



**Departamento de Ingeniería de Sistemas y  
Automática**

**Universidad Politécnica de Valencia**

Tesis doctoral

**Técnicas de control borroso basadas en  
modelos locales aplicadas a convertidores  
dc/dc conmutados.**

**Aplicación al convertidor *buck*.**

junio 1999

**Autor : Pablo Jorge Carbonell Cortés**

**Director : Jose Luis Navarro Herrero**

---



# AGRADECIMIENTOS

Esta Tesis inició su edad madura de la mano de las siempre interesantes reuniones del grupo de investigación GABN del departamento DISA de la Universidad Politécnica de Valencia, siendo deudora de muchas de las ideas que sobre Control Inteligente allí se trataron.

Las agudas y certeras observaciones del Dr. Jose Luis Navarro, mi director de Tesis, me han proporcionado estímulo en estos años para la continua mejora, para la búsqueda y la aplicación del método científico. Tampoco puedo dejar de agradecer sus dosis de moral y sus desvelos para que esta Tesis saliera adelante.

Mi compañero Adolfo Hilario ha sabido aguantar con paciencia y generosidad todos los inconvenientes motivados por la realización de esta Tesis.

La ayuda y el apoyo de María han guiado esta Tesis en su andadura. Su ánimo resuena con ecos de aliento detrás de cada palabra.

Y por último, mi familia, que siempre han tenido presente y han comprendido mi dedicación a esta Tesis y me han dado su apoyo.



# SUMARIO

<b>1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
1.1 OBJETIVOS .....	1
1.2 CONTROL INTELIGENTE.....	2
1.2.1 Características de los sistemas inteligentes de control .....	3
1.2.2 Control directo y control indirecto .....	3
1.2.3 Sistemas borrosos.....	4
1.2.4 Sistemas borrosos y reguladores borrosos .....	5
1.2.5 Algunos sistemas borrosos especialmente interesantes .....	9
1.2.6 Reguladores borrosos adaptativos.....	10
1.2.7 Control borroso indirecto basado en modelos locales.....	11
1.3 CONVERTIDORES DC/DC: MODELADO, SIMULACIÓN Y CONTROL .....	13
1.3.1 Introducción.....	14
1.3.2 Convertidores dc/dc conmutados .....	16
1.3.3 Modelado y simulación .....	17
1.3.4 Técnicas de control .....	18
1.4 RESUMEN .....	24
<b>2. Modelado del convertidor DC/DC conmutado .....</b>	<b>25</b>
2.1 MODELO GENERAL.....	25
2.2 MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL CONTINUOS .....	27
2.2.1 Modo de conducción continua .....	27
2.2.2 Modo de conducción discontinua .....	28
2.3 MODELO DISCRETO.....	29
2.3.1 Modo de conducción continua .....	29
2.3.2 Modo de conducción discontinua .....	30
2.4 MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL DISCRETOS .....	31
2.4.1 Obtención de modelos locales.....	31
2.4.2 Modo de conducción continua .....	33
2.4.3 Modo de conducción discontinua .....	34
2.4.4 Consideraciones prácticas para el cálculo del modelo local en modo de conducción discontinua.....	37
2.5 MODELADO BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES .....	39
2.5.1 Modelos locales.....	39
2.5.2 Estimación del punto de equilibrio para un régimen de trabajo dado .....	40
2.5.3 Selección de los puntos de trabajo.....	41
2.6 CONCLUSIONES .....	46
<b>3. Control borroso basado en modelos locales de convertidores DC/DC.....</b>	<b>49</b>
3.1 INTRODUCCIÓN.....	49
3.2 CONTROL LOCAL ÓPTIMO CUADRÁTICO CON ACCIÓN INTEGRAL SUPERVISORA .....	50
3.2.1 Control LQR en torno al estado de equilibrio $x_0$ .....	50
3.2.2 Acción integral supervisora .....	51
3.2.3 Observador de estado .....	52
3.3 REGULADOR BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES.....	53
3.4 ESTABILIDAD DEL REGULADOR BORROSO POR MODELOS LOCALES.....	54
3.5 IMPLEMENTACIÓN DEL REGULADOR BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES.....	57
3.6 IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA: CONTROL CIC BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES .....	59
3.7 CONCLUSIONES .....	62

<b>4. Control borroso basado en modelos locales aplicado a un convertidor buck.....</b>	<b>65</b>
4.1 PARÁMETROS NOMINALES DE DISEÑO .....	65
4.2 MODELOS CONTINUOS.....	66
4.2.1 Modelo de estado continuo para conducción continua .....	66
4.2.2 Modelo de estado para conducción discontinua .....	67
4.2.3 Función de transferencia continua de pequeña señal del sistema en conducción continua.....	68
4.2.4 Función de transferencia continua de pequeña señal en modo de conducción discontinua .....	69
4.3 MODELOS DISCRETOS.....	71
4.3.1 Modelo de estado discreto .....	71
4.3.2 Función de transferencia discreta de pequeña señal en conducción continua... 71	
4.3.3 Función de transferencia discreta de pequeña señal para conducción discontinua .....	72
4.4 MODELADO BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES .....	73
4.5 APLICACIÓN DEL CONTROL BORROSO INDIRECTO BASADO EN MODELOS LOCALES.....	83
4.6 CONSIDERACIONES SOBRE LA IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR PROPUESTO.....	86
4.7 CONTROL CONVENCIONAL EN MODO CORRIENTE.....	87
4.8 RESUMEN.....	89
<b>5. Validación del controlador propuesto .....</b>	<b>91</b>
5.1 PROCEDIMIENTOS DE ANÁLISIS DE RESULTADOS.....	91
5.1.1 Técnicas de simulación .....	91
5.1.2 Métodos de análisis de los resultados .....	97
5.2 RESULTADOS PRINCIPALES .....	98
5.2.1 Regulación con la carga .....	99
5.2.2 Regulación de salida.....	102
5.2.3 Regulación de entrada.....	104
5.2.4 Regulación con la carga para referencia no nominal .....	105
5.2.5 Regulación con la entrada para referencia no nominal.....	106
<b>6. Conclusiones .....</b>	<b>109</b>
6.1 APORTACIONES .....	109
6.2 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN .....	110
<b>7. Bibliografía .....</b>	<b>113</b>
<b>Anexo I. Topologías básicas .....</b>	<b>I.1</b>
I.1 CONVERTIDOR BUCK .....	I.1
I.2 CONVERTIDOR BOOST.....	I.5
I.3 CONVERTIDOR BUCK-BOOST.....	I.6
I.4 CONVERTIDOR CÚK.....	I.7
<b>Anexo II. Modelado de las topologías boost y buck-boost.....</b>	<b>II.9</b>
II.1 MODELO DE ESTADO DEL CONVERTIDOR BOOST.....	II.9
II.2 MODELO DE ESTADO DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST .....	II.11
II.3 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE PEQUEÑA SEÑAL DISCRETA DEL CONVERTIDOR BOOST.....	II.14
II.4 FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DE PEQUEÑA SEÑAL DISCRETA DEL CONVERTIDOR BUCK-BOOST.....	II.16

<b>Anexo III. Resultados de simulación para el control borroso indirecto basado en modelos locales .....</b>	<b>III.21</b>
III.1 ESPECIFICACIONES DE LAS PRUEBAS REALIZADAS .....	III.21
III.2 REGULACIÓN CON LA CARGA.....	III.22
III.3 REGULACIÓN DE SALIDA.....	III.30
III.4 REGULACIÓN DE ENTRADA .....	III.34
III.5 REGULACIÓN CON LA CARGA PARA REFERENCIA NO NOMINAL.....	III.38
III.6 REGULACIÓN CON LA ENTRADA PARA REFERENCIA NO NOMINAL.....	III.46
III.7 TABLA RESUMEN CON INDICES DE FUNCIONAMIENTO.....	III.54



## Capítulo 1.

# INTRODUCCIÓN

### 1.1 OBJETIVOS

Desde que se introdujeron en la industria en la década de los 70, los convertidores de potencia conmutados se han ido imponiendo a los convertidores lineales en innumerables aplicaciones por sus ventajas en cuanto a rendimiento, densidad volumétrica de potencia, potencias que pueden manejar y coste.

Estos sistemas tienen gran número de aplicaciones (fuentes de alimentación, control de motores, etapas de corrección de factor de potencia, generadores resonantes de calentamiento por inducción, etc.), por lo que cada vez se exigen más prestaciones a estos sistemas de electrónica de potencia. Esto ha producido un auge considerable del estudio de la teoría de control aplicada a ellos, desde las primeras propuestas de control lineal por realimentación del lazo de tensión de salida, conocida como "control en modo tensión" de los años 70, pasando por el control lineal por realimentación del estado, conocido como "control en modo corriente" de los 80, a las propuestas actuales a través de la aplicación de técnicas avanzadas de control tales como el control robusto, el control inteligente, el control no lineal en modo deslizante, el control adaptativo, etc.

Las técnicas de control inteligente ofrecen procedimientos adecuados para controlar estos sistemas. Sin embargo, en su aplicación actual a la electrónica de potencia falta por lo general un análisis detallado de todas las posibilidades que ofrece la teoría de control. Con esta tesis se pretende subsanar esta carencia, mediante un análisis de las ventajas de aplicar los sistemas basados en la lógica borrosa a los convertidores de potencia conmutados. En concreto, los objetivos que se persiguen son los siguientes:

- Presentar el estado del arte del control inteligente y de su aplicación a la electrónica de potencia hasta la fecha.
- Desarrollar un modelo de convertidor de potencia conmutado que permita estudiar la aplicación del control inteligente a éste.
- Elaborar propuestas de aplicación de control inteligente sobre los convertidores.
- Realizar estudios de viabilidad de la implementación de las propuestas de control.
- Efectuar simulaciones para las propuestas de control de los modelos desarrollados que permitan analizar su comportamiento en diferentes condiciones de trabajo.

En este capítulo se exponen de forma breve los principios del control de sistemas basado en la lógica borrosa, y los fundamentos del modelado y control de los convertidores de potencia. Este será el marco conceptual en que se desarrollarán los próximos capítulos.

Para poder analizar adecuadamente los resultados de las propuestas de control de convertidores conmutados por medio de técnicas de control borroso, es preciso disponer de un modelo suficientemente general de estos sistemas. En el Capítulo 2 se desarrolla un modelo no lineal, tanto continuo como en su versión discreta. A partir de éstos se plantearán sus modelos linealizados de pequeña señal aproximados, que van a permitirán realizar estudios simplificados según determinadas hipótesis.

El Capítulo 3 ofrece una nueva forma de aplicar la tecnología de la lógica borrosa al control indirecto de los convertidores dc/dc. Se emplearán los denominados modelos locales, cuya validez se describe en términos borrosos, de manera que el sistema borroso actuará como supervisor al elegir la combinación más adecuada de entre los diferentes controladores locales lineales definidos.

En el Capítulo 4 contiene el diseño de estos reguladores particularizados para unos parámetros nominales de un convertidor de topología buck, que es la más extendida en la industria. En el Capítulo 5, se exponen los principales resultados de las simulaciones realizadas, analizando las prestaciones dinámicas (ancho de banda, audiosusceptibilidad, impedancias de entrada y salida, etc.) del convertidor controlado por los sistemas borrosos propuestos, comparadas con las obtenidas mediante un control convencional en modo tensión o en modo corriente.

## 1.2 CONTROL INTELIGENTE

Como se ha dicho, uno de los objetivos de esta tesis es estudiar la viabilidad de la aplicación de técnicas basadas en el control inteligente a los convertidores conmutados de potencia. A continuación se ofrece un breve resumen de las características principales de estas técnicas.

La teoría de control se fundamenta en la búsqueda de mecanismos que permitan actuar sobre cualquier sistema, independientemente de su complejidad, para lograr que algunas de sus variables observadas se comporten según pautas prefijadas. De ahí que, si bien durante este siglo se ha establecido una teoría de control muy sólida que permite alcanzar este objetivo en sistemas cuyo comportamiento puede asimilarse a un modelo dinámico lineal, todavía no exista una solución para lograr el control de forma general sobre cualquier sistema.

El uso de técnicas de control no lineal se ha ido extendiendo poco a poco para contemplar todas las no linealidades presentes en dichos sistemas y que los alejan del modelo lineal de mayor sencillez. En muchos casos estas herramientas analíticas se han visto superadas por otras técnicas que tratan de controlar el sistema mediante funciones que de algún modo se inspiran en el intelecto humano o tratan de emularlo, y que se engloban bajo la denominación de control inteligente. Este campo de investigación está por necesidad ligado a otros enfoques clásicos de la teoría de control.

Como suele ocurrir, las expectativas del control clásico y el control inteligente superan con mucho a lo que en la práctica puede obtenerse de ellos. Sin embargo, el esfuerzo realizado en ambos campos ha permitido desarrollar una serie de procedimientos que han encontrado gran aplicación, y que en muchos casos dan una solución práctica a las necesidades actuales de los sistemas de control.

### 1.2.1 Características de los sistemas inteligentes de control

En la actualidad se aceptan ciertas características generales que de algún modo definen y delimitan las técnicas de control inteligente. Las más importantes son las siguientes:

- Se aplican a sistemas de difícil modelado para lograr el control del sistema:
  - Sin necesidad de conocer el modelo matemático que define el comportamiento del sistema;
  - A partir de un conocimiento vago o aproximado del comportamiento del sistema;
  - A partir de esquemas de control clásico sobre un modelo aproximado del sistema que se ajustan o adaptan mediante una supervisión llevada a cabo por el control inteligente.
- La información que manejan es tanto numérica como simbólica, y procede de lecturas realizadas en el entorno con equipos de medida o de razonamientos sencillos enunciados a través del lenguaje natural.
- Tienen capacidad de aprendizaje. En general, los sistemas inteligentes han de proporcionar cierta plasticidad a su estructura interna que permita adaptarlos o modificarlos en función del comportamiento observado.
- Poseen capacidad de generalización. La principal justificación para el empleo de los sistemas inteligentes es su capacidad de generalización en la toma de decisiones, que les permita actuar de forma adecuada ante situaciones nuevas no previstas durante el diseño. Así se alcanzará la plena autonomía del sistema inteligente.

### 1.2.2 Control directo y control indirecto

Dos son las alternativas posibles cuando se aplican técnicas inteligentes para controlar sistemas complejos:

- Control directo. El sistema inteligente sustituye en la cadena de regulación al regulador clásico, si bien puede disponer de un mayor número de entradas que permitan una observación más completa de las condiciones del entorno.
- Control indirecto. El control se realiza mediante alguna técnica que no necesariamente ha de pertenecer al campo del control inteligente, y el sistema inteligente sintoniza el controlador a partir de la observación del medio.

En el esquema de control directo, por tanto, todo el control corresponde al sistema inteligente. Por el contrario, en el esquema de control indirecto éste es un elemento de supervisión y ajuste. Este último enfoque es de especial utilidad cuando los sistemas presentan un comportamiento local próximo al lineal, que, por consiguiente, puede regularse mediante técnicas convencionales.

### 1.2.3 Sistemas borrosos

#### 1.2.3.1 La lógica borrosa y los conjuntos borrosos

La lógica borrosa es una rama de la inteligencia artificial que puede aplicarse a modos de razonamiento imprecisos. Es, en cierto modo, una extensión de la lógica multivaluada. Sus principios fueron establecidos por Lofti Zadeh [Zadeh 1965] a partir de los denominados *conjuntos borrosos*. A diferencia de la clásica, la lógica borrosa permite modelar los modos imprecisos de razonamiento que tienen un papel esencial en la capacidad del ser humano para tomar decisiones racionales en un entorno de incertidumbre e imprecisión.

Cinco son las características básicas que diferencian a la lógica borrosa de la tradicional [Zadeh 1988]:

- En lógica bivalente, una proposición  $p$  tiene que ser verdadera o falsa. En la lógica borrosa, una proposición tendrá una condición de verdad que será un elemento del conjunto  $T$  de posibles valores de verdad.
- Los predicados no representan necesariamente conceptos concretos, por ejemplo "muerto", "padre de", "par", sino que estos pueden ser borrosos, por ejemplo, "enfermo", "cansado", "grande", "alto", etc.
- Es posible emplear cuantificadores del tipo "la mayoría", "muchos", "algunos", "pocos", "normalmente", "alrededor de 10", etc.
- La lógica borrosa ofrece un método para representar el contenido de los modificadores de los predicados tanto si son borrosos como si no. Para ello, será necesario un medio de procesamiento de las variables lingüísticas, es decir, de aquellas variables cuyo valor está constituido por palabras o frases del lenguaje natural o sintético.
- En la lógica borrosa hay tres formas básicas de cualificar una proposición  $p$ : por su verdad, por su probabilidad y por su posibilidad.

