

Diseño y construcción de control híbrido difuso-deslizante para convertidor DC/DC tipo Boost

Design and construction of hybrid fuzzy-sliding control for DC/DC Boost converter

Mónica L. Vásquez

FYR Ingenieros

mlvasquezf@correo.udistrital.edu.co

Fredy H. Martínez

Universidad Distrital Francisco José de Caldas

fhmartinezs@udistrital.edu.co

El presente artículo explora la implementación en laboratorio de un esquema de control híbrido difuso-deslizante planteado como estrategia de control para convertidores DC/DC tipo boost, estrategia que permita garantizar la estabilidad de operación, la regulación del voltaje de salida y un reducido comportamiento transitorio en zonas de operación extrema. Para lograr esto, el esquema propuesto plantea la utilización de diferentes superficies de control, las cuales son unificadas en una única estructura gracias a la utilización de reglas de control difusas. La exploración culmina con la evaluación exitosa de un prototipo de laboratorio de 10 W que opera con esta estructura de control.

Palabras clave: control difuso, convertidor boost, regulación de voltaje, sistema híbrido

This article explores the implementation in laboratory of a scheme of fuzzy-slip hybrid control raised as a control strategy for DC/DC boost converters, strategy to ensure stable operation, regulation of the output voltage, and low transient behavior in areas of extreme operation. To accomplish this, the proposed scheme proposes to use different control surfaces, which are unified into a single structure through the use of rules of fuzzy control. The exploration culminates with the successful evaluation of a laboratory prototype of 10 W operating with this control structure.

Keywords: boost converter, fuzzy control, hybrid system, voltage regulation

Introducción

Los reguladores electrónicos de potencia DC, o convertidores DC/DC, son parte fundamental del funcionamiento de la mayoría del equipo electrónico actual, así como de otras aplicaciones de potencia eléctrica que consumen corriente DC (Steimer, 2010). Corresponden a un tipo

de fuente de alimentación conmutada con dos interruptores semiconductores (al menos uno de los dos controlable) y algún elemento para almacenar energía (normalmente algún elemento inductivo, aunque es posible utilizar un condensador) (Fei, Xu, Jinping, y Haikun, 2010; Martínez, 2003).

Estos esquemas necesitan una corriente directa, pero dado que la magnitud varía dependiendo del tipo de aplicación, se hace necesario utilizar elevadores, reductores, elevadores/reductores o inversores. Su utilización se ha hecho extensiva dada la gran eficiencia que presenta al manejar grandes potencias, frente a otras soluciones como los reguladores lineales, y la gran capacidad para reducir tamaño y costo de los equipos de transformación dada la posibilidad de trabajar con frecuencias muy por encima de los 60 Hz (recordar el diseño de los núcleos magnéticos y la ley de Faraday).

Ahora bien, el uso de estos convertidores tiene asociado a ellos ciertos problemas desde el punto de vista del control (Martínez, Gómez, y Castiblanco, 2010; Martínez y Gómez, 2007; Viswanathan, Oruganti, y Srinivasan, 2005). Debido a la conmutación, su dinámica es altamente no lineal. Las es-

Fecha recepción del manuscrito: Mayo 24, 2011

Fecha aceptación del manuscrito: Agosto 10, 2011

Mónica L. Vásquez, FYR Ingenieros; Fredy H. Martínez, Facultad Tecnológica, Universidad Distrital Francisco José de Caldas.

Esta investigación fue financiada por: Universidad Distrital Francisco José de Caldas.

Correspondencia en relación al artículo debe ser enviada a: Mónica L. Vásquez. Email: mlvasquezf@correo.udistrital.edu.co

trategias de diseño tradicional tratan en general de linealizar su comportamiento alrededor del punto de operación del convertidor, lo cual permite el diseño con técnicas lineales. Sin embargo, el convertidor real no es lineal, y la robustez del esquema tiende a ser muy baja fallando la operación cuando se presentan cambios en la carga o en el voltaje de entrada. Además, se deben controlar condiciones especiales de operación como el arranque del convertidor (la corriente de arranque sin un adecuado circuito de arranque puede ser mayor a 10 veces la nominal), lo que dificulta el diseño de un control robusto, rápido y de buena regulación.

El grupo de investigación ARMOS Arquitecturas Modernas para Sistemas de Alimentación ha desarrollado exitosamente esquemas de control difuso directo para solucionar el control de estos convertidores, agregando incluso condiciones de operación especiales como la corrección activa del factor de potencia (reconstrucción de la corriente de entrada) (Martínez y Gómez, 2007). Continuando los trabajos en control inteligente para el convertidor boost, se pretendió implementar un esquema de control híbrido difuso-deslizante, que mediante la definición de por lo menos dos superficies de control diferentes; una para condición estacionaria (operación cerca del *Set Point*) y otra para condición transitoria (durante el arranque, por ejemplo), se logre garantizar la correcta operación del convertidor con una muy buena respuesta dinámica. La conmutación entre las superficies se implementó mezclando el esquema con los principios del control difuso (utilizando la máquina de inferencia de Takagi-Sugeno para lograr evaluar las diferentes superficies), a fin de lograr una conmutación suave de superficie a superficie. En cuanto a la estabilidad global del esquema, se garantiza asegurando la estabilidad individual en cada una de las superficies de control.

A continuación, se presentan los antecedentes del diseño que permiten caracterizar el problema atacado y proyectar el perfil de la solución. Luego, se resume el diseño del control híbrido difuso-deslizante propuesto, iniciando con la definición de la planta de prueba y su modelo lineal, y finalizando con la formulación del esquema de control. En la siguiente sección se muestran los detalles de la construcción física del prototipo y su evaluación en laboratorio. Finalmente, se presentan las conclusiones de la investigación.

Formulación del problema

La dinámica de los convertidores de potencia incluye comportamientos altamente no lineales, esto en conjunto con la necesidad de altas velocidades de respuesta para variaciones en el voltaje de entrada y/o la carga de salida, conduce al desarrollo de estructuras de control que superen en desempeño a los tradicionales controles PID (Martínez y Gómez, 2007).

