

Control difuso tipo dos en convertidores de potencia Type-2 fuzzy controller for power converters

M.A. Márquez-Vera ^{a,*}, G.A. Paredes-Huerta ^b, J.C. Ramos-Fernández ^a, A. Ma'arif ^c, M.A. Cano-Figueroa ^a

^a Área Académica de Mecatrónica, Universidad Politécnica de Pachuca, 43830, Zempoala, Hidalgo, México.

^b Alstom Sahagún, 43970, Ciudad Sahagún, Hidalgo, México.

^c Universitas Ahmad Dahlan, 55161, Umbulharjo, Yogyakarta, Indonesia.

Resumen

Este artículo muestra el control del voltaje de salida de un convertidor de potencia tipo boost, los convertidores son sistemas conmutados, por lo cual se eligió un control discontinuo de modos deslizantes, este tipo de control emplea un control equivalente que puede hacer uso del modelo matemático del sistema, y un control discontinuo basado en una función del error de medición. Ante la incertidumbre paramétrica en el circuito y situaciones prácticas pasadas por alto en el modelo del convertidor, como son las caídas de voltaje en el interruptor y el diodo, se emplearon modos deslizantes difusos adaptables, de este modo no es necesario contar con el modelo matemático del convertidor. Una alternativa de justificar la arbitrariedad en el diseño de los conjuntos difusos es emplear conjuntos difusos tipo dos, con los que se abarcarían diferentes formas de conjuntos en la partición difusa, por lo que este tipo de conjuntos es empleado en este esquema de control.

Palabras Clave: Convertidor de potencia, control difuso, conjuntos difusos tipo 2.

Abstract

This paper shows the output voltage control of a boost power converter, power converters are switched systems, thus a switched controller was proposed, in this case, a sliding modes controller. The sliding modes controller uses an equivalent controller by using the mathematical model of the system, and a switching controller that uses a sliding surface function. Due to parametric uncertainty in the circuit and practical issues in the converter model, such as the switch and diode voltages, the fuzzy sliding modes controller is adaptive, in this way it is not necessary to have the mathematical model of the converter. An alternative to justify arbitrariness in the fuzzy sets design is to implement type-2 fuzzy sets, now different shapes for the fuzzy sets are taken into consideration, for this reason, these kinds of fuzzy sets are used in this approach.

Keywords: Power converter, fuzzy control, Type-2 fuzzy sets.

1. Introducción

La electrónica de potencia puede ser descrita como el análisis de sistemas electrónicos conmutados y no como el uso de dispositivos electrónicos de potencia elevada (Rashid, 2004). De hecho, al trabajar con sistemas conmutados, se lleva a los interruptores electrónicos a trabajar en los estados de corte y saturación (apagado y encendido), donde teóricamente la potencia que disiparían serían cero watts. En la práctica, cuando un interruptor es saturado, este presenta un pequeño voltaje de caída (Engelkemeir et al., 2019), dependiendo la corriente eléctrica que circule por él y la frecuencia a que se conmute, la caída de voltaje será de entre uno y dos volts (Thompson, 2006).

La electrónica de potencia tiene por objetivo modificar la presentación de la energía eléctrica, ya sea reduciendo o elevando el voltaje de alimentación, su frecuencia o pasando la corriente alterna (CA) en directa (rectificadores) o de corriente directa (CD) a corriente alterna (inversores) (Maroti et al., 2022). En ocasiones, para convertir una alimentación de 127V de CA a 60Hz, con el fin de obtener 500V de CA a 1KHz, se requieren varias conversiones, de CA a CD mediante rectificadores de onda completa, después se emplea un convertidor CD-CD para tener el voltaje de salida deseado o uno cercano, en seguida va una transformación CD-CA con un inversor para tener la frecuencia deseada y quizá un transformador si es necesario subir más el voltaje (Bartoli et al., 1995).

* Autor para la correspondencia: marquez@upp.edu.mx

Correo electrónico: marquez@upp.edu.mx (Marco Antonio Márquez-Vera), gloria.paredes-huerta@alstomgroup.com (Gloria Alejandrina Paredes-Huerta), jramos@upp.edu.mx (Julio César Ramos-Fernández), alfian.maarif@te.uad.ac.id (Alfian Ma'arif), angelica_cano@upp.edu.mx (Martha Angélica Cano-Figueroa).

Historial del manuscrito: recibido el 29/03/2022, última versión-revisada recibida el 29/05/2022, aceptado el 02/08/2022, publicado el 31/08/2022. DOI: <https://doi.org/10.29057/icbi.v10iEspecial3.8880>



Los convertidores de potencia son dispositivos que modifican la amplitud del voltaje en corriente directa (Hart, 2001), en especial el convertidor reductor (buck) reduce el voltaje de salida, con la característica de que puede entregar una mayor corriente eléctrica a la carga que la que consume de la fuente de alimentación, esto es debido al inductor conectado en la entrada del circuito (Sorouri et al., 2022).

Los convertidores reductores pueden ser vistos como una señal de modulación por ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) filtrada, en particular son sencillos de controlar gracias a que las variaciones en el voltaje de alimentación son atenuadas al reducir el voltaje de salida, además, al poder proporcionar una corriente de salida mayor a la que consume de la fuente de alimentación, las variaciones en la carga que alimenta el convertidor, también pueden ser manejadas y soportadas por el convertidor. Por otro lado, si el ciclo de trabajo del interruptor llega al 100 %, no se genera un corto-circuito, y el convertidor entregará el mismo voltaje que con el que es alimentado (Abouchabana et al., 2021).

Al tratarse de un sistema conmutado, es decir discontinuo, una técnica de control discontinua sería una buena opción para controlar convertidores de potencia (Midhat, 2019). Sin embargo, diferentes técnicas de control pueden ser empleadas, como es el caso del bien conocido controlador proporcional-integral-derivativo (PID) (Arikatla y Qahouq, 2011). Un control discontinuo empleado en este tipo de sistemas electrónicos es el de modos deslizantes (Drakunov et al., 2009; Utkin, 2008), una ventaja de este tipo de controlador, al igual que el PID, es que no se requiere contar con el modelo matemático del sistema electrónico, teniendo así un control indirecto que puede ser sintonizado a partir de la respuesta del convertidor (Wang et al., 2013).

