

Diseño de un controlador difuso supervisor para la regulación de un convertidor conmutado elevador

DC-DC Supervisor Fuzzy Controller Design for a Boost Switching DC-DC Regulator

Recibido 27 de marzo de 2008, aprobado 13 de noviembre de 2008, modificado 18 de noviembre de 2008

Spartacus Gomáriz

Doctor Ingeniero de Telecomunicación. Profesor titular. Departamento de Ingeniería Electrónica, Escola Politècnica Superior d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú, Universitat Politècnica de Catalunya. Vilanova i la Geltrú, España.

Spartacus.gomariz@upc.edu ✉

Francesc Guinjoan

Doctor Ingeniero de Telecomunicación y profesor titular. Departamento de Ingeniería Electrónica, Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de Telecomunicació de Barcelona, Universitat Politècnica de Catalunya. Barcelona, España.

guinjoan@eel.upc.edu ✉

PALABRAS CLAVES

Control difuso, conversión DC-DC, modulación de ancho de pulso, supervisión zonal.

KEY WORDS

DC-DC power conversion, fuzzy control, pulse width modulation, region supervision.

RESUMEN

En este trabajo, se diseña un controlador difuso del tipo Takagi-Sugeno-Kang (TSK) para un regulador elevador conmutado DC-DC que opera a diferentes tensiones en estado estacionario. Este controlador realiza tareas de supervisión mediante su característica zonal. Por un lado, el controlador asigna diferentes leyes lineales de control acorde al valor de tensión de régimen estacionario y de los límites de aplicación a perturbación en pequeña señal. Por otra parte, el controlador asegura un arranque correcto para alcanzar el valor deseado de tensión de estado estacionario, por medio de una adecuada saturación del modulador de ancho de pulso (PWM) de acuerdo con los principios de control en modo deslizamiento. Como resultado, se logra un comportamiento ecualizado en pequeña señal y un arranque controlado para diferentes tensiones de estado estacionario; por tanto, se amplían las características del regulador. Se presentan resultados de simulación y experimentales realizados sobre un regulador elevador controlado por corriente, operando sobre dos valores de tensión diferentes de estado estacionario que validan el diseño.

ABSTRACT

A complete design of a Takagi-Sugeno-Kang (TSK) fuzzy controller for a PWM boost DC-DC switching regulator operating at different steady-state voltages is presented. This controller performs a supervisory role through its region characteristic. On the one hand, the controller assigns different linear control laws according to the steady-state voltage value and limits their application to small-signal perturbations. On the other hand, the controller ensures a proper start-up to reach the desired steady-state voltage by means of properly saturating the PWM according to sliding-mode control principles. As a result, both an equalized small-signal behavior and a controlled start-up are achieved for different steady-state voltages, thus extending the features of the regulator. Simulation and experimental results carried out on a current-controlled boost regulator operating at two different steady-state

INTRODUCCIÓN

La mayoría de reguladores conmutados incorporan lazos de realimentación lineales, cuyo diseño parte de *modelos linealizados* del convertidor; el modelo promediado temporal en el espacio de estado [1] es uno de los más populares por su fácil obtención. Estos modelos caracterizan analíticamente la dinámica linealizada del convertidor entorno a un régimen estacionario deseado mediante un conjunto de funciones de transferencia, a partir de las cuales se diseñan los lazos de realimentación con técnicas lineales convencionales bien conocidas por los diseñadores. Este procedimiento de diseño suele conducir a prestaciones del regulador satisfactorias en buena parte de las aplicaciones, de ahí su uso extendido. Sin embargo, los reguladores resultantes no responderán satisfactoriamente, en términos de parámetros de diseño de control lineal (ancho de banda, margen de fase, máximo sobreimpulso, etc.), si:

- Se ven sometidos a perturbaciones externas (de tensión de entrada, de carga, de referencia) cuya amplitud ponga de manifiesto el comportamiento no lineal del convertidor conmutado (perturbaciones de gran señal), como en el caso del transitorio de arranque.
- Se cambia el punto de operación del convertidor (i.e. cambio de régimen estacionario) mediante un cambio de la señal de referencia, debido a la dependencia paramétrica con el régimen estacionario de las funciones de transferencia que modelan la dinámica de pequeña señal del convertidor. Se restringe así, desde un punto de vista dinámico, la posibilidad de que el regulador opere con las mismas prestaciones dinámicas en distintos regímenes estacionarios.

De las observaciones anteriores se deduce que:

- El diseño de controles lineales a partir de un modelo linealizado del convertidor es un procedimiento de diseño de uso común, que conduce a respuestas aceptables del regulador conmutado en buena parte de aplicaciones.

- El rango de validez del diseño de controles lineales queda restringido al caso de perturbaciones de pequeña amplitud (pequeña señal) entorno a un único régimen estacionario. Dicho de otro modo, solamente se puede aplicar el diseño de controles lineales en la zona de validez del modelo del convertidor.

Resultaría de interés, por tanto, disponer de un controlador que fuera capaz de:

- Asignar leyes lineales de control dependiendo del punto de operación (tensión de referencia), de acuerdo con el modelo lineal del convertidor.
- Limitar la aplicación de estas leyes al caso de dinámicas de pequeña señal.
- Asignar para dinámicas de gran señal, y en particular en el caso del arranque del regulador, leyes de control que garanticen una evolución dinámica hacia la zona de pequeña señal, donde actúen las leyes lineales y se alcance el régimen estacionario deseado.

Para ilustrar el planteamiento anterior, supóngase un convertidor con dos variables de estado (i, v) (siendo v la tensión de salida) que debiera operar con dos tensiones de referencia V_{ref1} y V_{ref2} ; para una perturbación de arranque, las acciones del controlador debieran ser capaces de conducir a un plano de estado como el de la Figura 1, en el que las zonas sombreadas corresponden a zonas de “pequeña señal”, donde actúan las leyes de control lineal notadas como LCL₁ y LCL₂, mientras que fuera de ellas actúan otras leyes de control, notadas como LC₁ y LC₂, encaminadas a garantizar el arranque y el alcance de la zona de pequeña señal correspondiente.

