

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERÍA

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA



**ESTUDIO DE LA LÓGICA BORROSA EN LA
REGULACIÓN DE SISTEMAS CONMUTADOS
DC/DC**

INFORME DE SUFICIENCIA

PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE:

INGENIERO ELECTRÓNICO

PRESENTADO POR:

JOSÉ JACOB LAZARTE RIVERA

PROMOCIÓN

1994 - I

LIMA – PERÚ

2005

**ESTUDIO DE LA LÓGICA BORROSA EN LA REGULACIÓN DE
SISTEMAS CONMUTADOS DC/DC**

Dedico este trabajo a:
Mis padres, inspiración de trabajo,
honradez, amor, dedicación y sacrificio,
Mis Hermanos, por su apoyo incondicional en
mi carrera,
Y a una brujita muy especial.

SUMARIO

El trabajo que se ha desarrollado trata de el estudio de los aportes que puede ofrecer la Lógica Borrosa en el campo de los Sistemas Conmutados DC/DC.

En el caso del control basado en Lógica Borrosa no se pretende estudiar el control directo de sistemas conmutados DC/DC si no los aportes de este tipo de control aplicado a sistemas que permitan su futura implementación con dispositivos estándares usando los conceptos usados en:

➤ El Control en Modo Deslizante

Para mejorar su respuesta y funcionamiento cuando este es controlado en modo de corriente.

ÍNDICE

PRÓLOGO	1
CAPÍTULO I	3
ESTUDIO DEL ESTADO DEL ARTE.	
1.1 Control en Modo Deslizante	5
1.1.1 Control de modo Deslizante en convertidores Buck.	6
A. Modelo Matemático del Convertidor Buck	6
B. El control del voltaje en modo deslizante	8
C. Definición del problema	12
1.2 Control de Corriente PWM	14
1.3 Control basado en Lógica Borrosa	15
1.3.1 Aproximado universal de leyes lineales y no lineales.	15
1.3.2 Control borroso PID.	16
1.3.3 Segundo lazo de control.	17
CAPÍTULO II	18
CONVERTIDORES CONMUTADOS DC/DC	
2.1 Introducción	18

2.1.1	El convertidor continua-continua elevador “boost”	20
2.1	Modelo del Convertidor DC/DC	23
2.2.1	Modelo promediado del convertidor elevador (“boost”).	23
2.2.2	Características del convertidor “boost” utilizado.	26
2.3	Función de Transferencia del convertidor DC/DC	27
2.4	Simulación del modelo con MatLab	28
CAPÍTULO III		30
CONTROL DE CONMUTADORES DC/DC CON LÓGICA BORROSA		
3.1	Introducción	30
3.2	Lógica borrosa	31
3.2.1	Teoría de los Conjuntos borrosos	32
3.2.2	Conjuntos Borrosos	33
3.2.3	Operaciones Básicas con los Conjuntos Borrosos	34
3.2.4	Razonamiento Aproximado	34
A.	Relaciones Borrosas	34
B.	Mecanismo de Inferencia Borrosa	35
3.2.5	Controladores Borrosos	39
A.	Parámetros de Diseño del un Controlador Borroso	41
3.3	Convertidor DC/DC con Lógica Borrosa	45
3.3.1	Control Híbrido Borroso-Deslizante del Convertidor “boost”	46
A.	Control en modo de deslizamiento del convertidor “boost”	46
B.	Regulación de la Tensión de Salida Mediante Lógica Borrosa	49
C.	Diseño del Controlador Híbrido Borroso-Deslizante	50

3.3.2	Control Borroso-Deslizante del Convertidor “boost”	52
A.	Obtención del Modelo en Pequeña Señal	53
B.	Diseño del Lazo de Tensión	55
3.4	Simulación del modelo con Lógica Borrosa	58
	CAPÍTULO IV	60
	COMPLEJIDAD Y COSTO	
4.1	Estudio de la complejidad del control y costo de implementación.	60
	CONCLUSIONES	62
	BIBLIOGRAFÍA	66

PRÓLOGO

El trabajo que se ha desarrollado consiste en el estudio de la aportación que puede ofrecer la Lógica Borrosa en el campo de los Sistemas Conmutados DC/DC. Para ello se han desarrollado cuatro capítulos los cuales tratan de los siguientes temas:

En el capítulo 1 se desarrolla un panorama sobre el control en modo deslizante y su aplicación en convertidores DC-DC. Así como la descripción del control basado en Lógica Borrosa. En el capítulo 2 se realiza un estudio del modelo de un convertidor elevador “boost”. En base a un modelo linealizado. Se determina su función de transferencia y se simula usando MatLab. En el capítulo 3 se inicia con un estudio de los conceptos fundamentales de la Teoría de los Conjuntos Borrosos, Relaciones Borrosas, para luego estimar los parámetros de diseño de un controlador borroso para el convertidor DC/DC y la obtención del modelo en Pequeña Señal. En el capítulo cuatro se enfoca la problemática de la implementación en base a dispositivos estándares de el controlador borroso en el lazo de control.

Es importante mencionar que se propone con este estudio la posibilidad de el uso de microcontroladores de propósitos generales en la implementación del control mediante Lógica Borrosa.

CAPÍTULO I

ESTUDIO DEL ESTADO DEL ARTE

Los convertidores DC-DC han alcanzado un entorno de aplicaciones dentro de la expansión tecnológica en el sector industrial. Los campos de aplicación de estos equipos pueden ser agrupados en las siguientes áreas:

- a) El sector aeroespacial
- b) El sector Informático
- c) El sector de instrumentación electrónica

En el primer caso vemos su aplicación en los satélites como parte del núcleo de alimentación. En el segundo caso es un elemento importante en las fuentes de alimentación de los ordenadores y en el sector de instrumentación ha desplazado a los antiguos reguladores lineales en todos los niveles de potencia. A pesar de su sencillez topológica, los convertidores conmutados presentan una descripción dinámica compleja debido a su comportamiento no lineal, al carácter de tiempo

discreto en su control, a la naturaleza de topología variable en el tiempo de su funcionamiento y a la inevitable presencia de incertidumbre en sus parámetros más importantes.

Esta complejidad ha motivado que se aborte el estudio del control de los convertidores a partir de una caracterización mediante sistemas lineales de tiempo continuo, obtenidos realizando un promedio en un intervalo de conmutación de las ecuaciones de estado que describen el comportamiento de estos circuitos[1] El diseño de ganancia de lazo no es inmediato debido a que existen diferentes polos en el caso de convertidores complejos y a la característica de fase no mínima de la mayoría de estos tipos de convertidores; además el modelo es válido solo en un entorno próximo al punto de equilibrio. Si se evidencia la presencia de perturbaciones en la entrada o la salida de un nivel significativo, en tal caso el modelo del convertidor y del control que de él deriva, se ve incapacitado de predecir el comportamiento transitorio subsiguiente, llevando a errores en la predicción de la estabilidad del sistema.

Esto motivó que en los últimos 15 años se presenten estudios tratando de enfocar diferentes alternativas que resuelvan este problema de control usando estrategias de regulación lineal y no lineal.

1.1 Control en Modo Deslizante

Haciendo un poco de historia, el primer trabajo en modo deslizante se presenta en la universidad de Sarajevo y fue publicado por el profesor Sabanovic [2]. En este estudio se planteó el control de un convertidor del tipo reductor mediante técnicas de

control en modo de deslizamiento. Estos trabajos están basados en la utilización de las condiciones de existencia y de que se alcance el régimen de deslizamiento de un convertidor continua-continua. En 1987, Sira-Ramírez contribuye a la investigación en este campo, aportando la noción del control equivalente derivada de la aplicación del teorema de Filipov a ecuaciones diferenciales con el segundo miembro discontinuo [3]. Paralelamente el grupo L.A.A.S.-CNRS (Laboratorio para el Análisis y Arquitectura de Sistemas – grupo de control y sistemas robustos) de Toulouse, desarrollo una técnica de control basada en la noción de control equivalente para el funcionamiento de un sistema de modelación de ancho de pulso(PWM), es decir en sistemas de frecuencia de conmutación constante[4]. A continuación describiremos los principios de operación del control en modo de deslizamiento.

Convencionalmente, solo los controles clásicos basados en modelos linealizados para pequeña señal eran empleados para el control de convertidores de potencia. Sin embargo ellos frecuentemente presentaban fallas en su comportamiento bajo valores extremos o variaciones de carga. Pero con el objetivo de contener un buen comportamiento bajo las condiciones mencionadas el control en modo deslizante fue introducido a los convertidores de potencia.

Sin embargo, hay un ligero retroceso con el control en modo deslizante. Esto es debido a que su dinámica y su comportamiento en estado estable se hacen críticas cuando las condiciones de carga difieren de las nominales(5). Cuando opera por debajo de la carga nominal se generarán sobre picos (overshoots) y ruido (ringing)

durante los estados transitorios. Y cuando trabaje por encima de la carga nominal, la respuesta será lenta con un alto error de estado estable (steady state).

1.1.1 Control de modo Deslizante en convertidores Buck.

Un control en modo deslizante típico para convertidores conmutados presenta dos modos: Modo voltaje y Modo corriente. Aquí, el control en modo de voltaje es usado, y el voltaje a la salida es el parámetro a controlar.

A. Modelo Matemático del Convertidor Buck:

La figura. 1.1 muestra el diagrama esquemático de un convertidor buck controlado por voltaje del modo deslizante. Aquí, el error del voltaje, x_1 , es:

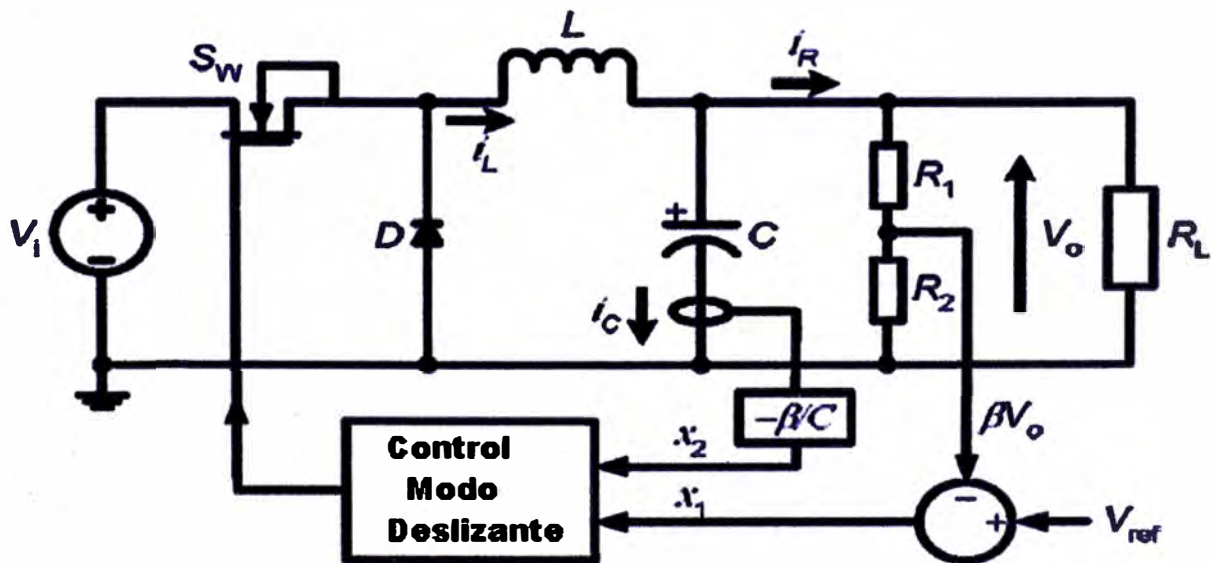


Figura 1.1: Diagrama Esquemático del convertidor

$$x_1 = V_{ref} - \beta \cdot V_0 \quad (1.1)$$

Dónde V_{ref} es la referencia de voltaje constante y $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$ es el cociente de detección del voltaje de la salida. El índice del cambio del error del voltaje, x_2 , es:

$$x_2 = \dot{x}_1 = -\beta \cdot \frac{dV_0}{dt} = -\beta \cdot \frac{i_c}{C} \quad (1.2)$$

Donde $i_c = C \cdot \frac{dV_0}{dt}$ es la corriente del condensador, y C es la capacitancia.