La lógica borrosa proporciona leyes para construir relaciones o reglas entre conjuntos borrosos que representen el conocimiento o la información que se tiene sobre un sistema, y los medios necesarios para obtener inferencias a partir de dichas reglas.

Los términos y conceptos básicos de la lógica borrosa son los siguientes:

*Conjunto borroso*: Sea  $U$  una colección de objetos, por ejemplo  $U = R^n$ , denominado universo del discurso. Un conjunto borroso  $F$  en  $U$  se caracteriza por una

función de pertenencia  $\mu_F: U \rightarrow [0,1]$ , donde  $\mu_F(u)$  representa el grado de pertenencia de  $u \in U$  al conjunto borroso  $F$ .

*Relación borrosa:* Sean  $U$  y  $V$  dos universos del discurso. Una relación borrosa  $R$  es un conjunto borroso en el espacio producto  $U \times V$ ; es decir,  $R$  posee una función de pertenencia  $\mu_R(u,v)$  donde  $u \in U$  y  $v \in V$ .

*Implicación borrosa:* sean  $A$  y  $B$  conjuntos borrosos en  $U$  y  $V$  respectivamente. Una implicación borrosa, indicada por  $A \rightarrow B$ , es un tipo especial de relación borrosa en  $U \times V$ . La implicación borrosa debe entenderse como interpretación de una regla del tipo SI-ENTONCES, expresada en términos borrosos.

*Composición supremo-estrella (sup-star):* Sean  $R$  y  $S$  relaciones borrosas en  $U \times V$  y  $V \times W$ , respectivamente. La composición *sup-star* de  $R$  y  $S$  es una relación borrosa denotada por  $R \circ S$  que viene definida por:

$$\mu_{R \circ S}(u,w) = \sup_{v \in V} [\mu_R(u,v) * \mu_S(v,w)] \quad (1-1)$$

donde  $u \in U$ ,  $w \in W$ , y  $*$  puede ser cualquier operador de la clase norma triangular [Wang 1993]. Es evidente que  $R \circ S$  es un conjunto borroso en  $U \times W$ . Es posible que  $S$  sea simplemente un conjunto borroso en  $V$ ; en ese caso, la  $\mu_S(v,w)$  se convierte en  $\mu_S(v)$ , y  $\mu_{R \circ S}(u,w)$  pasa a ser  $\mu_{R \circ S}(u)$ . Esta composición entre relaciones borrosas es la que se empleará para interpretar reglas borrosas y obtener inferencias. En [Yamamoto 1992] se hace un estudio detallado sobre la inferencia borrosa.

*Variable lingüística:* es una variable que puede tomar como valor palabras del lenguaje natural ("grande", "rápido", etc.) o números. Estas palabras suelen estar ligadas a conjuntos borrosos. En [Zadeh 1975] se ofrece un análisis exhaustivo de la cuestión. En la Fig. 1-1 se ha representado un ejemplo de los valores lingüísticos que puede tomar la variable lingüística "edad".

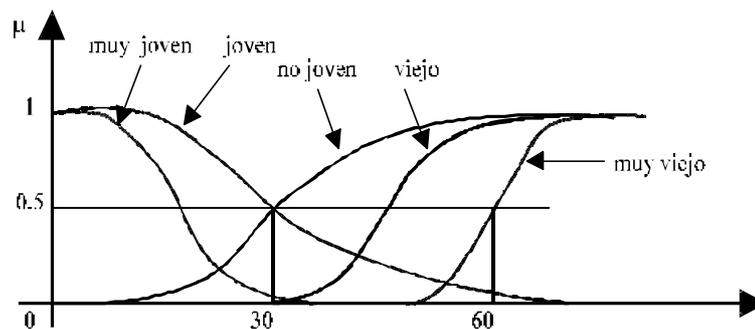


Fig. 1-1 Funciones de pertenencia de los valores lingüísticos de la variable "edad".

### 1.2.4 Sistemas borrosos y reguladores borrosos

Los sistemas borrosos son aquellos que guardan una relación directa con conceptos borrosos y lógica borrosa, es decir, los sistemas cuyo conocimiento se describe en términos borrosos. Generalmente la información que se posee de un sistema procede de sensores (información numérica) y de expertos (información lingüística). Si se desea aprovechar toda esta información, es necesario disponer de un medio para

procesar la información lingüística, y la lógica borrosa permite hacerlo. En muchos casos, la información numérica puede servir para proporcionar adaptación al sistema borroso, a partir del sistema inicialmente establecido por la información lingüística.

Los sistemas borrosos se pueden clasificar según la naturaleza de sus entradas y sus salidas:

- *Sistemas borrosos puros.* Son aquellos en los que tanto las entradas como las salidas del sistema son conjuntos borrosos. Internamente disponen de la denominada base de reglas borrosas y de un mecanismo o motor de inferencia borroso. En [Chen 1989] se ofrece un estudio sobre la dinámica de estos sistemas.
- *Sistemas borrosos con borrosificador (fuzzifier) y desborrosificador (defuzzifier).* Con el fin de modelar un grupo mayor de sistemas, se emplea un sistema en el que tanto las entradas como las salidas son valores numéricos concretos. La estructura básica de estos sistemas se halla representada en la Fig. 1-2. A la entrada se sitúa una etapa de borrosificación que se encarga de traducir la señal de entrada a conjuntos borrosos. Esta señal borrosa pasa por un sistema borroso puro, que contendrá una base de reglas obtenidas a partir de la información suministrada por los expertos. A la salida se sitúa un desborrosificador, que se encarga de volver a traducir a términos numéricos el conjunto borroso de salida.

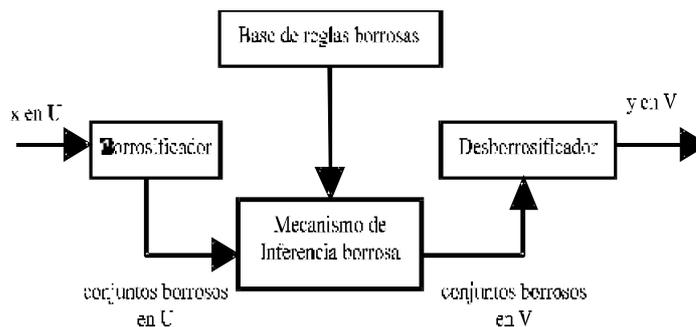


Fig. 1-2 Configuración básica de un sistema borroso con borrosificador y desborrosificador.

Esta última estructura es quizás la que más popularidad ha alcanzado, ya que ha es la base del *regulador borroso*. La primera aplicación descrita de un regulador borroso se encuentra en [Mamdani 1975, 1977]. En [Sugeno 1985] se detallan ya un gran número de aplicaciones de control donde se ha empleado la lógica borrosa. [Nie 1989] propone un algoritmo de control borroso simplificado. Finalmente, en [Lee 1990], se ofrece el modelo estándar de controlador borroso.

Antes de pasar a analizar los sistemas borrosos, será adecuado realizar unas consideraciones sobre cuáles son las razones que hacen estos adecuados para el control. En primer lugar, se exponen algunas razones teóricas:

- Como regla general, cualquier problema de ingeniería ha de afrontarse aprovechando al máximo toda la información disponible. Si la obtención del modelo matemático es demasiado compleja, las principales fuentes de información serán: 1) los sensores, que proporcionarán medidas de las variables que se consideren más importantes, y 2) expertos que proporcionen descripciones lingüísticas tanto acerca del sistema, como de las acciones de control. Los

controladores borrosos permiten incorporar de una forma eficaz y sistemática esta información lingüística.

- El control borroso no necesita un modelo matemático del sistema que se desea controlar, lo cual lo hace muy adecuado para tratar con los problemas cada vez más complejos a los que se enfrenta el ingeniero de control.
- El control borroso proporciona reguladores no lineales tan generales que pueden generar cualquier acción de control no lineal.

Desde un punto de vista práctico, también existen motivos que justifican el uso de controladores borrosos:

- El control borroso es fácil de entender. Al contrario que las herramientas matemáticas cada vez más complejas que se emplean en la teoría convencional de control, el control borroso es fácil de entender para los no especialistas gracias a que imita las estrategias de control utilizadas por los seres humanos. Los ingenieros de control que se encuentran en primera línea del diseño de productos de consumo prefieren adoptar técnicas simples y fáciles de entender.
- El control borroso es fácil de aplicar. Los sistemas borrosos permiten un grado muy alto de paralelismo. Ya se han desarrollado numerosos circuitos integrados VLSI borrosos. En [Jamshidi 1994] se ofrece una extensa relación de herramientas hardware/software de lógica borrosa disponibles en el mercado.
- El control borroso tiene un desarrollo relativamente barato. Al ser fácil de entender, su coste en términos de *software* es bajo. Por otra parte, al ser fácil de aplicar, su coste en términos de *hardware* es también relativamente bajo. A esto se suma la gran cantidad de herramientas disponibles para el desarrollo de reguladores borrosos. El control borroso, tiene, por tanto, una excelente relación resultados/coste.

Tal como se ha indicado, un sistema borroso debe contar con una base de reglas borrosas, un motor de inferencia borroso, un *borrosificador* y un *desborrosificador*. A continuación, se tratarán brevemente cada uno de estos elementos.

### • Base de reglas borrosas

Una base de reglas borrosas es una colección de reglas borrosas IF-THEN (SI-ENTONCES) del tipo:

$$R^{(l)}: \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^l \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } F_n^l, \text{ THEN } y \text{ is } G^l \quad (1-2)$$

donde  $F_i^l$  y  $G^l$  son conjuntos borrosos en  $U_i \subset R$  y  $V \subset R$ , respectivamente, y  $\bar{x} = (x_1, \dots, x_n)^T \in U_1 \times \dots \times U_n$  y  $y \in V$  son variables lingüísticas.  $M$  denota el número de reglas IF-THEN.  $x_i$  y  $y$  son la entrada y la salida del sistema borroso respectivamente.

Estas reglas se determinan, bien a partir de la información de los expertos, bien a través de algoritmos de aprendizaje. Las funciones de pertenencia de los conjuntos borrosos pueden establecerse a partir de las reglas suministradas por los expertos. Si por

ejemplo un experto dice: "Si la temperatura es alta, entonces el control será grande", las funciones de pertenencia de los términos *alta* o *grande* podrán ser determinados a partir de la información facilitada por el experto. Si la información proviene de datos numéricos, será necesario establecer la forma de la curva y emplear algoritmos de estimación de parámetros.

- **Mecanismo de inferencia borrosa**

Se trata de realizar una interpretación del conjunto de reglas borrosas IF-THEN disponibles. En primer lugar hay que interpretar una regla del tipo expresado en (1-2). Una regla borrosa IF-THEN se interpretará como una implicación borrosa  $F_1^l x \dots x F_n^l \rightarrow G^l$  en  $U \times V$ . Sea el conjunto borroso  $A'$  en  $U$  la entrada al mecanismo de inferencia; entonces cada regla borrosa IF-THEN determina un conjunto borroso  $B^l$  en  $V$  por medio de la composición supremo-estrella .

$$\mu_{B^l}(y) = \sup_{x \in U} \left[ \mu_{F_1^l x \dots x F_n^l \rightarrow G^l}(x, y) * \mu_{A'}(x) \right] \quad (1-3)$$

La interpretación dependerá de los operadores elegidos, se tendrá diferentes interpretaciones. Probablemente la más común por su sencillez de análisis sea aquella en la que tanto la implicación como el operador  $*$  se reducen a la operación producto de funciones de pertenencia. También es bastante habitual tomar la operación mínimo. En cada caso la función de pertenencia tendrá una expresión diferente.

Una vez establecida la interpretación de cada regla IF-THEN, se tendrán  $M$  conjuntos borrosos, que serán llevados como entrada del *desborrosificador* tras realizar entre estos algún tipo de operación de unión de conjuntos borrosos.

- **Borrosificador**

Su función es realizar una correspondencia o mapeado de un punto concreto  $\underline{x} = (x_1, \dots, x_n)^T \in U$  en un conjunto borroso  $A'$  en  $U$ . Existen dos tipos:

- Borrosificador de tipo pulso unitario (*singleton*):  $A'$  es un conjunto borroso del tipo denominado "singleton", con función de soporte  $\underline{x}$ , y que tiene por formulación

$$\mu_{A'}(\underline{x}') = \begin{cases} 1 & \underline{x}' = \underline{x} \\ 0 & \underline{x}' \neq \underline{x} \end{cases} \quad (1-4)$$

- Otros borrosificadores: La función de pertenencia del conjunto borroso  $A'$  trata de corregir posibles errores provocados, por ejemplo, por el ruido en la señal de entrada. Una de las funciones que pueden utilizarse para este fin es la gaussiana:

$$\mu_{A'}(\underline{x}') = \exp \left[ - \frac{(\underline{x} - \underline{x}')^T (\underline{x} - \underline{x}')}{\sigma^2} \right] \quad (1-5)$$

- **Desborrosificador**

El desborrosificador realiza un mapeado de un conjunto borroso en  $V$  en punto concreto  $y \in V$ . Algunos de los métodos empleados habitualmente son los que siguen [Wang 1997]:

- Desborrosificador por máximo:

$$y = \arg \sup_{y \in V} (\mu_{B^l}(y)) \quad (1-6)$$

donde  $\mu_{B^l}(y)$  viene dado por la unión de los  $M$  conjuntos borrosos de salida

- Desborrosificador por promediado de los centros de salida:

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l (\mu_{B^l}(\bar{y}^l))}{\sum_{l=1}^M (\mu_{B^l}(\bar{y}^l))} \quad (1-7)$$

donde  $\bar{y}^l$  es el *centro* del conjunto borroso  $G^l$ , es decir, el punto en  $V$  donde  $\mu_{G^l}(y)$  alcanza su máximo valor.

- Desborrosificador por promediado modificado de los centros de salida:

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l (\mu_{B^l}(\bar{y}^l) / \delta^l)}{\sum_{l=1}^M (\mu_{B^l}(\bar{y}^l) / \delta^l)} \quad (1-8)$$

donde  $\delta^l$  es un factor de forma que depende de  $\mu_{G^l}(y)$ . Este parámetro permite tener en cuenta la forma de la curva de la función de pertenencia del conjunto borroso de salida  $\mu_{G^l}(y)$ , que en el borrosificador estándar (el de promediado de los centros) no se considera al tratarse simplemente de una media ponderada de los centros de estas curvas.

Otro método de desborrosificación que cabe destacar es el basado en funciones polinomiales [Brown 1994].

### 1.2.5 Algunos sistemas borrosos especialmente interesantes

Tal como reflejan los epígrafes anteriores, la lógica borrosa es una teoría muy general, que puede dar lugar a sistemas borrosos diferentes según los operadores y la estructura elegidos. Esta elección depende de la aplicación que se desea dar al sistema borroso y las características concretas del problema que trata de resolverse con éste. Los elementos de diseño que deben escogerse serán las reglas de inferencia, el borrosificador, el desborrosificador y la forma de las funciones de pertenencia.

En general, interesará que el modelo se ajuste lo mejor posible al problema real que se desea tratar, que tenga gran potencia axiomática, que presente un elevado rendimiento computacional y que sea fácil de adaptar.

Teóricamente se ha demostrado que, en determinadas condiciones, un sistema borroso se comporta como un *aproximador universal* [Wang 1990], [Kosko 1992]. Para

toda función continua  $g(x)$  sobre el universo del discurso  $U$ , y para cualquier  $\varepsilon > 0$ , existe un sistema borroso  $f(x)$  tal que

$$\sup_{x \in U} |f(x) - g(x)| < \varepsilon \quad (1-9)$$

Como ejemplo concreto de sistema borroso, se examinará a continuación el que tiene borrosificador por promediado de los centros, regla de inferencia producto, borrosificador de tipo singleton y función de pertenencia gaussiana. La salida o función de transferencia de este sistema será

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l \left[ \prod_{i=1}^n a_i^l \exp \left( - \left( \frac{x_i - \bar{x}_i^l}{\sigma_i^l} \right)^2 \right) \right]}{\sum_{l=1}^M \left[ \prod_{i=1}^n a_i^l \exp \left( - \left( \frac{x_i - \bar{x}_i^l}{\sigma_i^l} \right)^2 \right) \right]} \quad (1-10)$$

donde  $a_i^l, \bar{x}_i^l$  y  $\sigma_i^l$  son parámetros ajustables de la distribución gaussiana.

