot{v}_{C_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{esr}}{L_e}\right) & \left(\frac{R_{esr}}{L_e}\right)q & -\frac{1}{L_e} & 0 \\ \left(\frac{R_{esr}}{L_e}\right)q & -\left(\frac{R_{esr}}{L_e}\right)q & \frac{q}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_e} & -\frac{q}{C_e} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & -\frac{1}{C_s R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_e} \\ i_{L_s} \\ v_{C_e} \\ v_{C_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} e \quad (7)$$

A partir de la representación (7) es posible obtener un modelo promediado no lineal en términos del ciclo de trabajo d . Posteriormente este modelo es linealizado para describir el comportamiento del convertidor a pequeñas perturbaciones

alrededor de un punto de operación (8). Las corrientes de inductores, voltajes de capacitores así como la señal de control y el voltaje de entrada se descomponen en dos partes. La primera contiene a los valores nominales y se denota por letras mayúsculas y la segunda contiene a las desviaciones alrededor del valor nominal y está simbolizada por la tilde \sim .

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_e} \\ \tilde{i}_{L_s} \\ \tilde{v}_{C_e} \\ \tilde{v}_{C_s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{esr}}{L_e}\right) & \left(\frac{R_{esr}}{L_e}\right)D & -\frac{1}{L_e} & 0 \\ \left(\frac{R_{esr}}{L_s}\right)D & -\left(\frac{R_{esr}}{L_s}\right)D & \frac{D}{L_s} & -\frac{1}{L_s} \\ \frac{1}{C_e} & -\frac{D}{C_e} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_s} & 0 & -\frac{1}{C_s R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{L_e} \\ \tilde{i}_{L_s} \\ \tilde{v}_{C_e} \\ \tilde{v}_{C_s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{ER_{esr}D}{L_e(-R_{esr}D^2 + R_{esr}D + R)} \\ \frac{E}{L_s} + \frac{ER_{esr}D^2}{L_s(-R_{esr}D^2 + R_{esr}D + R)} - \frac{ER_{esr}D}{L_s(-R_{esr}D^2 + R_{esr}D + R)} \\ \frac{ED}{C_e(-R_{esr}D^2 + R_{esr}D + R)} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (8)$$

Dado que el propósito del modelo anteriormente desarrollado es la implementación de un controlador que permita su regulación, es esencial el análisis de las funciones de transferencia de las variables definidas con respecto al ciclo de trabajo. Estas funciones se obtienen a partir de la representación lineal por medio de transformadas de Laplace. La función de transferencia del voltaje de salida-ciclo de trabajo está dada por:

$$G_{esr}(s) = \frac{v_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{b_2 s^3 + b_1 s^2 + b_0 s}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (9)$$

donde:

$$\begin{aligned} b_2 &= C_e E L_e R^2, \quad b_1 = ER(C_e R_{esr}^2 D^2 + RC_e R_{esr} - L_e D^2), \\ b_0 &= ER(R_{esr} D^2 + R), \quad a_4 = C_e C_s L_e L_s R (-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R) \\ a_3 &= C_e (-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R)(L_e L_s + C_s R L_s R_{esr} + C_s R L_e R_{esr} D) \\ a_2 &= (-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R)(-C_e R C_s R_{esr}^2 D^2 + C_e R C_s R_{esr}^2 D + \\ & C_s L_e R D^2 + C_e L_e R + C_s L_s R + C_e L_e R_{esr} D + C_e L_s R_{esr}) \\ a_1 &= (-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R)(-C_e R_{esr}^2 D^2 + C_e R_{esr}^2 D \\ & - RC_s R_{esr} D^2 + RC_s R_{esr} D + RC_e R_{esr} + L_e D^2 + L_s) \\ a_0 &= (-R_{esr} D^2 + R_{esr} D + R)^2. \end{aligned}$$

Analizando la función $G_{esr}(s)$ se encuentra que es estable, pero que, dependiendo de los valores del ESR del capacitor del filtro de entrada, tendrá un par de ceros colocados de lado derecho del plano complejo o bien todos los ceros de lado izquierdo de este. La existencia de ceros en el lado derecho del plano complejo indica la existencia de una función de transferencia de fase no mínima, la cual al cerrarse el lazo de

control puede ocasionar inestabilidad del sistema. Por esta razón, se obtuvo el valor crítico de ESR, el cual indica que para valores menores a $R_{esr-Critico}$ la función $G_{esr}(s)$ es de fase no mínima.

$$R_{esr-Critico} = \frac{\sqrt{(C_e(C_e R^2 + 4L_e D^4)) - C_e R}}{2C_e D^2} \quad (10)$$

4. DISEÑO DEL CONTROLADOR CON PREALIMENTACIÓN

Para el control del convertidor reductor síncrono se propone un esquema formado por dos lazos, uno en retroalimentación usando como señal el voltaje de salida y otro de pre-alimentación usando como señal el voltaje de entrada. El diagrama de bloques del controlador se muestra en la Fig. 4.