En definitiva, este planteamiento consiste en la aplicación de leyes de control *analíticas* dependiendo de la *zona* de operación del convertidor. Para implementar esta filosofía de control, se propone el empleo de un controlador difuso de Takagi-Sugeno-Kang (TSK) [2] [3] [4], dado que permite, a través de los consecuentes de las reglas, la asignación de leyes de control expre-

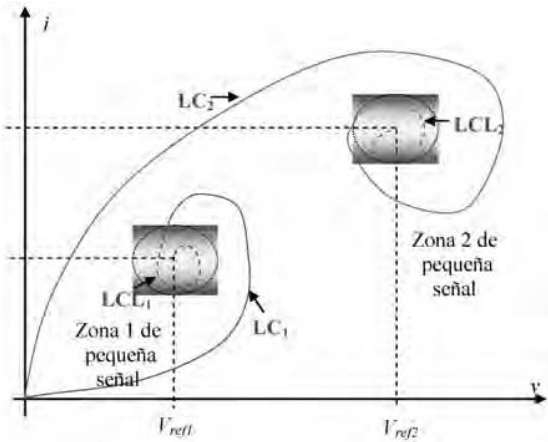


Figura 1. Plano de estado del regulador en el transitorio de arranque. Asignación de leyes de control deseadas (LCL_1 , LCL_2 , LC_1 , LC_2) en función de zonas de comportamiento de pequeña señal.

sadas analíticamente, a zonas de operación que pueden fijarse a través de las funciones de pertenencia de los antecedentes.

Con base en la motivación anterior, el objetivo de este trabajo consiste en el diseño de un controlador difuso TSK de primer orden capaz de implementar las acciones de control reseñadas en la siguiente tabla:

Régimen de operación →	Dinámica de pequeña señal	Dinámica de gran señal (arranque)
Tensión de referencia deseada ↓		
V_{ref1}	Ley de Control Lineal 1 (LCL_1)	Ley de Control 1 (LC_1)
V_{ref2}	Ley de Control Lineal 2 (LCL_2)	Ley de Control 2 (LC_2)

Tabla 1. Acciones de control por realizar

La Tabla 1 se construye a partir de la interpretación de la Figura 1.

Este diseño se aplicará al caso de un regulador elevador (“boost”) operando a frecuencia constante con una modulación PWM, dados su dinámica no lineal y sus problemas de arranque.

Como se deduce de la tabla anterior, un planteamiento de este tipo exige determinar:

- Las leyes de control lineal LCL_1 y LCL_2 en las zonas de pequeña señal:
 - Se han escogido en este caso leyes de control de corriente [3], de forma que se equalice la respuesta en pequeña señal para los dos puntos de operación (V_{ref1} y V_{ref2}). Se pretende de esta forma conseguir dinámicas similares de pequeña señal entorno a cualquier tensión de referencia.
- Las leyes de control LC_1 y LC_2 que permitan el arranque del regulador conmutado y el alcance de la zona de pequeña señal correspondiente.
 - Se han escogido en este caso leyes de control que permitan un cierto gobierno del sobreimpulso de arranque.
- Los límites de las zonas de pequeña señal que determinan las leyes de control que se aplican al convertidor.

El artículo se organiza de la siguiente forma: En la sección II se diseñan sendos controles de corriente lineales para dos tensiones de referencia en vistas a equalizar las dinámicas de pequeña señal del regulador. Tras poner de manifiesto la dependencia de estos diseños con el régimen estacionario del convertidor, se diseña en la sección III un controlador difuso TSK que asigne estas leyes en función de las tensiones de referencia, en el supuesto de que se permanezca en un régimen de operación de pequeña señal. En la sección IV se aborda la extensión del diseño del controlador difuso en el caso de transitorios de arranque, determinando las leyes que se van a aplicar. En la sección V se presentan los resultados de las simulaciones realizadas que validan el diseño de un controlador difuso TSK, que con 18 reglas controla el arranque y equaliza las dinámicas para dos tensiones de referencia distintas. En la sección VI se muestran los resultados experimentales obtenidos mediante la realización del controlador a través de una DSP TMS320C6711. Finalmente, en la sección VII se presentan las conclusiones.

ECUALIZACIÓN DE DINAMICAS EN PEQUEÑA SEÑAL DE UN REGULADOR ELEVADOR CONTROLADO EN MODO CORRIENTE

El diseño de controles lineales parte de un modelo linealizado del convertidor. La Figura 2 muestra la etapa de potencia y los dos lazos de control del regulador conmutado DC-DC elevador PWM con control de corriente, operando a frecuencia constante $1/T_S$ y con límites de saturación con niveles alto y bajo definidos por V_M y V_m respectivamente.

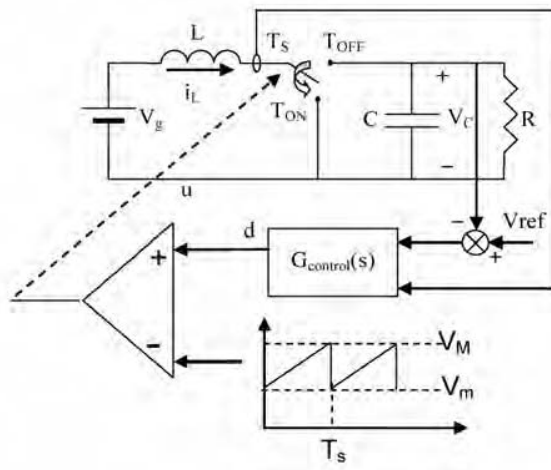


Figura 2. Etapa de potencia y subsistema de control de dos lazos de un regulador elevador.

En la aproximación lineal, el bloque de control $G_{control}(s)$ se diseña a partir del modelo linealizado de la etapa elevadora mediante técnica de control en modo corriente; ésta incluye un lazo de realimentación de la corriente interna del tipo proporcional y un lazo de realimentación la tensión externa del tipo proporcional integral [5]. En la Figura 3 se muestra el diagrama de bloques resultante del regulador controlado en corriente, donde el modelo lineal de la etapa elevadora se define mediante las funciones $G_v(s)$ y $G_i(s)$ que vienen dadas por [1]:

$$G_i(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = K_i \cdot \frac{\frac{s}{\omega_o^2} + 1}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + 1} \quad (1)$$

$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_c(s)}{\hat{d}(s)}(s) = K_v \cdot \frac{1 - \frac{s}{z_v}}{\frac{s^2}{\omega_o^2} + \frac{s}{Q \cdot \omega_o} + 1} \quad (2)$$

$$K_i = \frac{2 \cdot V_g}{D'^3 \cdot R}; \quad z_i = \frac{2}{R \cdot C} = \frac{2 \cdot \omega_o}{Q} \quad (3)$$

$$\omega_o = \frac{D'}{\sqrt{L \cdot C}}; \quad Q = D' \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = \omega_o \cdot R \cdot C \quad (4)$$

$$K_v = \frac{V_g}{D'^2}; \quad z_v = \frac{D'^2 \cdot R}{L} = \omega_o \cdot Q \quad (5)$$

Considerando L , C , R y V_g parámetros fijos, la dependencia de las expresiones anteriores con el régimen estacionario se representa por la variable D' , cuyo valor viene dado por $D' = V_g / V_{ref}$, siendo V_{ref} la tensión de referencia del regulador. Asimismo, puede apreciarse la presencia de un cero en el semi-plano derecho (z_v) en la función de transferencia $G_v(s)$, que resulta, por una parte, en un comportamiento de fase no mínima de la tensión de salida de este convertidor y, por otra, en un reducido margen de estabilidad relativa. Esta última característica es una de las razones por las cuales suele utilizarse el control en modo de corriente [5].