Otra estructura de gran interés es el sistema borroso de Takagi-Sugeno [Takagi 1985] donde el sistema borroso está formado por un conjunto de reglas con antecedentes, pero cuyos consecuentes son una función (lineal en su formulación original) del vector de entrada

$$R^{(l)}: \text{IF } x_1 \text{ is } F_1^l \text{ and } \dots \text{ and } x_n \text{ is } F_n^l, \text{ THEN } y = f(\mathbf{x}) \quad (1-11)$$

De este modo, la salida se obtiene como un promedio ponderado a partir de los conjuntos borrosos de entrada:

$$y = \frac{\sum_{l=1}^M y^l \omega^l}{\sum_{l=1}^M \omega^l} \quad (1-12)$$

donde  $\omega^l$  es el grado de confianza de la regla  $l$ :

$$\omega^l = \prod_{i=1}^n \mu_{F_i^l}(x_i) \quad (1-13)$$

Este tipo de sistema borroso ha sido empleado con éxito en aplicaciones tales como la identificación o el control basado en modelos locales [Palm 1996].

### 1.2.6 Reguladores borrosos adaptativos

En gran número de trabajos se intentan combinar los sistemas de lógica borrosa con alguna técnica que permita adaptarlos al entorno. El objetivo es aunar las posibilidades de la lógica borrosa de procesamiento de información imprecisa con los sistemas que tienen capacidad de aprendizaje. La potencia de un sistema borroso estriba en gran medida en las reglas borrosas proporcionadas por los expertos y que forman su

base de conocimientos. Estas reglas se formulan siempre de manera vaga e imprecisa, por lo que puede llegar a ser muy difícil ajustarlas para que describan adecuadamente el comportamiento que se desea modelar. Sin embargo, estas reglas pueden refinarse por medio de sistemas con capacidad de aprendizaje, y lo que es más importante, es posible extraer automáticamente del entorno nuevas reglas que no habían sido descritas por el experto. Es lo que se conoce con el nombre de sistema borroso adaptativo.

En términos sencillos un regulador borroso adaptativo es un regulador construido a partir de un sistema borroso adaptativo. La principal ventaja de estos reguladores frente los reguladores adaptativos convencionales es que pueden incorporar la información lingüística facilitada por los expertos. Esto es importante sobre todo en aquellos sistemas que, debido a su gran incertidumbre, son controlados habitualmente por humanos: procesos químicos, aeronáutica, etc. Si se pregunta a un experto cuáles son las estrategias de control que emplea, sólo será capaz de dar unas cuantas reglas borrosas que, aunque quizás no basten para llevar a cabo el control, proporcionan una información muy valiosa que de ningún modo se puede ignorar. Esta información puede incorporarse de manera sencilla y eficaz a los sistemas borrosos adaptativos.

El modelo de control adaptativo más clásico es el denominado control por modelo de referencia (MRAC). Habitualmente estos sistemas de control adaptativo se clasifican en dos categorías [Narendra 1990]:

- *Regulador adaptativo directo*: se ajustan los parámetros del regulador para reducir un determinado tipo de norma del error de salida entre la planta y el modelo de referencia.
- *Regulador adaptativo indirecto*: se estiman los parámetros de la planta y se ajusta el regulador suponiendo que estos parámetros estimados son los reales.

En el control borroso, la información suministrada por los expertos puede ser de dos tipos:

- Reglas borrosas que expresan las acciones de control que deben llevarse a cabo en cada situación.
- Reglas borrosas que describen el comportamiento del sistema que se desea controlar.

De igual modo, los reguladores borrosos adaptativos pueden dividirse en:

- *Reguladores borrosos adaptativos directos*. Emplean sistemas borrosos para regular el proceso, por tanto incorporan reglas borrosas del primer tipo.
- *Reguladores borrosos adaptativos indirectos*. Emplean sistemas borrosos para modelar la planta, por tanto incorporan reglas borrosas del segundo tipo.

### 1.2.7 Control borroso indirecto basado en modelos locales

La estrategia que proponen los sistemas de control basados en modelos locales [Johansen 1997] consiste en dividir un problema de gran complejidad en subproblemas más sencillos que puedan ser analizados de forma individual. La clave, por tanto, está en

elegir parámetros que permitan realizar la partición. Por otro lado, se necesita un elemento supervisor que de algún modo sea capaz de volver a integrar los subproblemas en el problema original.

Todo modelo está limitado por un rango de condiciones de funcionamiento, dentro del cual puede describir adecuadamente el comportamiento del sistema que modela cono ciertos niveles de exactitud conocidos. Desde este punto de vista, se puede obtener un control que sea capaz de actuar sobre todos los posibles regímenes de funcionamiento mediante la siguiente secuencia de diseño:

- Se descompone el rango completo de operación del sistema en diferentes regímenes de trabajo. Para ello es necesario definir el rango completo de funcionamiento, e identificar las variables que van a determinar cada uno de estos regímenes.
- Para cada régimen de trabajo se escoge un modelo local, así como una técnica de control válida para dicho régimen.
- Para el control elegido en cada modelo local, se ajustan los parámetros que definen el controlador.
- Se escoge un método para combinar los distintos modelos locales en uno general.

Cuanto mayor sea el número de modelos locales elegidos, más sencillo será encontrar un controlador que funcione adecuadamente para cada uno de los regímenes. Sin embargo, esta propiedad se enfrenta a la denominada “maldición de la dimensionalidad”: una partición uniforme hace que el número de particiones crezca de forma exponencial con el número de variables.

Afortunadamente, en la mayoría de los casos no es preciso realizar una partición uniforme, por las siguientes razones:

- Hay zonas donde no sea necesaria demasiada exactitud en el regulador.
- Hay regiones inalcanzables del espacio de variables y del espacio de estados.
- Sólo hay que considerar aquellos ejes que particionen de forma eficiente el espacio. Un cambio de variables puede reducir la dimensión del sistema.
- La complejidad de los sistemas no suele ser uniforme.

Una vez definidos los modelos locales, es necesario disponer de alguna técnica que permita describir conjuntamente tanto el proceso como el regulador, a partir de dichos modelos. Existen varias alternativas entre las que cabe destacar las siguientes:

- Particiones abruptas: lógica binaria. Son válidas en algunos procesos, como por ejemplo procesos químicos y en general aquellos procesos en que la transición entre regímenes dinámicos sea brusca.

- Particiones suaves: lógica borrosa. Permiten describir la dinámica del proceso cuando las transiciones entre regímenes dinámicos se realizan de forma progresiva o suave.

Para elegir un modelo local pueden utilizarse datos procedentes de tres fuentes complementarias: datos experimentales; modelos linealizados en torno a puntos de equilibrio proporcionados por modelos no lineales del sistema o del regulador que por su excesiva complejidad no pueden aplicarse directamente; y conocimiento cualitativo de los fenómenos físicos y el comportamiento del sistema a partir de la experiencia.

El control borroso directo ejercido mediante un conjunto de reglas heurísticas que describen dicha acción de control, puede interpretarse como un modelo basado en modelos locales, ya que de algún modo cada regla corresponde a un estado o punto de trabajo del sistema. Resulta, sin embargo, de mayor interés el enfoque del control indirecto basado en modelos locales. La estructura básica de este tipo de control se muestra en la Fig. 1-3.

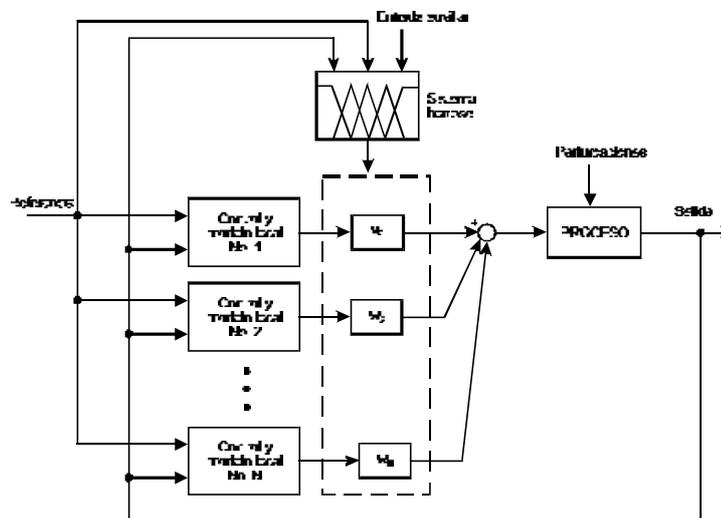


Fig. 1-3 Esquema de control borroso por modelos locales.

El regulador borroso, formado por una base de reglas construidas a partir de la experiencia y del conocimiento *a priori* que se tiene del comportamiento del sistema, selecciona la combinación más adecuada de entre los distintos reguladores diseñados para varios puntos de trabajo. Se trata por tanto de un sistema borroso del tipo Takagi-Sugeno, donde los consecuentes de las reglas son los distintos controladores diseñados para cada punto de trabajo. Los antecedentes, por su parte, son un conjunto de variables observadas que proporcionan la información necesaria para determinar de forma borrosa el régimen de trabajo del proceso.

### 1.3 CONVERTIDORES DC/DC: MODELADO, SIMULACIÓN Y CONTROL.

Este epígrafe contiene una revisión de los fundamentos de los convertidores dc/dc conmutados de potencia. En el epígrafe 1.3.2 se describen las topologías más empleadas en la práctica, y se detallan las relaciones estáticas correspondientes a cada una de ellas. En el epígrafe 1.3.3 se pasa revista a las diferentes propuestas de modelado y simulación

de estos dispositivos. En el epígrafe 1.3.4 se describen distintos tipos de control de convertidores conmutados.

### 1.3.1 Introducción

Los convertidores dc/dc de potencia conmutados son sistemas electrónicos empleados en gran número de aplicaciones, tales como fuentes de alimentación, control de motores, etapas de corrección de factor de potencia, generadores resonantes de calentamiento por inducción, etc. En todas estas aplicaciones, hay que disponer de una fuente regulada de alimentación de continua, que debe cumplir los siguientes requisitos:

- **Salida regulada.** La tensión de salida ha de mantenerse constante dentro de un margen específico de tensión de entrada y carga a la salida.
- **Aislamiento.** La salida debe estar adecuadamente aislada eléctricamente respecto de la entrada.
- **Salidas múltiples.** Generalmente es preciso disponer de varias salidas, cada una con un nivel independiente de tensión y de corriente y aisladas de las demás.
- Es muy conveniente lograr un compromiso entre el máximo rendimiento y la máxima reducción posible en peso y tamaño.

Por todas estas razones, aunque tradicionalmente se han empleado fuentes de alimentación lineales, los recientes avances en el campo de los dispositivos electrónicos de potencia permiten utilizar cada vez más las fuentes conmutadas, que son mucho más pequeñas y eficientes que las lineales. Pueden tener un coste superior en niveles bajos de potencia, pero cada vez se reduce más el nivel mínimo para el que resultan las fuentes conmutadas más económicas.

Para poder apreciar las ventajas de las fuentes conmutadas, conviene examinar antes las fuentes lineales. Su modo de funcionamiento aparece esquematizado en la Fig. 1-4. En primer lugar, se necesita un transformador de 50 Hz, que toma la tensión de la red y da a la salida la tensión deseada. Esta tensión se rectifica, generalmente por medio de un puente rectificador. Un condensador se encarga de filtrar esta tensión rectificada a fin de disminuir el rizado.

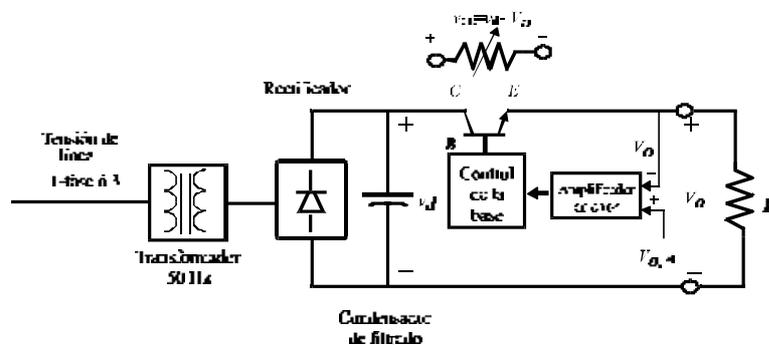


Fig. 1-4 Diagrama esquemático de una fuente lineal.

A continuación, un transistor que opera en su zona lineal actúa como resistencia ajustable mediante la corriente de base. Para ajustar la tensión de salida  $V_o = v_d - v_{CE}$  se

emplea un circuito de control que compara la tensión de salida con otra de referencia  $V_{o,ref}$  y en función del error actúa sobre la intensidad de base.

Estas fuentes tienen dos desventajas principales:

- Se necesita un transformador de baja frecuencia (50 Hz). Estos transformadores son mayores en tamaño y peso que los de alta frecuencia.
- El transistor trabaja en la zona activa, lo que origina importantes pérdidas de potencia. El rendimiento de estas fuentes suele estar entre el 30-60%.

La ventaja fundamental es que su circuitería resulta muy simple y económica, lo que hace adecuado su uso para pequeña potencia (<25 W). Además, su funcionamiento no provoca prácticamente interferencias electromagnéticas con otros dispositivos.

A diferencia de las fuentes de alimentación lineales, en las fuentes conmutadas la transformación de un nivel de tensión continua a otro se logra por medio de circuitos convertidores continua-continua. Estos circuitos emplean dispositivos de estado sólido (transistores, MOSFET, etc.) que operan como conmutadores. Como estos últimos no tienen que trabajar en su zona activa, el resultado final es una disipación de potencia mucho menor.

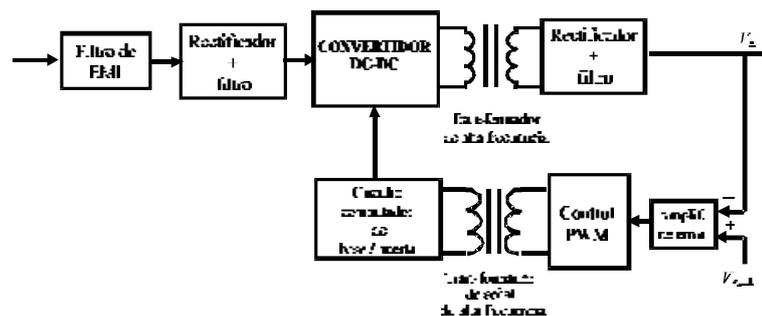


Fig. 1-5 Funcionamiento esquemático de una fuente de alimentación de continua conmutada.

En la Fig. 1-5 se muestra de forma esquemática el funcionamiento de una fuente conmutada. En primer lugar, la tensión de entrada pasa a través de un *filtro de interferencias electromagnéticas* que reduce tanto las interferencias de red que pueden entrar a la fuente, como las generadas por esta última y que entran a formar parte de la línea. A continuación se realiza un *rectificado* por medio de un filtro rectificador de diodos. Un convertidor continua-continua se encarga de modificar el nivel de tensión de la salida hasta el nivel deseado. El funcionamiento de este convertidor se basa en conmutaciones de alta frecuencia que producen una tensión alterna, que es transformada hasta el nivel deseado mediante un *transformador de alta frecuencia*. Gracias a un *filtro* y un *rectificador en el secundario* se obtiene a la salida la tensión continua.

Este funcionamiento básico está gobernado por un *circuito de control* de los tiempos de conmutación. Para realizar dicho control hay un bloque de comparación y regulación, que en el caso más sencillo será simplemente un amplificador de error. A continuación, la señal de control gobierna un modulador PWM que, por medio de un transformador de señal empleado como aislante, actúa sobre la circuitería encargada de gobernar la base o la puerta de los dispositivos de conmutación.

Las principales ventajas de este modo de funcionamiento son las siguientes:

- Los elementos de conmutación trabajan únicamente en corte o saturación. Al evitar su funcionamiento en la zona activa, las pérdidas se reducen considerablemente, lo que permite lograr un rendimiento en términos de energía del orden del 70-90%. Además, un transistor en modo encendido/apagado puede manejar mayores niveles de potencia que uno opera en la zona activa.
- Como el transformador empleado es de alta frecuencia, tiene un tamaño y peso notablemente menores que los del transformador utilizado en las fuentes lineales.