El objetivo de investigación en este trabajo es controlar el voltaje de salida de un convertidor elevador empleando modos deslizantes difusos, la parte difusa se ha propuesto para aproximar el modelo del convertidor con el fin de calcular la parte del control equivalente de los modos deslizantes, comparando a su vez la diferencia de emplear conjuntos difusos tipo uno y tipo dos. Esto debido a que las variaciones en el voltaje de entrada y en la carga eléctrica a alimentar se ven amplificadas en el voltaje de salida de un convertidor tipo boost, además de que se tiene incertidumbre paramétrica como en el valor de la inductancia, la caída de voltaje del diodo y del interruptor (transistor), así como la posible variación en la frecuencia del PWM usada en el convertidor, por lo cual el esquema difuso es adaptable.

Además, el convertidor a controlar es del tipo elevador (boost), ya que, al elevar el voltaje de salida, se tiene una limitante en la corriente que puede entregar el convertidor. Por otro lado, al subir el voltaje, una pequeña variación en el voltaje de alimentación se ve amplificada en la salida. Finalmente, el tener un ciclo de trabajo cercano al 100 % hará que la bobina se caliente, se sature y el voltaje de salida se reduzca, llegando a tener un corto-circuito. Los resultados aquí mostrados son a nivel simulación, empleando las ecuaciones diferenciales que describen al convertidor de potencia.

2. Antecedentes

En el mercado existen fuentes lineales capaces de regular el voltaje de salida (ECURED, 2019), los reguladores empleados comúnmente, fijos o variables, son capaces de proporcionar

una corriente eléctrica de entre uno y tres amperes. Para poder entregar una corriente mayor se puede utilizar un transistor fuera de borda (González, 2013), llegando así a corrientes de salida de hasta 20A. La desventaja de las fuentes lineales es que para la correcta operación de los reguladores, el voltaje de entrada debe ser al menos 1V mayor que el voltaje de salida, es decir, no pueden entregar un voltaje mayor que el de alimentación, además de contar con un transformador de baja frecuencia (60 Hz), lo cual las hace costosas, grandes y pesadas (Nowakowski y Taylor, 2013).

Las fuentes conmutadas hacen uso de sistemas discontinuos (conmutados), es decir, emplean interruptores electrónicos que conectan y desconectan partes de un circuito electrónico. En el mercado se pueden encontrar fuentes para computadoras que entregan voltajes fijos de $\pm 5V$, $\pm 12V$ y $3.3V$, entregando una corriente eléctrica en el caso de la salida de 5V de hasta 40A (Spiazzi et al., 2002). Estas fuentes están reguladas y suelen contar con protección contra corto-circuito. El precio de estas fuentes es similar al de las fuentes lineales, pero son más ligeras y tienen mayor capacidad de corriente.

Si se busca tener una fuente conmutada de voltaje variable, es posible emplear reguladores especiales, que midiendo el voltaje de referencia deseado y el voltaje entregado por la fuente, son capaces de determinar el ciclo de trabajo (ancho de pulso del PWM) para llegar al voltaje de salida que se busca (electrónica, 2018).

Para lograr mantener el voltaje deseado, un control PID sería una opción, pero se deben tener en cuenta algunas situaciones prácticas, por ejemplo, un PID clásico genera una señal de control negativa si el voltaje de salida es mayor al voltaje de referencia, esto no es posible de manejar usando un PWM ya que no se contaría con pulsos negativos, y para el interruptor, un voltaje cero o negativo significa apagado en ambos casos (Wang et al., 2015).

Algunas técnicas de control pueden trabajar directamente con sistemas conmutados, como los modos deslizantes (Drakunov et al., 2009) o el control por super twisting (Cui et al., 2021; Sira-Ramírez, 2002). Ambos presentan un desempeño aceptable en el manejo de convertidores de potencia teniendo un rizo de voltaje menor a 0.2V y un sobreimpulso menor al 10 %. Para hacer frente a las incertidumbres de los parámetros del circuito, es posible emplear lógica difusa en el diseño del controlador (Lee et al., 2001).

Para implementar un convertidor de potencia se requiere un interruptor que cambie su estado a una frecuencia alta, en (Hart, 2001) se propone que la frecuencia de conmutación sea de 20KHz a 50KHz, la primera opción es debido a que, al contar con una bobina, el campo magnético producirá un molesto zumbido que nosotros ya no escucharemos si la frecuencia de conmutación es de al menos 20KHz. Los transistores son comúnmente empleados como interruptores en los convertidores, en el caso de los transistores bipolares de unión (BJT) se ha notado en la práctica, que al saturarse, presentan un voltaje de al menos 2V entre colector y emisor, además del efecto capacitivo que muestran al almacenar carga eléctrica (Nagy y Polanco-Risquet, 2022), lo cual hace que cuando el transistor conduce corriente de más de 1A, se tengan tiempos de descarga de hasta 0.5ms, lo cual limita la frecuencia a la que pueden operar, presentando problemas para apagarse a frecuencias superiores a 10KHz.

Una mejor alternativa para el interruptor electrónico es emplear un transistor con efecto de campo de metal-óxido-

semiconductor (MOSFET), en especial uno de canal de enriquecimiento o incremental, ya que su homólogo presentaría una lógica negada. Este tipo de transistor no presenta el efecto capacitivo del BJT, tiene un voltaje entre drenaje y fuente menor que el mostrado por un BJT entre colector y emisor al ser saturado, aún para corrientes de circulación mayores a 1A, por lo que este transistor puede operar como interruptor hasta frecuencias superiores a los 50KHz. A frecuencias mayores, en lugar de tener problemas en el apagado como en el BJT debido al tiempo de descarga, el MOSFET presenta problemas al encendido (Franke y Friedrich, 2009), ya que el canal interno de conducción tarda una fracción de milisegundo en crearse. En la Figura 1 se muestra cómo se genera el canal al polarizar un MOSFET, el interruptor mostrado sería el PWM de entrada al transistor y la flecha roja representa la corriente que circula en el sentido convencional.