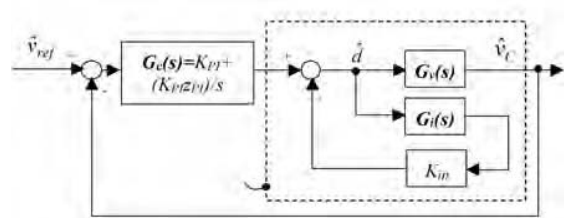


Figura 3. Diagrama de bloques del control en modo corriente.

De la Figura 3 se puede deducir el ciclo de trabajo entregado por el modulador dado por:

$$\hat{d}(t) = K_{PI} \hat{e}(t) + K_{PI} z_{PI} \int \hat{e}(\tau) d\tau - K_{IP} \hat{i}_L(t) \quad (6)$$

donde $\hat{e}(t)$, $\hat{i}_L(t)$, $\hat{d}(t)$ corresponden a las perturbaciones del error de tensión, de la corriente de inductor y la función de transferencia $G(s)$ correspondiente a lo se denomina “sistema equivalente” dado por:

$$G(s) = \frac{K_p \left(1 - \frac{s}{z_v}\right)}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \left[\frac{1}{Q\omega_0} + \frac{K_i K_{IP}}{z_i}\right]s + 1 + K_i K_{IP}} \quad (7)$$

La ecualización de la respuesta en pequeña señal en lazo cerrado se puede alcanzar a través del diseño de tantos controles en modo corriente como tensiones de salida deseadas. En los trabajos previos [6] y [7], se han diseñado dos controles lineales de corriente para un regulador elevador con los siguientes parámetros característicos $V_g=10V$, $L=200\mu H$, $R=10\Omega$, $C=200\mu F$ y $T=20\mu s$, el cual opera en las tensiones de salida $V_{ref}=20V$ y $V_{ref}=50V$ con el mismo coeficiente de amortiguamiento fijado a $\xi_d=\sqrt{2}/2$ (i.e. ecualización del factor de amortiguamiento). Estos controles referenciados como PWM₂₀ (entrega el ciclo de trabajo $d_{20}(t)$) y PWM₅₀ (entrega el ciclo de trabajo $d_{50}(t)$) poseen los siguientes parámetros K_{PI} , z_{PI} y K_{IP} , mostrados en la Tabla 2.

	α	KPI	z_{PI} (rad/s)	K_{IP}
PWM ₂₀ ($d_{20}(t)$)	1,04	0,15	-1,6.10 ³	0,14
PWM ₅₀ ($d_{50}(t)$)	3	0,0218	-1,3.10 ³	0,0272

Tabla 2. Valores de los parámetros de los controles de corriente

Los valores de K_{PI} , z_{PI} y K_{IP} se han diseñado para cumplir con las especificaciones expuestas anteriormente. Para ello, se han explicitado y se ha notado por p_{1G} y p_{2G} los polos de la función de transferencia del sistema equivalente dada en (7). Los criterios de diseño escogidos han sido:

- El cero z_{PI} del controlador PI compensa al menor de los polos del sistema equivalente, es decir:

$$z_{PI} = p_{1G} \quad (8)$$

se consigue así tanto una ganancia de lazo como la respuesta en lazo cerrado de segundo orden.

- El valor de K_{PI} se ajusta para obtener el coeficiente de amortiguamiento especificado, $\xi=\sqrt{2}/2$.
- En el diseño de K_{IP} se evita escoger un valor excesivamente grande ya que, debido al rizado

de la corriente del inductor, puede provocarse la saturación del ciclo de trabajo a la más mínima perturbación, lo que falsea por completo el análisis lineal y se evita escoger un valor excesivamente pequeño de modo que p_{2G} limite el ancho de banda del sistema; por tanto, se fija:

$$p_{2G} = -\alpha z_v \quad (9)$$

donde $1 \leq \alpha \leq 3$ garantiza que la parte real de los polos en lazo cerrado sea menor en módulo que el cero z_v .

De acuerdo con estos criterios de diseño se obtienen las siguientes expresiones para los parámetros K_{PI} , z_{PI} y K_{IP} :

$$K_{IP}(V_{ref}) = \frac{(\alpha-1)LV_{ref}^2 - (\alpha V_g R)^2 C}{2LV_{ref}^2 - \alpha(V_g R)^2 C} \cdot \frac{V_g^2 R}{V_{ref}^3} \quad (10)$$

$$z_{PI}(V_{ref}) = \frac{1}{\alpha RC} \left(1 + \frac{2\alpha - 2 - 2\alpha^2 R^2 \frac{CV_g^2}{LV_{ref}^2}}{2 - \alpha R^2 \frac{CV_g^2}{LV_{ref}^2}} \right) \quad (11)$$

$$K_{PI}(V_{ref}) = \frac{V_g^3 R^2 C}{2LV_{ref}^4} \cdot \left[(2\alpha + 4\xi_d^2) - 4\xi_d \sqrt{\xi_d^2 + \alpha} \right] \quad (12)$$

En las figuras 4a y 4b se muestra, en cuanto a la tensión de salida del regulador, la respuesta en pequeña señal de los dos controles de corriente PWM₂₀ y PWM₅₀ alrededor de $V_{ref}=20V$ y $V_{ref}=50V$, cuando se aplica una perturbación en pequeña señal a la tensión de referencia. Se puede observar que la ecualización del factor de amortiguamiento sólo se puede alcanzar aplicando el controlador diseñado para la correspondiente tensión de régimen estacionario.

DISEÑO DE UN CONTROLADOR DIFUSO PARA LA ECUALIZACIÓN DE LA PEQUEÑA SEÑAL

Acorde con la sección anterior, si se desea ecualizar el factor de amortiguamiento, la estrategia de control es:

- Asignar leyes de control de corriente lineales para los correspondientes valores de tensión en régimen estacionario.