$i_c = i_L - i_R$, donde i_L e i_R representan las corrientes del inductor y de la carga respectivamente, diferenciando la ecuación (1.2) con respecto al tiempo da como resultado:

$$\dot{x}_2 = \frac{\beta}{C} \cdot \frac{d(i_R - i_L)}{dt} \quad (1.3)$$

Al usar $i_R = \frac{V_0}{R_L}$ donde R_L es la resistencia de la carga, y la ecuación promediada de

la corriente del inductor L :

$$i_L = \int \frac{u \cdot V_i - V_0}{L} \cdot dt \quad (1.4)$$

Donde V_i es el voltaje de entrada, L es la inductancia, y $u = 1$ o 0 (es el estado de la conmutación), entonces reemplazando en (3) obtenemos:

$$\dot{x}_2 = \frac{\beta}{R_L \cdot C} \cdot \frac{dV_0}{dt} + \frac{\beta}{C} \cdot \left(\frac{V_0 - u \cdot V_i}{L} \right) = -\frac{x_2}{R_L \cdot C} + \frac{V_{ref}}{L \cdot C} - \frac{x_1}{L \cdot C} - u \cdot \frac{\beta \cdot V_i}{L \cdot C} \quad (1.5)$$

Finalmente, a partir de la ecuación (2) y (5), se puede derivar un modelo del espacio del estado tal como se muestra en la siguiente ecuación

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{L \cdot C} & -\frac{1}{R_L \cdot C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\beta \cdot V_i}{L \cdot C} \end{bmatrix} \cdot u + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{ref}}{L \cdot C} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

B. El control del voltaje en modo deslizante

En el control en modo deslizante, el controlador emplea una superficie deslizante para decidir sus estados de entrada (denotados como u), al sistema. Para el regulador del voltaje en modo deslizante, los estados de la conmutación, (u), que corresponde dar por intervalos de tiempo de encendido y pagado del interruptor convertidor de energía, son establecidos por la línea de deslizamiento [6]:

$$S = \alpha \cdot x_1 + x_2 = J_x = 0 \quad (1.7)$$

Donde α es una cantidad positiva (condición de estabilidad), $J = [\alpha \ 1]$, y

$$x = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix}^T. \quad [7]:$$

$$\alpha = \frac{1}{R_L \cdot C} \quad (1.8)$$

Gráficamente, esto es simplemente una línea recta en el plano de fase $x_1 - x_2$ con un gradiente α (ver figura 1.2). Sin embargo, la implicación de α es mucho más que solo una decisión de construcción.

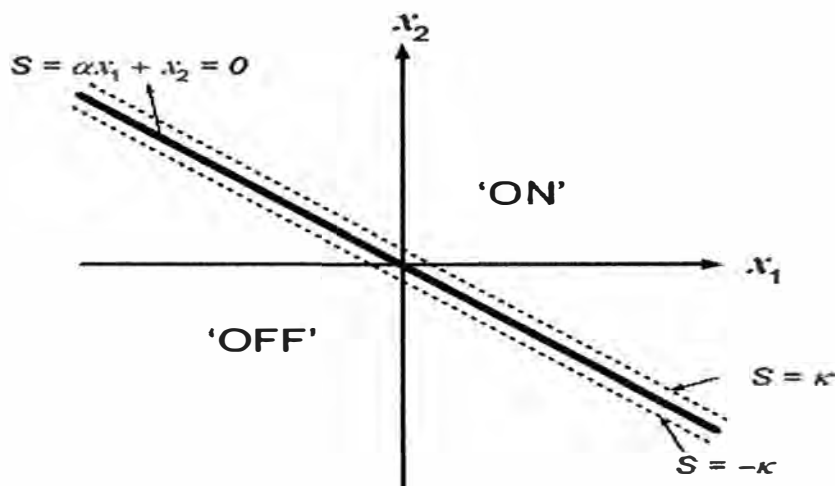


Figura 1.2: línea deslizante en el plano de fase $x_1 - x_2$

Este, actualmente determina la respuesta dinámica del sistema en modo deslizante con la constante de tiempo de primer orden : $\tau = 1/\alpha$. Para asegurarse de que el sistema siga la superficie de deslizamiento, debe ser impuesta una ley de control. La ley de control es definida como:

$$u = \begin{cases} 1 = 'on' & \text{cuando } S > k \\ 0 = 'off' & \text{cuando } S < -k \end{cases} \quad (1.9)$$

De acuerdo con la condición impuesta [7], el sistema eventualmente alcanza la línea de deslizamiento. La razón para escoger $S > k$ y $S < -k$ como la frontera de conmutación es que genera una banda de histéresis el cual determina la frecuencia de conmutación del convertidor. Si los parámetros de las variables de estado son tal que $S > k$, el interruptor del convertidor Buck mostrado en la figura 1 se encenderá. Consecuentemente, este se apagará cuando $S < -k$. En la región $-k \leq S \leq k$, S_w retiene sus estados previos. Así se previene la operación del controlador en modo deslizante a una frecuencia muy alta lo cual afecta a el interruptor de potencia. Indirectamente, esto alivia los efectos de chirrido que pueden ser inducidos por una frecuencia de conmutación extremadamente alta. Las condiciones de conmutación son representadas en la grafica de la figura 1.2.

Luego, para asegurar que el control SM es realizable en este sistema, las condiciones de existencia deben ser cumplidas:

$$\lim_{s \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0 \quad (1.10)$$

Además, sustituyendo lo derivado en la ecuación (1.7), la condición para la existencia del control en modo deslizante es:

$$S = \begin{cases} Jx < 0 & \text{para } 0 < S < \xi \\ Jx < 0 & \text{para } -\xi < S < 0 \end{cases} \quad (1.11)$$

Donde ξ es una cantidad pequeña arbitraria positiva. Sustituyendo (1.6) y (1.9) en (1.11), la inecuación llega a ser:

$$\lambda_1 = \left(\alpha - \frac{1}{R_L \cdot C} \right) \cdot x_2 - \frac{1}{L \cdot C} \cdot x_1 + \frac{V_{ref} - \beta \cdot V_i}{L \cdot C} < 0 \quad (1.12)$$

$$\lambda_2 = \left(\alpha - \frac{1}{R_L \cdot C} \right) \cdot x_2 - \frac{1}{L \cdot C} \cdot x_1 + \frac{V_{ref}}{L \cdot C} > 0$$

Donde:

$$\lambda_1 = Jx \quad \text{para } 0 < S < \xi \quad (1.13)$$

$$\lambda_2 = Jx \quad \text{para } -\xi < S < 0$$

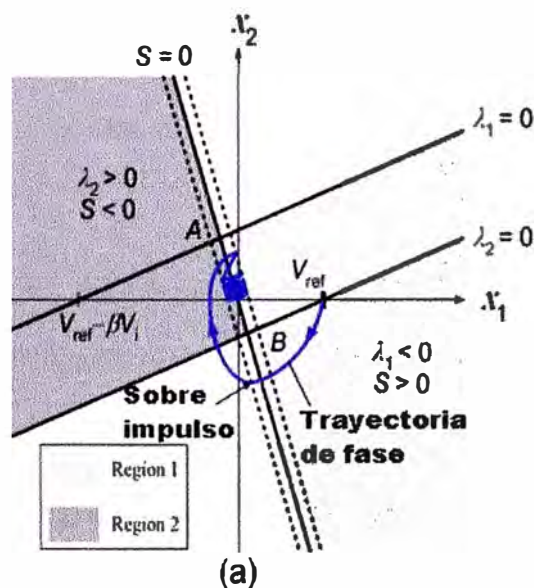
Las condiciones mencionadas son mostradas en la figura 1.3 para las dos condiciones: (a) $\alpha > 1/R_L C$ y (b) $\alpha < 1/R_L C$. En ambas figuras, la Región 1 representa $\lambda_1 < 0$ y la Región 2 representa $\lambda_2 > 0$. SM solo ocurre en la porción de la línea de deslizamiento que cubre ambas regiones 1 y 2. En este caso, esta porción está entre A y B, donde A es la intersección de $S = 0$ y $\lambda_1 = 0$; y B es la intersección de $S = 0$ y $\lambda_2 = 0$. Desde que la trayectoria de la fase se deslizara hacia el origen solo cuando toque dentro de AB, se generará un sobre impulso en la línea de deslizamiento si la trayectoria aterriza fuera de AB (como se muestra en la figura 1.3 (a)). Esto generará un sobre impulso en el voltaje de respuesta cuando $\alpha > 1/R_L C$.

C. Definición del problema

En el diseño del controlador en modo deslizante, α es usualmente configurado como un parámetro constante, correspondiendo a un trabajo en condiciones nominales, para facilitar la implementación práctica. Esto hace a la línea de deslizamiento estática e independiente de las condiciones de operación. Hablando estrictamente, esto es un acercamiento inapropiado, el cual recae en un comportamiento insatisfactorio. Esto puede entenderse en el ejemplo del convertidor Buck.

De la ecuación (1.8), se aprecia que α es proporcional al filtro capacitivo C , el cual es constante e inversamente proporcional a la resistencia de carga R_L , el cual no podría ser constante. Consecuentemente, podemos re-expressarlo como:

$$\alpha \text{ proporcional a } \frac{1}{R_L} \quad (1.14)$$



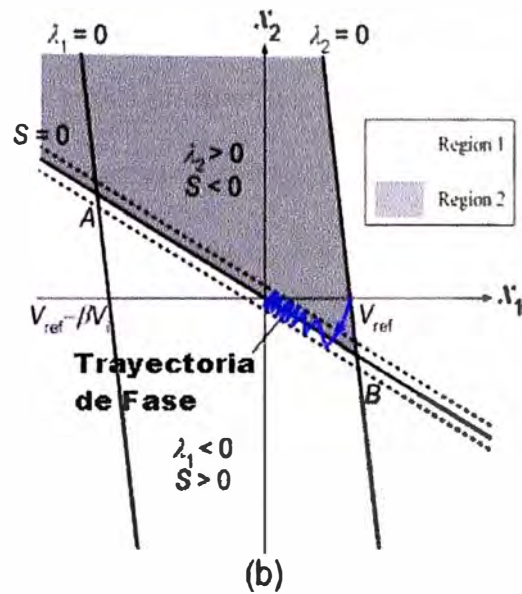


Figura 1.3: Región de existencia de modo deslizante en el plano de fase:
(a) $\alpha > 1/R_L C$ y (b) $\alpha < 1/R_L C$.

La extensión de la técnica de control en modo deslizante para convertidores conmutados continua-continua de orden elevado ha supuesto el siguiente paso en la investigación de la aplicación del control no lineal en este campo. Se ha abordado la regulación de la tensión de salida en convertidores, como por ejemplo el convertidor reductor con filtro de entrada, el convertidor de Cuk, entre otros.

En estos momentos la investigación se orienta a la implementación microelectrónica de convertidores en modo deslizamiento para convertidores continua-continua, que permitan la inclusión de una red compensadora en la ganancia de lazo para conseguir regulación de tensión tanto en convertidores elementales como en los complejos.

Un aspecto que queda en el tapete de las innovaciones es el que hace referencia al diseño de controladores que proporcionen un comportamiento robusto respecto a las variaciones paramétricas del sistema. Por esa razón en los últimos años ha habido trabajos en este campo que buscan introducir nociones de control H_∞ , control μ , control basado en redes neuronales o lógica borrosa en el diseño del regulador conmutado.

1.2 Control de Corriente PWM

El control en modo de corriente, desde su aparición en los años 70, ha sido ampliamente usado en el campo de los convertidores conmutados, sobre todo a partir de la aparición en el mercado del primer CI para la implementación de este tipo de controladores.

Las ventajas del control en modo de corriente, ya sea a frecuencia constante (modulación por ancho de pulso - PWM) o a frecuencia variable (control en modo deslizante - SMC), son principalmente la reducción de orden en la relación entre el control y la tensión de salida, una limitación de corriente pulso a pulso intrínseco y una buena respuesta dinámica en presencia de variaciones de tensión de alimentación

1.3 Control basado en lógica borrosa

Las aplicaciones de la lógica borrosa en el campo de los sistemas conmutados continua-continua se pueden agrupar en tres estrategias principales:

1.3.1 Aproximador universal de leyes lineales y no lineales.

A partir de un conjunto de parejas de valores de entrada-salida existen diferentes métodos para conseguir que un sistema basado en lógica borrosa identifique adecuadamente la ley o función que relaciona dichas parejas de entrada-salida. Unos métodos son estadísticos[8], los otros basados en esquemas de “Lookup-Table” [9] y otros están basados en técnicas de aprendizaje aplicadas en el entrenamiento de redes neuronales[10].

Estos últimos son los llamados identificadores neuroborrosos. Una aplicación de este último método es la implementación de leyes de control no lineal de convertidores continua-continua, en este caso es a un convertidor reductor (“buck”) bidireccional. La ventaja que ofrece utilizar identificadores basados en lógica borrosa respecto a utilizar solamente redes neuronales, es que los primeros permiten la inclusión de información previa del sistema aportada por un experto, lo que se traduce en un proceso de aprendizaje más rápido y más depurado.

1.3.2 Control borroso PID.

Está basado en reglas cuyos antecedentes están formados por la variable lingüística error y la variable lingüística incremento del error, mientras que los consecuentes de las reglas son el incremento de la acción de control (efecto integral), todo ello a imagen y semejanza de los controladores lineales PID, que utilizan el valor del error, la integral del error y su derivada para obtener una acción del control.

La primera acción de este tipo de control en el campo de los convertidores continua-continua la tenemos en el trabajo de Ueno [11], que utiliza el control PID borroso para la regulación de la tensión de la salida en un convertidor de Cuk, comparando los resultados con los obtenidos de la aplicación de un control PID tradicional. Posteriormente, en el trabajo de Lin y Hoft [12,13] se comparan los resultados obtenidos con un controlador PID borroso con los obtenidos mediante la aplicación de las técnicas de control de corriente máxima y de control en modo de deslizamiento. Las tres estrategias de control fueron aplicadas a convertidores de tipo reductor (“buck”) y reductor-elevador (“buck-boost”) y se pudo observar que con la aplicación de la estrategia basada en lógica borrosa se obtenía un transitorio de recuperación del estado estacionario más rápido y un error estacionario menor que con los otros dos métodos.