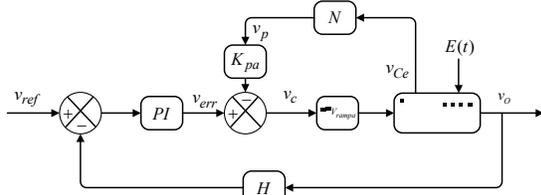


Fig. 4. Diagrama de bloques controlador propuesto.

El control por retroalimentación compensa y ajusta de manera automática el ciclo de trabajo según sea necesario, para que de esta manera, se pueda obtener el voltaje deseado de forma precisa, independientemente de si hay o no perturbaciones relacionadas con cambios en la fuente de entrada E y variaciones en la corriente de salida alimentada a la carga R .

Por otra parte, el lazo de pre-alimentación permite una dinámica de regulación rápida; es decir, la corrección para una perturbación de voltaje de entrada o corriente de carga ocurre muy rápidamente, prácticamente al mismo tiempo que comienza la perturbación. Por lo tanto, mejora las respuestas transitorias de línea o carga, elimina la sensibilidad a la presencia de un filtro de entrada y estabiliza la ganancia de lazo (Redl, 2009).

El diagrama esquemático del convertidor reductor síncrono incluyendo el controlador propuesto se muestra en la Fig. 5 y regulador conmutado implementado en la Fig. 6.

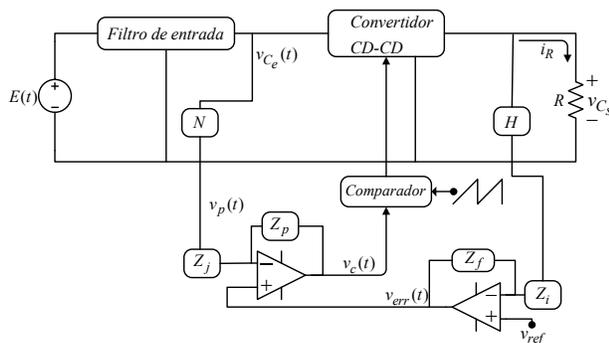


Fig. 5. Diagrama esquemático del controlador propuesto.

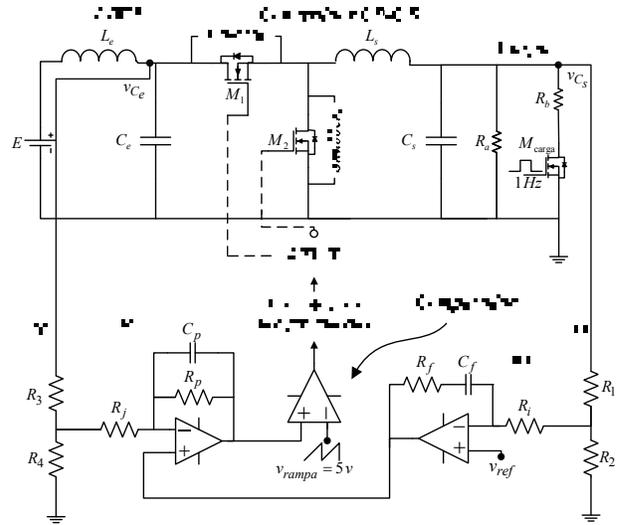


Fig. 6. Regulador basado en un convertidor reductor síncrono.

4.1 Diseño del lazo de retroalimentación

Analizando el lazo de retroalimentación en la Fig. 5, se observa que la salida v_o es atenuada con un sensor de ganancia H , la cual se compara con un voltaje de referencia v_{ref} . El objetivo de la comparación es hacer que $H v_{C_s} = v_{ref}$. Si el sistema retroalimentado funcionara de manera ideal, dicho objetivo se cumpliría logrando tener $v_{err}(t) = 0$. En la práctica, la señal de error usualmente es distinta de cero, por lo cual es necesario diseñar un controlador Proporcional Integral (PI) para incrementar la ganancia de lazo a bajas frecuencias mejorando la robustez ante perturbaciones y reducir el error del sistema en estado estable.