- Limitar su aplicación a perturbaciones de pequeña señal.
- En el caso de perturbación en gran señal como la operación de arranque, asignar otras leyes de control que conduzcan a la tensión de salida deseada (ver sección IV).

Estas acciones de control se pueden resumir en la Tabla 3.

Esta tarea se adapta a la arquitectura difusa TSK [2], que se describe bajo un conjunto de reglas de la forma:

$$IF \ x_1 \text{ is } \tilde{x}_{1i} \text{ AND } \dots \text{ AND } x_n \text{ is } \tilde{x}_{ni} \text{ THEN } u_i = \sum_{k=0}^n a_k \cdot x_k + b_i \quad (13)$$

donde $x_1 \dots x_n$ son las entradas físicas del controlador difuso y los consecuentes de las reglas están definidos por valores singletons y depende de entradas lineales.

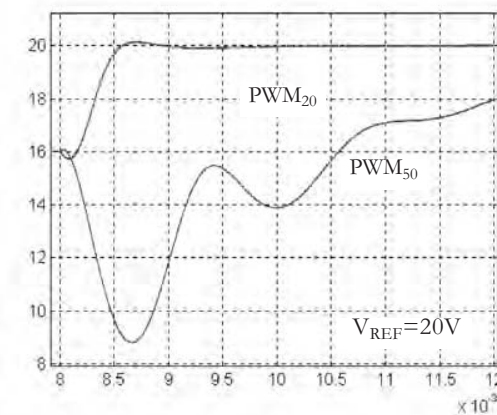
Perturbaciones → Tensión salida ↓	Pequeña -Señal ($\xi = \sqrt{2}/2$)	Gran-Señal
$V_{ref} = 20V$	PWM ₂₀	Otras leyes
$V_{ref} = 50V$	PWM ₅₀	Otras leyes

Tabla 3. Leyes de control para equalizar el factor de amortiguamiento

Asumiendo inferencia de Mamdani, la salida del controlador difuso se da por:

$$u = \frac{\sum_{\lambda=1}^P \omega_{\lambda} \cdot d_{\lambda}}{\sum_{\lambda=1}^P \omega_{\lambda}} \text{ siendo } \omega_{\lambda} \cdot u_{\lambda} = \min_{j=1}^n \{ \tilde{x}_{j\lambda}(x_j) \} \cdot d_{\lambda} \quad (14)$$

$V_{REF} \ 16V \rightarrow 20V$



(a)

Donde los antecedentes de las reglas y $\tilde{x}_{1i} \dots \tilde{x}_{ni}$ son variables descritas por medio de funciones de pertenencia.

Cabe señalar, que si u representa la variable de control, la ley de control lineal:

$$u_i = \sum_{k=0}^n a_k \cdot x_k + b_i \quad (15)$$

se asigna por medio de la regla i en una región del espacio (x_1, \dots, x_n) de las variables de entrada si:

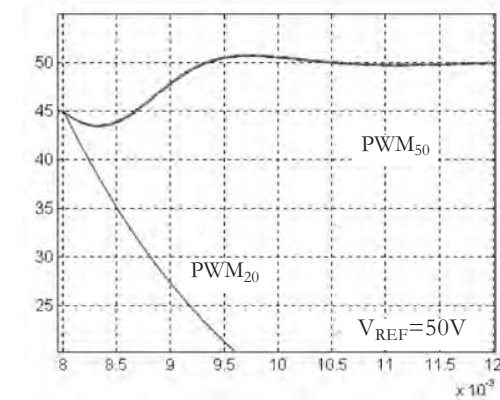
$$\tilde{x}_{ji}(x_j) = 1 \text{ para } j = 1, \dots, n \quad (16)$$

Esta propiedad se aplicará para conseguir la realización de la estrategia de control descrita en la Tabla 3. En este sentido, para llevar a cabo el diseño del controlador difuso TSK, se definen las funciones de pertenencia de los antecedentes, los consecuentes lineales y el conjunto de reglas de control de la siguiente manera:

VARIABLES DE ENTRADA

Por un lado, se escoge como variable de entrada la tensión de referencia V_{ref} con el objetivo de conocer la tensión deseada de estado estacionario. Por otro lado, se puede detectar el modo de operación en pequeña o gran señal mediante la normalización del error del vector de estado del convertidor (e_{V_r}, e_{I_r}) , que se define:

$V_{REF} \ 45V \rightarrow 50V$



(b)

Figura 4. Tensión de salida para los controladores PWM₂₀ y PWM₅₀. (a) Entorno $V_{ref} = 20V$. (b) Entorno $V_{ref} = 50V$.

$$e_{V_r} = (V_{ref} - v_c) / V_{ref} \quad (17)$$

$$e_{I_r} = (I_{ref} - i_L) / I_{ref} \quad \text{donde } I_{ref} = V_{ref}^2 / V_g \cdot R \quad (18)$$

Siendo necesario considerar tensión (v_c) y corriente (i_L) como variables de entrada para la determinación del modo de operación en pequeña señal.

CONSEQUENTES DE LAS REGLAS:

De acuerdo con la sección II, los consecuentes vienen dados por:

$$\text{Si } v_{ref} \text{ es } \tilde{V}_{ref1} \text{ Y } e_{vr} \text{ es } \tilde{e}_{vr2} \text{ Y } e_{ir} \text{ es } \tilde{e}_{ir2} \text{ Entonces}$$

$$u_{CD} = d(t) = K_{p1}e + K_{p2}e_{ir} + K_{p3}e_{vr} - K_{i1}i_L \quad (19)$$

los coeficientes de (19) se especifican en la Tabla 2.

En consecuencia, la Figura 5 muestra el diagrama de bloques del controlador difuso para el regulador.

FUNCIONES DE PERTENENCIA DE LAS VARIABLES DE ENTRADA (ANTECEDENTES)

Por un lado, se diseñan dos funciones de pertenencia trapezoidales \tilde{V}_{ref1} , \tilde{V}_{ref2} , mostradas en la Figura 6, de manera que sus máximos de credibilidad (valor de la función de pertenencia igual a 1) garanticen la tensión de salida deseada de estado estacionario de $V_{ref}=20V$ y $V_{ref}=50V$. Se asegura así la condición necesaria para asignar las leyes de control de la Tabla 2, cuando estas tensiones de referencia son aplicadas.

Por otro lado, se diseñan 3 funciones de pertenencia, denominadas \tilde{e}_{vr1} , \tilde{e}_{vr2} , \tilde{e}_{vr3} y \tilde{e}_{ir1} , \tilde{e}_{ir2} , \tilde{e}_{ir3} para cada componente normalizado del vector de estado (e_{V_r} , e_{I_r}), tal como muestra la Figura 7.