La mayor desventaja de estas fuentes es que son más complejas y que hay que procurar evitar las interferencias electromagnéticas provocadas por la conmutación a alta frecuencia.

Muchos textos de referencia contienen introducciones la modo de funcionamiento de estos dispositivos. Cabe destacar [Kassakian 1991], que realiza un estudio bastante completo sobre el modelado y el control. [Mohan 1995] presenta numerosos ejemplos prácticos. En [Krein 1998] se presentan algunas técnicas de control avanzado sobre los convertidores conmutados.

### 1.3.2 Convertidores dc/dc conmutados

Los convertidores dc/dc son la base de numerosas aplicaciones de fuentes reguladas de tensión y de control de motores de continua. Aunque existen numerosas topologías, el principio de funcionamiento es siempre el mismo. Con estos dispositivos se pretende obtener a la salida un nivel de tensión de continua  $V_o$  a partir de otra tensión de continua a la entrada  $V_d$ . Según el principio básico, que aparece en la Fig. 1-6, el nivel de tensión obtenido a la salida es un promediado del nivel de entrada

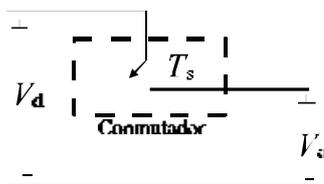


Fig. 1-6 Principio de funcionamiento de un convertidor dc-dc.

Para lograrlo se emplea generalmente el método denominado *modulación de ancho de pulso* (PWM), según el cual la frecuencia de conmutación es constante, y el nivel promedio de tensión a la salida se obtiene a partir del tiempo  $t_{on}$  en cada ciclo en que conduce el conmutador.

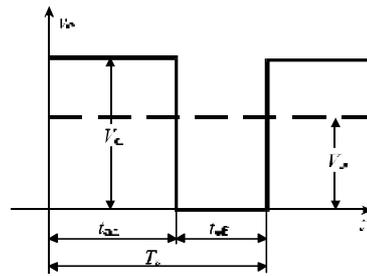


Fig. 1-7 Modo de conmutación por modulación de ancho de pulso.

Se prefiere este método de control frente a otros que permiten variar la frecuencia y el tiempo de conducción porque resulta más sencillo filtrar el rizado de conmutación de la señal si su frecuencia es fija. La relación entre el tiempo de conducción y el periodo de conmutación  $T_s$  se denomina *ciclo de trabajo*.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (1-14)$$

Para determinar el valor de  $D$  más adecuado para cada aplicación, es necesario establecer un mecanismo de regulación o control compuesto básicamente por una realimentación, un amplificador diferencial y un regulador cuya complejidad dependerá de las necesidades de funcionamiento del sistema.

Los convertidores continua-continua pueden trabajar en dos modos: a) modo de conducción continua y b) modo de conducción discontinua. En el primer caso, hay un elemento almacenador de energía (una bobina) que va cargándose y descargándose de forma alternativa durante el ciclo de conmutación; en el segundo hay un intervalo durante la descarga en el cual la bobina se halla totalmente descargada.

Existen buen número de textos específicos sobre convertidores dc/dc conmutados. [Severns 1985] y [Mitchell 1988] hacen una introducción a los mismos. [Billings 1989] ofrece un tratado práctico sobre su implementación. [Lee 1993] realiza un extenso trabajo sobre simulación de estos dispositivos. En [Ang 1995] se puede encontrar un estudio detallado sobre las distintas fases de diseño de un convertidor conmutado. [Wu 1997] presenta un trabajo más elemental sobre estos convertidores.

En la práctica, cuatro son las topologías o configuraciones básicas que dan lugar a los diferentes tipos de convertidores. En el Anexo I se detallan las relaciones estáticas en régimen permanente de cada una de ellas. A partir de estas configuraciones básicas, y considerando el aislamiento eléctrico entre la línea y la etapa de salida por medio del transformador de alta frecuencia mostrado en la Fig. 1-5, se obtienen distintos tipos de convertidores [Krein 1998].

### 1.3.3 Modelado y simulación

Para diseñar el control de un convertidor dc/dc con técnicas clásicas hay que disponer de una función de transferencia que proporcione una idea aproximada de la dinámica entre la tensión de salida y la señal de control a bajas frecuencias, que como ya se ha dicho es el ciclo de trabajo. Varios métodos permiten obtener esta relación, denominada modelo de pequeña señal. Uno de los más empleados es el de promediado

de la ecuación de estado, que fue introducido por S. Cúk y R.D. Middlebrook [Middlebrook 1976]. En 1981 Caltech desarrolló un programa denominado SCAP (Switching Converter Analysis Program), para analizar convertidores dc/dc en ordenadores pequeños a partir de la técnica de promediado en el espacio de estado. Asimismo, se han realizado trabajos de simulación utilizando el programa SPICE [Bello 1981].

Un método similar, propuesto por P.R.K. Chetty, se basa en la obtención del circuito de inyección de corriente equivalente (CIECA) [Chetty 1982, 1983, 1984]. Otro método desarrollado propuesto a mediados de los 80 por V. Vorpérian y otros en el VPEC (“Virginia Power Electronics Center”) [Tymerski 1989], [Vorpérian 1990], parte de la obtención del circuito equivalente de baja frecuencia a partir del modelado del conmutador mínimo separable del resto del circuito. En Lee [Lee 1985, 1993] y [Wu 1996] se adopta un enfoque similar.

Frente a los modelos de pequeña señal continuos, los modelos de pequeña señal discretos ofrecen unos resultados más exactos, aunque su formulación es más compleja. Fueron formulados de forma independiente por Capel, Ferrante y Prajoux [Capel 1973] (siendo ésta reformulada en [Erickson 1982]) y por Brown y Middlebrook [Brown 1981]. [Lee 1979], [Verghese 1986, 1989] y [Shortt 1983] presentan un planteamiento general.

Otras propuestas que cabe destacar son: las que tratan de analizar el comportamiento caótico del convertidor [Deane 1990], [Tse 1995] y [Font 1996]; el modelado orientado a objetos [Jeyappagash 1996]; la basada en grafos [Smedley 1994]; y la basada en cálculo simbólico [Sun 1996].

### 1.3.4 Técnicas de control

#### 1.3.4.1 Técnicas clásicas de control lineal

- **Control por realimentación del lazo de tensión de salida (modo tensión)**

Los convertidores dc/dc conmutados son esencialmente sistemas no lineales variables con el tiempo [Lee 1979]. Sin embargo, es muy habitual emplear un esquema de control clásico lineal [Tse 1992] mediante realimentación negativa. Por lo general se desea que la fuente se halle dentro de una cierta banda de tolerancia (por ejemplo el  $\pm 1\%$  de su valor nominal) en respuesta a cualquier cambio en la carga a la salida, en los componentes o en el nivel de tensión de línea. A esta condición de régimen permanente se le pueden añadir otras como pueden ser el margen de estabilidad o de ganancia, la inmunidad al ruido, etc.

Los índices de funcionamiento que normalmente se emplean en la práctica son [Lee 1980] los que siguen:

- **Audiosuceptibilidad**, o sensibilidad de la tensión de salida frente al rizado de baja frecuencia (generalmente 50 Hz) presente en la tensión de entrada.
- **Impedancia de salida**, o variación de la tensión de salida ante variaciones en la corriente de carga.

- **Regulación estática de línea y carga**, o variación en la tensión de salida ante variaciones en la tensión de entrada o la corriente de salida.
- **Ancho de banda en pequeña señal**, que indica la velocidad del sistema.
- **Impedancia de entrada**, o relación entre la tensión de entrada y la corriente entrante. Es de interés cuando se desean interconectar convertidores.

El esquema clásico consiste en introducir en la cadena de realimentación un compensador lineal que, en función del error entre la tensión de referencia y la de la salida, generará como señal de control el ciclo de trabajo del convertidor, que a su vez actuará sobre el modulador PWM. El diseño de este compensador se realiza generalmente en frecuencia a partir de un modelo linealizado del sistema. Existen propuestas de diseño automatizado del control del convertidor por computador [Lan 1990].

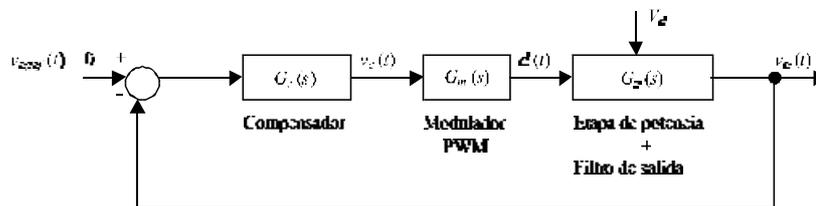


Fig. 1-8 Esquema de control lineal por realimentación de una fuente conmutada.

Las no linealidades presentes en el circuito vienen dadas precisamente por cada uno de los elementos de conmutación del mismo. Cada vez que un transistor, tiristor, diodo, etc., pasa a estado de conducción, la topología del circuito cambia, y con ella las ecuaciones que rigen la evolución de los estados. En la mayoría de los casos, cada una de estas topologías puede considerarse como un circuito lineal, de manera que la fuente conmutada se comporta esencialmente como un sistema que va conmutando entre diversas dinámicas de estado lineales. Por ello, algunos modelos de pequeña señal lineal se obtienen a partir del promediado de los estados del sistema.

- **Control por realimentación del estado (modo corriente)**

Además de la regulación de la tensión de control  $v_c$  de entrada al modulador PWM, se puede añadir un nuevo lazo de realimentación de la corriente en la bobina [Ridley 1990], que mejorará sensiblemente el comportamiento global del convertidor [Redl 1980]. En este esquema de control se mide la corriente en la bobina y se compara esta medida con la tensión de control. Existen tres tipos básicos de control en modo corriente:

- *Control de la banda de tolerancia.* En este modo la tensión de control  $v_c$  determina la corriente media  $I_L$  en la bobina. Sólo puede emplearse en modo de conducción continuo. Da lugar a una frecuencia de conmutación que no es constante.
- *Control por tiempo de apagado constante.* La tensión de control  $v_c$  determina el nivel de corriente de la bobina  $I_L$  en el que el conmutador se apaga. La frecuencia de conmutación no es constante.

- *Control con frecuencia de conmutación constante.* El conmutador se enciende al principio de cada ciclo de reloj de la frecuencia de conmutación. La tensión de control  $v_c$  determina el nivel de corriente de la bobina  $I_L$  en el que el conmutador se apaga. Este modo de control es el más utilizado en la práctica, ya que la frecuencia de conmutación constante permite un diseño más simple del filtro de salida. La técnica de **control en modo corriente de pico (CIC)** es la más extendida por su facilidad de implementación.

El control en modo corriente ejerce un control sobre la tensión de salida y sobre la corriente del inductor de potencia. Al ser estas las dos variables de estado del circuito, se lleva a cabo un control por **realimentación de estado** [Holland 1984], si bien, como se verá en capítulos posteriores, se trata de una versión algo modificada del control por realimentación de estado convencional adaptado a las necesidades constructivas del convertidor. Este esquema de control mejorará considerablemente las prestaciones frente al control en modo tensión [Deisch 1978], tratado en el epígrafe anterior. Una de sus ventajas más interesantes es que permite colocar fuentes de alimentación en paralelo, para repartir adecuadamente entre ellas la corriente de carga.

#### 1.3.4.2 Técnicas de control inteligente

A pesar de la gran aceptación y el éxito que en muchas aplicaciones industriales están teniendo las técnicas de Control Inteligente, en el campo de la Electrónica de Potencia son todavía relativamente pocos los trabajos publicados que propongan el uso de esta tecnología para solventar los problemas presentes en el control de los dispositivos de potencia. Sin embargo, es evidente que el control inteligente es un firme candidato para ser aplicado en este campo, desde el momento en que los sistemas de potencia se ajustan de forma muy adecuada al tipo de sistemas que puede modelar o controlar el control inteligente. Así, se tiene que son sistemas de gran complejidad, con modelos de comportamiento que en muchas ocasiones sólo se poseen de forma aproximada. Es por ello que las técnicas de control empleadas en la práctica se basan en gran medida en reglas de diseño heurísticas procedentes de la experiencia. Por tanto, puede obtenerse una ventaja importante de los sistemas de control inteligente, en cuanto que estos son capaces de trabajar con sistemas donde se halla presente incertidumbre en el modelo.

Por otra parte, históricamente el objetivo buscado en el diseño de los sistemas de control en Electrónica de Potencia ha sido poder realizar éste a partir de un modelo simplificado que pueda ser compensado fácilmente empleando técnicas convencionales. Esto era así porque el funcionamiento a altas frecuencias llevó durante mucho tiempo a una limitación práctica en el grado de sofisticación posible en los controladores. Los resultados obtenidos con estos modelos, si bien suficientes para algunas aplicaciones, adolecen claramente de una falta de robustez, que lleva a unas prestaciones en los dispositivos muy limitadas.

Ahora bien, los desarrollos actuales en cuanto a sistemas de procesamiento digital de la señal DSP hacen por fin posible plantear algoritmos de control de mayor complejidad, con el fin de mejorar las prestaciones obtenidas hasta la fecha. Actualmente, es posible emplear estos sistemas en el lazo de control, sin comprometer excesivamente por ello el coste final del dispositivo.

Por esta razón, en los últimos años han empezado a aparecer en las publicaciones especializadas determinados trabajos en los que se empieza a proponer alguna técnica de control relacionada con el control inteligente aplicada a dispositivos de potencia. Resulta de especial relevancia la serie de artículos publicados por Bose [Bose 1994, 97], que de algún modo se ha convertido en el principal alentador de los trabajos en esta línea. En sus propias palabras, los sistemas de Control Inteligente supondrán en las próximas décadas un gran impacto y un mayor reto para la comunidad de los ingenieros de Electrónica de Potencia.

Los trabajos más sobresalientes realizados hasta la fecha en cuanto a la aplicación de los sistemas borrosos a los convertidores dc/dc, se caracterizan por proponer una estructura de control muy similar, basada en la sustitución del controlador lineal convencional por un controlador borroso, similar al mostrado en la Fig. 1-9, que va a imitar el comportamiento de un regulador convencional de tipo PI, realizando el control modo tensión de un convertidor dc/dc, si bien, la capacidad de generalización que se presupone a estos controladores debe hacer que el control obtenido sea de mayores prestaciones que el realizado por control convencional.



Fig. 1-9 Control borroso directo de un convertidor dc/dc.

Las entradas del controlador borroso, el error  $e(k)$  y la variación en el error  $\Delta e(k)$  determinan la variación en el ciclo de trabajo  $\Delta d(k)$  a través de una base de reglas borrosas del tipo

$$R_i: \text{ IF } e(k) \text{ is } A_i \text{ and } \Delta e(k) \text{ is } B_i, \text{ THEN } \Delta d(k) \text{ is } C_i \quad (1-15)$$

donde  $A_i$  y  $B_i$  son los conjuntos borrosos de entrada, tomados generalmente con función de pertenencia triangular, como se muestra en la Fig. 1-10, y  $C_i$  los de salida, tomados estos últimos de tipo *singleton*. De este modo, aplicando los métodos de inferencia y desborrosificación, puede ser calculado el ciclo de trabajo en cada ciclo de conmutación:

$$\Delta d(k) = \frac{\sum_{i=1}^N \omega_i C_i}{\sum_{i=1}^N \omega_i} \quad (1-16)$$

$$\omega_i = \min\{\mu_{e_0}(e_0), \mu_{\Delta e_0}(\Delta e_0)\}$$

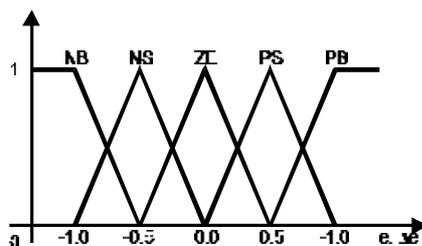


Fig. 1-10 Funciones de pertenencia de los conjuntos borrosos de entrada.

Este control es implementado a través de una tabla de actualización, en la que a cada combinación de conjuntos de entrada  $[A_i, B_i]$ , se le asigna un valor de salida  $C_i$ .