Como estrategias de solución desde el punto de vista del control, en los últimos años ha crecido el interés por la utili-

zación de técnicas computacionales inteligentes, destacándose el natural paralelismo de las redes neuronales, y su habilidad para aproximar la dinámica desconocida de un sistema, y por tanto, asumir el comportamiento ideal de un esquema de control; y la simplicidad del control difuso, que ofrece además una respuesta de alta calidad al mismo tiempo que brinda una baja sensibilidad a entradas ruidosas e imprecisas; razones de peso que justifican la utilización de estas técnicas en el control de convertidores de potencia.

Particularmente, la integración de un sistema basado en lógica difusa y un sistema en modo de deslizamiento se reporta en muchas aplicaciones con la intención de utilizar la lógica difusa para resolver problemas propios de la implementación de los esquemas de control en modo de deslizamiento, o simplemente para mejorar su desempeño (Martínez y Galvis, 2006; Martínez y Gómez, 2007; Mattavelli, Rossetto, Spiazzi, y Tenti, 1997).

En el artículo resumen (Kaynak, Erbatur, y Ertugrul, 2001) se presenta una serie de estructuras a través de las cuales se puede agregar 'inteligencia' a los controles en modo deslizante, al mismo tiempo que referencia una amplia lista de aplicaciones con lógica difusa; misma que ha servido de base para el análisis aquí presentado.

Metodología

Convertidor Boost en lazo abierto

Partiendo del modelo en variables de estado promedio del convertidor boost (Martínez, 2011), es posible obtener la función de transferencia como se muestra en la ecuación 1. En esta ecuación, se tomaron los valores de diseño del prototipo boost desarrollado en el proyecto (en las siguientes secciones se presentan los detalles de diseño): convertidor boost operando a 25 kHz, alimentado desde una fuente DC de valor nominal 12 V DC, voltaje de salida deseado de 24 V DC, con un choque medido en laboratorio de 1 mH, un filtro de salida de 10 uF, una carga resistiva nominal de 60 Ω , ciclo útil esperado en estado estacionario de 0,5, resistencia parásita en el choque de 0,7 Ω y en el condensador de salida de 0,5 Ω .

$$\frac{V_0(S)}{d(S)} = \frac{-74000S + 1,2 \times 10^9}{S^2 + 1366,7S + 2,5 \times 10^7} \quad (1)$$

Esta función de transferencia corresponde a un filtro pasa bajos de segundo orden con dos polos conjugados complejos del lado izquierdo del plano complejo. El filtro tiene una frecuencia de corte:

$$\omega_0 = \frac{1-d}{\sqrt{LC_0}} = 5000 \text{ rad/s} \quad (2)$$

Como se observa, la frecuencia de corte es función del valor del ciclo útil. En un control en lazo cerrado en modo de voltaje, ésta dinámica cambia cuando se ajusta el valor

del ciclo útil, es decir, la función de transferencia del sistema cambia continuamente. Esto hace que la función de transferencia del regulador boost sea una función no lineal respecto al ciclo útil. La Figura 1 muestra la respuesta en frecuencia en lazo abierto del regulador boost para el circuito de prueba.

Esquema híbrido difuso-deslizante

Para el diseño de éste tipo de control, se utiliza el movimiento promedio de la corriente en el choque de entrada y del voltaje de salida como variables de estado, lo que se conoce formalmente como variables de estado promedio, lo cual permite simplificar considerablemente el proceso de diseño. La estructura híbrida difuso-deslizante se presenta como una consecuencia lógica de las limitaciones del control en modo deslizante y las bondades que permite agregar la lógica difusa a este esquema.

Atendiendo al concepto del control en modo deslizante, se define para el convertidor boost a $\overline{v_0(t)}$ como el voltaje promedio en la salida, y V_{ref} como el voltaje de salida deseado. Por lo tanto, dado que el objetivo de control es la regulación del voltaje de salida, la superficie de deslizamiento en variables de estado para el control en estado estacionario (cerca del *set point*) esta descrita por $\overline{v_0(t)} = V_{ref}$, de tal forma que la superficie de deslizamiento de voltaje constante queda definida por:

$$S = \{ \mathbf{X}(t) \in \mathbb{R}^2 \quad : \quad \overline{v_0(t)} = V_{ref} \} \quad (3)$$

En el trabajo (Sira-Ramirez, 1987) se presenta un estudio de esta superficie de deslizamiento de voltaje constante para varios convertidores, incluido el convertidor boost, llegando a la conclusión de que aunque existe régimen de deslizamiento, el punto de equilibrio al que se llega para la corriente en el choque es inestable. Debido a esto, no es posible realizar un control de voltaje de salida con una superficie que sólo este formada por el error de voltaje de salida ($V_{ref} - v_0(t) = 0$), o lo que es lo mismo, la regulación del voltaje de salida se obtiene a expensas de la inestabilidad de la corriente en el choque.

En el trabajo (Sira-Ramirez, 1987) también se muestra que para la corriente en el choque, $i_L(t)$, con corriente constante ($\overline{i_L(t)} = K$), no solo existe régimen de deslizamiento sino que el punto de equilibrio es estable, razón por la cual se asume en éste trabajo. Así, la superficie de deslizamiento de corriente constante queda definida por:

$$S = \{ \mathbf{X}(t) \in \mathbb{R}^2 \quad : \quad \overline{i_L(t)} = K \} \quad (4)$$

Sin embargo, el objetivo primario del convertidor sigue siendo la regulación del voltaje de salida, razón por la cual es necesario eliminar el error estacionario del mismo. De la teoría clásica de control, se sabe que esto es posible agregando una red de compensación PI, que se asumirá inicialmente como solución. Tanto la componente proporcional como la

integral permiten reducir el tiempo de subida y el error de estado estacionario; sin embargo, también incrementan el sobrepaso. En primera instancia, no se considerará el problema del sobrepaso en los transitorios para el diseño de esta red PI, dado que como se mencionó antes, esta superficie operaría solamente cerca del punto de equilibrio.