Estas funciones de pertenencia definen las siguientes regiones de máxima credibilidad, en donde una ley de control puede ser asignada:

$L_1^- < e_{V_r} < L_1^+$ y $M_1^- < e_{I_r} < M_1^+$: es la región de comportamiento en pequeña señal, en la que se aplican las leyes de control PWM₂₀ o PWM₅₀.

$e_{V_r} > L_2^+$ o $e_{V_r} < L_2^-$ o $e_{I_r} > M_1^+$ o $e_{I_r} < M_1^-$: es la región correspondiente al comportamiento en gran señal.

El diseño de los límites L_1^- , L_1^+ , M_1^- , M_1^+ se realiza por medio de simulación y se tiene en cuenta que

las perturbaciones consideradas de pequeña señal no deben conducir el vector de error de estado normalizado (e_{V_r} , e_{I_r}) fuera de estos límites. Las Figuras 8a y 8b muestran las simulaciones de los transitorios de las Figura 4 en el plano de estado (e_{V_r} , e_{I_r}):

De estas simulaciones, se seleccionan los siguientes límites para la región de pequeña señal:

$$M_1^+ = 0.4; M_1^- = 0.9; L_1^+ = 0.3; L_1^- = -0.3 \quad (20)$$

Cabe reseñar, que estas simulaciones corresponden a variables instantáneas (no a valores medios) y, por tanto, aparece el correspondiente rizado de conmutación.

DISEÑO DEL CONTROL DE ARRANQUE

El control difuso presentado en el apartado anterior se aplica en el contexto de pequeña señal, por lo cual no garantiza una adecuada dinámica del regulador ante un comportamiento en gran señal, como puede ser un transitorio de arranque.

Así, el diseño del controlador dado en la Figura 1, exige asignar leyes de control en gran señal que garanticen el arranque y permitan alcanzar la zona de pequeña señal. Además, debe recordarse que, al ser el controlador difuso de tipo TSK de primer orden, los consecuentes de las reglas sólo pueden ser combinaciones lineales de las entradas.

El problema por resolver es qué reglas de control se asignan en gran señal. Para ello existen diversas alternativas, a saber:

- Reglas de tipo heurístico que limitan los valores de una o varias variables de estado a partir de una cierta cota. El problema de este planteamiento reside en el desconocimiento de la dinámica resultante que puede incluso no alcanzar la zona de pequeña señal [8] [9].
- Reglas basadas en imponer controles que tengan en cuenta la no linealidad del convertidor. Existen diversos tipos de estos controles, por ejem-

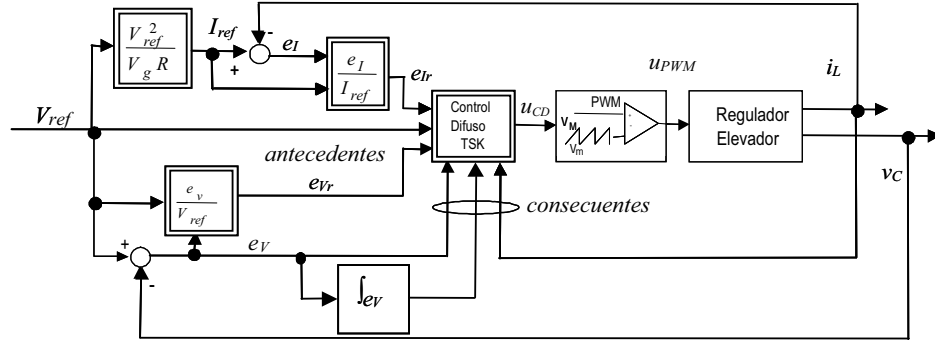


Figura 5. Diagrama de bloques del controlador difuso para el regulador elevador.

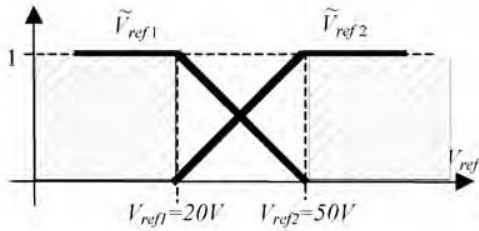


Figura 6. Funciones de pertenencia para V_{ref} .

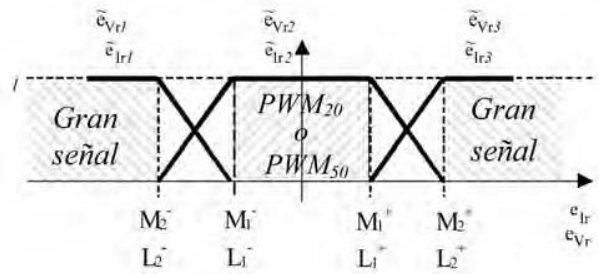
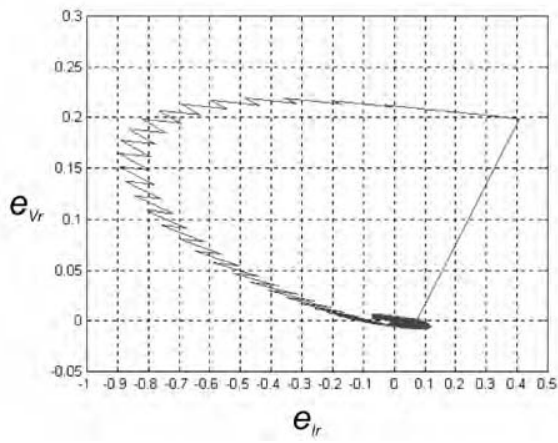
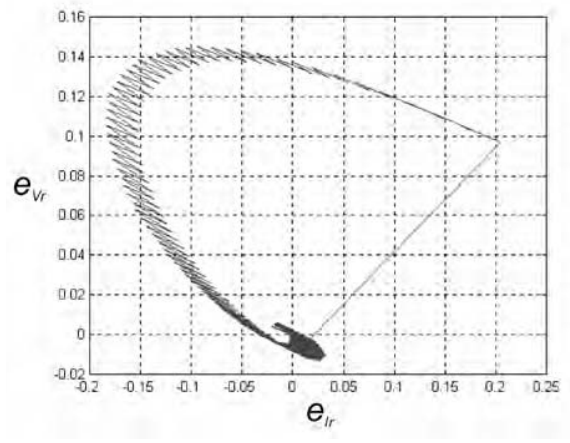


Figura 7. Funciones de pertenencia para e_I, e_v .