Por otra parte, So, Tse y Lee [14] propusieron un controlador borroso para convertidores continua-continua minimizando el número de reglas a aplicar, con lo que se reducía el coste computacional del proceso de inferencia y se aumentaba la rapidez de respuesta del controlador.

1.3.3 Segundo lazo de control.

Los controladores borrosos han sido utilizados en muchas ocasiones para mejorar las prestaciones de otras técnicas de control, formando parte de un segundo lazo de ganancia que decide en cada momento el valor más adecuado del parámetro del

controlador del primer lazo de manera que se obtiene una mejora en la respuesta final del sistema [15].

CAPÍTULO II

CONVERTIDORES CONMUTADOS DC/DC

2.1 Introducción

Los convertidores conmutados son un elemento clave en el campo de la electrónica de potencia, cuyo propósito es el de procesar la potencia eléctrica por medio de la utilización de circuitos electrónicos. En general, un convertidor conmutado está formado por una etapa de potencia de entrada, una entrada de control y una etapa de potencia de salida. El fin de la entrada de control es el de procesar la potencia de entrada de manera que obtengamos la potencia deseada de salida. En el caso de los convertidores CC-CC, la tensión de entrada se convierte a una tensión de salida de magnitud mayor o menor que la de entrada, con polaridad inversa en algunos casos, o bien con aislamiento de las masas de referencia de la entrada y salida. Estos convertidores son sistemas dinámicos compuestos principalmente por conmutadores y elementos almacenadores de energía (figura 2.1). Desde el punto de

que las ecuaciones diferenciales que rigen la dinámica dependen en gran medida de la posición del o los conmutadores, originando un modelo de comportamiento dinámico discontinuo.

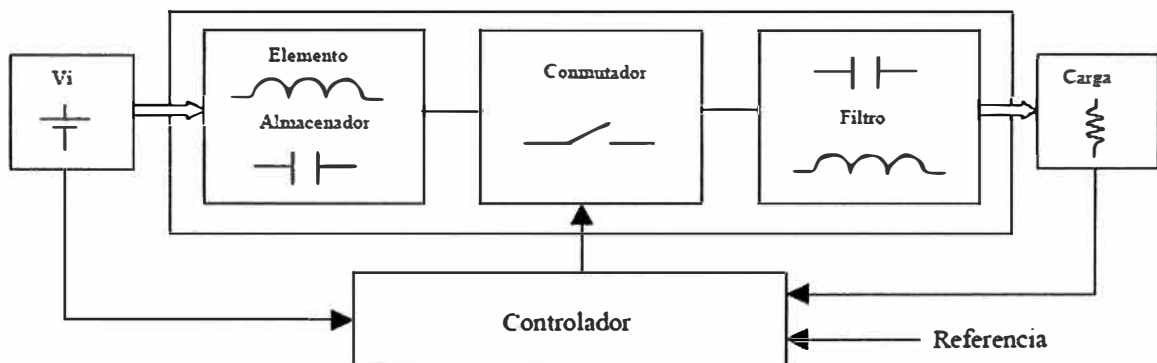


Figura 2.1: Diagrama de bloques de un convertidor cc-cc.

Para cumplir con las especificaciones de rechazo de perturbaciones de línea o de carga, eliminar errores estacionarios o simplemente para cumplir con las especificaciones de tiempo de subida, de establecimiento y sobre pico es necesaria la adición de lazos de control. Ello implica tener en cuenta que muchos convertidores, además de tener un modelo dinámico discontinuo, poseen un comportamiento dinámico no lineal y de fase no mínima.

Como veremos más adelante, el diseño de controladores para convertidores puede implicar la necesidad de obtener un modelo promediado y linealizado del convertidor. En este capítulo revisaremos estas técnicas y las aplicaremos al

convertidor conmutado objeto de estudio en este informe de Suficiencia: el convertidor elevador “boost”.

2.1.1 El convertidor continua-continua elevador “boost”

El convertidor “boost” es normalmente utilizado para obtener tensiones en la carga más elevadas que la tensión de entrada. El esquema de esta configuración se muestra en la figura 2.2:

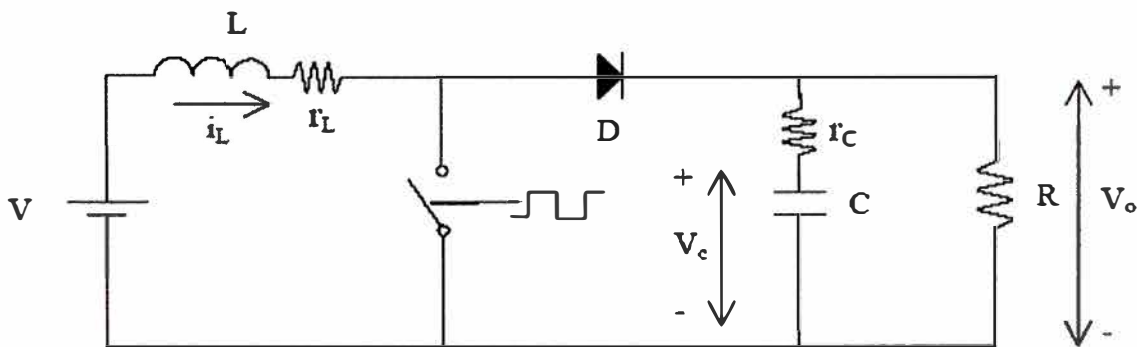


Figura 2.2: Esquema del convertidor elevador “boost”.

Como podemos observar en la figura 2.3, durante el tiempo que el interruptor se encuentra cerrado, la fuente de tensión de la entrada es la encargada de suministrar energía al elemento almacenador, mientras que el condensador del filtro de salida es el encargado de suministrar a la carga. En cambio, en la figura 2.4 podemos observar que en la posición inversa del conmutador la energía fluye hacia la carga tanto del elemento almacenador como del condensador del filtro de salida, recuperando así éste la energía suministrada anteriormente.

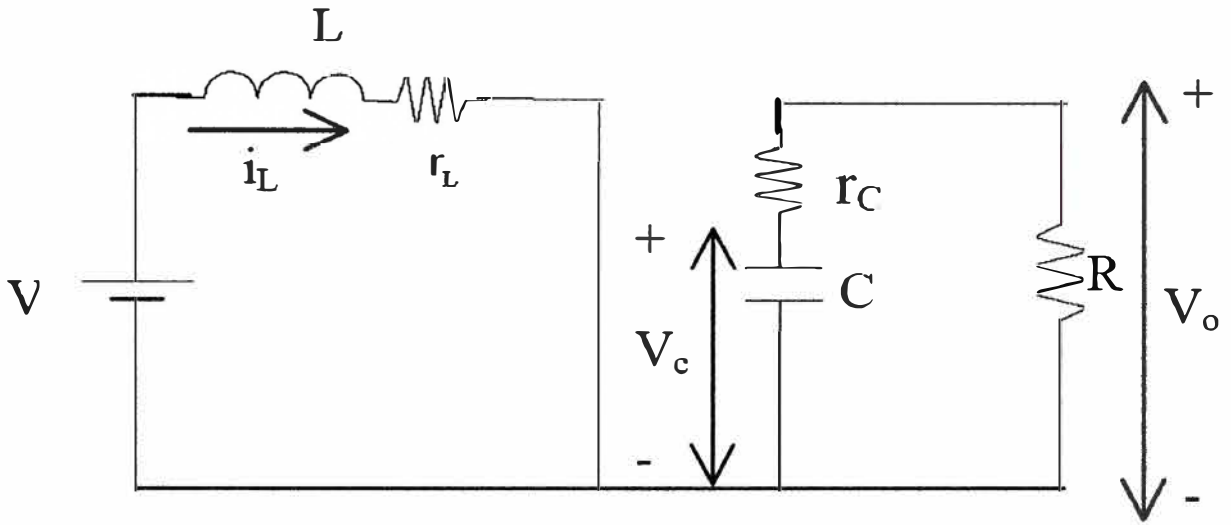


Figura 2.3: Topología conmutador ON.

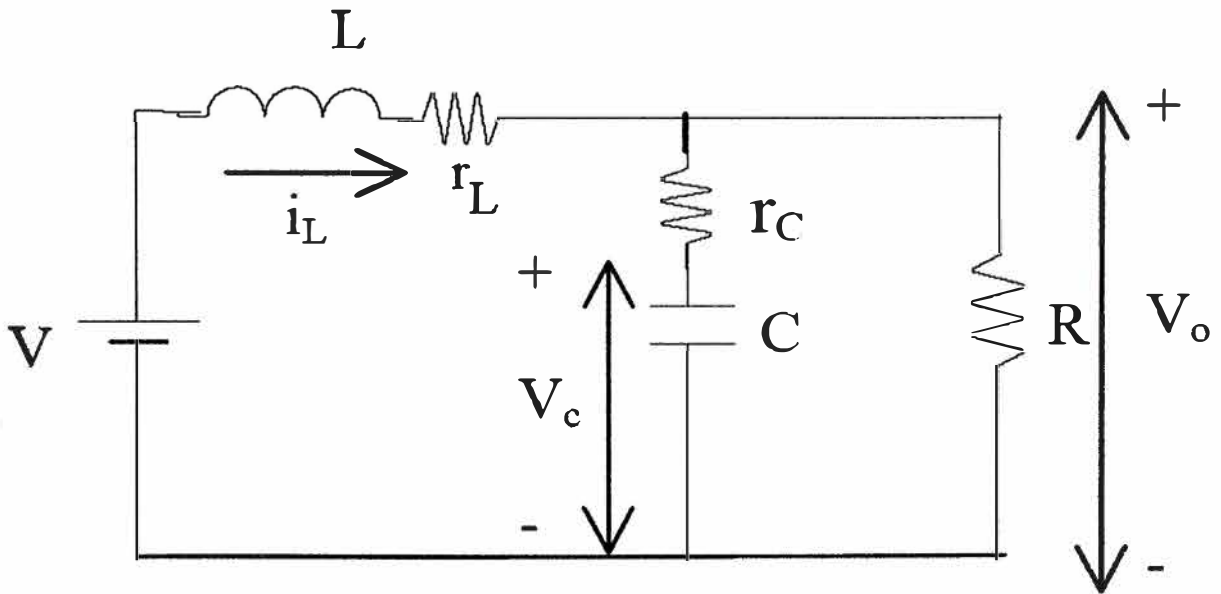


Figura 2.4: Topología conmutador OFF.

Las ecuaciones de estado que describen las dinámicas de las dos topologías, considerando $x = \begin{bmatrix} i_L \\ V_C \end{bmatrix}$ el vector de estado y V_0 la tensión en la carga, son:

Topología On (figura 2.3):

$$\dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot V_g$$

$$v_o = C_1 \cdot x + D_1 \cdot V_g \quad (2.1)$$

Siendo:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{rl}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \cdot (R+rc)} \end{bmatrix}, B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{R+rc} \end{bmatrix}, D_1 = 0$$

Topología OFF (figura 2.4):

$$\dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot V_g$$

$$v_o = C_2 \cdot x + D_2 \cdot V_g \quad (2.2)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot rl + rl \cdot rc + R \cdot rc}{L \cdot (R+rc)} & -\frac{R}{L \cdot (R+rc)} \\ \frac{R}{C \cdot (R+rc)} & -\frac{1}{C \cdot (R+rc)} \end{bmatrix}, B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, C_2 = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot rc}{R+rc} & \frac{R}{R+rc} \end{bmatrix}$$

$$D_2 = 0$$

2.2 Modelo del convertidor DC/DC.

El desarrollo de un modelo promediado en el espacio de estado es una técnica de modelado ampliamente utilizada en el campo de los convertidores conmutados [1]. Su objetivo es sustituir la representación en el espacio de estados de los dos circuitos lineales que aparecen dependiendo de la posición del conmutador por una descripción única que represente aproximadamente el comportamiento del circuito durante todo el periodo de conmutación T . El resultado es una descripción del comportamiento de los valores medios de las variables de estado en función del ciclo de trabajo (d), cuya representación es:

$$\begin{array}{l}
 x = A_p x + B_p \\
 y = C_p x + D_p
 \end{array}
 \quad y \quad
 \begin{array}{l}
 A_p = A_1 d + A_2 (1 - d) \\
 B_p = B_1 d + B_2 (1 - d) \\
 C_p = C_1 d + C_2 (1 - d) \\
 D_p = D_1 d + D_2 (1 - d)
 \end{array}
 \quad (2.3)$$

2.2.1 Modelo promediado del convertidor elevador (“boost”).

Aplicando el método anterior [1] al convertidor “boost” operando en modo de conducción continua se obtiene la siguiente representación promediada, donde $d' = (1-d)$ es el ciclo de trabajo complementario.

$$A_p = \begin{bmatrix} -\frac{R \cdot r_l + r_l \cdot r_c + R \cdot r_c \cdot d'}{L(R+r_c)} & -\frac{R}{L(R+r_c)} d' \\ \frac{R}{C(R+r_c)} d' & -\frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix}, \quad B_p = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$C_p = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot r_c}{R+r_c} d' & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix}, \quad D_p = [0]$$

Cuyo régimen estacionario de las variables de estado en función del ciclo de trabajo complementario y la tensión de entrada estacionarios, d' y V_g respectivamente, es:

$$X = \begin{bmatrix} I_L \\ V_C \end{bmatrix} = -A_p^{-1} \cdot B_p = \begin{bmatrix} \frac{(R+r_c) \cdot V_g}{rl \cdot (R+r_c) + R \cdot r_c \cdot d' + R^2 \cdot d'^2} \\ \frac{(R+r_c) \cdot V_g \cdot d' \cdot R}{rl \cdot (R+r_c) + R \cdot r_c \cdot d' + R^2 \cdot d'^2} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$V_0 = C_p \cdot X = \frac{(R+r_c) \cdot V_g \cdot d' \cdot R}{rl \cdot (R+r_c) + R \cdot r_c \cdot d' + R^2 \cdot d'^2}$$

Donde obtenemos una relación entre los valores de tensión a la salida y las variables de estado en régimen estacionario con su respectivo ciclo de trabajo complementario.