Este nuevo lazo de realimentación PI modifica la expresión de la superficie de control como se muestra en la ecuación 5. Como es claro, el término integral garantiza la desaparición del error en estado estacionario.

$$S = \{ \mathbf{X}(t) \in \mathbb{R}^2 \quad : \quad (5)$$

$$\overline{i_L(t)} = k_1 (V_{ref} - \overline{v_0(t)}) + k_2 \int (V_{ref} - \overline{v_0(t)}) dt \}$$

La presencia de éste termino integral conlleva a la aparición de problemas durante el transitorio de arranque, ya que si se observa la estructura de la ecuación 5, es obvio que éste impedirá el cambio de signo en la superficie de control. Además, se complica la selección de los parámetros del lazo de realimentación, ya que si se busca un sistema robusto se terminará también con uno lento en cuanto a respuesta frente a variaciones en la carga o en la entrada.

Así las cosas, se podría pensar en la necesidad de dos superficies de control diferentes para resolver el problema, una que opere cerca del punto de equilibrio estacionario, y otra que opere durante el arranque del convertidor. Si se tiene en mente la estructura básica del esquema de control difuso, se puede concluir con facilidad el por qué mezclándolo en una estructura deslizante podría resolver el problema antes planteado.

Un control basado en lógica difusa utiliza reglas de control del tipo SI ... ENTONCES, cuyos consecuentes resultan ser combinaciones lineales de las variables de entrada. Es decir, es posible construir una superficie de control diferente para cada regla del sistema, lo que permite utilizar la superficie de control más apropiada en cada momento.

La Figura 2 muestra el esquema de control propuesto. En ella, se pueden apreciar dos lazos de realimentación, estructura muy común en los correctores activos de factor de potencia, uno de corriente y uno de voltaje. El lazo de corriente implementa la superficie de control:

$$S = \{ \mathbf{X}(t) \in \mathbb{R}^2 \quad : \quad \overline{i_L(t)} = I_{ref} \} \quad (6)$$

La dinámica de este lazo es mucho más rápida que la del lazo de voltaje, debido a que se requiere una rápida respuesta dinámica en función a la energía que maneja el convertidor, de forma similar a como lo realiza el control en modo de corriente. El lazo de voltaje, de dinámica más lenta a fin de evitar oscilaciones en el voltaje de salida a causa de ruido en la señal realimentada, es el encargado de establecer la referencia de corriente para el lazo interno (lazo de corriente).

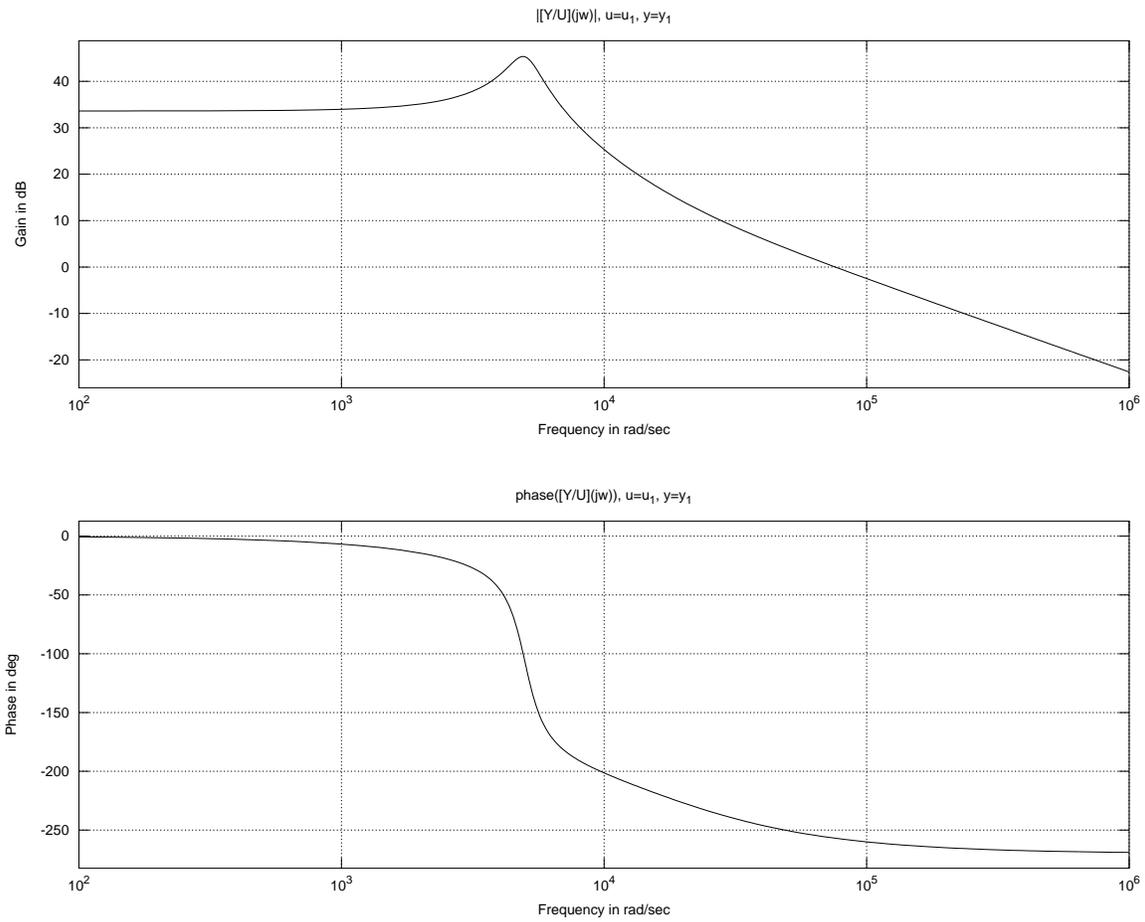


Figura 1. Respuesta en frecuencia en lazo abierto del modelo promedio del convertidor para el prototipo de prueba.