(a)



(b)

Fig. 8 Simulación de los transitorios en el plano de estado (e_{vr}, e_{lr}).

(a) V_{ref} de 16V a 20V. (b) V_{ref} de 45V a 50V.

plo, los controles PWM basados en la linealización de una variable o basados en la linealización completa del sistema en lazo cerrado. Si bien, estos controles garantizan el alcance de la tensión de referencia deseada, garantizando por tanto a su vez el alcance de la zona de pequeña señal, las leyes de control resultantes son no lineales y dependientes de la tensión de referencia. Este hecho dificulta su implementación mediante un controlador TSK de primer orden debido a los consecuentes empleados.

Una alternativa adicional que podría fácilmente implementarse con el controlador TSK de primer orden para dinámicas de gran señal es utilizar controles en modo de deslizamiento [10] [11] [12] que utilicen superficies de conmutación de primer orden, definidas como combinación lineal de variables de estado del convertidor, y que evidentemente garantizan el alcance de la tensión de referencia deseada.

Por lo tanto, se propone una estrategia de control basada en técnicas de control en modo deslizamiento [10] para asegurar un apropiado arranque desde las condiciones iniciales (i.e. $(v_c, i_L = (0,0))$) hacia el valor deseado de la tensión de salida en estado estacionario. Asumiendo que u representa la variable de control del convertidor elevador y que $u(t)=1$ o $u(t)=0$ corresponden con el estado del interruptor en T_{ON} o en

T_{OFF} respectivamente (Figura 2), las siguientes leyes de control de conmutación

$$u(t) = 1 \quad \text{if} \quad \sigma(v_c, i_L) = i_L - W < 0$$

$$u(t) = 0 \quad \text{if} \quad \sigma(v_c, i_L) = i_L - W > 0 \quad (21)$$

conducen al estado de equilibrio $i_L = W$ cualesquiera que sean las condiciones iniciales [10]; lo que significa que cualquier superficie σ de corriente de inductor constante combinada con las acciones de conmutación previas es una superficie de deslizamiento, que llevará al deseado estado estacionario de corriente de inductor.

Esta ley de control puede ser aplicada en operaciones de arranque e introducida dentro del controlador difuso, por un lado, mediante la definición de la región “de arranque” como la región de gran señal de la Figura 7, en que las leyes anteriores se aplicaran desde las condiciones iniciales correspondientes al caso del arranque ($v_c, i_L = (0,0)$). Los valores correspondientes al vector de error normalizado son dados por:

$$e_{vr} |_{(i_L, v_c)=(0,0)} = (V_{ref} - v_c) / V_{ref} |_{v_c=0} = 1 \quad (22)$$

$$e_{ir} |_{(i_L, v_c)=(0,0)} = (I_{ref} - i_L) / I_{ref} |_{i_L=0} = 1 \quad (23)$$

Por tanto, los límites $L_2^-, L_2^+, M_2^-, M_2^+$ son fijados a ± 1 .

Por otro lado, la ley de control deslizante se realiza adecuadamente, mediante la saturación del modulador PWM a través de fijar la entrada u_{CD} , definida en la Figura 5, a V_M o V_m , acorde con el mapeado de la Figura 9.

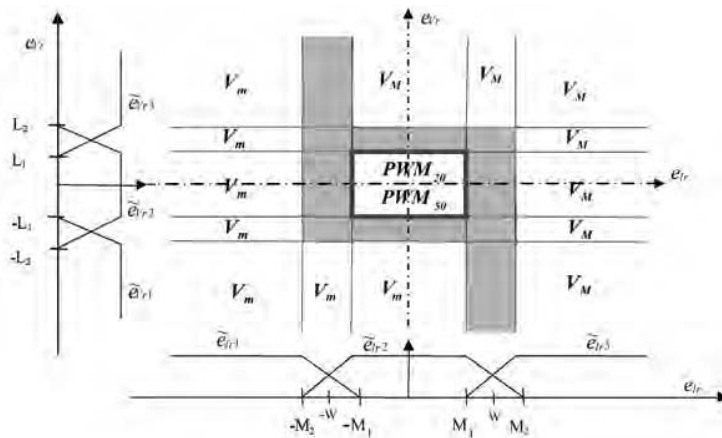


Figura 9. Valores de la variable de control u_{CD} en el plano (e_{vr}, e_{ir}) .

Se debe señalar que las leyes de control de pequeña-señal (PWM₂₀ o PWM₅₀) son asignadas solamente a las regiones de pequeña-señal, mientras que el control en modo deslizamiento prevalece sobre las demás regiones.

Las leyes de control en la zona rayada son el resultado de una interpolación lineal de las leyes de control asignadas a las regiones adyacentes.

Finalmente, el controlador difuso presenta el siguiente conjunto de reglas de control, mostrado en la Tabla 4:

e_{V_r}, e_{I_r}	\tilde{e}_{I_r3}	\tilde{e}_{I_r2}	\tilde{e}_{I_r1}
\tilde{e}_{V_r3}	V_M	V_M	V_m
\tilde{e}_{V_r2}	V_M	$d_{20}(t)/d_{50}(t)$	V_m
\tilde{e}_{V_r1}	V_M	V_m	V_m

Tabla 4. Reglas de control (valores de salida del controlador difuso)

Donde las funciones de pertenencia $\tilde{e}_{V_{rj}}, \tilde{e}_{I_{rj}}$ ($j=1,2,3$) han sido diseñadas completamente mediante los parámetros $L_1^-, L_1^+, M_1^-, M_1^+$ y $L_2^-, L_2^+, M_2^-, M_2^+$

RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

Las Figuras 10a, 10b, 10c muestran la simulación de la tensión de salida del regulador con el controlador difuso TSK para un arranque y pequeñas perturbaciones en la tensión de referencia.

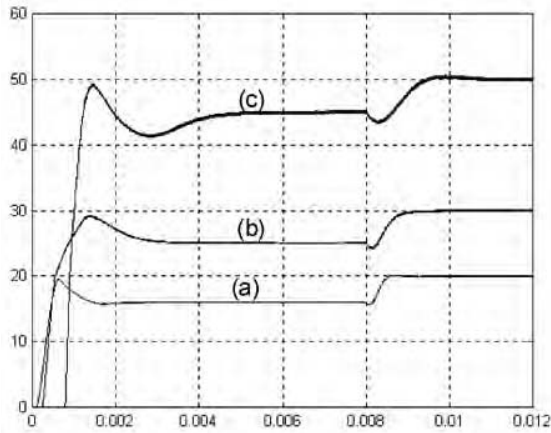


Figura 10. Tensión de salida del regulador frente a perturbaciones de la tensión de referencia. (a) Arranque a 16V y salto a 20V en $t=0.008s$. (b) Arranque a 25V y salto a 30V en $t=0.008s$. (c) Arranque a 45V y salto a 50V en $t=0.008s$.