Para poder calcular las funciones de transferencia, se linealizan las ecuaciones del sistema promediado alrededor del punto de equilibrio [1]. Para ello, suponemos que las variables de estado, la de control, la tensión de alimentación y la tensión de

salida están conformados por un término constante más un término variable, tal y como se muestra en (2.6):

$$x(t) = X + \hat{x} \quad , \quad d(t) = D + \hat{d} \quad , \quad v_g(t) = V_g + \hat{v}_g \quad , \quad y = Y + \hat{y} \quad (2.6)$$

Donde X, D, V_g e Y representan los valores respectivos en el punto de equilibrio del vector de estado, el ciclo de trabajo y la tensión de alimentación.

Si sustituimos los valores de (2.6) en las ecuaciones de (2.3) y descartamos los términos de segundo orden, obtendremos entonces una representación lineal de la dinámica del convertidor:

$$\begin{aligned} \hat{\dot{x}} &= A_p \cdot \hat{x} + B_p \cdot \hat{v}_g + B_{20} \cdot \hat{d} \\ \hat{y} &= C_p \cdot \hat{x} + D_p \cdot \hat{v}_g + D_{20} \cdot \hat{d} \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$y \quad B_{20} = (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot V_g \quad y \quad D_{20} = (C_1 - C_2) \cdot X$$

A partir de esta representación de estado y aplicando el principio de superposición a las variables perturbadas ($\hat{x}, \hat{d}, \hat{v}_g, \hat{y}$) se obtienen las diferentes expresiones en el dominio de la transformada de Laplace.

Aplicando este procedimiento al convertidor elevador “boost” de la figura 2.2, tenemos:

$$B_{20} = \left[\frac{\frac{(R \cdot d' + r_c) \cdot V_g \cdot R}{L \cdot (r_l \cdot (R + r_c) + R \cdot r_c \cdot d' + R^2 \cdot d'^2)}}{V_g \cdot R} \right] \quad (2.8)$$

$$D_{20} = \frac{R \cdot r_c \cdot V_g}{r_l \cdot (R + r_c) + R \cdot r_c \cdot d' + R^2 \cdot d'^2}$$

La función de transferencia control-tensión de salida es la siguiente:

$$Gv_0d = \frac{\hat{V}(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{1}{\Delta} \frac{\left[s + \frac{1}{C \cdot r_c} \right] \left[s + \frac{-d'^2 R^2}{L(R + r_c)} + \frac{r_l}{L} \right]}{(R + r_c) \cdot ((R + r_c) \cdot L \cdot C \cdot S^2) + (d' \cdot r_c \cdot R \cdot C + L + r_l \cdot C(R + r_c)) \cdot s + \Delta} \quad (2.9)$$

Siendo:

$$\Delta = r_l \cdot (R + r_c) + D' \cdot R \cdot (r_c + D' \cdot R)$$

y la función de transferencia control-corriente inductor es la siguiente:

$$Gi_Ld = \frac{I_L(s)}{\hat{D}(s)} = \frac{1}{\Delta} \frac{\left[s + \frac{d' R + r_c}{C(R \cdot r_c + R^2 \cdot d' + r_c^2 + R \cdot r_c \cdot d')} \right]}{(R + r_c) \cdot ((R + r_c) \cdot L \cdot C \cdot S^2) + (d' \cdot r_c \cdot R \cdot C + L + r_l \cdot C(R + r_c)) \cdot s + \Delta} \quad (2.10)$$

2.2.2 Características del convertidor “boost” utilizado.

Las características del convertidor “boost” que será objeto de análisis en el presente informe de suficiencia son las siguientes:

$V_g=12\text{ V}$, $V_o=24\text{ V}$, $L=216\text{ }\mu\text{H}$, $C=220\text{ }\mu\text{F}$, $R=44\text{ }\Omega$, $r_L=0.33\text{ }\Omega$, $r_C=0.04\text{ }\Omega$.

Donde las variables r_L y r_C representan respectivamente las pérdidas que se producen en el inductor y en el condensador.

2.3 Función de Transferencia del convertidor DC/DC

Considerando la tensión de salida deseada $V_o = 24\text{ V}$, entonces a partir de (2.6) obtenemos el valor del ciclo de trabajo complementario $d' = 0.484$.

Sustituyendo estos valores en (2.9) y (2.10) obtendremos las funciones de transferencia $\frac{\hat{V}(s)}{\hat{D}(s)}$ e $\frac{I_L(s)}{\hat{D}(s)}$ respectivamente en (2.11) y (1.12).

$$G_{v_o d}(s) = \frac{-0.046(s + 1.13 * 10^5)(s - 4.82 * 10^4)}{(s + (0.993 + 2.065j) * 10^3)(s + (0.993 - 2.065j) * 10^3)} \quad (2.11)$$

$$G_{i_L d}(s) = \frac{1.26 * 10^5(s + 204.2)}{(s + (0.993 + 2.065j) * 10^3)(s + (0.993 - 2.065j) * 10^3)} \quad (2.12)$$

2.4 Simulación del modelo con MatLab

Programa de Matlab para la obtención de el diagrama de bode de la función:

$$G_{v_o d}(s) = \frac{-0.046(s + 1.13 * 10^5)(s - 4.82 * 10^4)}{(s + (0.993 + 2.065j) * 10^3)(s + (0.993 - 2.065j) * 10^3)}$$

Programa:

```
% Diagramas de Bode del convertidor DC/DC %
```

```
% Diagrama del la funsion Gvod %
```

```
num=[-0.046 -2980.8 250543600];
```

```
den=[1 1986 5250274];
```

```
bode(num,den)
```

```
title('Diagramas de Bode de Gvod')
```

```
% Diagrama del la funsion GiLd %
```

```
num=[125000 25729200];
```

```
den=[1 1986 5250274];
```

```
bode(num,den)
```

```
title('Diagramas de Bode de GiLd')
```

En la función de transferencia (2.11) se puede observar la presencia de un cero de parte real positiva, lo que indica que se trata de un sistema de fase no mínima. La representación de la respuesta frecuencial de esta función es:

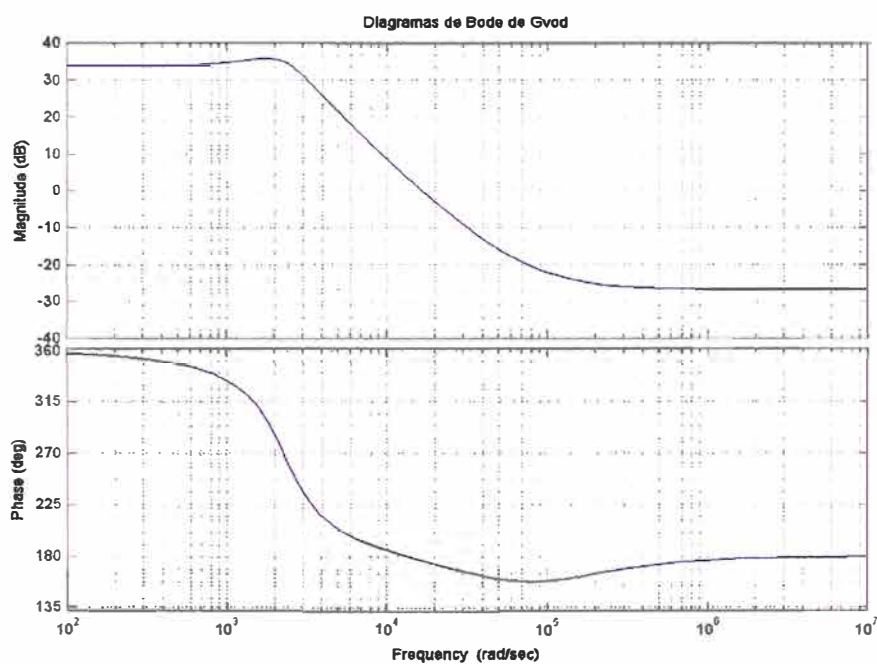


Figura 2.5: Respuesta en frecuencia del convertidor elevador “boost”.

CAPÍTULO III

CONTROL DE CONMUTADORES DC/DC CON LÓGICA BORROSA

3.1 Introducción

Los avances tecnológicos de la última década han producido un incremento del uso de computadores de alta velocidad en las aplicaciones de control. En estos momentos, es posible y económicamente viable usar técnicas de control basadas en modelos complejos en aplicaciones prácticas, mediante la utilización de estrategias de control avanzado derivadas de la teorías de control no lineal, adaptativo o robusto. Todo ello ha repercutido en el desarrollo de las técnicas de “control inteligente”, basadas en lógica borrosa, redes neuronales, algoritmos genéticos u otras técnicas adaptadas del campo de la inteligencia artificial. Todas estas técnicas proporcionan una amplia libertad a los ingenieros de control para explotar sus conocimientos del problema, para enfrentarse a problemas como la vaguedad, incertidumbre o imprecisión, y para aprender de la experiencia. Por todo ello, son candidatas perfectas para mejorar o solucionar problemas asociados a diferentes técnicas de control.

3.2 Lógica Borrosa

Las bases teóricas de la lógica borrosa fueron establecidas en 1965 por el profesor Lofti A. Zadeh de la Universidad de Berkeley. Esta lógica, en la que están basados los controladores borrosos, está mucho más cerca en espíritu de la manera de razonar de los humanos y del lenguaje natural que los sistemas lógicos tradicionales. Básicamente, la lógica borrosa proporciona un medio efectivo de capturar la naturaleza inexacta del mundo real. Los controladores borrosos proporcionan en esencia un algoritmo que nos permite convertir la estrategia lingüística de control basada en el conocimiento de un experto, en una estrategia de control automática.

Un controlador basado en lógica borrosa define una ley de control no lineal empleando un conjunto de reglas borrosas del tipo si-entonces. El antecedente de la regla describe una región borrosa en el espacio de estado. El consecuente de la regla especifica a su vez la ley de control aplicable dentro de la región borrosa definida por el antecedente de la propia regla. El aplicar una estrategia de control mediante un controlador borroso implica que un punto en el espacio de estado se ve afectado de diferente manera por las leyes de control asociadas a todas las regiones borrosas a las que este punto particular en el espacio de estado pertenece.

En este capítulo vamos a realizar una introducción a la lógica borrosa empezando con la teoría de los conjuntos borrosos en la sección siguiente, para continuar con las bases del razonamiento aproximado (“Fuzzy Reasoning”) en un apartado posterior y finalizar con la descripción y el análisis de la estructura de un controlador borroso.

3.2.1 Teoría de Conjuntos Borrosos

En la Teoría de Conjuntos clásica un elemento x pertenece o no pertenece a un conjunto A , es decir, se trata de una teoría de conjuntos bivalente. El grado de pertenencia a un conjunto solo puede ser respectivamente 1 o 0. Consecuentemente, con la Teoría de Conjuntos clásica es muy difícil expresar la vaguedad o imprecisión de un concepto. En otras palabras, con un conjunto clásico no podemos expresar de forma computacional conceptos como “pequeño”, “caliente” y “alto” porque estos conceptos se asocian a las cosas con más grados de pertenencia que 0 o 1.

Por ejemplo, si definimos el concepto de “persona alta” con la teoría de conjuntos clásica lo podríamos representar como el conjunto:

$\{ x \text{ es alta si } \text{altura}(x) \geq 190 \text{ cm} \}$.

Esta definición implicaría que una persona cuya altura fuera de 185 centímetros no sería considerada una persona “alta”, lo que está bastante alejado de la realidad. Para nuestra manera de razonar esta persona sería considerada “alta” aunque no tanto como una persona cuya altura fuera de 195 cm.

Este problema de interpretación aparece al intentar clasificar este concepto humano a través de conjuntos cuyas fronteras son abruptas y por ello se creó la Teoría de los Conjuntos Borrosos, con el ánimo de solucionar la incapacidad de representación de conceptos humanos utilizando conjuntos tradicionales.

3.2.2 Conjunto Borroso

Un conjunto borroso se define matemáticamente como:

$$F = \{(u, \mu_F(u)) \mid u \in U\} \quad (3.1)$$

Donde $\mu_F : U \rightarrow [0, 1]$ es la función de pertenencia, $\mu_F(u)$ es el grado de pertenencia de la variable u , y U es el dominio de la aplicación, llamado en terminología “borrosa” el Universo de Discurso. La función de pertenencia representa la noción de la pertenencia parcial de un elemento a una clase. En consecuencia la clase posee fronteras no abruptas y está definida por sus elementos y los grados de pertenencia asociados.