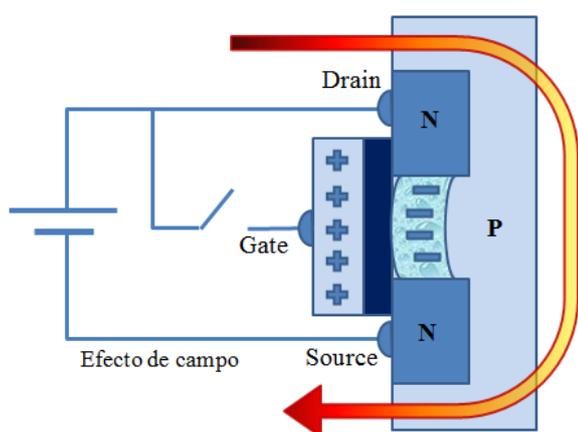


Figura 1: Efecto de campo en un transistor MOSFET.

Existen varios tipos de convertidores de corriente directa a corriente directa (CD-CD), como se mencionó antes. Se trabajó con un convertidor tipo boost debido a que, al elevar el voltaje, las variaciones en la entrada se ven amplificadas, también tendría problemas para alimentar una carga variable al entregar una corriente eléctrica menor a la que consume; además de tener la posibilidad de calentar la bobina que almacena energía y hasta presentar un corto-circuito si el PWM es cercano al 100 %. En la práctica no se recomienda trabajar con anchos de pulso superiores al 80% (Nishant y Bauman, 2021), valor para el cual se cuadruplica el voltaje de salida respecto a la entrada. En la Figura 2 se muestra un esquema de la configuración del convertidor tipo boost. La bobina almacena energía para que al liberarla se pueda incrementar el voltaje, el diodo se usa con el fin de tener conducción continua, además de que se requiere una inductancia mínima para tener un flujo de corriente eléctrica constante (Hart, 2001). El capacitor tiene la función de filtrar el voltaje para reducir el rizo generado por la conmutación del transistor.

La relación de voltajes es $v_{sal}/v_{ent}=1/(1-D)$, donde D representa el ciclo de trabajo siendo un valor entre 0 y 1, por otro lado v_{sal} es el voltaje de salida y v_{ent} es el voltaje de entrada.

Existen varias formas de producir el PWM, una manera sería comparar la diferencia entre el voltaje deseado y el voltaje que realmente entrega el convertidor de potencia, a esta señal la llamamos error, contra una señal triangular de la frecuencia propuesta para el conmutador, en nuestro caso se propuso trabajar a 25KHz. Si se trabaja a menor frecuencia, los valores

requerido para la inductancia y del capacitor serían mayores, y si se plantean frecuencias más grandes se tendrán problemas en el transistor como una caída de voltaje entre drenaje y fuente mayor a 1V

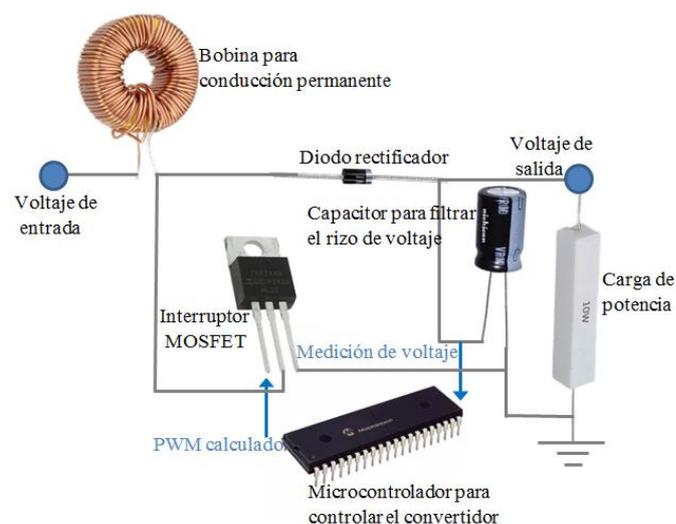


Figura 2: Convertidor de potencia tipo boost.

En la Figura 3 se muestra el PWM obtenido de comparar el error contra la señal triangular. Un comparador hace que, si el error es mayor a la señal triangular, el voltaje de salida del comparador se sature al valor máximo, y si es menor, entonces el comparador se apaga.

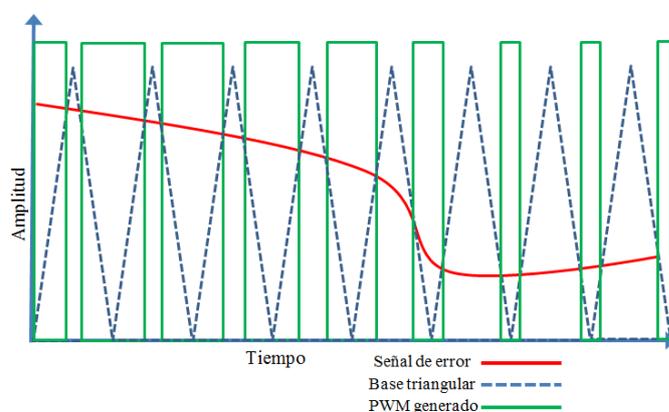


Figura 3: Generación del PWM usado para la señal de control.

El modelo del convertidor es descrito por las siguientes ecuaciones (Nisso et al., 2018):

$$\frac{dv_C(t)}{dt} = (1-D) \frac{i_L(t)}{C} - \frac{v_C(t)}{RC}, \quad (1)$$

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -(1-D) \frac{v_C(t)-v_D}{L} + \frac{v_{ent}}{L}, \quad (2)$$

donde R es la resistencia de carga, C es la capacitancia del filtro, L es la inductancia de la bobina, v_{ent} es el voltaje de entrada, en este caso 5V, v_D es la caída de voltaje en el diodo, tomando aquí 0.7V al suponer un diodo de silicio. Las variables de estado que además pueden ser medidas son $v_C(t)$ que representa el voltaje en el capacitor y que es la salida del sistema v_{sal} , y la corriente en la bobina es $i_L(t)$. Una propuesta para la elección del diodo, el transistor y los valores de la capacitancia e inductancia en un convertidor buck-boost se muestra en (Zúñiga-Peña et al., 2018).