Una de las especificaciones de diseño del controlador PI es que la ganancia del controlador K_{PI} satisfaga la desigualdad:

$$K_{PI} \frac{1}{V_{rampa}} \frac{v_o}{D} H < 1 \quad (11)$$

El valor de H debe ser tal que permita la adecuada comparación con el voltaje de referencia. En la práctica, según la Fig. 6, es un divisor de voltaje, cuyos elementos cumplen con la relación $H = (R_2 \parallel R_i) / ((R_2 \parallel R_i) + R_1)$.

La función de transferencia del controlador PI se representa como $PI(s) = K_{PI} (1 + 1/T_i(s))$ donde $T_i = R_f C_f$ es el tiempo de integración. La respuesta en frecuencia de esta función debe producir en la ganancia en lazo abierto del sistema, una frecuencia de corte tal que esta se sitúe al menos una década por debajo de la frecuencia de conmutación del convertidor f_s .

4.2 Diseño del Lazo de pre-alimentación

En el diagrama de la Fig. 5 se observa que el voltaje de control v_c es diferente del voltaje de error v_{err} ya que también depende del voltaje de pre-alimentación v_{C_e} , de manera que:

$$v_c = v_{err} - K_{pa} v_p \quad (12)$$

El voltaje v_{Ce} es detectado a través de N , para ser realimentado a un valor adecuado al amplificador operacional como se muestra en la Fig. 5. Los elementos del divisor de voltaje se calculan por medio de la relación $N = (R_4 \parallel R_j) / ((R_4 \parallel R_j) + R_3) = v_p / E$.

En un convertidor reductor en modo de conducción continua, la ganancia está dada por (Redl, 2009):

$$K_{pa} = \frac{V_{rampa} v_O}{E^2} \quad (13)$$

Del análisis del circuito de la Fig. 5 se tiene que:

$$v_c(s) = v_{err}(s) \left(1 + \frac{R_p}{R_j} \right) - \frac{R_p}{R_j} v_p \quad (14)$$

Considerando que R_j es mayor que R_p , la anterior expresión se puede reducir a:

$$v_c(s) = v_{err}(s) - \frac{R_p}{R_j} v_p \quad (15)$$

Dado que $v_p(s) = N v_{ce}$, la ganancia del circuito de prealimentación estará dada por:

$$\frac{R_p}{R_j} = \frac{V_{rampa} v_O}{N E^2} \quad (16)$$

Como se puede observar en la Fig. 5, a la resistencia R_p se le agrega un capacitor C_p para que resulte un filtro, cuya frecuencia de corte está dada por $f_p = 1/(2\pi R_p C_p)$. Por requerimientos de diseño, se busca establecer su valor a la mitad de la frecuencia de conmutación.

5. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El regulador basado en el convertidor reductor síncrono con filtro de entrada mostrado en la Fig. 6 se implementó en el laboratorio. Los valores nominales del convertidor son: voltaje de entrada 42 V, voltaje de salida 14 V y potencia de salida de 500W. El ciclo de trabajo se ajustó a $D = 0.33$, la carga resistiva es $R = 0.39 \Omega$ y la frecuencia de conmutación de 75 kHz. Los valores de elementos del filtro de entrada son $L_e = 330 \mu H$ y $C_e = 2.2 mF$. Los valores de los elementos del convertidor son $L_s = 17.5 \mu H$ y $C_s = 84 \mu F$. El MOSFET utilizado como M_1 es un IRFPS 3815 y para M_2 un STP315N10F7.

En la Tabla 1 se muestran los valores de los elementos utilizados en el regulador, los cuales se calcularon según las relaciones dadas en las secciones 3 y 4. Para verificar tanto el comportamiento del convertidor como del regulador se llevaron a cabo pruebas en lazo abierto y en lazo cerrado. Los cambios de carga se generaron utilizando el MOSFET identificado por M_{carga} , el cual produce un cambio de carga completa a un 20% de ella a una frecuencia de 1 Hz.

Se puede observar la respuesta del convertidor en la Fig. 7 en la cual se muestran las formas de onda de las mediciones realizadas experimentalmente, en donde $\Delta i_{L_s} = 8.7 A$, lo que representa un 23% de I_{L_s} . Lo anterior para una carga que

permita una potencia de salida nominal del convertidor cercana a 500 W, en donde se tiene una eficiencia de 83%.