Podemos concluir que la Teoría de Conjuntos Borrosos es una teoría de conjuntos polivalente en el intervalo $[0,1]$. En esta teoría, las clases (“persona”) son las variables lingüísticas sobre las que vamos a aplicar los conceptos utilizados por el razonamiento humano calificados como valores lingüísticos (“alta”). Las funciones de pertenencia pueden ser representadas a través de funciones triangulares, trapezoidales, gaussianas, de campana o bien con funciones sigmoidales.

3.2.3 Operaciones Básicas de los Conjuntos Borrosos

Las tres operaciones básicas, la unión, intersección y el complemento de conjuntos borrosos fueron definidos por Zadeh como:

- unión: $A \cup B = \{ x, \max(\mu_A(x); \mu_B(x)) \}$ (3.2)

- intersección: $A \cap B = \{ x, \min(\mu_A(x); \mu_B(x)) \}$ (3.3)

- complemento: $\neg A = \{ x, \mu_{\neg A}(x) \mid \mu_{\neg A}(x) = 1 - \mu_A(x) \}$ (3.4)

Donde $x \in U$ (universo de discurso).

3.2.4 Razonamiento Aproximado

El concepto de Razonamiento Aproximado (“Fuzzy Reasoning”) puede ser interpretado como el proceso de obtener, a través de un proceso de inferencia, unas conclusiones imprecisas a partir de unas premisas también imprecisas.

A. Relaciones Borrosas

El concepto de relación borrosa procede de una generalización de las relaciones entre los conjuntos abruptos de la Teoría de Conjuntos Clásica. En términos de sistemas expertos, las relaciones son relevantes para expresar la asociación formal entre antecedentes y consecuentes. Una regla como “SI x es A ENTONCES y es B ” describe una relación entre las variables x e y . Al igual que en la Teoría de Conjuntos Clásica, estas asociaciones se expresan a través de subconjuntos del Producto Cartesiano entre los dos universos:

- **Relación Borrosa:** Una relación borrosa n-aria es un conjunto borroso en

$U_1 \times \dots \times U_n$ y se expresa de la siguiente manera:

$$R_{U_1 \times \dots \times U_n} = \min \{ \mu_R(x_1, \dots, x_n) \mid (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U_1 \times \dots \times U_n \} \quad (3.5)$$

El Producto Cartesiano fue definido por Zadeh como:

Producto Cartesiano: Si A_1, \dots, A_n son conjuntos borrosos en U_1, \dots, U_n respectivamente, el Producto Cartesiano de A_1, \dots, A_n es un conjunto borroso en el espacio producto $U_1 \times \dots \times U_n$ con la función de pertenencia siguiente:

$$\mu_{A_1 \times \dots \times A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min \{ \mu_{A_1}(x_1), \dots, \mu_{A_n}(x_n) \} \quad (3.6)$$

B. Mecanismo de Inferencia Borrosa

El mecanismo de interpretación de una regla se realiza aplicando como Regla de Inferencia la composición **supremo-estrella**, de manera que si R es una relación borrosa en $U \times V$ y x es un conjunto borroso en U entonces el conjunto borroso y en V que se infiere de la aplicación de la regla viene dado por:

$$y = x \circ R \quad (3.7)$$

donde $x \circ R$ es la composición **supremo-estrella** de x y R . Por su parte la composición **supremo-estrella** viene definida por:

- Composición supremo-estrella: Si R y S son relaciones borrosas en $U \times V$ y en $V \times W$ respectivamente, la composición de R y S ($R \circ S$) es una relación borrosa definida por:

$$R \circ S = \left\{ \left[(u, w), \sup_v (\mu_R(u, v) * \mu_S(v, w)) \right], u \in U, v \in V, w \in W \right\} \quad (3.8)$$

Donde * puede ser cualquier operador de la clase de las normas triangulares como el mínimo, producto algebraico, producto acotado o producto drástico.

Un sistema borroso está formado por un conjunto de reglas borrosas, por lo que el comportamiento de todo el sistema vendrá dado por la unión o suma de todas ellas. Por consiguiente, un sistema borroso puede ser caracterizado por una simple relación borrosa que es la combinación de todas las relaciones borrosas del conjunto de reglas:

$$R = \text{suma}(R1, R2, \dots, Ri, \dots, Rn) \quad (3.9)$$

Los dos procedimientos más utilizados habitualmente son la Inferencia según Mandani (Max-min) y la Inferencia según Larsen (Max-dot):

- En el caso de Mandani se interpreta la unión como el valor máximo, la intersección como el valor mínimo y el operador * como el valor mínimo. (figura 3.1)

- En el caso de Larsen se interpreta la unión como el valor máximo, la intersección como el mínimo y el operador * como el producto.(figura 3.2)

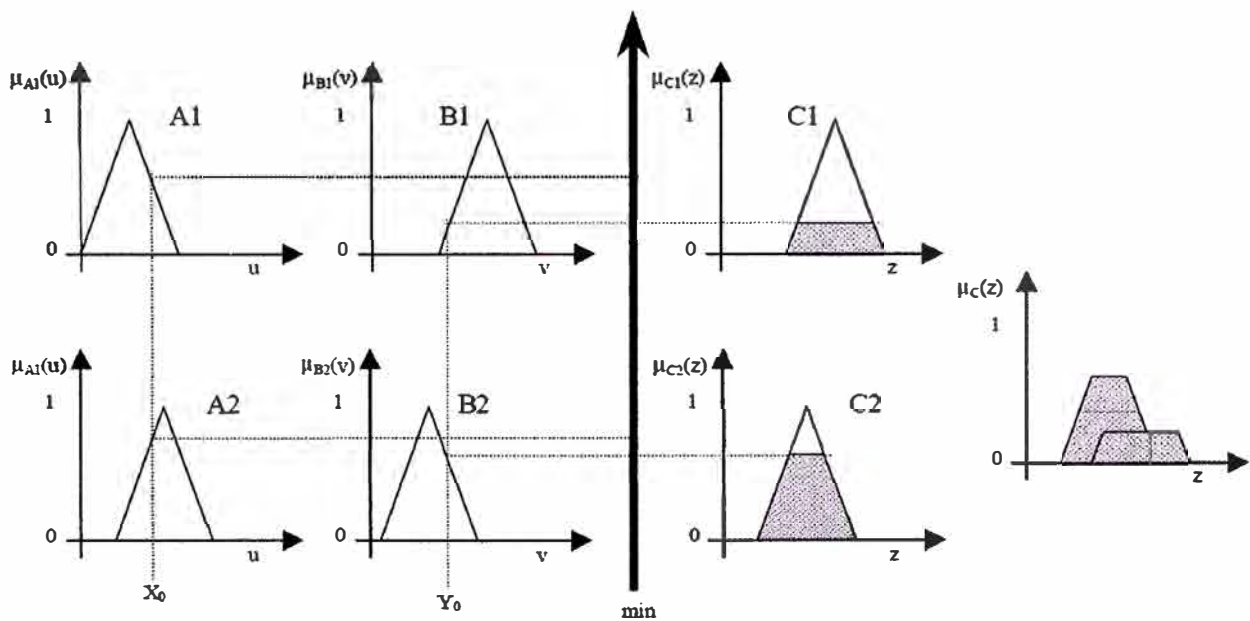


Figura 3.1: Inferencia según Mandani.

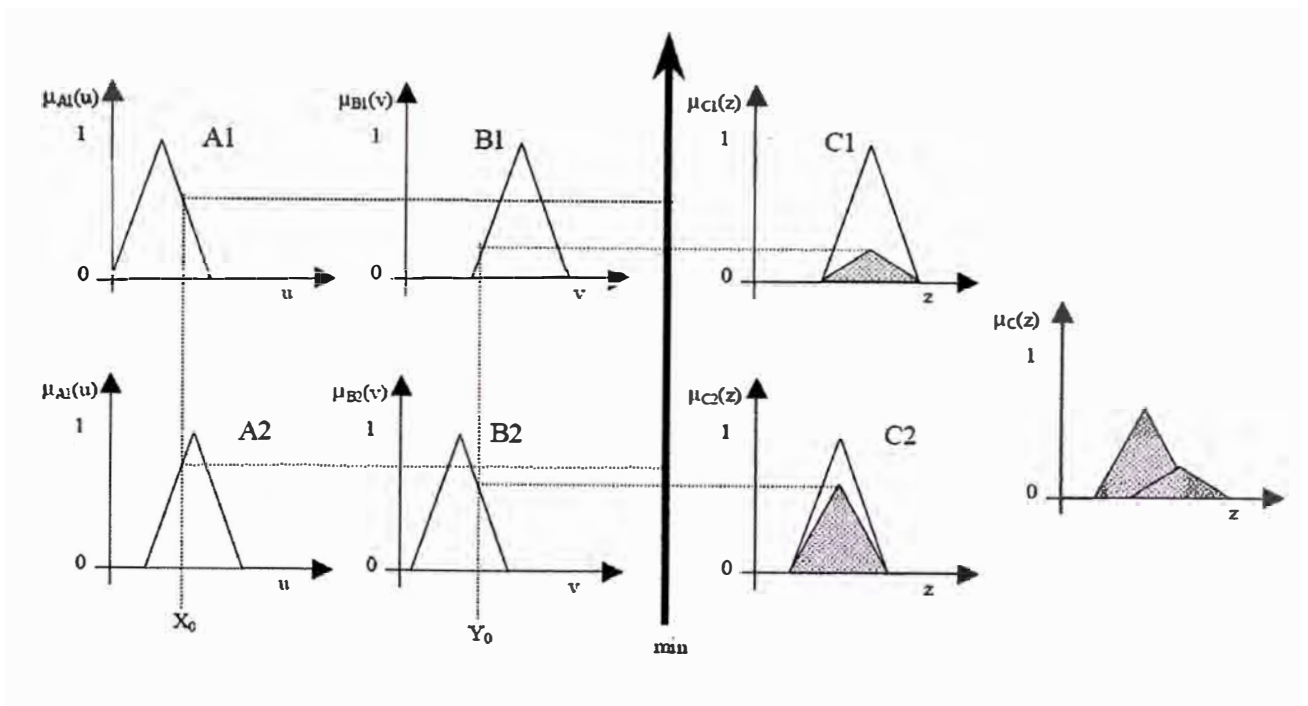


Figura 3.2: Inferencia según Larsen.

3.2.5 Controladores Borrosos

En la figura siguiente podemos observar la estructura básica de un controlador borroso:

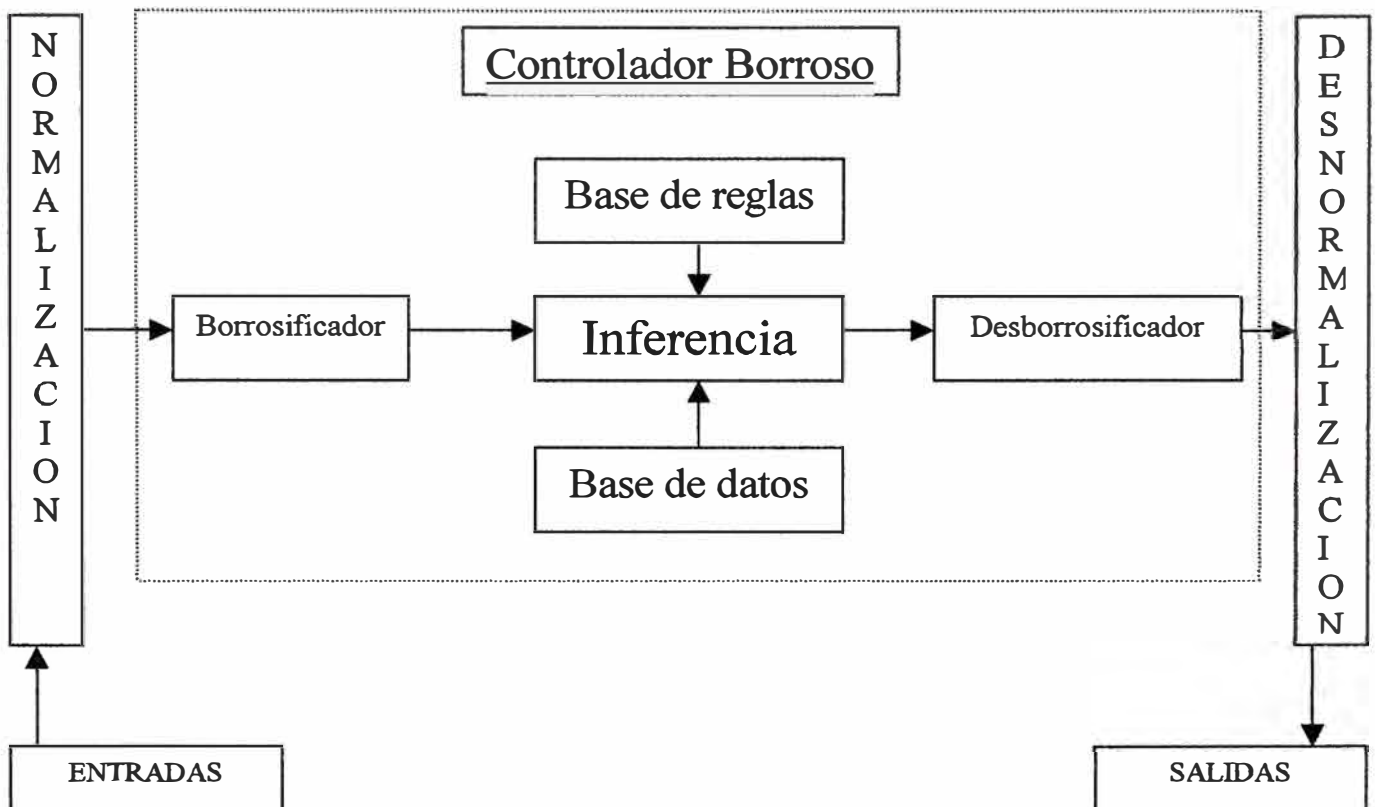


Figura 3.3: Estructura básica de un controlador borroso.