Teniendo en cuenta la función que debe cumplir el control difuso en esta aplicación, que la acción de control se realiza cada cierto intervalo de tiempo dependiente de la unidad que implementa el control y la frecuencia natural del sistema, y suponiendo que el valor DC de la corriente en el choque es automáticamente ajustado por el convertidor de acuerdo a la condición de balance de potencia, se seleccionan como variables de los antecedentes a: (1) el error del voltaje de salida, Eu , y (2) corriente en el choque del convertidor, i_L . Por lo tanto, los consecuentes que permitirán incluir en el conjunto de reglas las funciones de transferencia de los controladores PI diseñados alrededor del punto de equilibrio, tendrán la siguiente forma:

$$I_{ref}(t) = K_P Eu(t) + K_I \int Eu(t) dt \quad (7)$$

En donde las constantes K_P y K_I son las constantes del lazo PI diseñadas para que el sistema opere en estado estacionario (cerca del *set point*, cerca del punto de equilibrio).

Cuando el convertidor opera lejos del punto de equilibrio (por ejemplo, durante el arranque), la referencia de corriente se asume como un valor constante de corriente. El sistema de lógica difusa permite que las transiciones entre estas dos estrategias de control, es decir, la re-definición de la corriente de referencia de la ecuación 7 en estado estacionario y el valor constante del arranque, no se realice de forma brusca.

Diseño del control híbrido difuso-deslizante

Diseño de la planta. La planta está conformada por un pequeño convertidor boost de 10 W según se planteó desde la formulación del proyecto. La Figura 3 muestra el detalle del convertidor, y la Tabla 1 sus valores nominales de diseño.

De acuerdo a los valores nominales definidos para la planta (Tabla 1), se realizó el diseño del convertidor en operación en modo continuo de conducción (CCM).

Diseño del control. Con el fin de combinar como salida deseada del sistema controlado, un transitorio de arranque

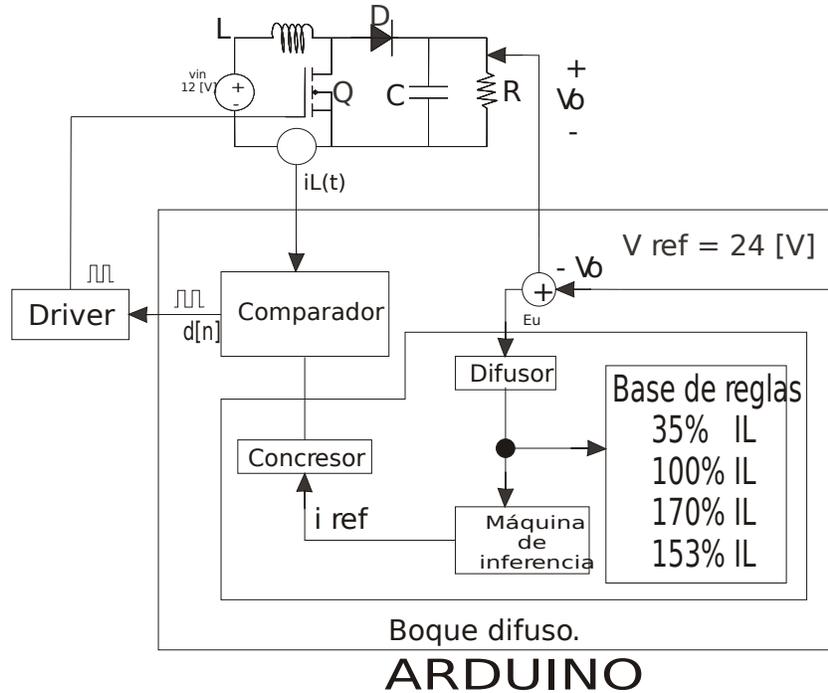


Figura 2. Esquema del control híbrido propuesto.

Tabla 1

Valores de diseño nominales del convertidor boost

Parámetro	Símbolo	Valor
Voltaje DC de salida (nominal)	V_0	24 V
Voltaje DC de entrada	V_i	12 V
Potencia de salida (nominal)	P_0	10 W
Corriente de salida	I_0	0.417 A
Frecuencia de conmutación	f_s	25 kHz
Rizado voltaje en la salida	V_r	2.4 V (10% V_0)
Rizado corriente en el choque	ΔI_L	0.21 A (20% I_{in} esperada)

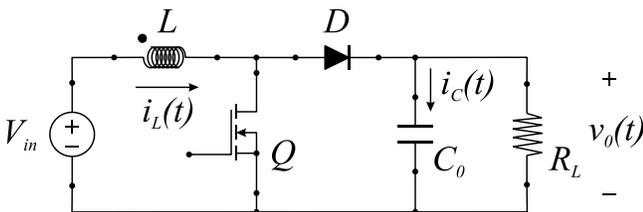


Figura 3. Circuito esquemático del convertidor elevador boost. Mediante la conmutación de Q (ciclo útil en estado estacionario ideal del 50%), y el almacenamiento de energía en L (1 mH), se logra la regulación del voltaje de salida $v_0(t)$, filtrado por el condensador C_0 (10 μF).

suave con respuesta rápida y operación robusta con mínimo error estacionario cerca al punto de equilibrio (cerca del régimen estacionario), se optó por un lado seleccionar cuatro superficies de deslizamiento de corriente constante para la

condición transitoria de arranque, y una superficie que introduce el efecto PI en operación estacionaria.