El diagrama electrónico del convertidor tipo boost se muestra en la Figura 4, la bobina funciona como filtro de corriente y el capacitor filtra el voltaje de salida, este convertidor aumenta el voltaje de salida, como se muestra en el diagrama, si el interruptor (transistor MOSFET) se encuentra apagado, el voltaje de salida sería igual al voltaje de entrada. Si el ancho de pulso en el PWM se va incrementando, el voltaje de salida también se incrementa.

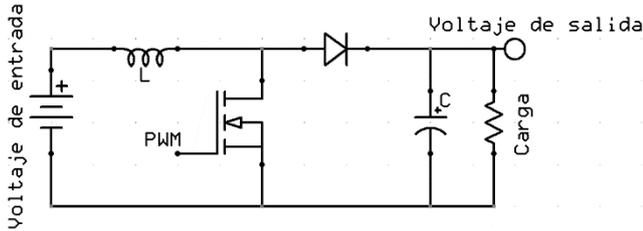


Figura 4: Diagrama electrónico del convertidor tipo boost.

Una ventaja de emplear como controlador a los modos deslizantes, es el no requerir obligatoriamente del modelo matemático, ya que la parte del control equivalente, que se explicará en la siguiente sección, puede ser aproximada por los límites que pueden tener las funciones que aparecen en el modelo, y en este caso, el modelo es aproximado mediante lógica difusa.

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + g(x(t))u(t), \quad (3)$$

donde $f()$ y $g()$ son funciones suaves no lineales del estado $x(t)$, y $u(t)$ es la señal de entrada en el sistema. Se considera el error de salida como $e(t) = x_1(t) - r(t)$, donde r es la referencia a seguir. Podemos tomar la señal de entrada al sistema como:

$$u_{eq}(t) = g^{-1}(x(t))(\dot{r}(t) - f(x(t)) - s(e(t))), \quad (4)$$

siendo esta parte el control equivalente que puede hacer uso de las funciones f y g del modelo matemático, o bien toma una cota a partir de una aproximación burda de las funciones. La función $s()$ se conoce como superficie de deslizamiento, y es una función Hurwitz del error, lo que significa que el polinomio que representa su transformada de Laplace debe tener las partes reales de sus raíces negativas (Aguirre-Hernández et al., 2017).

Ahora se agrega el control discontinuo definido de la siguiente manera:

$$u_{sw}(t) = -\eta g^{-1}(x(t))\text{sign}(s(e(t))), \quad (5)$$

donde η es un parámetro a proponer, si este toma un valor mayor a uno, la salida del sistema llegará rápidamente a la referencia, pero oscilará alrededor de ella, lo cual se denomina chattering, por otro lado, para valores menores a uno, la convergencia será más lenta, pero la amplitud de las oscilaciones alrededor de la referencia será menor.

Si se emplea una función del error como superficie de deslizamiento, y su transformada de Laplace es un polinomio estable, significa que el error tiende a cero, de esta manera, sin importar la referencia o aun desconociéndola, el error de salida tendería a cero, de no ser por el chattering, el cual, de cualquier modo, estaría acotado. Así el control por modos deslizantes está dado por la adición de (4) y (5), de esta manera:

3. Control difuso del convertidor de potencia

El control propuesto es uno basado en modos deslizantes. Este tipo de control emplea dos partes, una llamada control equivalente, la cual puede hacer uso del modelo matemático del sistema y cancelar su dinámica; la otra parte se denomina control discontinuo debido que usa la función signo. La idea de los modos deslizantes es interesante porque el modelo de un sistema mecánico puede incluir a la fuerza de fricción, misma que se opone al movimiento (Utkin, 1992). Si el movimiento va la derecha, la fricción será una fuerza hacia la izquierda, pero si después, el objeto se mueve también a la izquierda, resultaría que esa fuerza externa lo empuja en lugar de oponerse al desplazamiento. Así, la función signo propicia una señal de control positiva si alguna función del error es positiva, y negativa en caso contrario.

Partiendo de manera general de un sistema no lineal afín en el control y descrito de la siguiente manera:

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t). \quad (6)$$

Una manera de aproximar las funciones f y g fue propuesta por Ho et al. (2004) mediante sistemas difusos. La lógica difusa puede ser empleada cuando la información a tratar es ambigua, imprecisa o se tiene incertidumbre paramétrica (Zadeh, 1965). Ahora se trabaja con conjuntos difusos que determinan variables lingüísticas en lugar de variables numéricas. En (Ho et al., 2004) se propuso utilizar un sistema difuso adaptable para aproximar las funciones desconocidas e involucradas en el modelo matemático, además de sustituir el control discontinuo por un control PI difuso.

Las funciones f y g son aproximadas usando un sistema difuso tipo Takagi-Sugeno (Campos et al., 2022; Hušek, 2022), donde el consecuente de las reglas difusas es una constante θ que se va adaptando con el tiempo, así la evaluación de las reglas difusas puede ser escrita como:

$$\lambda(x_i(t)) = \frac{\prod_i^n \mu_i(x_i(t))}{\sum_j^m \prod_i^n \mu_i(x_i(t))}, \quad (7)$$

donde μ es una función de pertenencia para definir un conjunto difuso, n es el número de conjuntos difusos usado para hacer la partición difusa del estado $x(t)$ y m es el número de reglas difusas.

En este caso el vector de estado $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t)]^T$ está compuesto por el voltaje en el capacitor $v_C(t)$ y la corriente eléctrica en la bobina $i_L(t)$, mismas que son las variables de estado. La superficie de deslizamiento $s(e(t))$ usa el error calculado como el voltaje de referencial menos el voltaje en el capacitor.