Como se puede observar en la figura, el controlador borroso está constituido principalmente por 5 componentes:

- **Borrosificador:** Realiza la función de convertir los valores de entrada en los correspondientes valores lingüísticos asociados a cada uno de los conjuntos

borrosos. Es decir, proporciona el grado de pertenencia de la variable de entrada a cada una de las variables lingüísticas del sistema.

- **Inferencia:** Es el componente encargado de proporcionar el valor de salida realizando la evaluación de las reglas que componen el sistema borroso. Es la etapa encargada de aplicar el Razonamiento Aproximado desarrollado en el apartado anterior.
- **Base de datos:** Contiene la información de las funciones de pertenencia asociadas a los valores lingüísticos (tipo y mapeado en el dominio físico) y también los dominios físicos de cada una de las variables.
- **Base de reglas:** Contiene el conjunto de reglas lingüísticas de control que caracterizarán los objetivos y la estrategia de control definida por los expertos.
- **Desborrosificador:** Realiza la función inversa del borrosificador. Proporciona un valor numérico de salida a partir del valor borroso de salida generado por la etapa de inferencia.

Además de estos cinco componentes que forman el controlador difuso podemos observar que entre los valores de entrada y el controlador existe una etapa de normalización que realiza una adaptación del rango de las variables de entrada a sus correspondientes dominios dentro del controlador (universos de discurso). De la misma manera la etapa de desnormalización realiza la adaptación del dominio de las variables de salida del controlador a sus correspondientes dominios físicos.

A. Parámetros de Diseño de un Controlador Borroso

Los principales parámetros de diseño de un controlador borroso son los siguientes:

- Estrategia de borrosificación.
- Base de datos.
- Base de reglas.
- Inferencia.
- Estrategia de desborrosificación.

a) Estrategia de Borrosificación

El proceso de borrosificar está relacionado con las vaguedades e imprecisiones del lenguaje natural, es decir, se trata de realizar una valoración completamente subjetiva que transformará un valor medido en un valor subjetivo, a partir de realizar un mapeado entre el espacio de entrada observado y unos conjuntos borrosos en un determinado universo de discurso de la entrada. En la definición de los conjuntos borrosos es muy importante el conocimiento del problema que posea el experto, aunque es importante también tener en cuenta las siguientes reglas:

- Si el número de conjuntos borrosos definidos sobre la variable lingüística es elevado entonces obtendremos una gran resolución, pero el coste computacional también será alto.

- Las funciones de pertenencia más utilizadas generalmente son las triangulares y trapezoidales dada su menor complejidad de implementación que, por ejemplo, las funciones gaussianas.
- En general, la densidad de conjuntos difusos cerca del punto de equilibrio del sistema a controlar suele ser mayor que en los extremos, lo que permite realizar un control más ajustado.

b) Base de Datos

Los conceptos asociados con la base de datos son utilizados por las normas y datos borrosos empleados en el controlador. Estos conceptos son la definición del universo de discurso de cada variable de entrada y salida, el número de conjuntos borrosos de cada una de ellas y el diseño de las funciones de pertenencia. Todos estos conceptos son subjetivos y basados en la experiencia del diseñador.

c) Base de Reglas

El comportamiento dinámico de un sistema borroso está caracterizado por un conjunto de normas lingüísticas basadas en el conocimiento del experto. Estos conocimientos se expresan con sentencias del tipo:

SI condiciones_de_entrada ENTONCES acción_a_ejecutar

Dependiendo de la estructura del controlador (SISO o MIMO) el conjunto de condiciones a satisfacer pueden ser una o varias al igual que el conjunto de **acciones_a_ejecutar**.

El conjunto de condiciones a satisfacer siempre está asociado a conceptos borrosos, mientras que el conjunto de **acciones_a_tomar** puede estar asociado de dos formas diferentes:

1. Asociado según Mandani

Cada uno de los consecuentes de las reglas está formado por un conjunto borroso.

2. Asociado según Sugeno

Cada uno de los consecuentes de las reglas contiene una ecuación con una combinación de las variables de entrada.

d) Inferencia

Como ya hemos visto en el apartado inicial el proceso de inferencia realizará la evaluación de cada una de las reglas del sistema . También vimos que el diseñador puede escoger el tipo de inferencia a realizar decidiendo qué tipo de operador utiliza para realizar cada una de las operaciones aplicables a los conjuntos difusos. También se mencionó en el apartado inicial que las dos estrategias de inferencia más utilizadas son la de Mandani (Max-min) y la de Larsen (Max-dot).

Dependiendo de la estructura del controlador (SISO o MIMO) el conjunto de condiciones a satisfacer pueden ser una o varias al igual que el conjunto de **acciones_a_ejecutar**.

El conjunto de condiciones a satisfacer siempre está asociado a conceptos borrosos, mientras que el conjunto de **acciones_a_tomar** puede estar asociado de dos formas diferentes:

1. Asociado según Mandani

Cada uno de los consecuentes de las reglas está formado por un conjunto borroso.

(Los consecuentes de las reglas son el incremento de la acción de control - efecto integral . El consecuente de la regla especifica a su vez la ley de control aplicable dentro de la región borrosa definida por el antecedente de la propia regla. , refiérase a las paginas 15 y 31)

2. Asociado según Sugeno

Cada uno de los consecuentes de las reglas contiene una ecuación con una combinación de las variables de entrada.

d) Inferencia

Como ya hemos visto en el apartado inicial el proceso de inferencia realizará la evaluación de cada una de las reglas del sistema . También vimos que el diseñador puede escoger el tipo de inferencia a realizar decidiendo qué tipo de operador utiliza para realizar cada una de las operaciones aplicables a los conjuntos difusos. También

se mencionó en el apartado inicial que las dos estrategias de inferencia más utilizadas son la de Mandani (Max-min) y la de Larsen (Max-dot).

e) Desborrosificación

Como ya hemos visto anteriormente, la etapa de desborrosificación es la última etapa del controlador borroso y la encargada de generar un valor no-borroso a partir del valor borroso generado en la etapa de inferencia.

Los métodos más habituales de desborrosificación son:

- Centro de los máximos (CoM).
- Centro de Gravedad (CoG) o Centro de Area (CoA).
- Mediana de los máximos (MoM).

Aunque el método más utilizado es el Centro de Gravedad o de Área.

Como su nombre indica, este método determina el centro de gravedad de el área generada por la combinación de todos los valores de la salida. En la figura 3.5 se muestra gráficamente esta operación.

La salida del sistema viene en este caso determinada por la siguiente operación:

$$Z_0 = \frac{\sum_{i=1}^N x_i \cdot \mu_x(x_i)}{\sum_{i=1}^N \mu_x(x_i)} \quad (3.10)$$

En la que N representa el número de valores borrosos involucrados en la salida.

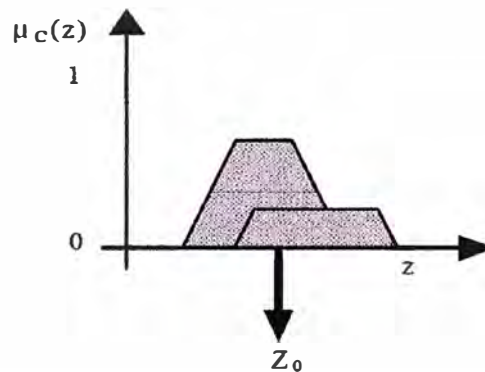


Figura 3.4: Método del Centro de Gravedad.

3.3 Convertidor DC/DC con Lógica Borrosa

En los últimos años ha crecido el interés en la aplicación de metodologías computacionales inteligentes como la lógica borrosa o las redes neuronales en el control en modo de deslizamiento. Particularmente, la integración de un sistema basado en lógica borrosa y un sistema de control en modo de deslizamiento aparece en muchas aplicaciones en las que se hace un intento de solucionar problemas aparecidos en la implementación del control en modo deslizante o de mejorar su funcionamiento mediante la adición de un sistema borroso. En el apartado siguiente desarrollaremos un controlador borroso complementario de un controlador de corriente en modo de deslizamiento de un convertidor conmutado continua-continua.

Posteriormente, realizaremos una extensión de esta aplicación al control de corriente máxima PWM.

3.3.1 Control Híbrido Borroso-Deslizante del Convertidor “boost”

A. Control en modo de deslizamiento del convertidor “boost”

En la figura 3.5 se muestra el esquema de un convertidor “boost” en el que se suponen ideales el diodo y el transistor y en el que no se tienen en consideración los efectos parásitos.

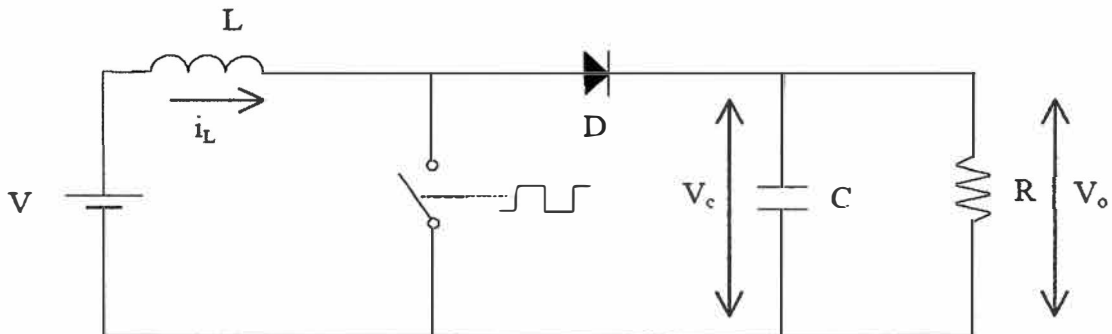


Figura 3.5: Esquema de un convertidor elevador “boost”

En modo de conducción continua podemos representar la dinámica del convertidor mediante un par de ecuaciones diferenciales vectoriales lineales:

$$x = A_1 \cdot x + B_1 \text{ durante } T_{ON} \tag{3.11}$$

$$x = A_2 \cdot x + B_2 \text{ durante } T_{OFF}$$

donde $x = [i, v]^T$ es el vector de estado en el que las variables i y v representan respectivamente la corriente en el inductor y la tensión en el condensador. Las ecuaciones representadas en 2.43 se pueden combinar en una sola expresión bilineal.

$$\dot{x} = (A \cdot x + \delta) + (B \cdot x + \gamma)u \quad (3.12)$$

Donde $u=1$ durante T_{ON} , $u=0$ durante T_{OFF} y A , δ , β y γ son las siguientes matrices:

$$A = A_2, \delta = B_2, B = A_1 - A_2, \gamma = B_1 - B_2 \quad (3.13)$$

Si se estudia la superficie de deslizamiento de tensión constante $S(x) = v - K = 0$, se puede observar que existe régimen de deslizamiento pero el punto de equilibrio al que se llega al analizar la dinámica de deslizamiento ideal es inestable. Esto nos indica que no se puede realizar un control de la tensión de salida con una superficie que sólo esté formada por el error de tensión.

En cambio, si se estudia la superficie de corriente constante $S(x) = i - K = 0$, podemos observar en (2.46) que se cumple la condición de transversalidad:

$$\nabla S = (1 \ 0) \Rightarrow \langle \nabla S \ B \cdot x + \gamma \rangle \neq 0 \quad (3.14)$$

Si se estudia la condición impuesta sobre el control equivalente (3.15):

$$u_{eq}(x) = -\frac{\langle \nabla S \quad A \cdot x + \delta \rangle}{\langle \nabla S \quad Bx + \gamma \rangle}$$

$$0 < u_{eq} < 1 \quad (3.15)$$

$$u_{eq}(x) = 1 - \frac{V_g}{v}$$

Se obtiene la siguiente desigualdad:

$$V_g < v < \infty \quad (3.16)$$

Que impone las condiciones para que se produzca el régimen de deslizamiento en el transitorio de arranque.

Sustituyendo u_{eq} en $S(x) = 0$ y teniendo en cuenta la restricción que impone el régimen de deslizamiento ($i = K$), se obtiene la siguiente dinámica de deslizamiento ideal, la cual podemos observar que, en este caso, sí es estable.