De acuerdo con los parámetros de diseño del circuito de potencia, y la eficiencia esperada del mismo, en el choque de entrada del regulador boost se espera una corriente nominal estacionaria promedio de 1 A. Por lo tanto, recordando que el control debe limitar la corriente de arranque del convertidor, se seleccionan los siguientes valores de corriente de referencia para las cuatro superficies deslizantes durante el arranque:

- Cuando el voltaje de salida esta muy por encima de su valor de referencia: $I_{ref} = 35\% I_{Nominal} = 0,35$ A.
- Cuando el voltaje de salida esta por encima de su valor de referencia y aún se encuentra lejos del mismo: $I_{ref} = 100\% I_{Nominal} = 1,0$ A.
- Cuando el voltaje de salida esta muy por debajo de su valor de referencia: $I_{ref} = 170\% I_{Nominal} = 1,7$ A.
- Cuando el voltaje de salida esta por debajo de su va-

lor de referencia y aún se encuentra lejos del mismo: $I_{ref} = 135\% I_{Nominal} = 1,35 \text{ A}$.

Para el diseño de la red PI, el principio de diseño dicta que el control debe responder lo más rápidamente posible sin importar los sobrepasos que se puedan generar (claro, estos serán asumidos por las otras superficies de control). Así, siguiendo los criterios de diseño clásicos para esquemas de control PI, se escoge el compensador mostrado en la ecuación 8.

$$G_{PI}(S) = \frac{80S + 100}{S} \quad (8)$$

Como se detalló antes, la definición de la corriente de referencia, I_{ref} , depende del error de voltaje Eu tanto para el bloque PI cerca del punto estacionario, como para el control difuso en las zonas extremas, razón por la cual se toma al error de voltaje de salida como variable de entrada al bloque de control difuso-deslizante, definiéndose como:

$$Eu(t) = \frac{24 - v_0(t)}{24} \quad (9)$$

Variable que se encuentra normalizada en el rango $[-1, 1]$. $v_0(t)$ corresponde al voltaje de salida medido sobre el convertidor en cualquier instante t , y 24 corresponde al voltaje de referencia de salida, en el prototipo 24 V. Para la sección difusa, se define un total de siete conjuntos difusos para el error de voltaje de salida como se muestran en la Figura 4.

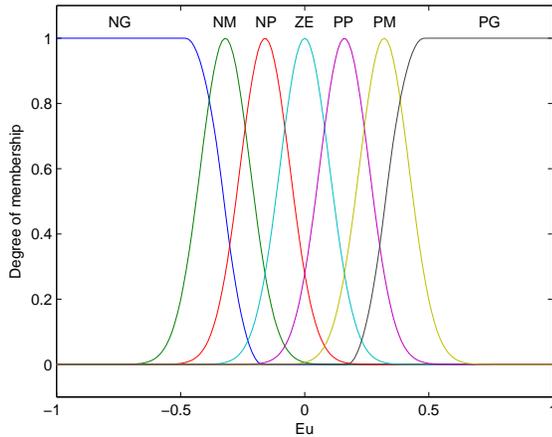


Figura 4. Conjuntos difusos para el error de voltaje de salida, sección difusa del control difuso-deslizante.

Finalmente, las reglas de control para el bloque difuso quedan definidas de la siguiente forma:

- Si Eu es NG ENTONCES I_{ref} es 0,35 A.
- Si Eu es NM ENTONCES I_{ref} es 1,0 A.
- Si Eu es NP ENTONCES I_{ref} es $80Eu + 100\frac{Eu}{S}$ A.
- Si Eu es ZE ENTONCES I_{ref} es $80Eu + 100\frac{Eu}{S}$ A.
- Si Eu es PP ENTONCES I_{ref} es $80Eu + 100\frac{Eu}{S}$ A.

- Si Eu es PM ENTONCES I_{ref} es 1,35 A.
- Si Eu es PG ENTONCES I_{ref} es 1,7 A.

La corriente de referencia suministrada por el bloque difuso es comparada directamente con la corriente en el choque, a fin de determinar el incremento a aplicar al ciclo útil actual, según la siguiente ecuación:

$$d[n] = \eta \times \delta d[n] + d[n-1] \quad (10)$$

η se utiliza como ganancia del incremento en el ciclo útil en cada actualización de la unidad de control, y para la aplicación final se ajustó en 0,01 a fin de producir variaciones suaves en el ciclo útil.

Resultados

Construcción de la planta

De acuerdo al diseño del convertidor *boost*, se definió el siguiente hardware para su construcción:

- Choque:

De acuerdo a las condiciones de operación del choque, se seleccionó como material del núcleo el #26 de Amidon, dado su alto valor de permeabilidad ($\mu = 75$). Para el detalle de su construcción, se debe determinar el conductor, el número de vueltas y el tamaño del núcleo.

En primer lugar, se determina la corriente máxima en el choque en estado estacionario, I_{LPK} :

$$I_{LPK} = \frac{I_0}{1-D} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{0,417}{1-0,5} + \frac{0,21}{2} = 0,94 \text{ A} \quad (11)$$

Para una densidad de corriente de 450 A/cm^2 y operación a 100 kHz con conductor de cobre cilíndrico (Amidon Associates, 2000), se recomienda el uso de calibre 23 AWG o superior (Billings, 1989). La Tabla 2 detalla algunos valores útiles para calibres 21, 22 y 23 AWG.

Seleccionando calibre 21 AWG a fin de reducir pérdidas por conducción, y conociendo la inductancia y las constantes de los núcleos Amidon (Tabla 3, (Amidon Associates, 2000)), es posible determinar el tamaño exacto del núcleo requerido. Un valor de potencia exige un determinado tamaño de núcleo. Un valor de inductancia determina el número de vueltas a devanar en el núcleo.

El producto de áreas es un valor utilizado para relacionar tamaño de núcleo a potencia manejada, sin importar la forma o configuración del núcleo. En (Billings, 1989) se presenta un diagrama que relaciona al producto de áreas con la corriente de carga, de allí, y para un valor de inductancia de 1.2 mH, se puede establecer un valor mínimo de producto de áreas para el choque de 0.1 cm^4 . De la Tabla 3, es posible observar que un tamaño T-68-26 o superior de núcleo cumple el requisito de manejo de potencia. Por disponibilidad en el mercado, y facilidad de refrigeración, se seleccionó para el convertidor el núcleo T-157-26.