Para hacer una aproximación de la función f se agrega el consecuente θ_f de las reglas, el cual es un vector, para obtener:

$$\tilde{f} = \theta_f^T \lambda(x(t)). \quad (8)$$

De manera similar se puede definir un vector θ_g para aproximar a g . Ahora, Ho et al. (2004) proponen adaptar los vectores de consecuentes empleando:

$$\hat{\theta}_f = \alpha_1 s(e(t)) \lambda(x(t)), \quad (9)$$

$$\hat{\theta}_g = \alpha_2 s(e(t)) \lambda(x(t)) u(t), \quad (10)$$

esto debido a que en el modelo la entrada multiplica a g .

De esta manera se sustituyen las aproximaciones \tilde{f} y \tilde{g} en (4) y (5). Además, Ho et al. (2004) proponen cambiar la parte del control u_{sw} por un PI, y de manera similar a como se ajustan los consecuentes θ , se adaptan las ganancias k_p y k_i del control PI, quedando como:

$$\tilde{p} = \theta_p^T \psi(s(e(t))), \quad (11)$$

donde $\psi(s(e(t))) = [s(e(t)) \int s(e(t))dt]^T$ y $\theta_p^T = [k_p \quad k_i]^T$, el control finalmente queda como:

$$u(t) = \tilde{g}^{-1}(\dot{r}(t) - \tilde{f} - s(e(t)) - \tilde{p}), \quad (12)$$

Se emplearon cinco conjuntos difusos para hacer la partición difusa del voltaje en el capacitor y la corriente en la bobina con el fin de aproximar las funciones f y g de un modelo que describa al convertidor tipo boost representado por la Figura 2. Al usarse cinco conjuntos por variable, se tienen 25 reglas difusas para aproximar cada función, de este modo se tiene $\theta_f \in \mathbf{R}^{25}$ y $\theta_g \in \mathbf{R}^{25}$. Al proponer una carga de 10Ω y al llegar a un voltaje de hasta 15V, las funciones de pertenencia se distribuyen entre 0V y 15V para la partición difusa del voltaje y entre 0A y 1A para la corriente eléctrica en la bobina. Otra consideración a tomar en cuenta es que la señal de control D es un número entre 0 y 1, la cual no puede ser negativa.

Existe gente que critica el uso de técnicas de cómputo suave, como la lógica difusa, diciendo incluso que esta técnica es para personas que desconocen las ecuaciones diferenciales. Argumentan que varias decisiones sobre la forma y cantidad de los conjuntos difusos es arbitraria, así como el tipo de máquina de inferencia usada (Cortés-Antonio, 2016). Una manera de solventar estas críticas es empleando lógica difusa tipo dos, ahora la parte difusa de los conjuntos es a su vez difusa, teniendo conjuntos de tres dimensiones. Se trata de una generalización de la lógica difusa convencional, teniendo un tercer eje para definir un conjunto difuso, por este motivo se requiere de un reductor de orden, para pasar las pertenencias del tercer eje mediante un mapeo a un conjunto difuso clásico; de esta manera, diversas formas de conjuntos difusos tipo uno quedan englobadas dentro de un conjunto difuso tipo dos (Márquez-Vera et al., 2017). En la Figura 5 se muestra un conjunto difuso tipo dos. Al trabajar con este tipo de conjuntos, las operaciones de unión e intersección entre conjuntos son más laboriosas, por lo que Runkler T. (2017) propone trabajar con intervalos difusos, los cuales serían como la sombra o huella de incertidumbre que delimita al conjunto difuso tipo dos, esto lo podemos ver como la proyección de sus aristas al plano horizontal.

Se sigue la misma metodología que la mostrada en (Ho et al., 2004) pero empleando conjuntos difusos tipo 2, con los que se busca agrupar varios tipos de conjuntos difusos, con el fin de evitar el reductor de orden y simplemente promediar los intervalos difusos, acelerando también el cálculo de la ley de control y la adaptación de los consecuentes de las reglas difusas, se emplearon intervalos difusos tipo 2 (Moezi et al., 2019).

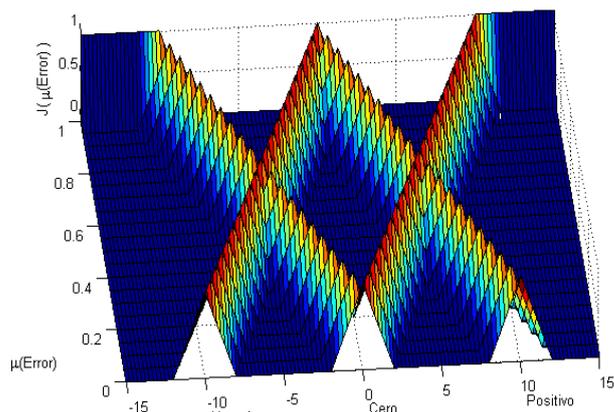


Figura 5: Ejemplo de conjuntos difusos tipo dos.

Ahora, la pertenencia a un conjunto difuso puede ser representada por dos partes, así si viéramos desde arriba a la Figura 5, notaríamos dos límites, que pueden llamarse como la huella de incertidumbre. De esta manera la pertenencia normalizada λ contará con dos partes según la evaluación de cada límite que determina la huella de incertidumbre, estos son los intervalos difusos, así $\lambda_2 = [\underline{\lambda} \quad \bar{\lambda}]$, siendo $\underline{\lambda}$ el límite inferior del intervalo y $\bar{\lambda}$ el conjunto superior.

Una ventaja es que los intervalos difusos generan sistemas más robustos al generalizar a los conjuntos difusos tipo uno, así el control difuso es menos sensible a la forma y hasta la cantidad de conjuntos para realizar la partición difusa de las variables.

Empleando los conjuntos inferiores del intervalo difuso se obtiene:

$$\underline{\lambda}(x_i(t)) = \frac{\prod_i^n \underline{\mu}_i(x_i(t))}{\sum_j^m \prod_i^n \underline{\mu}_i(x_i(t))}$$

y de manera similar se calcula $\bar{\lambda}$.