En [Lau 1995] se propone un controlador borroso basado en DSP, para un convertidor de tipo *buck*. Se trabaja con cinco conjuntos borrosos a la entrada, con función de pertenencia triangular y se parte de unas reglas heurísticas para el control, que son ajustadas para un comportamiento de tipo proporcional-integral. En [So 1995, 96] se propone un esquema similar, para una partición de la entrada en cinco conjuntos borrosos. [Mattavelli 1997] aplica este esquema de control a un *buck-boost*, si bien utiliza una entrada al regulador adicional procedente del sensado de la corriente en el inductor  $i_L$ , con el fin de incluir un limitador de dicha corriente. En [Gupta 1997] nuevamente se propone una estructura similar de control en modo tensión, con regulador PI borroso, definido por siete conjuntos de entrada, cada uno descrito de nuevo por una función de pertenencia triangular y se realizan pruebas de este regulador sobre el convertidor *buck* y sobre el *boost*. [Wang 1995] compara el control en modo tensión borroso con un control en modo corriente, mostrando la superioridad de este último. [Raviraj 1997] realiza un estudio comparativo de un control PI, frente al control borroso y un controlador en modo deslizante sobre un convertidor de tipo *buck*, concluyendo que el control borroso presenta mejores prestaciones frente a los dos anteriores.

La crítica principal que se puede realizar a los controladores descritos anteriormente, es sus importantes limitaciones, ya que en definitiva, el comportamiento que va a presentar un dispositivo dc/dc controlado a través de ellos, va a ser muy similar al obtenido a través de un controlador PID en modo tensión convencional. Sin embargo, un regulador lineal un poco más sofisticado, como puede ser el integrador con una red de atraso-adelanto de fase, puede proporcionar una regulación de mejores prestaciones. Implementar este regulador a través de un controlador borroso, supone aumentar considerablemente la dimensión del espacio de entrada, llevando a sistemas de excesiva complejidad, y que, por tanto, no resulta aconsejable emplear en sustitución al control lineal analógico, de gran sencillez de montaje.

Otra alternativa para mejorar el control obtenido por este control borroso directo sin comprometer la dimensión del espacio de entrada, consiste en incorporar algún esquema de adaptación de los centros de entrada y de salida, tal y como se muestra en [Carbonell 1997]. Sin embargo, como puede verse en dicho trabajo, los resultados obtenidos no son muy favorables, considerándose como causas de éstos la falta de excitabilidad de la señal de entrada, al tratarse de valores de referencia constantes y la escasa capacidad de generalización obtenida en el regulador a partir exclusivamente de la medición del error y de incrementos en el error.

Cabe considerar, por tanto, la aplicación de la lógica borrosa a estos sistemas tratando de aprovechar de forma más eficaz las ventajas derivadas de ésta, como son su capacidad de aprendizaje, o su capacidad de generalización.

Por último, cabe hacer mención a propuestas de control de estructura variable basada en redes neuronales [Carrasco 1995], [Lin 1997]; así como otra más genérica para el empleo de algoritmos genéticos en los convertidores de potencia [Schutten 1995].

#### 1.3.4.3 Otras propuestas de control

Dadas las limitaciones en el rango de operación para el que puede obtenerse buenas prestaciones según los esquemas de control convencional en modo tensión o modo corriente, mencionados en los epígrafes anteriores, son muchas las propuestas existentes de esquemas de control avanzado no lineal, que tratan de mejorar la respuesta de estos dispositivos.

A partir de las trayectorias de estado descritas por la dinámica del convertidor [Burns 1976, 1977], son muchos los trabajos que proponen técnicas basadas en control en modo deslizante. Según este enfoque, se define una región límite de conmutación [Krein 1990], sobre la cual se hace *deslizar* el sistema. Este control recibe en la literatura también el nombre de *control geométrico*. En [Bilalovic 1983], [Calvente 1996], [Nguyen 1995] y [Venkataramanan 1985] se tiene ejemplos de este tipo de control aplicados a los convertidores conmutados. [Carpita 1996] realiza un estudio experimental sobre la dinámica asociada al control en modo deslizante de los convertidores de potencia. [Rosetto 1995] desarrolla un modelo de pequeña señal.

[Oruganti 1988] y [Sanders 1989, 1990] proponen el diseño por medio de técnicas de control no lineal óptimo basadas en Liapunov. También existe un buen número de trabajos basados en la aplicación de técnicas de control robusto. [Buso 1996] aplica técnicas paramétricas. En [Chang 1995], [Garcerá 1998] se propone un diseño basado en los polinomios de Karitonov. [Mohammed 1995] realiza un control digital basado en la linealización por tramos del modelo del convertidor. [Ng 1996] propone un control adaptativo basado en el diseño de múltiples leyes de control para distintos puntos de funcionamiento.

#### 1.3.4.4 Limitaciones de las técnicas de control revisadas

El control clásico lineal por realimentación de la tensión de salida, o control en modo tensión, tiene serias limitaciones. El convertidor controlado por esta técnica es muy sensible a las variaciones de sus parámetros respecto a las condiciones nominales, ya que el único lazo de compensación no es capaz de detectar dichas variaciones. El control en modo corriente, que añade un nuevo lazo de corriente, amplía notablemente las prestaciones. En primer lugar, la dinámica del sistema mejora al tratarse de un control por realimentación de estado. Además, la compensación del lazo de tensión se simplifica, ya que el proceso ahora se reduce a uno de primer orden visto desde este lazo. Por otra parte, la audiosusceptibilidad y la impedancia de salida es mejorada. Otra ventaja es que se puede limitar la corriente de pico. Por último, este control admite la conexión de fuentes en paralelo, al ser posible repartir de forma equilibrada la corriente.

Pese a las ventajas indicadas, el control en modo corriente sigue presentando una degradación importante de sus prestaciones ante variaciones en la carga, sobre todo en el

paso de modo de conducción continua a discontinua. Tanto este controlador como el de modo tensión deben ser ajustados para el nivel de tensión de salida nominal, observándose un deterioro en sus prestaciones cuando el convertidor ajustado de este modo es empleado para suministrar otro nivel a la salida. Esto limita el rango de tensiones que puede proporcionar el convertidor cuando se emplea como fuente de alimentación regulada.

En cuanto a las propuestas de control no lineal, las técnicas de control inteligente revisadas no mejoran apreciablemente las prestaciones obtenidas con un control lineal convencional, ya que tratan de sustituir el compensador del lazo de regulación de tensión por otro basado en la lógica borrosa que imite las características de aquel. Este enfoque no justifica la utilización de estas técnicas, pues su desarrollo es más complejo y su coste de implementación es superior.

Mayor interés presentan las técnicas basadas en el control en modo deslizante y en el diseño de compensadores robustos. El control en modo deslizante tiene el inconveniente de que tanto su análisis como su diseño son muy complejos. Por su parte, el control robusto, da lugar generalmente a compensadores de un orden elevado, que en la práctica suelen ser aproximados por otros más sencillos de peores características. Además, los controladores robustos ofrecen normalmente soluciones conservadoras, que limitan las prestaciones que pueden alcanzarse con esta técnica.

## 1.4 RESUMEN

En los epígrafes anteriores se ha fijado el marco conceptual en el que se va a desarrollar la presente tesis. En primer lugar, se han presentado los conceptos asociados a los sistemas de control basados en la lógica borrosa, detallando las estructuras que se emplearán en los próximos capítulos. Asimismo, se ha hecho una breve introducción a los convertidores dc/dc conmutados y a la problemática de su modelado y control.

Se ha puesto de manifiesto que, hasta la fecha, las propuestas de aplicación del control borroso a estos sistemas no han introducido mejoras importantes, ya que se han limitado a reproducir esquemas de control que han sido ya resueltos con otras técnicas. Por consiguiente, es necesario estudiar en mayor detalle las posibilidades que esta técnica de control puede ofrecer a los convertidores de potencia para ampliar sus prestaciones y superar las limitaciones presentes hasta la fecha. Éste será el objetivo de los siguientes capítulos.

## Capítulo 2.

# MODELADO DEL CONVERTIDOR DC/DC CONMUTADO

En este capítulo se enuncian distintos modelos para la descripción del comportamiento de los convertidores dc/dc conmutados. En primer lugar se enunciará el modelo general no lineal híbrido, y sus modelos lineales continuos aproximados, denominados de pequeña señal. Se derivará por integración un modelo general no lineal discreto, que posteriormente será linealizado en puntos de trabajo, con tal de obtener su función de transferencia discreta local. A partir de estos modelos discretos locales, se propone un modelo general basado en la estimación borrosa del régimen de trabajo.

## 2.1 MODELO GENERAL

Un convertidor dc/dc conmutado está constituido por circuitos lineales que dan lugar a diferentes topologías en función del estado de los elementos conmutadores. Su función es la de lograr el flujo controlado de la energía entre la entrada y la salida a través de los dispositivos almacenadores. Este modo de funcionamiento complica el análisis de su dinámica y estabilidad como consecuencia de las no linealidades presentes en los conmutadores.

Su dinámica puede asimilarse a la de sistemas de estructura variable (VSS) [Martínez 1994]. También pueden ser considerados sistemas híbridos [Johansson 1998], es decir sistemas que están constituidos por un conjunto de dinámicas continuas que representan los distintos modos del sistema híbrido, y por una ley de selección  $i(t)$  de eventos discretos que le hace conmutar entre cada uno de estos modos. Además se tendrá que cada uno de los modos corresponderá a una ecuación dinámica lineal dada por su topología, de manera que se trata de un caso particular de sistema híbrido lineal a tramos. La ecuación general que define este sistema híbrido es

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_i(R) \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i(R) v_d(t) \\ i(t) &= v(\mathbf{x}(t), i(-t)) \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

donde  $R$  es la carga conectada al convertidor y  $v_d$  es la tensión de red procedente del rectificador no controlado. Como variables de estado que constituyen el vector  $\mathbf{x}(t)$  suelen elegirse de una manera simple a partir de los elementos almacenadores de energía, como son la corriente en la inductancia, y la tensión en bornes del condensador.

El convertidor puede presentar tres modos. Los dos primeros vienen determinados por el estado del conmutador controlado (transistor), que se va a definir por medio de la función  $\Delta_0(t)$ :

$$\Delta_0(t) = \begin{cases} 1 & kT_s \leq t < (k+d(k))T \\ 0 & (k+d(k))T \leq t < (k+1)T \end{cases} \quad k = 0,1,2,\dots \quad 0 \leq d(k) \leq 1 \quad (2-2)$$

siendo  $d(k)$  el ciclo de trabajo en cada periodo  $T_s$  de conmutación. Este estado es controlado de forma externa, al fijar la secuencia  $d(k)$ , de manera que se hace necesario determinar la ley de control  $d(k)$  que logre los objetivos perseguidos en el convertidor.

El tercer modo es interno y se corresponde a la conducción discontinua. Da lugar a una partición del espacio de estado en dos conjuntos cerrados con dinámica lineal distinta. La condición de frontera viene determinada por la variable de estado que corresponda a la corriente en el inductor, según su valor sea positivo o nulo, ya que en este segundo caso el conmutador no controlado (diodo) quedará en corte. El estado de este último se define por medio de la función  $\Delta_1(t)$ .

$$\Delta_1(t) = \begin{cases} 1 & (k+d(k))T \leq t < (k+d(k)+\Delta_1(k))T \\ 0 & (k+d(k)+\Delta_1(k))T \leq t < (k+1)T \end{cases} \quad k = 0,1,2,\dots \quad \begin{matrix} 0 \leq d(k) \leq 1 \\ 0 \leq \Delta_1(k) \leq (1-d(k)) \end{matrix} \quad (2-3)$$

siendo  $\Delta_1(k)$  el tiempo de apagado en modo de conducción continua (con el diodo conduciendo). Hay que destacar que únicamente puede alcanzarse el estado  $\Delta_1 = 0$  cuando el conmutador controlado esté apagado  $\Delta_0 = 1$ , y por tanto, se esté produciendo la cesión de energía hacia la carga.

De este modo, es posible concretar el modelo del sistema híbrido que define la dinámica de un convertidor conmutado de potencia planteado en (2-1) según

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}_i(R) \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i(R) v_d(t) & (2-4) \\ i(t) &= \begin{cases} 1, & \Delta_0 = 1 & \text{cerrado} \\ 2, & (\Delta_0 = 0) \vee (x_1 > 0 \rightarrow \Delta_1 = 1) & \text{abierto} \\ 3, & (\Delta_0 = 0) \vee (x_1 = 0 \rightarrow \Delta_1 = 0) & \text{abierto discontinuo} \end{cases} \end{aligned}$$

La tensión de salida  $v_o(t)$  de la fuente depende del vector de estado a través de una nueva matriz que a su vez depende del estado de los conmutadores  $\Delta(t)$  y de la carga  $R(t)$  conectada a la fuente. No existe dependencia directa entre la entrada  $v_d(t)$  y la tensión de salida  $v_o(t)$ , ya que se pretende lograr una salida perfectamente regulada a partir de una tensión de entrada que puede estar sometida a fluctuaciones. Los elementos almacenadores interpuestos entre ambas se encargarán de lograr esto.

Considerando, por tanto, tres ecuaciones de estado, en función de los conmutadores, la ecuación (2-4) puede ser expresada como

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \left[ \mathbf{A}_1 \Delta_0 + [\mathbf{A}_2 \Delta_1 + \mathbf{A}_3 (1 - \Delta_1)] (1 - \Delta_0) \right] \mathbf{x} + \left[ \mathbf{B}_1 \Delta_0 + [\mathbf{B}_2 \Delta_1 + \mathbf{B}_3 (1 - \Delta_1)] (1 - \Delta_0) \right] v_d \\ v_o &= \left[ \mathbf{C}_1 \Delta_0 + [\mathbf{C}_2 \Delta_1 + \mathbf{C}_3 (1 - \Delta_1)] (1 - \Delta_0) \right] \mathbf{x} \end{aligned} \quad (2-5)$$

donde, como ya ha sido indicado, las matrices  $\mathbf{A}_i$ ,  $\mathbf{B}_i$  y  $\mathbf{C}_i$  dependen de la carga.

Esta última expresión (2-5) proporciona el modelo general de un convertidor conmutado dc/dc. La acción de control se efectúa siempre por medio de la modificación del ciclo de trabajo  $d(k)$ , recogida de forma implícita en la expresión anterior.

## 2.2 MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL CONTINUOS

### 2.2.1 Modo de conducción continua

Para el modo de conducción continua puede obtenerse fácilmente un modelo de pequeña señal continuo a partir de la técnica de promediado del espacio de estado [Middlebrook 1976], que a continuación se describe.

En primer lugar, este método supone que durante cada estado de conmutación el resto de los parámetros del circuito permanece constante, con lo que la ecuación (2-5) puede ser resumida ahora en dos ecuaciones de estado lineales:

$$\begin{aligned} \bullet \quad & \left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 v_d \\ v_o &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x} \end{aligned} \right\} \text{durante la conducción } d T \\ \bullet \quad & \left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 v_d \\ v_o &= \mathbf{C}_2 \mathbf{x} \end{aligned} \right\} \text{durante el apagado } (1 - d) T \end{aligned}$$

El modelo promediado, en el caso de conducción continua, es decir cuando no interviene el conmutador no controlado tiene por expresión

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= [\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 (1 - d)] \mathbf{x} + [\mathbf{B}_1 d + \mathbf{B}_2 (1 - d)] v_d \\ v_o &= [\mathbf{C}_1 d + \mathbf{C}_2 (1 - d)] \mathbf{x} \end{aligned} \right\} \quad (2-6)$$

Se trata de una ecuación de estado no lineal. La señal de entrada es el ciclo de trabajo  $d(k)$ . Sobre dicha ecuación es posible aplicar la linealización en torno al punto de trabajo:

$$\dot{\mathbf{x}} = f(\mathbf{x}, d) \quad (2-7)$$

En primer lugar, se fijan las condiciones nominales de trabajo, tanto de carga, que se supone puramente resistiva,  $R_L$ , como tensión de alimentación  $V_d$  que se supone constante, y tensión de salida  $V_o$ . Dadas estas condiciones, es posible obtener a partir de relaciones estáticas el ciclo de trabajo nominal  $D$ , necesario para obtener la tensión deseada a la salida, determinándose así el punto de equilibrio:  $\mathbf{x}_0$ ,  $V_o$ ,  $D$ ,  $V_d$ .