Tabla 2

Detalles de conductores de cobre cilíndrico 21, 22 y 23 AWG para aplicaciones en SMPS (Billings, 1989)

AWG	d [cm]	A [cm ²]	Ω/cm 20°C	Ω/cm 100°C	I [A]
21	0.072	0.004105	0.000420	0.000561	1.847
22	0.064	0.003255	0.000530	0.000708	1.465
23	0.057	0.002582	0.000668	0.000892	1.162

Tabla 3

Constantes de núcleos toroidales Amidon material #26 (Amidon Associates, 2000)

Núcleo	A _L ×10 ⁻¹⁰	OD [cm]	ID [cm]	Altura [cm]	Longitud [cm]	A [cm ²]
T-30-26	325	0.780	0.384	0.325	1.83	0.065
T-37-26	275	0.953	0.521	0.325	2.32	0.070
T-44-26	360	1.118	0.582	0.404	2.67	0.107
T-50-26	320	1.270	0.762	0.483	3.20	0.121
T-68-26	420	1.753	0.940	0.483	4.24	0.196
T-80-26	450	2.019	1.257	0.635	5.15	0.242
T-94-26	590	2.393	1.422	0.792	6.00	0.385
T-106-26	900	2.692	1.448	1.110	6.50	0.690
T-130-26	785	3.302	1.981	1.110	8.29	0.730
T-157-26	970	3.988	2.413	1.448	10.05	1.140
T-184-26	1640	4.674	2.413	1.803	11.12	2.040
T-200-26	895	5.080	3.175	1.397	12.97	1.330
T-225-26	950	5.715	3.556	1.397	14.56	1.500
T-300-26	800	7.620	4.877	1.270	19.83	1.810

$$L = N^2 A_L \implies N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 111,2 \text{ vueltas} \quad (12)$$

Para determinar la longitud aproximada de conductor requerida, se calcula el promedio para una vuelta a partir del área de la sección, y se multiplica este valor por el número total de vueltas, más un 20 % que contempla el desperdicio de alambre al devanarlo:

$$L_{cond} = \left(2 \times \pi \times \sqrt{\frac{A}{\pi}} \right) \times (111,2) \times (1,2) = 505 \text{ cm} \quad (13)$$

Para determinar el número de capas a devanar, se tiene en cuenta el diámetro del conductor (0.072 cm) y la longitud del núcleo (10.05 cm), más un 10 % de imperfección de devanado, es decir:

$$N_{capas} = \frac{(111,2) \times (0,072) \times (1,1)}{10,05} = 0,88 \text{ capas} \quad (14)$$

es decir, menos de una capa de conductor.

Control híbrido difuso-deslizante

Para la implementación del sistema de control híbrido difuso-deslizante, se escogió la plataforma Arduino Me-

ga2560 (Figura 5). Este es una tarjeta *open hardware* (esquemáticos de libre distribución) basada en el microcontrolador ATmega2560 de Atmel, con un total de 54 pines de entrada/salida digitales, de los cuales 14 pueden ser utilizados como salidas PWM. Además, también de interés para la aplicación, se destaca que el sistema posee capacidad para recibir hasta 16 entradas análogas, y corre con un reloj de 16 MHz.

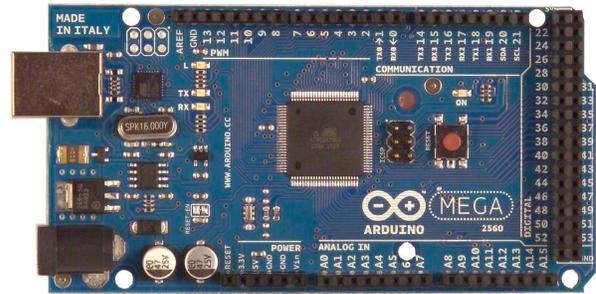


Figura 5. Arduino Mega2560.

Los recursos que posee el sistema en conjunto con su costo son razón suficiente para justificar su selección. Sin embargo, la razón principal de su selección para la implementación del prototipo, es la posibilidad de programar el sistema en un lenguaje de alto nivel muy similar al C, lo que facilitó

considerablemente el desarrollo de la aplicación.

Para la conexión de Arduino con el convertidor de potencia, se desarrolló un nuevo circuito driver para la *gate* del Mosfet, en este caso utilizando dos transistores bipolares en configuración *push-pull*, conformando un circuito capaz de suministrar hasta 2,5 A a la *gate* (Figura 6).

Evaluación de desempeño

La evaluación de desempeño se realizó midiendo el comportamiento de las variables de estado del convertidor en arranque y operación estacionaria. Luego se observó el desempeño del control frente a un incremento de la carga de salida del 20 %.

En las figuras Figura 7 y Figura 8, y en el plano de fase mostrado en la Figura 9, se puede observar el comportamiento de las variables de estado del sistema luego de 100 ms de operación. Como se aprecia, el sistema busca su punto de equilibrio a través de una variación suave de sus variables de estado. La corriente de entrada no supera los 2,3 A, valor muy inferior al pico de 5,5 A registrado por el sistema de control en lazo abierto. El voltaje de salida tampoco presenta grandes sobrepasos (inferior a 35 V), los cuales son normales de esperar en un sistema con filtro capacitivo en su salida. El valor inferido por la unidad de control difuso-deslizante durante este mismo intervalo de tiempo, se puede observar en la Figura 10.