Las Figuras 10a y 10c corresponden al estado estacionario deseado de operación de $V_{ref}=20V$ y $V_{ref}=50V$, donde se evidencia para ambos un arranque adecuado y una equalización en pequeña señal.

Adicionalmente, la Figura 10b representa la respuesta para un valor de tensión de referencia intermedio de $V_{ref}=25V$, en la que se observa también un arranque adecuado y una respuesta en pequeña señal alrededor de $\xi_d=\sqrt{2}/2$, fruto de la propiedad de interpolación de los controladores difusos.

REALIZACIÓN DEL CONTROLADOR Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

El controlador difuso TSK realiza múltiples operaciones y su aplicación al control de un convertidor elevador requiere un procesamiento rápido y preciso para garantizar un control ciclo a ciclo del convertidor. Dadas estas características, se ha optado en este trabajo por la utilización del procesador digital de señales (DSP) TMS320C6711 de Texas Instruments, de coma flotante y una velocidad del reloj de 150 MHz, que equivale según la estructura tipo harvard y procesamiento pipeline a realizar un procesamiento de 900 MFLOPS/segundo.

Para realizar el enlace con las señales analógicas se ha utilizado la tarjeta multi-canal AED-103 de Signalware. La comunicación con la DSP se realiza mediante el control Enhanced Direct Memory Access (EDMA). Esta tarjeta dispone de dos canales de salida de 12 bits y de 16 canales de entrada de 10 bits cada uno, la velocidad de conversión de los 16 canales es de 1,25 MS/s, teniendo en cuenta la estructura de conversión, la frecuencia de muestreo equivalente de cada canal es 156,25 KHz con un retardo entre canales de 6,4 μs .

Tanto las entradas como las salidas de la tarjeta tienen un fondo de escala de 4,096 V, por tanto, la resolución de entrada y salida es 4 mV y 1 mV, respectivamente.

Se comprueba que la frecuencia de muestreo —temporalmente compuesta por: el tiempo de activación

del DMA, el inicio de la FPGA, el tiempo de adquisición de datos, el tiempo del proceso del control y el tiempo de extracción de datos— es de 20 KHz. Esta frecuencia de muestreo determina que se establezca la frecuencia de conmutación del convertidor a 4 KHz.

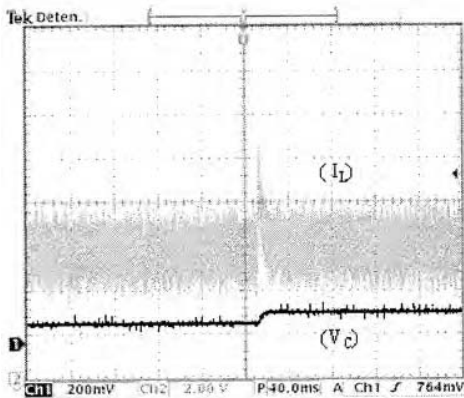
Se diseñan dos controles discretos lineales de corriente para el regulador elevador con las siguientes características $V_g=10V$, $L=1.68mH$, $R=55\Omega$, $C=2670\mu F$ y $T=250\mu s$, que opera a los valores de tensión $V_{ref}=22V$ y $V_{ref}=32V$, con el mismo factor de amortiguamiento fijado a $\xi_d=\sqrt{2}/2$. Estos controles, referenciados como PWM₂₂ (entrega el ciclo de trabajo $d_{22}(t)$) y PWM₃₂ (entrega el ciclo de trabajo $d_{32}(t)$), tienen los siguientes parámetros K_p , K_I y K_{IP} resumidos en la Tabla 5

	K_p	K_I	K_{IP}
PWM ₂₂ ($d_{22}(t)$)	0.332	-1,6.10 ³	0,1694
PWM ₃₂ ($d_{32}(t)$)	0.3004	-1,3.10 ³	0,1131

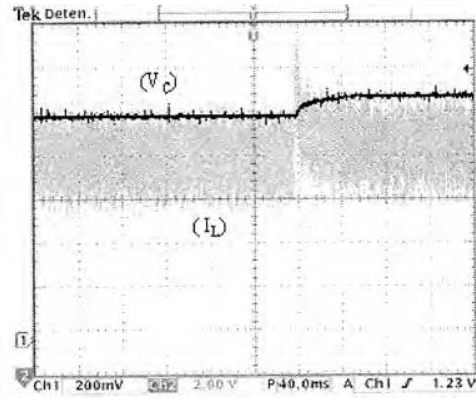
Tabla 5. Valores de los parámetros del control discreto de corriente

Para comprobar la eculización de la dinámica del convertidor se han realizado saltos en la tensión de pequeña señal, respecto a los puntos de trabajo de $V_{REF}=22V$ y $V_{REF}=32V$. En la figura 11a y 11b se representan los comportamientos de la tensión y corriente del convertidor para los puntos de trabajo anteriores y se comprueba que el sobreimpulso es inferior a 4,3% .

Las figuras 12a y 12b muestran las dinámicas de arranque del sistema para los dos puntos de trabajo.

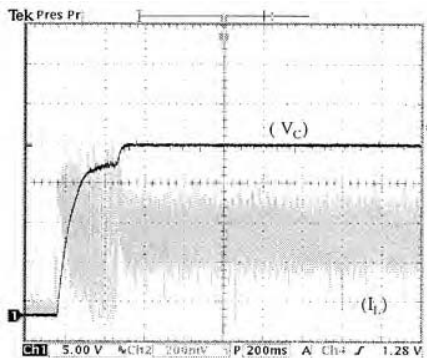


(a)

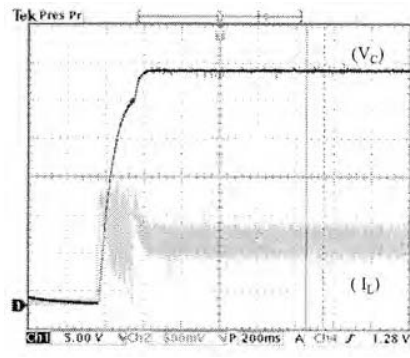


(b)

Figura 11. Tensión y corriente del convertidor con control TSK. (a) Salto de 21.45V a 22V. (b) Salto de 31V a 32V.