Ahora, al estar centrados los conjuntos que definen un intervalo, el consecuente será el mismo para una huella de incertidumbre en particular, por lo que la reducción de tipo del sistema difuso se obtiene promediando los límites superior e inferior que definen la huella de incertidumbre (Moezi et al., 2019):

$$\lambda_2 = \frac{\lambda + \bar{\lambda}}{2}. \quad (13)$$

De este modo se simplifica el método empleado por Mendel (2004), donde se emplea un método similar al centro de gravedad para quitar la parte difusa al hacer la agregación de las reglas difusas.

El esquema de control empleado se muestra en la Figura 6, donde los conjuntos difusos tipo dos son reducidos de orden para poder aproximar las funciones $f()$ y $g()$. Para ajustar tanto los consecuentes de las reglas difusas como las ganancias del control PI, se usan las mismas funciones de pertenencia evaluadas por las reglas y se agrega la señal de control en la actualización del valor de la función $g()$, como se mostró en (10).

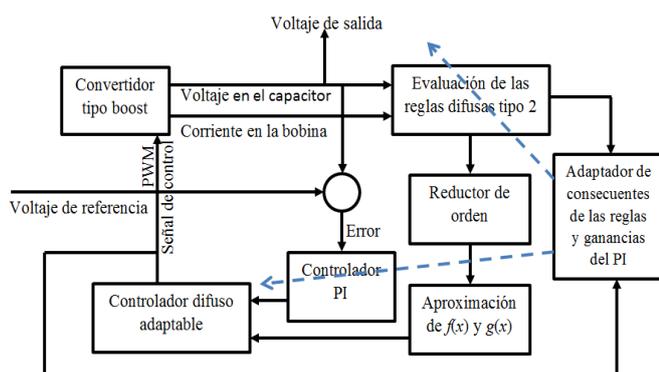


Figura 6: Esquema de control empleado para el convertidor de potencia.

4. Resultados

Al aplicar los modos deslizantes difusos adaptables, se obtiene la respuesta mostrada por la Figura 7, donde se muestra el voltaje de salida del convertidor el cual es alimentado a 5V.

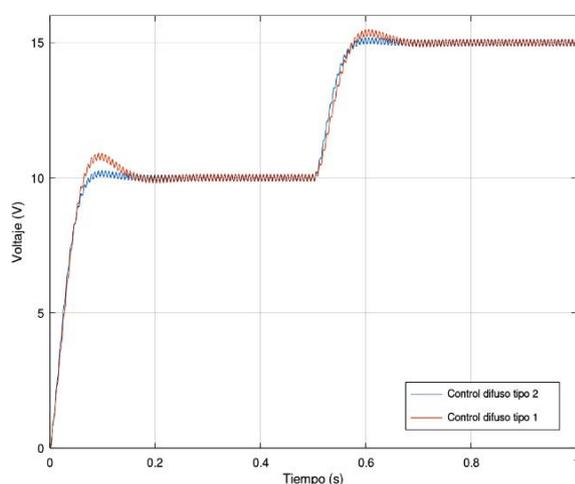


Figura 7: Voltaje de salida del convertidor.

Al tratarse de un convertidor tipo boost, el voltaje mínimo de salida es igual al de la entrada, pero ante la conmutación en la alimentación de la bobina, el voltaje se incrementa en la salida. Se empleó una referencia de 10V como salida cuando la alimentación es de 5V, para después elevar el voltaje a 15V, al aumentar el voltaje de salida, la carga consume más corriente haciendo que el sobre-impulso sea menor. En la Figura 7 se muestra la simulación del convertidor tipo boost empleando las ecuaciones diferenciales (1) y (2) que describen su modelo, y el control difuso por modos deslizantes (12), en un caso usando conjuntos difusos clásicos y en el otro se emplearon intervalos difusos.

Las oscilaciones que se aprecian en la Figura 7 son debidas a la conmutación del convertidor y no al chattering del controlador, ya que al tener un PI difuso y no el control discontinuo se evita el chattering mencionado, así como un error en estado estacionario.

El sistema de inferencia empleado es uno tipo Takagi-Sugeno, ya que los consecuentes de las reglas difusas son contantes que se van calculando en línea para aproximar al modelo del convertidor con el fin de obtener el control equivalente, así como las ganancias k_p y k_i del control PI usado en lugar del control discontinuo u_{sw} .

Una manera de evaluar el desempeño del sistema en lazo cerrado con el control propuesto, es emplear alguno de los criterios de la integral del error, en este caso, la integral del error cuadrático (ISE) no suele ser representativa si los valores del error son menores a uno, ya que al ser elevados al cuadrado se hacen más pequeños. Otro criterio empleado comúnmente es la integral del absoluto del error por el tiempo, el cual penaliza errores ocurridos tiempo después de iniciada la simulación (Rao et al., 2020); pero al haber utilizado un control PI, el voltaje de salida del convertidor converge a la referencia, por lo que este criterio no se empleó en este trabajo.

Dado que los convertidores de potencia son sistemas conmutados, aun sustituyendo el control discontinuo u_{sw} por un control PI, se tiene un efecto de chattering por la conmutación del interruptor, en este caso se puede emplear un capacitor más grande para reducir el rizo en el voltaje de salida. Para tomar en cuenta las oscilaciones alrededor de la referencia ocasionadas por la naturaleza conmutada del convertidor, sin tomar en cuenta el tiempo, se emplea la integral del valor absoluto del error (IAE). Esos criterios están descritos por:

$$IAE = \int |e(t)| dt, \quad (14)$$

$$ISE = \int e^2(t) dt, \quad (15)$$

En la Tabla 1 se muestran los criterios de error IAE e ISE, la última columna hace referencia a los criterios de error obtenidos al emplear un control con lógica difusa tipo dos, los errores son menores y como es de esperar, el criterio ISE arroja un valor más pequeño en este caso. Al presentar el error valores menores a uno casi todo el tiempo, sólo los valores del error justo después del cambio de referencia son los que acrecientan la diferencia entre criterios, lo cual puede notarse en la Figura 7 dada la parte cuadrática de (15). Es interesante notar que la ISE obtenida empleando conjuntos difusos tipo uno es mayor que la IAE dada por (14), esto es debido al sobre-impulso notado en la simulación, al ser este valor mayor a uno, y al ser elevado al cuadrado se tiene un componente importante en el criterio de la ISE. Por otro lado, si se hubieran usado tal cual conjuntos difusos tipo dos, esta mejora de alrededor del 12 % se habría obtenido al realizar el doble de cálculos para implementar un reductor de orden, sin embargo, en este caso se usaron intervalos difusos tipo dos, con lo cual, el costo computacional subió alrededor del 15 %.