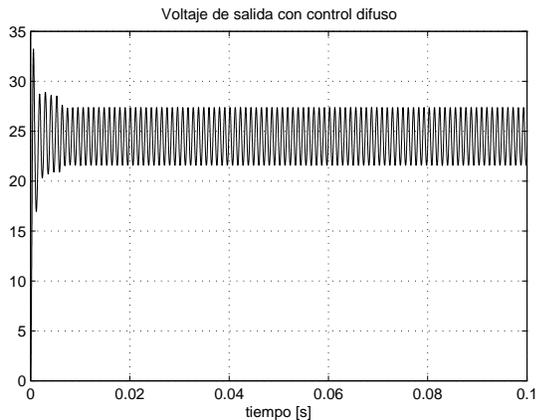


Figura 7. Voltaje de salida en arranque con carga nominal ($R_L = 60\Omega$).

Como se mencionó, el desempeño dinámico del esquema de control se evaluó aplicando un cambio de carga al convertidor y midiendo el comportamiento en las variables de estado. La carga se incrementó en un 20 %, reduciendo su valor resistivo de 60Ω a 50Ω . Las figuras Figura 11 y Figura 12 muestran el comportamiento detectado tanto en el voltaje de salida como en la corriente de entrada.

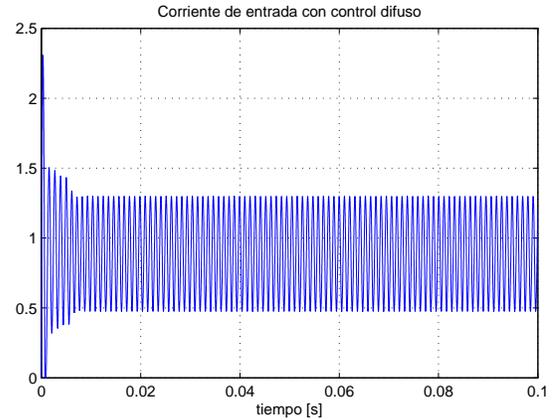


Figura 8. Corriente de entrada en arranque con carga nominal ($R_L = 60\Omega$).

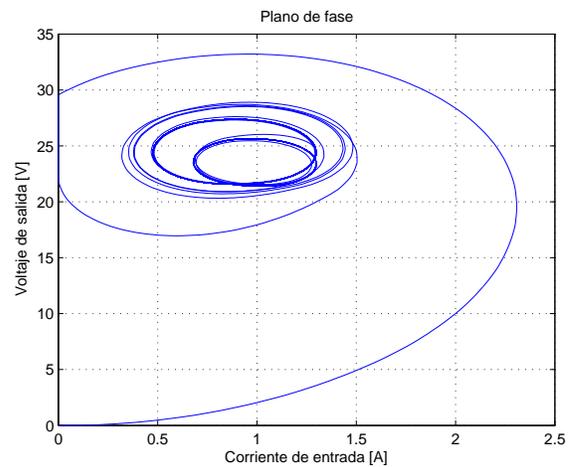


Figura 9. Plano de fase control difuso-deslizante.

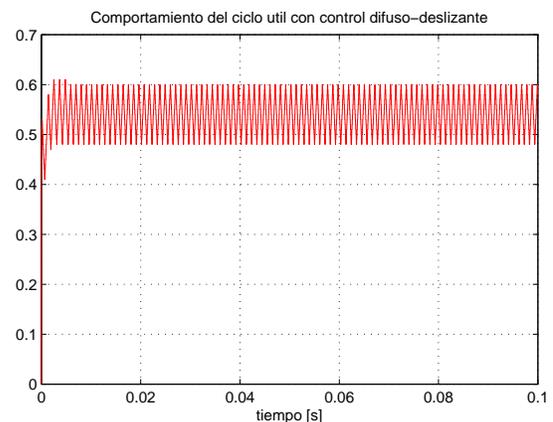


Figura 10. Comportamiento del ciclo útil durante los 100 ms iniciales del control difuso-deslizante.

Conclusiones

En éste trabajo de investigación se ha realizado la evaluación de una posible implementación de un control híbrido

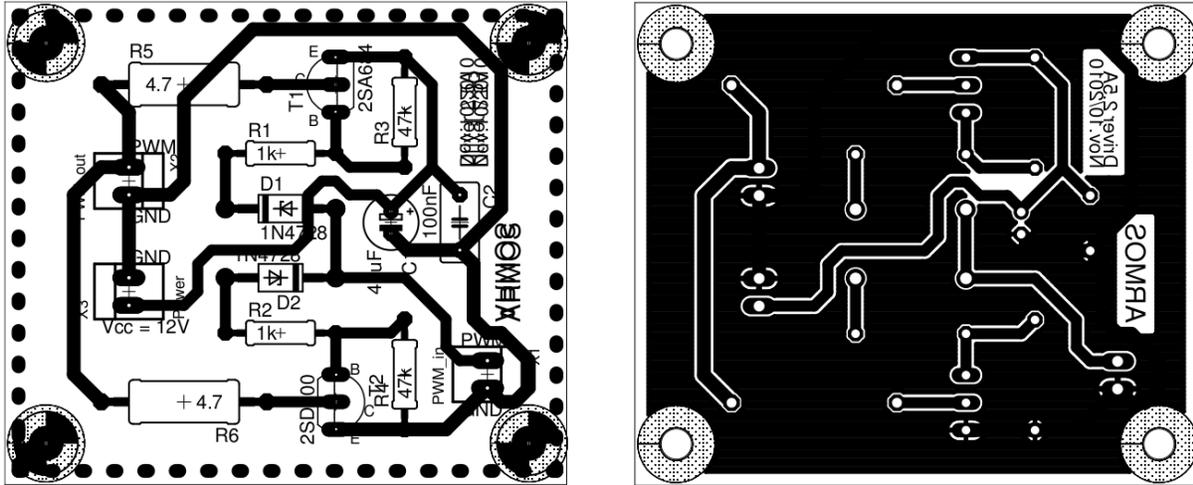


Figura 6. Circuito impreso del driver en configuración *push-pull*.