Si se definen ahora las siguientes matrices de estado promediadas

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 (1 - d) \\ \mathbf{B} &= \mathbf{B}_1 d + \mathbf{B}_2 (1 - d) \\ \mathbf{C} &= \mathbf{C}_1 d + \mathbf{C}_2 (1 - d) \end{aligned} \right\} \quad (2-8)$$

la ecuación del punto de equilibrio tendrá por expresión

$$\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A} \mathbf{x}_0 + \mathbf{B} V_d = 0 \\ V_o &= \mathbf{C} \mathbf{x}_0 \end{aligned} \right\} \quad (2-9)$$

Para poder calcular la función de transferencia, se realizará un cambio a variables incrementales o de pequeña señal:

$$\left. \begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}} &= \mathbf{x} - \mathbf{x}_0 \\ \tilde{d} &= d - D_0 \\ \tilde{v}_o &= v_o - V_o \end{aligned} \right\} \quad (2-10)$$

La ecuación promediada, linealizada en torno al punto de equilibrio quedará como

$$\left. \begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{x}_0 + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d] \tilde{d} \\ \tilde{v}_o &= \mathbf{C} \tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{x}_0] \tilde{d} \end{aligned} \right\} \quad (2-11)$$

Se ha llegado ya, por tanto, a una ecuación diferencial lineal expresada en variables de estado que liga la entrada de control, es decir las variaciones en el ciclo de trabajo  $d$ , con las variaciones en la tensión de salida  $v_o$ . Esta expresión promediada será válida sólo si la tensión rectificadora de entrada  $V_d$  y la carga pueden considerarse constantes.

La función de transferencia entre la entrada y la salida se obtiene directamente a partir de la ecuación lineal de estado (2-11) y viene dada por

$$T_p(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \mathbf{C}[s\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1}[(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{x}_0 + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)V_d] + (\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2)\mathbf{X} \quad (2-12)$$

Esta función de transferencia es la más empleada en la práctica a la hora de diseñar un regulador lineal que, modificando el ciclo de trabajo  $d$  respecto al punto de equilibrio, logre mantener la tensión de salida a un nivel en promedio constante y del valor deseado, independientemente de modificaciones en la carga o en la tensión de línea. Para un convertidor derivado de la topología *buck* da lugar a un sistema de segundo orden. Los convertidores derivados del *buck-boost* y *boost* presentan una función de transferencia de segundo orden, con un cero adicional en el semiplano positivo.

### 2.2.2 Modo de conducción discontinua

En el modo de conducción discontinua el conmutador no controlado llega a entrar en corte. La técnica de promediado de la ecuación de estados empleada en el epígrafe anterior no ofrece resultados satisfactorios, siendo necesario recurrir a otros modelos.

La dinámica del sistema viene gobernada por las siguientes ecuaciones:

- $\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 v_d \\ v_o &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x} \end{aligned} \right\} \text{durante la conducción } d T$
- $\left. \begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 v_d \\ v_o &= \mathbf{C}_2 \mathbf{x} \end{aligned} \right\} \text{durante el apagado con bobina descargándose } \Delta_1 T$

$$\bullet \left. \begin{array}{l} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_3 \mathbf{x} + \mathbf{B}_3 v_d \\ v_o = \mathbf{C}_3 \mathbf{x} \end{array} \right\} \text{durante el apagado con bobina descargada } (1-d-\Delta_1)T$$

Una técnica eficaz para la obtención del modelo de pequeña señal en conducción discontinua es la basada en el equivalente del conmutador a baja frecuencia [Lee 1993]. La función de transferencia obtenida depende de la topología empleada, si bien en todos los casos se tratará de un sistema de primer orden.

## 2.3 MODELO DISCRETO

### 2.3.1 Modo de conducción continua

La acción de control ejercida sobre un convertidor dc/dc conmutado se realiza sobre el ciclo de trabajo  $d(k)$ . Este ciclo únicamente puede tomar un valor en cada periodo de conmutación  $T$ , que, si bien es pequeño comparado con las principales constantes de tiempo involucradas en el convertidor, lleva a una discretización en la acción de control. De ahí naturalmente se llega a la utilidad de la obtención de un modelo discreto del sistema que permita su análisis y su simulación.

Para la obtención de dicho modelo, se va a realizar la integración de las ecuaciones de estado del sistema entre dos ciclos de conmutación, determinando la evolución de la trayectoria del sistema en el espacio de estados en función de las entradas [Tse 1992].

En primer lugar, durante el tiempo de cierre del conmutador  $t=dT$ , el sistema viene regido por la siguiente ecuación de estado

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1(t)\mathbf{x} + \mathbf{B}_1(t)v_d(t) \quad (2-13)$$

Las matrices  $\mathbf{A}_1$  y  $\mathbf{B}_1$  pueden variar a lo largo del tiempo en función de la carga. Del mismo modo, la tensión de entrada  $v_d(t)$  puede sufrir fluctuaciones en torno a su valor nominal. Ahora bien, si se elige un tiempo de conmutación menor que todas las constantes de tiempo involucradas en el sistema, puede considerarse que durante el tiempo de conducción, las matrices de la ecuación de estado se mantienen prácticamente constantes.

De esta forma, es posible conocer la evolución que sufre el estado del sistema [Kassakian 1992]:

$$\mathbf{x}((k+d)T) = e^{\mathbf{A}_1 dT} \mathbf{x}(kT) + \int_{kT}^{(k+d)T} e^{\mathbf{A}_1(t-\xi)} \mathbf{B}_1 v_d(\xi) d\xi \quad (2-14)$$

Por otra parte, durante el tiempo de apagado del conmutador, considerando conducción continua, se tendrá la ecuación de estado

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2(t)\mathbf{x} + \mathbf{B}_2(t)v_d(t) \quad (2-15)$$

Considerando de nuevo la matriz de estado como básicamente constante durante este semiperiodo  $t=(1-d)T$ , se tiene

$$\begin{aligned} \mathbf{x}((k+1)T) &= e^{\mathbf{A}_2(1-d)T} \mathbf{x}((k+d)T) + \int_{(k+d)T}^{(k+1)T} e^{\mathbf{A}_2(t-\xi)} \mathbf{B}_2 v_d(t) d\xi = \\ &= e^{\mathbf{A}_2(1-d)T} [e^{\mathbf{A}_1 dT} \mathbf{x}(kT) + \int_{kT}^{(k+d)T} e^{\mathbf{A}_1(t-\xi)} \mathbf{B}_1 v_d(t) d\xi] + \int_{(k+d)T}^{(k+1)T} e^{\mathbf{A}_2(t-\xi)} \mathbf{B}_2 v_d(t) d\xi \end{aligned} \quad (2-16)$$

Si en esta última expresión se supone que la tensión de entrada es en promedio constante y de valor la tensión rectificadora  $V_d$ , se llega a esta nueva relación:

$$\mathbf{x}((k+1)T) = e^{\mathbf{A}_2(1-d)T} [e^{\mathbf{A}_1 dT} \mathbf{x}(kT) + \mathbf{A}_1^{-1}(e^{\mathbf{A}_1 dT} - \mathbf{I})\mathbf{B}_1 V_d] + \mathbf{A}_2^{-1}(e^{\mathbf{A}_2(1-d)T} - \mathbf{I})\mathbf{B}_2 V_d \quad (2-17)$$

En cuanto a la tensión de salida en el instante de conmutación, ésta vendrá dada por la relación instantánea

$$\begin{aligned} v_o((k+1)T) &= \mathbf{C}_2 \mathbf{x}((k+1)T) = \\ &= \mathbf{C}_2 e^{\mathbf{A}_2(1-d)T} [e^{\mathbf{A}_1 dT} \mathbf{x}(kT) + \mathbf{A}_1^{-1}(e^{\mathbf{A}_1 dT} - \mathbf{I})\mathbf{B}_1 V_d] + \mathbf{C}_2 \mathbf{A}_2^{-1}(e^{\mathbf{A}_2(1-d)T} - \mathbf{I})\mathbf{B}_2 V_d \end{aligned} \quad (2-18)$$

La relación (2-17) puede ser aplicada para obtener el estado en un instante de conmutación a partir del instante anterior, dando lugar a un modelo de estado discreto lineal de coeficientes variables, donde, por simplicidad en la notación, se referencian los valores discretos a partir del índice  $k$  de su secuencia:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \exp([\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2(1-d)]T) \mathbf{x}(k) + \\ &\quad + \left[ \begin{array}{l} \exp(\mathbf{A}_2(1-d)T) \mathbf{A}_1^{-1} (\exp(\mathbf{A}_1 dT) - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 + \\ + \mathbf{A}_2^{-1} (\exp(\mathbf{A}_2(1-d)T) - \mathbf{I}) \mathbf{B}_2 \end{array} \right] V_d(k) \\ v_o(k) &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (2-19)$$

Las matrices de estado dependen de la carga, si bien en esta última expresión dicha variación tan sólo se verá reflejada al inicio de cada periodo. Es por tanto necesario asegurar que el sistema verifica las hipótesis realizadas en la aproximación de variaciones pequeñas en la carga y en la línea entre muestras.

La tensión  $v_o(t)$  real obtenida a la salida puede ser acotada calculando a partir de (2-19) el máximo rizado positivo o negativo presente entre muestras.

### 2.3.2 Modo de conducción discontinua

Para el modo de conducción discontinua pueden obtenerse relaciones similares a las mostradas en el epígrafe anterior, habiendo de incluir en este caso un nuevo intervalo dentro de cada ciclo. En un modo de operación normal, pueden haber algunos ciclos transitorios, en los cuales el convertidor entre en modo discontinuo. Para averiguarlo, se debe determinar si la bobina llega a descargarse totalmente durante el tiempo de apagado, es decir, si éste es por lo menos el doble del tiempo de descarga desde su valor medio.

Por otra parte, existe en equilibrio una condición que permite averiguar si éste es de conducción discontinua [Lee 1993] y el ciclo de apagado  $\Delta_{10}$ , que tendrán una expresión distinta para cada topología. En la Tabla 2-1 se muestra la expresión de dicho

ciclo para cada una, siendo  $D_0$  el ciclo de trabajo y  $M$  la relación entre la tensión media de salida  $V_o$  y la tensión media de entrada  $V_d$ .

<i>buck</i>	<i>buck-boost</i>	<i>boost</i>
$\Delta_{10} = D_0 \left( \frac{1}{M} - 1 \right)$	$\Delta_{10} = \frac{D_0}{M}$	$\Delta_{10} = \frac{D_0}{M-1}$

Tabla 2-1 Ciclo de apagado para cada topología.

La ecuación discreta de estado se obtiene del mismo modo que en el caso anterior, si bien ahora deberá incluir un nuevo término:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}(k+1) &= \exp([\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 \Delta_1 + \mathbf{A}_3 (1-d-\Delta_1)]T) \mathbf{x}(k) + \\
 &+ \left[ \begin{array}{l} \exp(\mathbf{A}_3 (1-d-\Delta_1)T) \exp(\mathbf{A}_2 \Delta_1 T) \mathbf{A}_1^{-1} (\exp(\mathbf{A}_1 dT) - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 + \\ + \exp(\mathbf{A}_3 (1-d-\Delta_1)T) \mathbf{A}_2^{-1} (\exp(\mathbf{A}_2 \Delta_1 T) - \mathbf{I}) \mathbf{B}_2 + \\ + \mathbf{A}_3^{-1} (\exp(\mathbf{A}_3 (1-d-\Delta_1)T) - \mathbf{I}) \mathbf{B}_3 \end{array} \right] V_d(k) \\
 v_o(k) &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(k)
 \end{aligned} \tag{2-20}$$

## 2.4 MODELOS DE PEQUEÑA SEÑAL DISCRETOS

### 2.4.1 Obtención de modelos locales

Los modelos discretos no lineales mostrados en (2-19) y (2-20) dependen de las condiciones de trabajo. En cada punto de funcionamiento va a poder obtenerse un modelo discreto linealizado que aproxime el comportamiento del sistema en torno a dicho punto. Estos modelos suelen denominarse de pequeña señal, ya que únicamente son válidos para pequeñas desviaciones respecto al régimen nominal. También pueden denominarse modelos locales, en el sentido de que su validez es únicamente local. Para obtener estos, se debe tener en cuenta la forma general de la ecuación de estado no lineal, calculada tanto para el régimen de conducción continua, como para el de discontinua:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d(k) \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d(k) V_d(k) \tag{2-21}$$

Donde las matrices de estado  $\mathbf{A}_d$  y  $\mathbf{B}_d$  dependen en cada ciclo  $k$  del ciclo de trabajo  $d(k)$  y la carga  $R(k)$ .

Para un ciclo de trabajo dado

$$D_0 = \frac{t_{on}}{T_s} \tag{2-22}$$

se tendrá que, si se mantiene un número suficiente de ciclos el resto de las variables del circuito constantes, como son carga  $R$  y tensión promedio de alimentación  $V_d$ , se alcanza finalmente un régimen de equilibrio. El estado de equilibrio  $\mathbf{x}_0$  corresponde al punto en el cual el estado se mantiene constante para todo instante  $k$ :

$$\mathbf{x}_0 = \mathbf{A}_d(k)\mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_d(k)V_d \quad (2-23)$$

$\mathbf{x}_0$  puede obtenerse fácilmente, considerando que ahora las matrices  $\mathbf{A}_d$  y  $\mathbf{B}_d$  se van a mantener constantes:

$$\mathbf{x}_0 = (\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)^{-1}\mathbf{B}_dV_d \quad (2-24)$$

Este estado de equilibrio  $\mathbf{x}_0$  será el punto de trabajo, en torno al cual se tratará de obtener un modelo de pequeña señal.

La obtención del ciclo de trabajo estático de equilibrio  $D_0$  necesario para determinada tensión de salida en promedio  $V_0$ , depende de la topología del convertidor, y generalmente, sólo puede ser determinado de forma aproximada acudiendo a balances estáticos de la etapa de salida para un ciclo de conmutación en régimen permanente.

Para linealizar ahora la relación (2-21) en torno al punto de trabajo, se debe aplicar la técnica de linealizado de Liapunov. La entrada del modelo local va a ser el ciclo de trabajo, ya que es la variable de entrada del sistema sobre la cual puede ejercerse un control directo. Por tanto, se buscará una aproximación a un modelo de estado, donde la entrada sea el ciclo de trabajo  $d(k)$ :

$$\mathbf{x}(k+1) = F(\mathbf{x}(k), d(k)) \quad (2-25)$$

El estado  $\mathbf{x}(k+1)$  puede ser expresado como desviación respecto al de equilibrio  $\mathbf{x}_0$ :

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}_0 + \Delta\mathbf{x}(k+1) \quad (2-26)$$

Del mismo modo puede expresarse el estado  $\mathbf{x}(k)$  y  $d(k)$  en forma de variables incrementales respecto a sus valores de equilibrio:

$$\Delta\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{x}_0 = F(\Delta\mathbf{x}(k) + \mathbf{x}_0, \Delta d(k) + D_0) \quad (2-27)$$

Obtener la aproximación lineal de la ecuación anterior equivale a realizar su expansión en serie de potencias, despreciando términos de orden superior al primero:

$$\Delta\mathbf{x}(k+1) + \mathbf{x}_0 \cong F(\mathbf{x}_0, D_0) + \left. \frac{\partial F}{\partial \mathbf{x}} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} \Delta\mathbf{x}(k) + \left. \frac{\partial F}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} \Delta d(k) \quad (2-28)$$

De la ecuación anterior, puede eliminarse la ecuación de equilibrio:

$$\mathbf{x}_0 = F(\mathbf{x}_0, D_0) \quad (2-29)$$

Llegándose al modelo local en torno al punto de trabajo:

$$\Delta\mathbf{x}(k+1) = \left. \frac{\partial F}{\partial \mathbf{x}} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} \Delta\mathbf{x}(k) + \left. \frac{\partial F}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} \Delta d(k) \quad (2-30)$$

Es de gran importancia destacar que en (2-30) todas las variables son de tipo incremental, es decir, miden desviaciones de éstas respecto al punto de equilibrio  $(D_0, x_0)$ . Este tipo de variables se denominan también variables de pequeña señal, y en ocasiones son expresadas según la siguiente notación:

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \tilde{\mathbf{A}}_d \tilde{\mathbf{x}}(k) + \tilde{\mathbf{B}}_d \tilde{d}(k) \quad (2-31)$$

Donde se tiene que

$$\tilde{\mathbf{x}}(k) = \Delta \mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(k) - \mathbf{x}_0 \quad (2-32)$$

$$\tilde{d}(k) = \Delta d(k) = d(k) - D_0$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_d = \left. \frac{\partial F}{\partial \mathbf{x}} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0}$$

$$\tilde{\mathbf{B}}_d = \left. \frac{\partial F}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0}$$

En cuanto a la ecuación de salida, al tratarse de una relación lineal instantánea de ésta con respecto al estado, su formulación será la misma para el modelo de pequeña señal.

$$v_0(k) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(k) \quad (2-33)$$

La expresión (2-33) puede ser expresada igualmente con variables incrementales o de pequeña señal. La tensión de salida de equilibrio viene dada por

$$V_0 = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}_0 \quad (2-34)$$

Y así, la relación incremental es

$$\Delta v_0(k) = \mathbf{C}_1 \Delta \mathbf{x}(k) \quad (2-35)$$

O expresado en notación de variables de pequeña señal:

$$\tilde{v}_0(k) = \mathbf{C}_1 \tilde{\mathbf{x}}(k) \quad (2-36)$$

#### 2.4.2 Modo de conducción continua

En primer lugar se verá la obtención de un modelo discreto de pequeña señal en torno al punto de trabajo, cuando el convertidor trabaja en un punto de equilibrio  $(D_0, \mathbf{x}_0)$  que corresponda a modo de conducción continua. Por tanto, el modelo discreto no lineal de partida es el mostrado en (2-19). A continuación se obtienen las matrices de estado discretas linealizadas del modelo local, según la relación (2-30):

$$\tilde{\mathbf{A}}_d = \left. \frac{\partial F}{\partial \mathbf{x}} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} = \exp([\mathbf{A}_1 D_0 + \mathbf{A}_2 (1 - D_0)]T) \quad (2-37)$$

En cuanto a la obtención de la matriz de pequeña señal  $\tilde{\mathbf{B}}_d$ , que liga variaciones en el ciclo de trabajo con la dinámica de estados, su cálculo resulta más complejo, a la vista de la relación (2-19). Para simplificar este cálculo, puede recurrirse a la descomposición de la integración por tramos.