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{V}{R \cdot C} + \frac{K \cdot V_g}{C \cdot v} \quad (3.17)$$

El punto de equilibrio correspondiente es el siguiente:

$$x^* = (K \sqrt{K \cdot R \cdot V_g}) \quad (3.18)$$

Para realizar un control de la tensión de salida y eliminar el error estacionario se incluye una red compensadora PI.

$$G_C(s) = K_1 \frac{s + z_1}{s} \quad (3.19)$$

Para diseñar esta red compensadora, en primer lugar se obtiene un modelo en pequeña señal de la planta convertidor más superficie de control y se escogen K_1 y z_1 aplicando técnicas de control clásico, garantizando un margen de fase adecuado. Esta inclusión de la red PI modifica la expresión de la superficie de control, que ahora viene dada por:

$$S(x) = i - k_1(v_{REF} - v) - k_2 \int (v_{REF} - v) dt = 0 \quad (3.17)$$

El término integral nos garantiza que en estado estacionario el error de tensión en la salida sea nulo.

B. Regulación de la Tensión de Salida Mediante Lógica Borrosa

Como hemos visto en el apartado anterior, la inclusión del término integral elimina el error en estado estacionario en la tensión de salida del convertidor, pero también es causa de algunos problemas en el transitorio de arranque del convertidor a causa de que no permite el cambio de signo en la superficie de control. Otro problema que aparece a la hora de seleccionar los parámetros del controlador PI es la

relación entre la robustez del sistema y su velocidad de respuesta en la recuperación del estado estacionario, en el caso de que se produzcan perturbaciones en la carga o variaciones en la tensión de alimentación. La mayoría de las veces, un sistema más robusto implica a su vez un sistema más lento.

Una solución ideal a este problema podría ser la utilización de superficies de control deslizante diferentes durante el transitorio de arranque y en las proximidades del punto de equilibrio. Una buena aproximación a esta solución ideal es la implementación del controlador basado en lógica borrosa, más concretamente utilizando un controlador basado en reglas del tipo Takagi-Sugeno. Como ya hemos visto anteriormente en el apartado inicial la principal característica de este controlador es que los consecuentes de las reglas de control son combinaciones lineales de las variables de entrada al controlador, lo que implica la posibilidad de construir una superficie de control diferente para cada regla del sistema. Ello nos permitirá utilizar la superficie de control más apropiada en cada momento.

C. Diseño del Controlador Híbrido Borroso-Deslizante

La figura 3.6 muestra un esquema del sistema de control propuesto. Como podemos observar el sistema consta de dos lazos de control, uno de dinámica rápida(lazo de corriente) y otro de dinámica más lenta (lazo de tensión). El lazo de corriente implementa la superficie de control correspondiente a la superficie de deslizamiento.

$$S(x) = i_{ref} - i = 0 \quad (3.18)$$

El lazo de tensión establecerá la referencia a seguir por el lazo interno para garantizar la regulación de la tensión de salida.

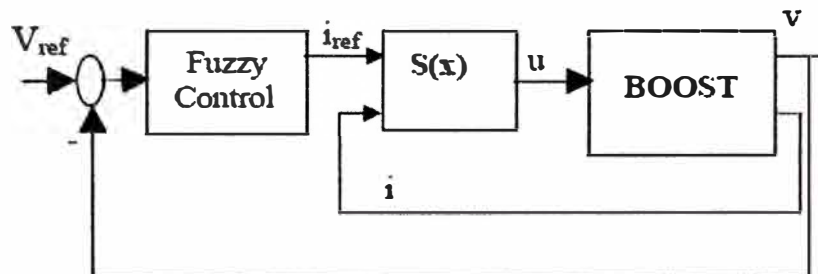


Figura 3.6: Esquema de un convertidor elevador “boost” con doble lazo de control.

Si consideramos reglas cuyas variables de los antecedentes son el error actual $e(k)$, la variación del error $e(k)$ y el valor anterior de la corriente de referencia $i_{ref}(k-1)$ entonces los correspondientes consecuentes tendrán la forma.

$$i_{ref}(k) = k_1 e(k) + k_2 \Delta e(k) + k_3 i_{ref}(k-1) + k_4 \quad (3.19)$$

A partir de la función de transferencia discreta de un controlador PI

$$G_{PI}(z) = \frac{i_{ref}(z)}{e(z)} = \frac{a_1 z + a_2}{z - 1} \quad (3.20)$$

obtenemos la siguiente ecuación de diferencias:

$$i_{ref}(k) - i_{ref}(k-1) = a_1 e(k) + a_2 e(k-1) \quad (3.21)$$

Si agrupamos los términos de la ecuación anterior (3.21) obtenemos:

$$i_{ref}(k) = i_{ref}(k-1) + (a_1 + a_2)e(k) - a_2(e(k) - e(k-1)) \quad (3.22)$$

Para finalizar, a partir de las ecuaciones (3.19) y (3.22) obtenemos.

$$k_1 = (a_1 + a_2), k_2 = -a_2, k_3 = 1 \text{ y } k_4 = 0 \quad (3.23)$$

Las ecuaciones (3.22) y (3.23) permiten incluir en el conjunto de reglas las funciones de transferencia de los controladores PI diseñados alrededor del punto de equilibrio. En zonas alejadas del punto de equilibrio (por ejemplo en el transitorio de arranque) la i_{ref} será un valor constante de intensidad. Una de las ventajas de utilizar la lógica borrosa para decidir cual va a ser la estrategia de control a aplicar en cada momento (manifestada en este caso a través de i_{ref}) es que la transición entre ellas va a ser suave y no abrupta.

3.3.2 Control Borroso-Deslizante del Convertidor “boost”

En este apartado vamos a aplicar el método descrito anteriormente al convertidor elevador “boost”. Primeramente, en el apartado siguiente obtendremos el modelo en pequeña señal en lazo cerrado del control de corriente en modo de deslizamiento.

Después en el apartado posterior se procederá a la etapa de diseño y obtención del controlador. Finalmente se analizarán los resultados de simulación.

A. Obtención del Modelo en Pequeña Señal

Como hemos visto anteriormente, para realizar una regulación de la tensión de salida de un convertidor “boost” con control de corriente en modo de deslizamiento es necesaria la adición de un compensador PI y de un lazo externo de tensión. Es necesaria también la obtención de un modelo en pequeña señal del conjunto convertidor más control de corriente con control en modo deslizante para poder diseñar u obtener los parámetros de dicha red compensadora. Este mismo modelo en pequeña señal nos servirá para establecer el ancho de banda del sistema y poder escoger la frecuencia de muestreo más adecuada para la implementación posterior del controlador borroso.

El modelo en pequeña señal se obtiene siguiendo el método propuesto en [18] y teniendo en cuenta las condiciones impuestas sobre el convertidor “boost” en la sección inicial de este capítulo. La función de transferencia intensidad de referencia-tensión de salida que se obtiene es:

$$G_{v_o, i_{ref}} = \frac{v_o(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{Ls - Rd'^2}{CRd's + 2d'} \quad (3.24)$$

Programa de Matlab para la obtención de el diagrama de bode del modelo en pequeña señal del convertidor .

Programa:

```
% Modelo en pequeña señal del convertidor Vo/iref %  
  
num=[216 -10307264];  
den=[4685.12 968000];  
bode(num,den)  
title('Diagramas de Bode')
```

Que como podemos observar es una dinámica de primer orden. En la figura 3.7 podemos observar la respuesta en frecuencia para el convertidor objeto de estudio (capitulo 2).

Si comparamos la respuesta en frecuencia del modelo descrito en el capítulo 2 con la mostrada en la figura 3.7 se puede observar la reducción considerable que se ha obtenido en el ancho de banda del sistema.

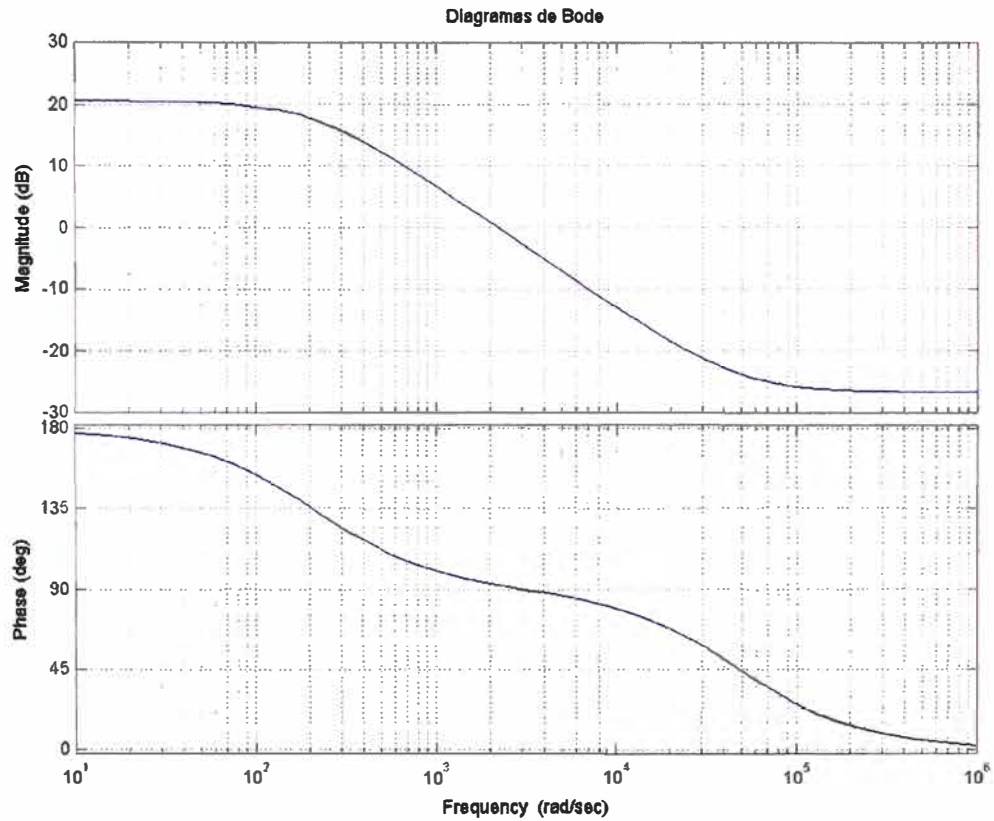


Figura 3.7: Respuesta en frecuencia del control en modo deslizante del convertidor “boost”.

B. Diseño del Lazo de Tensión

Como la implementación del controlador borroso va a ser digital, en primer lugar se ha de escoger una frecuencia de muestreo adecuada. Después de analizar la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado de la figura 3.7 se ha escogido una frecuencia de muestreo del lazo de tensión de 20 kHz y en consecuencia una frecuencia de oscilación natural del filtro anti solapamiento de 60 krad/s.

Para combinar un transitorio de arranque suave y una respuesta rápida se escogen dos superficies de deslizamiento de corriente constante con valores de 2.4 A y 1.6 A. Cerca del régimen estacionario se activan las reglas que introducen el efecto de los controladores PI. En este caso se han escogido dos compensadores (16):

$$G_1(z) = \frac{8.52z - 7.8}{z - 1} \quad (3.25)$$

$$G_2(z) = \frac{2.13z - 2.083}{z - 1} \quad (3.26)$$

Cuyos respectivos márgenes de fase son 20° y 70°.

Las reglas del controlador borroso son las siguientes:

$$\text{If } e \text{ is N then } i_{ref} = 0.4 \quad (3.27)$$

$$\text{If } e \text{ is P then } i_{ref} = 2.4 \quad (3.28)$$

$$\text{If } e \text{ is NM then } i_{ref} = 1.1 \quad (3.29)$$

$$\text{If } e \text{ is PM then } i_{ref} = 1.6 \quad (3.30)$$

$$\text{If } e \text{ is NP } i_{ref} = 0.68 * e + 8 * cerror + i \quad (3.31)$$

$$\text{If } e \text{ is PP } i_{ref} = 0.68 * e + 8 * cerror + i \quad (3.32)$$

$$\text{If } e \text{ is ZN then } iref = 0.68 * e + 8 * cerror + i \quad (3.33)$$

$$\text{If } e \text{ is ZP then } iref = 0.68 * e + 8 * cerror + i \quad (3.34)$$

$$\text{If } e \text{ is Z then } iref = 0.045 * e + 2.08 * cerror + i \quad (3.35)$$

Siendo la variable e el error, $ccerror$ el cambio en el error y i la referencia de corriente en el anterior periodo de muestreo.