Tabla 1. Valores de los elementos de regulador implementado

Elemento	Valor	Elemento	Valor
R_a	2 Ω	C_f	4.7 ηF
R_b	0.5 Ω	R_3	33 k Ω
R_1	33 k Ω	R_4	4.7 k Ω
R_2	22 k Ω	N	0.1169
H	0.35	R_j	22 k Ω
R_i	180 k Ω	R_p	7.5 k Ω
R_f	10 k Ω	C_p	560pF

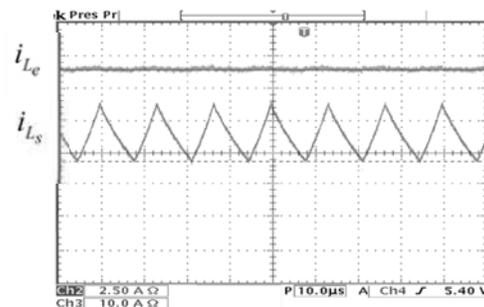


Fig. 7. Resultados obtenidos experimentalmente. (Superior a inferior). Corriente en el inductor de entrada (eje-y: 2.5 A/div), corriente en el inductor de salida (eje-y: 10 A/div), (eje-x: 100 μs /div).

En la Fig. 8 se muestra la gráfica comparativa de respuesta en frecuencia del voltaje de salida del convertidor con respecto al ciclo de trabajo $v_o(s)/\tilde{d}(s)$ del convertidor a carga nominal obtenida en forma teórica a partir de (9) y experimentalmente por medio del Analizador de Respuesta en Frecuencia 300 de AP Instruments. Esta gráfica valida la exactitud del modelo matemático ya que presentan resultados muy cercanos, tanto en magnitud como en fase.

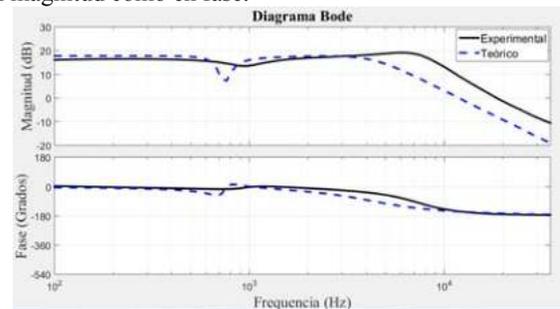


Fig. 8. Gráfica comparativa de respuesta en frecuencia: experimental línea sólida y teórica línea punteada.

En lazo abierto, se ajustó el ciclo de trabajo al valor nominal, introduciendo cambios tipo escalón en la carga de salida por medio del MOSFET M_{carga} . Como puede observarse en la Fig. 9, al aplicarse este cambio el voltaje de salida sufre una variación en su valor de 14 V a carga nominal a 15 V cuando se tiene solo el 20% de carga.

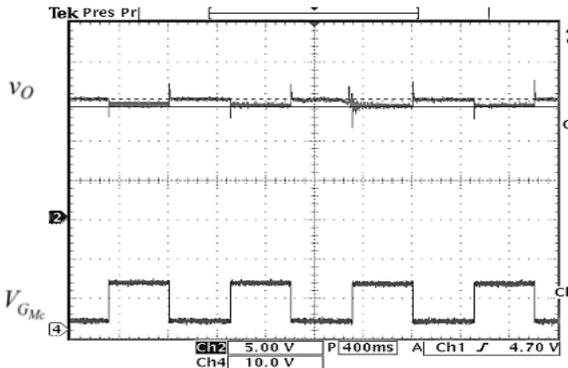


Fig. 8. Respuesta en el dominio del tiempo en lazo abierto a cambios de carga: (superior a inferior) Voltaje de salida del convertidor (eje-y: 5 V/div) y voltaje compuerta M_{carga} (eje-y: 10 V/div), (eje-x: tiempo 400 ms/div).

Posteriormente se implementó el regulador en donde inicialmente solamente se utilizó el lazo de retroalimentación. Se aplicaron cambios tipo escalón en la carga, según se observa en la Fig. 9. En este caso como puede observarse el voltaje de salida permanece constante; sin embargo, se observan transitorios de voltaje de entre 16.2 V y 11.9 V cuando los cambios de carga son aplicados.