Cuando el sistema se halla en equilibrio, al inicio del ciclo de conmutación el estado es  $\mathbf{x}_0$ , según (2-24). El estado al final del intervalo de conducción  $\mathbf{x}_{10}$ , considerando la relación (2-14), viene dado por

$$\mathbf{x}_{10} = \exp(\mathbf{A}_1 dT) \mathbf{x}_0 + \mathbf{A}_1^{-1} [\exp(\mathbf{A}_1 dT) - \mathbf{I}] \mathbf{B}_1 V_d \quad (2-38)$$

Del mismo modo, al final del ciclo de conmutación, partiendo del estado  $\mathbf{x}_{10}$ , se alcanzará el estado  $\mathbf{x}_{20}$ , que tendrá por expresión

$$\mathbf{x}_{20} = \exp(\mathbf{A}_2(1-d)T) \mathbf{x}_{10} + \mathbf{A}_2^{-1} [\exp(\mathbf{A}_2(1-d)T) - \mathbf{I}] \mathbf{B}_2 V_d \quad (2-39)$$

Para calcular ahora la dependencia lineal del estado respecto al ciclo de trabajo en torno al punto de equilibrio, se debe calcular la derivada parcial de (2-39):

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{B}}_d &= \left. \frac{\partial \mathbf{x}_{20}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} = -\mathbf{A}_2 T \exp(\mathbf{A}_2(1-D_0)T) \mathbf{x}_{10} + \\ &+ \exp(\mathbf{A}_2(1-D_0)T) \left. \frac{\partial \mathbf{x}_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} - T \exp(\mathbf{A}_2(1-D_0)T) \mathbf{B}_2 V_d \end{aligned} \quad (2-40)$$

Para calcular la expresión anterior, es también necesario calcular la derivada parcial del intervalo de conducción:

$$\left. \frac{\partial \mathbf{x}_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} = \mathbf{A}_1 T \exp(\mathbf{A}_1 D_0 T) \mathbf{x}_0 + T \exp(\mathbf{A}_1 D_0 T) \mathbf{B}_1 V_d \quad (2-41)$$

Uniendo las expresiones (2-40) y (2-41), se obtiene la matriz que liga la entrada con el estado para el modelo de pequeña señal:

$$\tilde{\mathbf{x}}(k+1) = \tilde{\mathbf{A}}_d \tilde{\mathbf{x}}(k) + \tilde{\mathbf{B}}_d \tilde{d}(k) \quad (2-42)$$

### 2.4.3 Modo de conducción discontinua

El sistema puede entrar en conducción discontinua durante unos ciclos transitorios, cuando se halle el sistema evolucionando desde un punto de trabajo a otro, o bien en régimen estacionario, dando lugar a un punto de equilibrio en conducción discontinua. Para este último caso, es posible obtener un modelo local o de pequeña señal discreto, empleando la técnica de linealización vista anteriormente, si bien ahora aparece en el circuito una tercera configuración que tiene lugar tras la descarga de la bobina y posterior polarización en inversa del diodo.

Para cada topología existe una condición límite, a partir de la cual el convertidor entra en modo de conducción discontinua [Lee 1993]. En la Tabla 2-2 se recoge esta condición para cada una de ellas, siendo el parámetro  $K$

$$K \equiv \frac{2L/R}{T} \quad (2-43)$$

<i>buck</i>	<i>buck-boost</i>	<i>boost</i>
$(1 - D_0) > K$	$(1 - D_0)^2 > K$	$(1 - D_0)^2 D_0 > K$

Tabla 2-2 Condición de conducción discontinua.

El modelo discreto no lineal, debe considerar ahora los tres intervalos que componen el ciclo de conmutación, y que dan lugar a tres modelos de estado distintos, tal y como se vio en (2-20). Dado, por tanto, un ciclo de trabajo de equilibrio  $D_0$ , y su correspondiente ciclo de descarga  $\Delta_{10}$  según las relaciones mostradas en la sección 2.2.1, puede obtenerse el modelo de pequeña señal, aplicando de nuevo la técnica de linealización:

$$\tilde{\mathbf{A}}_d = \left. \frac{\partial F}{\partial \mathbf{x}} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} = \exp([\mathbf{A}_1 D_0 + \mathbf{A}_2 \Delta_{10} + \mathbf{A}_3 (1 - D_0 - \Delta_{10})]T) \quad (2-44)$$

En cuanto a la matriz de entrada, se descompondrá de nuevo para su cálculo en cada uno de los tramos de conducción. En primer lugar, para el tramo de conducción, a partir del estado de equilibrio  $\mathbf{x}_0$ :

$$\mathbf{x}_{10} = \exp(\mathbf{A}_1 dT) \mathbf{x}_0 + \mathbf{A}_1^{-1} [\exp(\mathbf{A}_1 dT) - \mathbf{I}] \mathbf{B}_1 V_d \quad (2-45)$$

Partiendo de éste, el tramo de descarga de la bobina:

$$\mathbf{x}_{20} = \exp(\mathbf{A}_2 \Delta_1 T) \mathbf{x}_{10} + \mathbf{A}_2^{-1} [\exp(\mathbf{A}_2 \Delta_1 T) - \mathbf{I}] \mathbf{B}_2 V_d \quad (2-46)$$

Por último, el tramo final, en el que la bobina se halla cortada, y únicamente va a existir descarga a través del condensador:

$$\mathbf{x}_{30} = \exp(\mathbf{A}_3 (1 - d - \Delta_1) T) \mathbf{x}_{20} + \mathbf{A}_3^{-1} [\exp(\mathbf{A}_3 (1 - d - \Delta_1) T) - \mathbf{I}] \mathbf{B}_3 V_d \quad (2-47)$$

La derivada parcial de este último estado respecto al punto de equilibrio, se corresponde con la matriz de entrada del modelo local

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{B}}_d = \left. \frac{\partial \mathbf{x}_{30}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} &= \left( -1 - \left. \frac{\partial \Delta_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} \right) \mathbf{A}_3 T \exp(\mathbf{A}_3 (1 - D_0 - \Delta_{10}) T) \mathbf{x}_{20} + \\ &+ \exp(\mathbf{A}_3 (1 - D_0 - \Delta_{10}) T) \left. \frac{\partial \mathbf{x}_{20}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} + \\ &+ \left( -1 - \left. \frac{\partial \Delta_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} \right) T \exp(\mathbf{A}_3 (1 - D_0 - \Delta_{10}) T) \mathbf{B}_3 V_d \end{aligned} \quad (2-48)$$

Para poder calcular esta expresión, será necesario obtener la derivada parcial del estado respecto al ciclo de trabajo durante el intervalo de descarga de la bobina:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial \mathbf{x}_{20}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} &= \mathbf{A}_2 T \left. \frac{\partial \Delta_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} \exp(\mathbf{A}_2 \Delta_{10} T) \mathbf{x}_{10} + \\ &+ \exp(\mathbf{A}_2 \Delta_{10} T) \left. \frac{\partial \mathbf{x}_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} + T \exp(\mathbf{A}_2 \Delta_{10} T) \mathbf{B}_2 V_d \end{aligned} \quad (2-49)$$

Siendo necesario calcular la derivada parcial del estado respecto al ciclo de trabajo para el intervalo de conducción:

$$\left. \frac{\partial \mathbf{x}_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} = \mathbf{A}_1 T \exp(\mathbf{A}_1 D_0 T) \mathbf{x}_0 + T \exp(\mathbf{A}_1 D_0 T) \mathbf{B}_1 V_d \quad (2-50)$$

Por último, también se necesita conocer la dependencia del intervalo de descarga  $\Delta_{10}$  en el equilibrio respecto al ciclo de trabajo  $d$ . Este parámetro va a depender de la topología empleada. En la Tabla 2-3 se recoge un resumen de las relaciones estáticas presentes en el convertidor para un punto de trabajo de conducción discontinua [Lee 1993].

	<i>buck</i>	<i>buck-boost</i>	<i>boost</i>
Condición discontinua	$(1 - D_0) > K$	$(1 - D_0)^2 > K$	$(1 - D_0)^2 D_0 > K$
Ciclo de apagado	$\Delta_{10} = D_0 \left( \frac{1}{M} - 1 \right)$	$\Delta_{10} = \frac{D_0}{M}$	$\Delta_{10} = \frac{D_0}{M - 1}$
Relación entre tensiones	$M = \frac{D_0 K}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{4K}{D_0^2}} - 1 \right)$	$M = \frac{D_0}{\sqrt{K}}$	$M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D_0^2}{K}}}{2}$
Ciclo de trabajo	$D_0 = \frac{M}{\sqrt{\frac{(1-M)}{K}}}$	$D_0 = M\sqrt{K}$	$D_0 = \sqrt{M(M-1)K}$
Ciclo de apagado en función del ciclo de trabajo	$\Delta_{10} = \frac{2}{K(\sqrt{D_0^2 + 4K} - D_0)} - D_0$	$\Delta_{10} = \sqrt{K}$	$\Delta_{10} = \frac{2D_0}{\sqrt{1 + \frac{4D_0^2}{K}} - 1}$

Tabla 2-3 Resumen de relaciones estáticas para conducción discontinua.

La última fila de la Tabla 2-3 muestra la dependencia entre el ciclo de apagado y el ciclo de trabajo. Aplicando derivadas parciales a esta relación, se obtiene el parámetro deseado. En el caso del convertidor *buck*:

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial \Delta_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} &= \frac{-2 \left( \frac{D_0}{\sqrt{D_0^2 + 4K}} - 1 \right)}{K(\sqrt{D_0^2 + 4K} - D_0)^2} - 1 = \frac{2}{K(\sqrt{D_0^2 + 4K} - D_0)} \frac{1}{\sqrt{D_0^2 + 4K}} - 1 = \\ &= \frac{(\Delta_{10} + D_0)}{\sqrt{D_0^2 + 4K}} - 1 \end{aligned} \quad (2-51)$$

Uniando, por tanto, las relaciones (2-44), (2-48), (2-49), (2-50) y (2-51), se llega al modelo de pequeña señal en conducción discontinua para el convertidor *buck*.

Del mismo modo, para el convertidor *buck-boost* se tiene

$$\left. \frac{\partial \Delta_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, x_0} = 0 \quad (2-52)$$

Para el convertidor *boost* se tendrá

$$\begin{aligned} \left. \frac{\partial \Delta_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, x_0} &= \frac{2}{\sqrt{1 + 4 \frac{D_0^2}{K}} - 1} - \frac{8D_0^2}{K \left( \sqrt{1 + 4 \frac{D_0^2}{K}} - 1 \right)^2 \sqrt{1 + 4 \frac{D_0^2}{K}}} = \\ &= \frac{\Delta_{10}}{D_0} - \frac{4\Delta_{10}^2}{\sqrt{K(K + 4D_0^2)}} \end{aligned} \quad (2-53)$$

#### 2.4.4 Consideraciones prácticas para el cálculo del modelo local en modo de conducción discontinua

Las relaciones vistas en el epígrafe anterior para el modo de conducción discontinua pueden ser expresadas de una forma más simple si se consideran los fenómenos que tienen lugar en el convertidor para este modo. La corriente en la bobina se anula en cada ciclo, de manera que se tiene que la variable de estado que representa ésta  $x_1(k)$  vale cero al inicio de cada ciclo. Por otra parte, a lo largo de éste cabe destacar una etapa de conducción continua, en la que la bobina se carga durante el intervalo de conducción  $dT$  y se descarga totalmente durante el ciclo de descarga  $\Delta_1$ , llegando a anularse totalmente la corriente al final de este ciclo. El estado que se alcanza al final de este etapa va a ser representado por  $\mathbf{x}_a(k)$ , y puede ser calculado aplicando la expresión ya conocida de conducción continua (2-19), particularizada a este intervalo:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x}_a(k) &= \exp([\mathbf{A}_1 d + \mathbf{A}_2 \Delta_1]T) \mathbf{x}(k) + \\ &+ \left[ \begin{array}{l} \exp(\mathbf{A}_2 \Delta_1 T) \mathbf{A}_1^{-1} (\exp(\mathbf{A}_1 dT) - \mathbf{I}) \mathbf{B}_1 + \\ + \mathbf{A}_2^{-1} (\exp(\mathbf{A}_2 \Delta_1 T) - \mathbf{I}) \mathbf{B}_2 \end{array} \right] V_d(k) \\ x_1(k) &= x_{a1}(k) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (2-54)$$

Esta última expresión se corresponde con el modelo discreto no lineal para la dinámica de conducción continua, que queda resumida en

$$\mathbf{x}_a(k) = \mathbf{A}_a \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_a V_d(k) \quad (2-55)$$

donde las matrices  $\mathbf{A}_a$  y  $\mathbf{B}_a$  dependen del punto de trabajo.

En la tercera etapa del ciclo, propia de la conducción discontinua, la bobina se halla cortada a través de un diodo, de manera que su variable de estado  $x_1(k)$  queda anulada, quedando exclusivamente un proceso de descarga de la tensión del condensador  $x_2(k)$  sobre la carga. Por tanto, sólo será necesario considerar esta variable de estado:

$$\left. \begin{aligned} x_1(k+1) &= 0 \\ x_2(k+1) &= \exp(a_3(1-d-\Delta_1)T) x_{a2}(k) \end{aligned} \right\} \quad (2-56)$$

donde  $a_3$  es el término de la matriz  $\mathbf{A}_3$  que relaciona la variable de estado  $x_2(t)$  con su derivada.

Así pues, se observa que la variable de estado del inductor  $x_1(k)$  presenta una cierta dinámica no lineal que no puede ser descrita a través del sistema discreto de periodo de muestreo  $T$ , ya que su dinámica corresponde a frecuencias superiores. Por tanto, no necesita ser controlada a través del modulador PWM, habida cuenta de que su efecto se anula dentro del ciclo de conmutación.