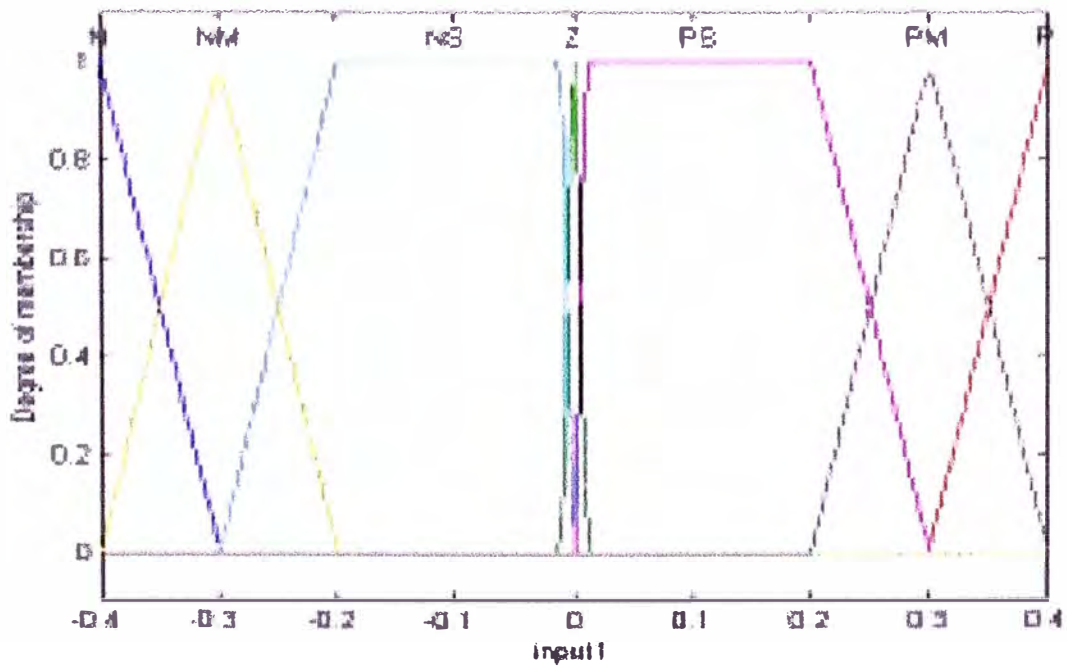


Figura 3.8: Funciones de pertenencia de la variable error(e).

Si analizamos las funciones de pertenencia de la variable error podemos observar que en todos los valores de entrada la sumatoria de los diferentes grados de pertenencia es siempre la unidad. Esta característica simplifica el proceso de desborrosificación ya que entonces el denominador de (3.10) siempre es igual a la unidad.

El universo de discurso de la variable error es el intervalo $[-0.04, 0.04]$ y el de la variable de salida (i_{ref}) es el intervalo $(0, 2.4]$.

3.4 Simulación del modelo con Lógica Borrosa

Como se muestra en la figura 3.9. Los resultados de simulación muestran que el convertidor posee un transitorio de arranque perfecto con un sobre pico muy suave. También podemos observar que el sistema recupera rápidamente el estado estacionario luego de aproximadamente $3.5 \cdot 10^{-3}$ segundos con un sobre pico máximo

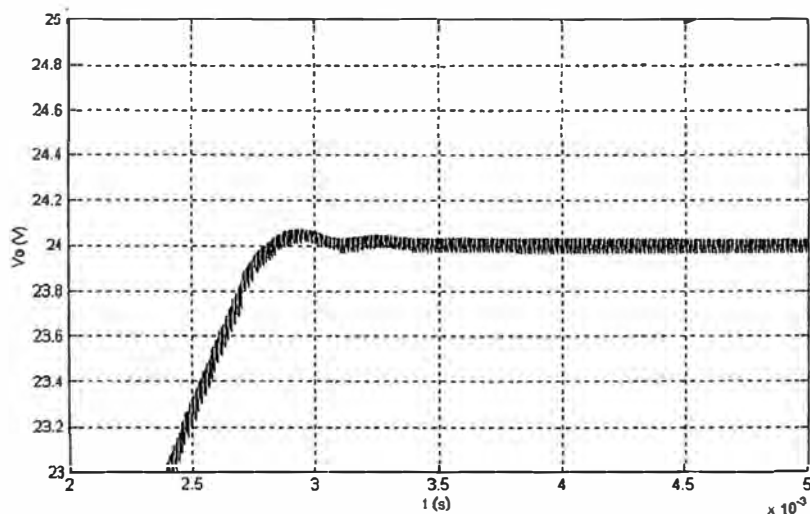


Figura 3.9 :Transitorio de arranque

de 0.1 voltio en un tiempo de $2.9 \cdot 10^{-3}$ segundos.

A diferencia de las aplicaciones en las que la variable a controlar es una variable mecánica (posición o velocidad en motores) o una variable física (temperatura) en las que los periodos de muestro son del orden de milisegundos, en el caso de los convertidores la variable a controlar es una magnitud eléctrica como la tensión de salida del convertidor. El objetivo del control es realizar una recuperación rápida y completa del valor de tensión de salida ante perturbaciones en la carga y variaciones en la alimentación de entrada.

Todo esto implica que las constantes de tiempo que se manejan serán unos órdenes de magnitud más pequeñas que en el caso de los motores, lo que implica un periodo de muestreo más pequeño (del orden de μs). Durante este periodo de muestro el controlador ha de ser capaz de realizar las etapas vistas anteriormente en el apartado sobre los controladores borrosos.

CAPÍTULO IV

COMPLEJIDAD Y COSTO

4.1 Estudio de la complejidad del control y costo de implementación

El principal problema en la aplicación directa del control borroso al control de convertidores conmutados Continua-Continua ha sido siempre su implementación.

Las diferentes soluciones propuestas en la implementación de algoritmos borrosos pueden ser:

- La utilización de “hardware” específico como procesadores borrosos o procesadores RISC con soporte borroso.[15]. Es una solución cara que además solo permite la implementación de sistemas borrosos tipos Mandani.

- Otra posibilidad sería la implementación mediante procesadores digitales de señal [17]. En estos casos se utilizan frecuencias de muestro de 100 kHz. El principal problema de los DSP's es que aun tienen un precio bastante más alto que algunos microcontroladores de altas prestaciones. Tampoco existe

ningún antecedente de utilización de DSP's en la implementación de sistemas borrosos tipo Takagi-Sugeno.

- La utilización de FPGA's tampoco sería recomendable en este caso debido a su elevado coste y debido a que tampoco existen antecedentes de implementación de reglas tipo Takagi-Sugeno.
- La solución menos cara es la utilización de micro controladores de propósito general(58). El principal problema, en este caso, es que la implementación de un controlador borroso de tensión directo necesita poder realizar, para la mayoría de convertidores, todo el proceso de control a una frecuencia de muestro igual o superior a la de conmutación, lo que es computacionalmente no implementable en la mayoría de casos. Se ha de tener en cuenta que la implementación de sistemas Takagi-Sugeno necesita además calcular los valores de los consecuentes de cada regla, que suelen ser combinaciones lineales de las variables de entrada, lo que aumenta aún más el grado de complejidad computacional.

En nuestro caso, y tal como hemos visto en el capítulo 3, la utilización de un lazo de corriente reduce el ancho de banda del sistema a controlar, con lo que la frecuencia de muestreo a utilizar se reduce considerablemente, llegando en nuestro caso a ser de 20 kHz. Como veremos más adelante, ésto nos permite la posibilidad de implementación del segundo lazo de control en un microprocesador de propósito general, como por ejemplo el PIC16F873 de Microchip .

CONCLUSIONES

En el presente informe de suficiencia se ha analizado la aportación de la lógica borrosa al control de convertidores conmutados continua-continua. Más concretamente este análisis ha sido aplicado al control del convertidor elevador “boost”, que como hemos visto en el capítulo 2 posee una dinámica de fase no mínima alrededor del punto de equilibrio.

Como consecuencia de la reducción del ancho de banda en la respuesta del controlador se hace posible el uso de técnica de digitales en su implementación. Además de la aplicación de los conceptos de la lógica borrosa, nos da la posibilidad de estimar un mejoramiento en la respuesta del convertidor.

En los resultados finales se muestran valores que evidencian la efectividad del sistema en base a los parámetros de la curva en un transitorio de arranque. Tales como:

Transitorio de arranque	optimo sin perturbaciones
Pendiente de subida	Muy suave.
Estado Estacionario	$3.5 \cdot 10^{-3}$ segundos Aprox.
Sobre pico Máximo	0.1 Voltio
Tiempo de Sobre pico	$2.9 \cdot 10^{-3}$ segundos Aprox.

El enfoque de este trabajo ha tenido presente en todo momento la posibilidad de implementación de los controladores obtenidos con dispositivos electrónicos convencionales. Por esta causa, en el capítulo 3, que versa sobre este tema de la lógica borrosa al control de convertidores conmutados continua-contínua, no se ha analizado el caso del control borroso directo de la tensión de salida del convertidor ya que en este caso es necesaria la utilización de componentes especiales en su implementación debida a la complejidad resultante.

La lógica borrosa es ideal para aprovechar el conocimiento de los expertos en el caso de que no exista un modelo dinámico conocido o suficientemente exacto de ésta.

Pero este no es el caso de los convertidores conmutados continua-contínua, ya que existen modelos exactos de su comportamiento dinámico. Es por ello también que, en este informe de suficiencia, no se incluye el análisis del control directo de la tensión convertidores continua-contínua con lógica borrosa, sino que se ha dirigido el esfuerzo en analizar la aportación que puede ofrecer esta lógica como soporte de otras técnicas de control. En concreto, como soporte del control de corriente de los

convertidores, a los que introduce un cierto comportamiento adaptativo a diferentes situaciones, mejorando de esta manera el comportamiento global del sistema.

En el capítulo 3, hemos visto que si se utiliza la lógica borrosa en el control del lazo de tensión de convertidores combinada con un lazo interno de control de corriente, entonces sí es posible su implementación con dispositivos electrónicos convencionales de uso general. Por todo ello, en este capítulo se ha estudiado la aplicación de la lógica borrosa como segundo lazo de control en convertidores con control de corriente en modo de deslizamiento. Los resultados de simulación han mostrado en ambos casos un transitorio de arranque del convertidor sin sobre picos de tensión considerables y una recuperación muy rápida del estado estacionario en el caso de que se produzcan perturbaciones en la carga o en la tensión de alimentación de la planta.

Futuras líneas de investigación

Las futuras líneas de investigación que se desprenden después de la finalización de este informe de suficiencia empezarían en primer lugar con la implementación de los modelos de control usando microcontroladores y dispositivos lineales como amplificadores operacionales.

En segundo lugar, nuevos puntos a desarrollar podrían ser, por ejemplo aspectos no tratados en este trabajo. Es decir:

- La implementación del control de corriente máxima PWM con lazo de tensión borroso.
- Realizar el estudio teórico de la estabilidad de las dos estrategias basadas en lógica borrosa.

BIBLIOGRAFIA

- [1] R.D. Middlebrock and S.Cuk, "A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Stages," IEEE PESC Record, 1976, pp. 18-34.

- [2] F.Bilalovic, O.Music and A.Sabanovic, "Buck converter operating in the sliding mode," in Proc. PCI'83, pp. 331-340

- [3] H. Sira-Ramírez, "Differential geometric methods in variable-structure control" , Int. J. Control, vol. 48, n° 4, 1988, pp 1359-1390

- [4] B. Jammes, J.C. Marpinard and L. Martinez, "Large-signal Control of a buck converter based on time optimal control, " Proc.ECCTD'93, European Conference on Circuit Theory and Design, Davos, Switzerland, 1993, pp.1425-1429

- [5] Siew-Chong Tan, Y. M. Lai, Chi K. Tse, and Martin K. H. Cheung, "An Adaptive Sliding Mode Controller for Buck Converter in Continuous Conduction Mode"-APEC 2004 Department of Electronic & Information Engineering-The Hong Kong Polytechnic University -Hong Kong, China.
- [6] V. Utkin, J. Guldner, and J.X. Shi , *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. London, U.K.: Taylor and Francis, 1999.
- [7] G. Spiazzi and P. Mattavelli, "Sliding-mode control of switchedmode power supplies," Ch. 8, *The Power Electronics Handbook*. Boca Raton FL: CRC Press LLC, 2002.
- [8] T.Takagi and M.Sugeno, "Fuzzy identification of systems and its applications to modelling and control," *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern.*, vol. 15, pp. 116-132, 1985.
- [9] L.X.Wang and J.M.Mendel, "Generating Fuzzy Rules by Learning from Examples", *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern.*, vol. 22, n° 6, November-December, 1992, pp. 116-132, 1414-1427.
- [10] J-S. Roger Jang, "ANFIS: Adaptive-Network-Based Fuzzy Inference System" ,*IEEE Trans. on Systems Man, and Cybernetics*, vol 23, pp 665-684, May/June 1993

- [11] F.Ueno, T. Inoue, I.Oota and M.Sasaki, "Regulation of Cuk converters using fuzzy controllers," IEEE Intelec'91, pp 261-267, 1991
- [12] Bor-Ren Lin, "Analysis of fuzzy control applied to dc-dc converter control, " IEEE PESC'93, pp 22-28, 1993.
- [13] Bor-Ren Lin and R.G.Hoft, "Power electronics converter control based neural network and fuzzy logic methods, " IEEE PESC'93, pp 900-996, 1993.
- [14] W.C.So, C.K. Tse and Y.S.Lee, "A fuzzy controller for DC-DC Converters," IEEE PESC'94 Record, vol.1, pp.315-320,1994
- [15] Y. Kung and C. Liaw, " Fuzzy Controller Improving a Linear Model Following Controller for Motor Drives", IEEE Trans. Fuzzy Systems. vol. 2. no. 3, August 1994 pp 194-202.
- [16] K. Ogata. Discrete Control Systems. Prentice Hall