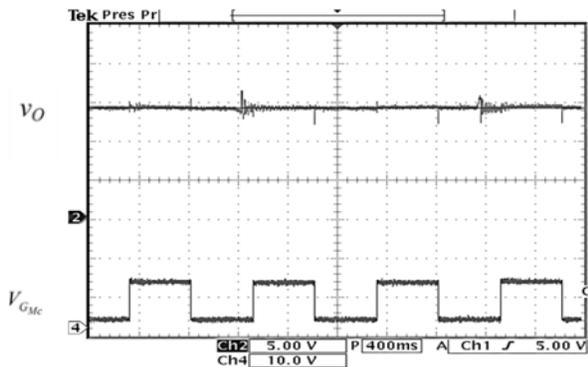


Fig. 9. Respuesta en el dominio del tiempo del regulador sin lazo de prealimentación ante cambios de carga (superior a inferior) Voltaje de salida del convertidor (eje-y: 5 V/div) y voltaje compuerta M_{carga} (eje-y: 10 V/div), (eje-x: tiempo 400 ms/div).

Finalmente se implementaron ambos lazos, aplicando de nueva cuenta cambios tipo escalón en la carga, los cuales se observan en la Fig. 10. Como puede observarse existe una buena regulación y adicionalmente el transitorio, que se presenta en los cambios de carga, disminuye considerablemente. Se puede notar que aparecen pequeños picos cuando se tienen cambios en la carga. Estos son el resultado de las redes snubber que se agregaron para proteger los MOSFETs y no por el efecto del controlador. Estos picos se pueden reducir agregando pequeños capacitores a la salida que tengan un ESR muy pequeño.

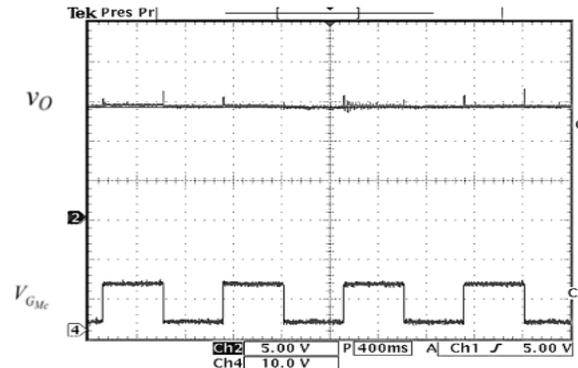


Fig. 10. Respuesta en el dominio del tiempo del regulador ante cambios de carga con lazo de prealimentación: (superior a inferior) Voltaje de salida del convertidor (eje-y: 5 V/div) y voltaje compuerta M_{carga} (eje-y: 10 V/div) (eje-x: tiempo 400 ms/div).

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se presenta el diseño de un convertidor reductor síncrono con filtro de entrada, analizándose las condiciones sobre la impedancia de dicho filtro a fin de que éste no altere negativamente la dinámica del sistema en lazo cerrado. Se obtiene el valor crítico de ESR del capacitor utilizado en dicho filtro que garantiza la estabilidad en lazo cerrado sin necesidad de agregar elementos adicionales al sistema. Se realizan pruebas experimentales en lazo abierto y mediante un análisis de respuesta en frecuencia experimental se obtiene la validez del modelo matemático. A partir del modelo linealizado del convertidor se obtiene la función de transferencia del voltaje de salida al ciclo de trabajo, encontrando que para esta función es adecuado implementar un control en modo-voltaje. Para mejorar aún más la respuesta del controlador se agrega un lazo de prealimentación. El controlador se diseñó en el dominio de la frecuencia y no en el dominio del tiempo, en donde la ganancia de lazo es moldeada para obtener características de estabilidad y robustez. Se realizaron pruebas en lazo cerrado para verificar la regulación ante cambios de carga con resultados satisfactorios.

REFERENCIAS

- Emadi A. (2005). Handbook of Automotive Power Electronics and Motor Drives. CRC Press, Boca Raton. FL USA.
- Erickson E. W. and D. Maksimovic D. (2001). Fundamental of Power Electronics, Second Ed. Kluwer Academic Publishers, Boston, MA., USA.
- Hassan G., Perreault D. J. , and Keim T. A. (2005). Design of dual-output alternators with switched-mode rectification. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20 (1), pp. 164–172.
- Keim T.A. (2004). 42 Volts-The View from Today. *SAE Technical Paper*.
- Perreault D. J. and Caliskan V. (2004) Automotive Power Generation and Control. *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, (3), pp. 618–630.
- Redl R. (2009). Feedforward control of switching regulators. *Proc. Prof. Educ. Semin. S.1 IEEE APEC*.