(a)



(b)

Figura 12. Tensión y corriente del convertidor con control TSK. (a) Salto de 21.45V a 22V con control PWM₂₂. (b) Salto de 31V a 32V con control PWM₃₂.

En estas graficas pueden observarse las transiciones de los diferentes controles, lo que induce a un futuro ajuste en el diseño con el objetivo de suavizarlas.

Finalmente, en la Figura 13 se muestra la evolución de las dinámicas anteriores en el plano de estado V_c / I_L . En ella se puede comprobar la asignación que realiza el control difuso TSK de las leyes de control deseada (LCL_1, LCL_2, LC_1, LC_2) en función de zonas de comportamiento de pequeña o gran señal.

CONCLUSIONES

Se ha presentado un diseño completo de un controlador difuso de Takagi-Sugeno-Kang (TSK) para un regulador conmutado elevador DC-DC para dos puntos de operación diferentes de la tensión en estado estacionario. El diseño del controlador difuso se ha realizado mediante la inclusión de dos conjuntos de reglas: uno para la eculalización en pequeña señal ba-

sado en técnicas de control lineales y otro para conseguir un apropiado comportamiento en arranque basado en el principio de control en modo deslizamiento. Se ha validado el diseño propuesto mediante resultados de simulación y resultados experimentales. En este trabajo se ha implementado mediante programación en C el control difuso propuesto con la plataforma digital DSP TMS320C6711 y, para ello, se han discretizado las leyes de control a partir de modelos analíticos lineales discretos del control en modo corriente. Dada la velocidad de procesado del control y para garantizar un control ciclo a ciclo del convertidor se ha impuesto una frecuencia de conmutación de 4 KHz. Respecto a líneas futuras es necesario aumentar la velocidad de conmutación del convertidor, para lo cual, se debe de disponer de una DSP con mayor velocidad de procesado y flexibilidad en la comunicación con los periféricos, así como una tarjeta de adquisición de mayor velocidad de muestreo y menor tiempo de latencia.

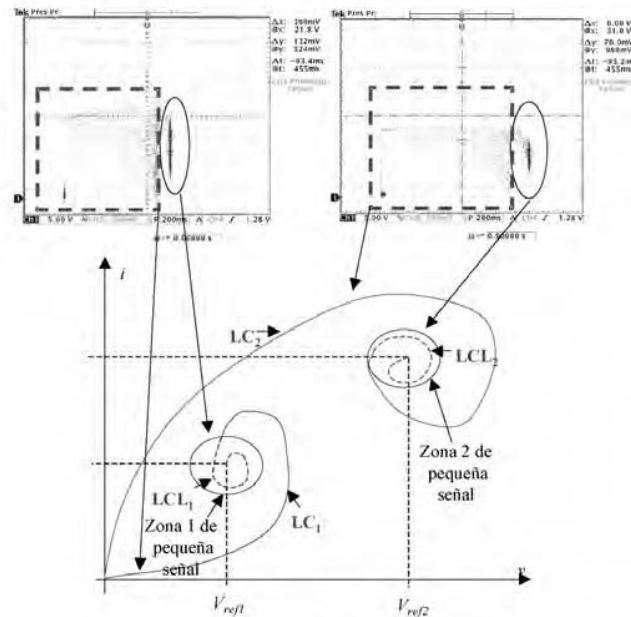


Figura 13. Plano de estado del regulador en el transitorio de arranque. Asignación de leyes.

*Este trabajo ha sido subvencionado parcialmente por el Ministerio de Ciencia y Tecnología, Spain, DPI2000-1509-C03-03

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] **R.D. Middlebrook and S. Cuk.**
Modelling and Analysis Methods for DC-to-DC Switching Converters Advances in switched mode power conversion. Vol. 1 and 2. Pasadena, C.A.: Teslaco, 1981, pp. 131-151.
- [2] **T. Takagi and M. Sugeno.**
“Fuzzy Identification of systems and its applications to modelling and control”. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, IEEE Trans. Syst. Man Cybernet. Vol. 15, No. 1, January 1985, pp 116-132
- [3] **K.-Y Lian, J.-J. Liou and C.-Y. Huang.**
“LMI-based Integral fuzzy control of DC-DC converters”. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, IEEE Trans. Fuzzy Syst., Vol. 14, No. 1, February 2006, pp.71-80.
- [4] **Yuanlong Li and Zhicheng Ji.**
“An approach on T-S fuzzy model and control of buck-boost converter”. *7th World Congress on Intelligent Control and Automation*, 2008. WCICA 2008. 25-27 June 2008, pp. 91-96.
- [5] **A. Capel, M. Clique and A. Fossard.**
“Current Control Modulators: general Theory on Specific Design”. *IEEE Transaction on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, Vol. IECI-28, No. 4, November 1981, pp 293-307.
- [6] **S. Gomáriz, E. Alarcon, F. Guinjoan and A. Poveda.**
“Analytical considerations in the design of a nonlinear state-depent Takagi-Sugeno fuzzy controller for a boost switching power Regulator”. *9th Mediterranean conference on control and automation (MED'01)*. Dubrovnik, Croatia 27-29 June 2001.
- [7] **J. Calvente, F. Guinjoan, L. Martinez and A. Poveda.**
“Subharmonics, bifurcations and chaos in a sliding-mode controlled boost switching regulator”. *Circuits and Systems*, 1996. ISCAS '96., ‘Connecting the World’., 1996 IEEE International Symposium on, Vol. 1, 12-15 May 1996, pp. 573 -576.
- [8] **K. Viswanathan, R. Oruganti and D. Srinivasan.**
“Nonlinear function controller: a simple alternative to fuzzy logic controller for a power electronic converter”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol.52, No. 5, May 2005, pp. 1439 – 1448.
- [9] **A. Perry, G. Feng; Y.F. Liu and P.C. Sen.**
“A Design Method for PI-like Fuzzy Logic Controllers for DC–DC Converter”. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 54, No. 5, October 2007, pp. 2688 – 2696.
- [10] **H. Sira-Ramirez.**
“Sliding motions in bilinear switching networks”. *IEEE Trans on CAS*, Vol. CAS 34, No. 8, pp. 919-933, 1987.
- [11] **V. I. Utkin.**
Sliding modes and Their Applications in Variable Structure Systems. Moscow: MIR Publishers, 1978.
- [12] **R. DeCarlo, S. Zak, and G. Matthews.**
“Variable structure control of nonlinear multivariable systems: A tutorial”. *Proceedings of the IEEE*, Proc. IEEE. Vol. 76, 1988, pp. 212–232.