Tabla 1: Integral del valor absoluto del error y del cuadrado del error obtenidas para cada tipo de sistema difuso

Criterio de error	Difuso tipo uno	Difuso tipo dos
IAE	1.0052	0.7952
ISE	1.0104	0.6249

El tiempo que tardó en calcularse la ley de control usando conjuntos difusos tipo uno fue de 0.0269ms en una computadora con 4GB en RAM y procesador Inter(R) de 2.3GHz, mientras que el cálculo de la señal de control con intervalos difusos tipo dos fue de 0.0328ms, si se propuso trabajar el PWM a 25KHz, se requiere calcular la señal de control en a lo más 0.04ms, lo cual se cumple en ambos casos.

5. Conclusiones

El control del voltaje de salida de los convertidores de potencia se logra al modificar el ancho de pulso para la conmutación del interruptor. Al ser un sistema discontinuo, un control discontinuo como un control por modos deslizantes parece ser una buena opción, se puede determinar del modelo matemático del circuito para cuando el interruptor está cerrado y otro para el caso de apagado y así determinar la parte del control equivalen te u_{eq} . Ante la incertidumbre paramétrica en el modelo circuito y las variaciones que puede haber en la fuente de alimentación y en la carga a alimentar, se propuso usar lógica difusa para el diseño de un controlador y así aproximar las funciones que determinan el modelo matemático del sistema.

Aún con los resultados obtenidos usando el control por modos deslizantes difusos, se obtuvo un sobre-impulso de a lo más 11 % y con una IAE de 1.0052 en un segundo de simulación, y un tiempo de asentamiento de 180ms. Surge ahora la incertidumbre en la forma de los conjuntos difusos a emplear, con la única restricción de que estos conjuntos deben ser convexos, esto aparte de la incertidumbre en el modelo matemático del convertidor, motivo por el cual se propuso emplear conjuntos difusos tipo dos.

La lógica difusa tipo dos es una alternativa para sobreponerse a esta situación, al englobar diferentes formas de conjuntos difusos tipo uno dentro de un conjunto tipo dos. Si bien, se deben hacer más cálculos para tener un reductor de orden, y así obtener valores de IAE menores a los aquí reportados o bien sobre-impulsos o tiempos de asentamiento menores. Existe la posibilidad de usar intervalos difusos, así la ley de control puede ser programada en un microcontrolador para su aplicación práctica y sería como promediar dos controladores difusos.

En los resultados obtenidos, se apreció una mejor respuesta al emplear conjuntos difusos tipo dos en el controlador, teniendo una IAE 12 % menor que al haber empleado conjuntos difusos tipo uno, y el sobre-impulso fue del 4 %, esto gracias a que si ya los conjuntos difusos engloban la incertidumbre en los parámetros, también filtran el ruido y las variaciones que se pueden presentar tanto en la alimentación como en la carga, ahora los conjuntos difusos tipo dos filtran a su vez las modificaciones generadas por la adaptación de los consecuentes en las reglas difusas. Si bien, existe un precio a pagar y es el tener un mayor tiempo de cómputo para calcular la señal de control, en este trabajo se requirió 22 % más de tiempo de cómputo, aunque aún se puede desarrollar de manera práctica para conmutar el interruptor del convertidor a 25KHz.

Como trabajo futuro se plantea el rechazo de perturbaciones, las cuales pueden ser variaciones en la resistencia de carga y en el voltaje de alimentación, una posibilidad sería el implementar el control PI en base a un diseño de control por modelo interno, mismo que podría ser difuso y adaptable como en el presente artículo..

Referencias

Aouchabana, N., Haddadi, M., Rabhi, A., Grasso, A. D., y Tina, G. M. (2021). Power efficiency improvement of a boost converter using a coupled inductor with a fuzzy logic controller: Application to a photovoltaic system. *Applied Science*, 11:980.