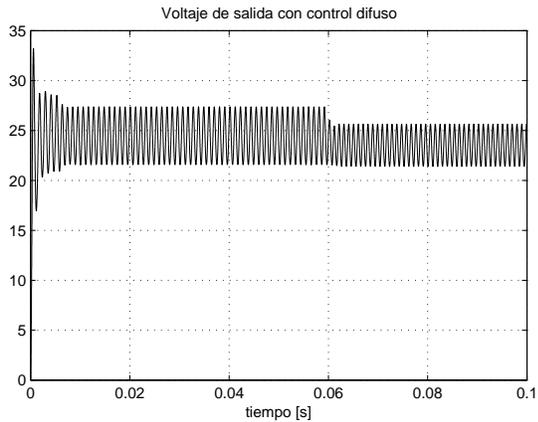


Figura 11. Voltaje de salida en arranque con variación de carga (de 60Ω a 50Ω).

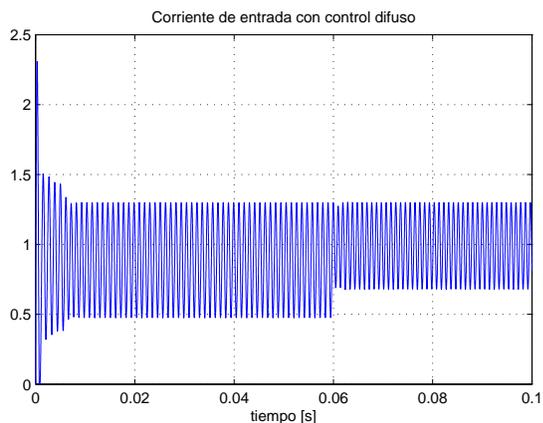


Figura 12. Corriente de entrada en arranque con variación de carga (de 60Ω a 50Ω).

en donde los sistemas de lógica difusa son utilizados como herramienta auxiliar en el diseño de controles deslizantes en modo de corriente para reguladores conmutados DC/DC tipo boost. Este convertidor, de particular interés para el grupo de investigación ARMOS, posee una dinámica de fase no mínima alrededor de su punto de equilibrio, raíz del interés en el desarrollo de su esquema de control.

Se desarrolla una estructura de control híbrida difuso-deslizante para el convertidor elevador tipo boost, utilizando como plataforma base el control en modo de corriente (incluyendo en la topología dos lazos de control, uno de voltaje y uno de corriente, sustentado esto en las necesidades de regulación de voltaje y estabilidad), e implementando estrategias de control deslizante y sistemas de lógica difusa a fin de introducir algún grado de comportamiento adaptativo en el sistema.

Los resultados sobre un prototipo de laboratorio de la estrategia de control sobre un diseño de prueba con potencia de salida de 10 W, muestran no sólo la capacidad de regulación del voltaje de salida, sino estabilidad, una alta velocidad de respuesta, valores reducidos de transitorios, principalmente el de corriente de arranque, y una gran inmunidad frente a cambios fuertes en la carga de salida. Esta excelente respuesta dinámica es incluso mejor que la reportada por el control difuso directo en investigaciones previas del grupo de investigación, en donde frente a cambios en la carga se registraron sobrepasos en la salida del 12 % al 18 % con tiempos de estabilización de 50 a 70 ms (Martínez y Galvis, 2006).

El hecho de que el sistema de control híbrido se estructure sobre un control en modo de corriente, deja abierta la posibilidad de replantear las superficies de control, es decir, las corrientes de referencia, a fin de incluir en esta estructura capacidades adicionales de corrección activa del factor de potencia. Tal proyección se evaluará en futuros trabajos del grupo de investigación.

Referencias

- Amidon Associates, I. (2000). *Amidon tech data book*. On line.
- Billings, K. (1989). *Switchmode power supply handbook* (2.^a ed.). McGraw Hill.
- Fei, Z., Xu, J., Jinping, W., y Haikun, Y. (2010). A novel tri-state boost pfc converter with fast dynamic performance. En *The 5th ieee conference on industrial electronics and applications (iciea)* (p. 2104-2109).
- Kaynak, O., Erbatur, K., y Ertugrul, M. (2001). The fusion of computationally intelligent methodologies and sliding-mode control: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 48(1), 4-17.
- Martínez, F. H. (2003). Técnicas de conversión ac/dc en sistemas monofásicos con factor de potencia unitario. *Tecnura*, 6(12), 31-41.
- Martínez, F. H. (2011). *Algunas aplicaciones de la lógica difusa en el control de convertidores dc/dc* (Vol. 1). Universidad Distrital Francisco José de Caldas.
- Martínez, F. H., y Galvis, J. (2006). Reducción de la distorsión armónica utilizando un convertidor boost con control difuso. En *Iii convención internacional de la ingeniería mecánica, eléctrica e industrial, simposio de ingeniería eléctrica y electrónica* (p. 1-6).
- Martínez, F. H., Gómez, D., y Castiblanco, M. (2010). Evaluation of a neural control with optimal architecture for a dc/dc converter. En *The ieee 2010 international power electronics conference - ecce asia - ipec-sapporo 2010* (p. 53-57).
- Martínez, F. H., y Gómez, D. F. (2007). Fuzzy logic controller for boost converter with active power factor correction. En *The ieee 7th international conference on power electronics - icpe'07* (p. 936-940).
- Mattavelli, P., Rossetto, L., Spiazzi, G., y Tenti, P. (1997). General-purpose fuzzy controller for dc-dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 12(1), 79-86.
- Sira-Ramirez, H. (1987). Sliding motions in bilinear switched networks. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 34, 919-933.
- Steimer, P. K. (2010). Enabled by high power electronics - energy efficiency, renewables and smart grid. En *The ieee 2010 international power electronics conference - ecce asia - ipec-sapporo 2010* (p. 11-15).
- Viswanathan, K., Oruganti, R., y Srinivasan, D. (2005). Dual-mode control of tri-state boost converter for improved performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4), 790-797.