- Aguirre-Hernández, B., Loredó-Villalobos, C., Díaz-González, E., y Campos-Cantón, E. (2017). Estabilidad de sistemas por medio de polinomios Hurwitz. *Revista de Matemática: Teoría y Aplicaciones*, 24(1):61–77.
- Arikatla, V. P. y Qahouq, J. A. A. (2011). DC-DC power converter with digital PID controller. *Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 26:327–330.
- Bartoli, M., Reatti, A., y Kazmierczuk, M. (1995). Hybrid zero-current-switching rectifier for high-frequency DC-DC converter applications. In *Proceedings of INTELEC 95. 17th International Telecommunications Energy Conference*, páginas 510–517.
- Campos, V., Braga, M., y Frezzatto, L. (2022). An auxiliary system discretization approach to Takagi-Sugeno fuzzy models. *Fuzzy Sets and Systems*, 426:94–105.
- Cortés-Antonio, P., editor (2016). *Diseño, optimización e implementación en FPGA de modelos y métodos de inteligencia computacional*, Tesis de doctorado, Doctorado en Ciencias de la Computación. Instituto Politécnico Nacional, Centro de Investigación en Computación, Ciudad de México.
- Cui, L., Zhang, R., Yang, H., y Zuo, Z. (2021). Adaptive super-twisting trajectory tracking control for an unmanned aerial vehicle under gust winds. *Aerospace Science and Technology*, 115:106833.
- Drakunov, S. V., Reyhanoglu, M., y B., B. S. (2009). Sliding mode control of DC-DC power converters. *IFAC Proceedings Volumes*, 42(19):237–242.
- ECURED (2019). Fuente de alimentación lineal. https://www.ecured.cu/Fuente_de_alimentacion_lineal. Recuperado el 29 de septiembre de 2021.
- electrónica, S. (2018). Módulo pwm. http://www.solelectronica.net/pwm_modulo.htm. Recuperado el 30 de septiembre de 2021.
- Engelkemeir, F., Gattozzi, A., Hallock, G., y Hebner, R. (2019). An improved topology for high power soft-switched power converters. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 104:575–582.
- Franke, W. y Friedrich, F. (2009). Comparison of switching and conducting performance of SIC-JFET and SIC-BJT with a state of the art IGBT. In *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, páginas 1–10.
- González, A. G. (2013). Regulador de voltaje de alta corriente con Im317 y bypass transistorizado. <http://panamahitek.com/regulador-de-voltaje-de-alta-corriente-con-Im317-y-bypass-transistorizado/>. Recuperado el 30 de septiembre de 2021.
- Hart, D. W., editor (2001). *Electrónica de potencia*. Pearson Educación S.A., España.
- Ho, H. F., Wong, Y. K., y Rad, A. B. (2004). Adaptive fuzzy sliding mode control design: Lyapunov approach. *Proc. Asian Control Conference*, 3:1502–507.
- Hušek, P. (2022). Monotonic Takagi-Sugeno models with cubic spline membership functions. *Expert Systems with Applications*, 188:115997.
- Lee, H. J., Park, J. B., y Chen, G. (2001). Robust fuzzy control of nonlinear systems with parametric uncertainties. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, 9(2):369–379.
- Maroti, P., Padmanaban, S., Bhaskar, M., Ramachandaramurthy, V., y Blaabjerg, F. (2022). The state-of-the-art of power electronics converters configurations in electric vehicle technologies. *Power Electronic Devices and Components*, 1:100001.
- Mendel, J. M. (2004). Computing derivatives in interval type-2 fuzzy logic systems. *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*, 12(1):84–98.
- Midhat, B. F. (2019). Discontinuous control analysis for step down DC-DC voltage converters. *Iraqi Journal of Computers, Communications, Control & Systems Engineering*, 19(2):35–41.
- Moezi, S. A., Zakeri, E., y Eghtesad, M. (2019). Optimal adaptive Interval type-2 fuzzy fractional-order backstepping sliding mode control method for some classes of nonlinear systems. *ISA Transactions*, 93:23–39.
- Márquez-Vera, M., Zúñiga-Peña, N., y Ramos-Velasco, L. (2017). Intervalo difuso tipo 2 con aprendizaje aplicado en control. *Revista de Simulación Computacional*, 1(1):9–17.
- Nagy, S. y Polanco-Risquet, A. (2022). Efectos físicos en el transistor bipolar: Modelación y extracción de parámetros. *Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, 36(1):31–41.
- Nishant, N. y Bauman, J. (2021). Optimizing PWM control for efficiency and reduction of false turn-on events in synchronous buck gan converters. *IEEE Access*, 9:146000–146009.
- Nisso, N., Raïdani, D., Djongyang, N., y Menga, F. D. (2018). Modeling and analysis of boost converter in small-signals applied to the wind energy conversion system using matlab/simulink. *Revue des Energies Renouvelable*, 21(4):635–649.
- Nowakowski, R. y Taylor, R. (2013). Linear versus switching regulators in industrial applications with a 24V bus. *Analogue Applications Journal*, 30:9–13.

- Rao, C. S., Santosh, S., y Ram, D. (2020). Tuning optimal PID controllers for open loop unstable first order plus time delay systems by minimizing ITEA criterion. *IFAC-PapersOnLine*, 53(1):123–128.
- Rashid, M. H., editor (2004). *Electrónica de potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Tercera edición. Prentice Hall Hispanoamérica S.A., México.
- Runkler, T., Coupland, S. y John, R. (2017). Interval type-2 fuzzy decision making. *International Journal of Approximate Reasoning*, 80:217–224.
- Sira-Ramírez, H. (2002). On the generalized PI sliding mode control of DC to DC power converters: A tutorial. *International Journal of Control*, 76:1018–1033.
- Sorouri, H., Sedighzadeh, M., Oshnoei, A., and Khezri, R. (2022). An intelligent adaptive control of dc-dc power buck converters. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 141:108099.
- Spiazzi, G., Buso, S., Martins, G., and Pomilio, J. (2002). Single phase line frequency commutated voltage source inverter suitable for fuel cell interfacing. In *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Proceedings (Cat. No.02CH37289)*, volume 2, páginas 734–739.
- Thompson, M. T. (2006). Chapter 10 - bipolar transistor switching and the charge control model. In Thompson, M. T., editor, *Intuitive Analog Circuit Design*, pages 269–304. Newnes, Burlington.
- Utkin, V. (1992). *Sliding Modes in Control and Optimization. Communications and Control Engineering Science*. Springer, Berlin, Heidelberg, United States of America.
- Utkin, V. (2008). Sliding mode control of dc/dc multiphase power converters. In *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, páginas 512–514.
- Wang, G., Zheng, K., Wang, X., and Yu, S. (2013). Sliding mode control design for a class of siso systems with uncertain sliding surface. *Mathematical Problems in Engineering*, 2013:7 páginas.
- Wang, L., Chai, S., Yoo, D., Gan, L., and Ng, K., editors (2015). *PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters using MATLAB/Simulink*. Wiley-IEEE Press, United States.
- Zadeh, L. A. (1965). Fuzzy sets. *Information and Control*, 8:338–353.
- Zúñiga-Peña, N. S., Márquez-Vera, M. A., Ramos-Fernández, J. C., Cerecero-Natale, L. F., and Muñoz-Palacios, F. (2018). Regulación de voltaje de un convertidor buck-boost mediante su modelo difuso inverso. *Research in Computing Science*, 146(6):315–326