En cuanto a la tensión en el condensador, es posible obtener un modelo linealizado que describa su comportamiento, que corresponderá a un polo real de baja frecuencia. Así, combinando las ecuaciones (2-54) y (2-56) se tiene

$$\begin{aligned} x_2(k+1) &= \exp(a_3(1-d-\Delta_1)T) x_a(k) = \\ &\exp(a_3(1-d-\Delta_1)T) \mathbf{A}_a(2,2) x_2(k) + \\ &+ \exp(a_3(1-d-\Delta_1)T) \mathbf{B}_a(2) V_d(k) \end{aligned} \quad (2-57)$$

En esta última expresión puede ser obtenido fácilmente el valor del polo del condensador de baja frecuencia, que viene dado por

$$z_1 = \exp(a_3(1-d-\Delta_1)T) \mathbf{A}_a(2,2) \quad (2-58)$$

El modelo de pequeña señal completo para el modo de conducción discontinua viene dado, por tanto, por

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{A}}_d &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \exp(a_3(1-D_0-\Delta_{10})T) \mathbf{A}_a(2,2) \end{bmatrix} \\ \mathbf{A}_a &= \exp([\mathbf{A}_1 D_0 + \mathbf{A}_2 \Delta_{10}]T) \end{aligned} \quad (2-59)$$

En cuanto a la matriz de entrada linealizada, únicamente es necesario calcularla para la variable de estado  $x_2$ . A partir de (2-57):

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{B}}_d(2) &= \left. \frac{\partial x_2}{\partial d} \right|_{D_0, x_0} = \left( -1 - \left. \frac{\partial \Delta_{10}}{\partial d} \right|_{D_0, x_0} \right) a_3 T \exp(a_3(1-D_0-\Delta_{10})T) x_{a2} + \\ &+ \exp(a_3(1-D_0-\Delta_{10})T) \left. \frac{\partial x_{a2}}{\partial d} \right|_{D_0, x_0} \end{aligned} \quad (2-60)$$

Por otra parte, la derivada  $\left. \frac{\partial x_{a2}}{\partial d} \right|_{D_0, x_0}$  se corresponde con la derivada de la variable de estado  $x_2$  para la conducción continua, ya calculada en (2-40).

Al permanecer la variable  $x_1$  constante en conducción discontinua, y con valor nulo, únicamente se considerará la dinámica proporcionada por la tensión del condensador  $x_2$ . Por tanto, el modelo local obtenido para conducción discontinua es de primer orden.

## 2.5 MODELADO BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES

### 2.5.1 Modelos locales

La descomposición de sistemas de gran complejidad en modelos más simples con validez local, es una técnica que se está empleando con éxito en diferentes campos de la ciencia y de la ingeniería [Johansen 1997]. Si a esto se añade la facilidad de adecuación de este enfoque a la formulación en términos de lógica borrosa [Palm 1997], se tiene una técnica atractiva para su empleo en el modelado por técnicas borrosas de convertidores dc/dc. Cabe destacar en este sentido una propuesta previa de control adaptativo basada en puntos de trabajos múltiples en [Ng 1996].

El enfoque por modelos locales se basa en la descomposición del modelo general no lineal del sistema, que en este caso es el modelo discreto no lineal desarrollado en la sección 2.3, en un conjunto de modelos locales, cuya expresión ha sido obtenida en el epígrafe 2.4 particularizados para puntos de trabajo representativos.

El modelo general discreto, planteado en (2-21) se ha reformulado en (2-61), donde se muestra de forma explícita la dependencia respecto la carga  $R$ , el ciclo de trabajo  $d$  y la tensión de alimentación:

$$\mathbf{x}(k+1) = f(R, d)\mathbf{x}(k) + g(R, d)v_d(k) \quad (2-61)$$

Dado ahora un punto de trabajo  $P(V_o, R, V_d)$  determinado por:

- la tensión deseada a la salida  $V_o$ ,
- la resistencia de carga  $R$ ,
- la tensión de alimentación  $V_d$ ,

el modelo local linealizado en torno al punto de trabajo

$$\Delta\mathbf{x}(k+1) = \tilde{\mathbf{A}}_d \Delta\mathbf{x}(k) + \tilde{\mathbf{B}}_d \Delta d(k) \quad (2-62)$$

viene determinado por:

- $D_0$  ciclo de trabajo de equilibrio,
- $\mathbf{x}_0$  estado de equilibrio,

que pueden ser calculados de forma aproximada, según las relaciones estáticas vistas para el modelo de pequeña señal discreto.

### 2.5.2 Estimación del punto de equilibrio para un régimen de trabajo dado

Como se ha indicado en el epígrafe anterior, se va a plantear un modelo borroso basado en modelos locales. Esto hace necesario la estimación del punto de equilibrio  $\mathbf{x}_0$  a partir de las condiciones de trabajo  $P(V_o, R, V_d)$ , según la relación mostrada en (2-24), donde se tiene que

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_d &= f_1(D_o, R) \\ \mathbf{B}_d &= f_2(D_o, R) \end{aligned} \quad (2-63)$$

y a su vez

$$D_o = g(V_o) \quad (2-64)$$

siendo todas estas funciones no lineales y dependientes de la topología considerada.

La expresión (2-24) muestra que es necesario realizar una inversión de matrices para el cálculo de dicho punto de trabajo. La implementación de dicha operación en un sistema en tiempo real, supone habilitar algún método que permita la simplificación de dicho algoritmo, con tal de acelerar su cálculo. Generalmente, se opta por disponer de una tabla de actualización, con los valores de  $\mathbf{x}_0$  calculados previamente para ciertos puntos de trabajo y el empleo de un sistema de interpolación para el cálculo de valores intermedios. Con tal de uniformizar los sistemas de interpolación empleados en el algoritmo del sistema de procesamiento, puede optarse por una descripción borrosa basada en modelos locales. En el epígrafe siguiente se detalla la estructura propuesta, según este enfoque.

#### 2.5.2.1 Estimación borrosa del punto de trabajo

La expresión (2-65) muestra la base de reglas borrosas que se propone para la estimación del punto de equilibrio  $\hat{\mathbf{x}}_0$  y  $\hat{D}_0$  a partir de la selección de  $i = 1 \dots N$  modelos locales:

$$R^{(i)}: \text{ IF } v_o \text{ is } v_o^{(i)} \text{ AND } R \text{ is } R^{(i)} \text{ AND } V_d \text{ is } V_d^{(i)} \text{ THEN } \mathbf{x}_0 = \mathbf{x}_{0i}, d_0 = d_{0i} \quad (2-65)$$

La estructura se elige de tipo Sugeno, con funciones de pertenencia triangulares, y con método de inferencia ( $t$ -norma) dado por el producto

$$\mu_i(v_o, R, v_d) = \mu_i(v_o) * \mu_i(R) * \mu_i(v_d) \quad (2-66)$$

donde  $\mu_i(\bullet)$  es la función de pertenencia del conjunto  $i$  cada una de las entradas y  $\mu_i(v_o, R, v_d)$  es la función de pertenencia conjunta de la regla  $i$ .

Estas funciones de pertenencia son normalizadas para toda la base formada por  $N$  reglas, dando lugar a las *funciones base borrosas*:

$$\omega_i(v_o, R, v_d) = \frac{\mu_i(v_o, R, v_d)}{\sum_{i=1}^N \mu_i(v_o, R, v_d)} \rightarrow \sum_{i=1}^N \omega_i(v_o, R, v_d) = 1 \quad (2-67)$$

Aplicando ahora como método de desborrosificación el promediado de centros, se tiene que el punto de equilibrio estimado para el sistema viene dado por

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = \sum_{i=1}^N \omega_i(k) \mathbf{x}_{0i}; \quad \hat{D}_0 = \sum_{i=1}^N \omega_i(k) d_{0i} \quad (2-68)$$

### 2.5.3 Selección de los puntos de trabajo

La capacidad de aproximación del modelo borroso basado en modelos locales guarda gran dependencia con el número de puntos de trabajo, es decir, de modelos locales elegidos para describir el sistema, así como de una adecuada selección de dichos puntos. Esto es, los modelos locales deben ser capaces de "capturar" las no linealidades presentes en el modelo que se desea aproximar. Para dicha elección el proceso de diseño debe contar con dos procedimientos:

- Información cualitativa derivada de la experiencia y de modelos simplificados sobre los distintos regímenes de funcionamiento, y la dependencia del comportamiento de éstos con respecto al vector de parámetros que define los modelos locales.
- Alguna medida o cota de error que permita estimar el error máximo cometido en la estimación, y de este modo, diseñar algún algoritmo de búsqueda que favorezca la elección óptima de los puntos sistematizando y automatizando dicha elección.

En el caso de esta tesis, en el cual se trata de modelar el comportamiento de los convertidores conmutados, existe un primer parámetro que permite distinguir entre dos modos de funcionamiento: modo de conducción continua y discontinua. La frontera entre ambos modos está perfectamente definida, de manera que es posible realizar una partición brusca entre ambas regiones. Por otra parte, será necesario realizar una adecuada selección de los modelos locales dentro de cada una de estas regiones, de manera que aproximen con suficiente exactitud la dinámica del proceso.

#### 2.5.3.1 Transición entre regiones dinámicas

El convertidor dc/dc es un sistema de dinámica no lineal. A partir de su modelo discreto, aplicando la técnica de linealización, puede ser obtenido un modelo lineal aproximado de validez local en torno a un punto de trabajo. Por tanto, si se pretende describir el comportamiento global de dicho sistema a partir de la combinación de un número determinado de modelos locales, será necesario conocer cómo se modifica la dinámica local del sistema en función de los parámetros que determinan el régimen de funcionamiento en cada punto.

Una primera aproximación puede obtenerse a partir del análisis de la posición de los polos en bucle abierto, o valores propios de su matriz de estado linealizada, en función de los parámetros. Cabe recordar la expresión de dicha matriz de estado, que para el modo de conducción continua viene dada por

$$\tilde{\mathbf{A}}_d = \left. \frac{\partial F}{\partial \mathbf{x}} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} = \exp([\mathbf{A}_1 D_0 + \mathbf{A}_2 (1 - D_0)]T) \quad (2-69)$$

En el caso de conducción discontinua se tendrá

$$\tilde{\mathbf{A}}_d = \left. \frac{\partial F}{\partial \mathbf{x}} \right|_{D_0, \mathbf{x}_0} = \exp([\mathbf{A}_1 D_0 + \mathbf{A}_2 \Delta_{10} + \mathbf{A}_3 (1 - D_0 - \Delta_{10})]T) \quad (2-70)$$

Estas matrices guardan una dependencia distinta con los parámetros para cada topología. Por otra parte, existe una partición brusca entre la región de conducción continua y la región discontinua, y en cada una de ellas es necesario emplear modelos locales con distinta formulación. En la Fig. 2-1 se muestra esta partición, en función de la conductancia y del ciclo de trabajo, según la condición de frontera descrita en el Anexo I para cada topología. El hecho de elección de la conductancia en lugar de la resistencia de carga viene motivado por una dependencia más próxima a la lineal del proceso respecto a este primer parámetro, como puede ser verificado sin más que observar las relaciones planteadas en el anexo citado.

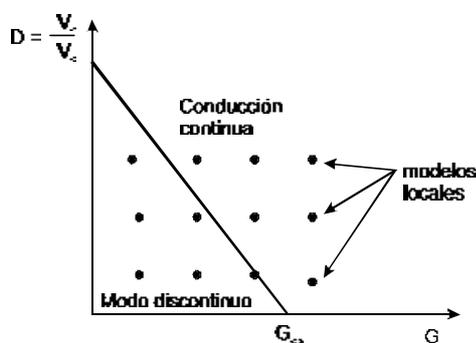


Fig. 2-1 Partición de las regiones continua y discontinua en un convertidor buck.

La transición de conducción continua a discontinua da lugar a una separación brusca, donde es preferible emplear una descripción del modelo en términos de lógica discreta binaria. Así puede definirse la variable discriminante  $\Gamma$ , para la que se definen dos conjuntos de tipo binario:  $\Gamma_1$ , que corresponde al régimen de conducción discontinua y  $\Gamma_2$ , que corresponde a la conducción continua. En la Fig. 2-2 se muestra dicha partición binaria.

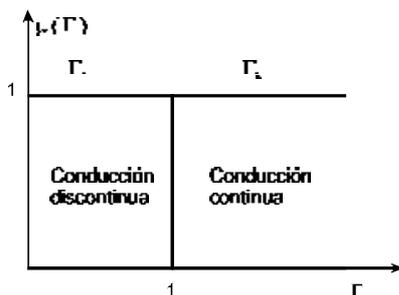


Fig. 2-2 Partición de la variable discriminante.

Por el contrario, dentro de cada región, será más adecuado emplear la lógica borrosa para realizar la descripción de su dinámica, al tratarse en este caso de transiciones graduales, tal y como se ha representado en la Fig. 2-1.

### 2.5.3.2 Modelo borroso basado en modelos locales

Partiendo de esta estructura, puede construirse un modelo general del sistema aproximado, constituido a partir los diferentes modelos locales, englobados en una base de reglas borrosa [Palm 1997] de tipo Takagi-Sugeno:

$$R^{(j)}: \text{ IF } \Gamma \text{ is } \Gamma^{(j)} \text{ AND } v_o \text{ is } v_o^{(j)} \text{ AND } R \text{ is } R^{(j)} \text{ AND } V_d \text{ is } V_d^{(j)} \text{ THEN} \quad (2-71)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta \mathbf{x}(k+1) &= \tilde{\mathbf{A}}_{dj} \Delta \mathbf{x}(k) + \tilde{\mathbf{B}}_{dj} \Delta d_j(k) \\ \Delta v_o(k) &= \tilde{\mathbf{C}}_{dj} \Delta \mathbf{x}(k) \end{aligned} \right\}$$

Por otra parte, el sistema resultante es calculado empleando las funciones base borrosas, ya vistas en (2-66) y (2-67), que dan lugar a un modelo global dado por

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \sum_{i=1}^N \omega_i(k) [\mathbf{A}_i(\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}_0) + \mathbf{B}_i(d(k) - \hat{D}_0) + \hat{\mathbf{x}}_0] \quad (2-72)$$

donde  $\hat{\mathbf{x}}_0$  y  $\hat{D}_0$  son las estimaciones borrosas de los puntos de equilibrio según

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = \sum_{i=1}^N \omega_i(k) \mathbf{x}_{0i}; \quad \hat{D}_0 = \sum_{i=1}^N \omega_i(k) d_{0i} \quad (2-73)$$

### 2.5.3.3 Método para la selección de los puntos de trabajo

Dentro de cada región o modo de funcionamiento, es necesario disponer de un conjunto de modelos locales situados adecuadamente, que nos definan de manera suficientemente exacta dicho comportamiento. Para ello, el método iterativo de selección que se propone emplear consiste en lo siguiente:

- en primer lugar se eligen los dos puntos de funcionamiento extremos, y se analiza el máximo error cometido por esta aproximación,
- si este error es mayor que la cota admisible, se introduce un nuevo punto de funcionamiento donde se cometa el error máximo, y se recalcula el error, En caso de que éste siga por encima de la cota, se repite el proceso.

Por medio de este procedimiento recursivo se tratará de obtener la descripción basada en modelos locales de menor dimensión posible que cumpla con las cotas de error establecidas.

A modo de ejemplo gráfico, se muestra a continuación cómo se realizaría esta aproximación en un sistema de interpolación borrosa de una función no lineal. En primer lugar, en la función  $f(x)$  se han tomado los dos puntos extremos  $x_1$  y  $x_2$  como modelos iniciales locales, de manera que en ambos puntos se aproxima la función a partir de la recta tangente que pasa por estos. Para puntos intermedios, se emplea una descripción borrosa basada en este caso en dos conjuntos, con funciones de pertenencia triangulares. La función estimada  $\hat{f}(x)$  en cada punto se obtiene por la combinación borrosa de dichas funciones lineales. En la Fig. 2-3 se han trazado ambas funciones, así como el error de aproximación, estando el máximo  $e_{\max}$  situado en el punto  $x = 4$ . Este punto es

tomado como un nuevo modelo local, de manera que ahora se dispone de tres puntos, tal y como se muestra en la figura izquierda de la Fig. 2-4. En la figura derecha se ha repetido la operación, teniéndose ahora cuatro modelos locales. En la Fig. 2-5 se muestra la aproximación para cinco y seis modelos locales. Como puede verse, el error máximo disminuye de forma drástica conforme los puntos atrapan progresivamente las no linealidades sobre la base de los puntos donde se produce el máximo error.

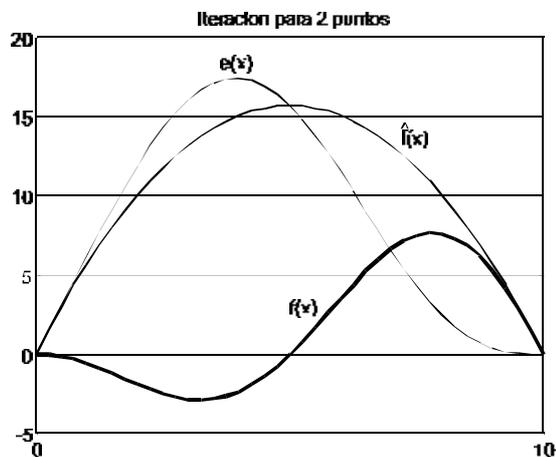


Fig. 2-3 Función no lineal aproximada por dos modelos locales.

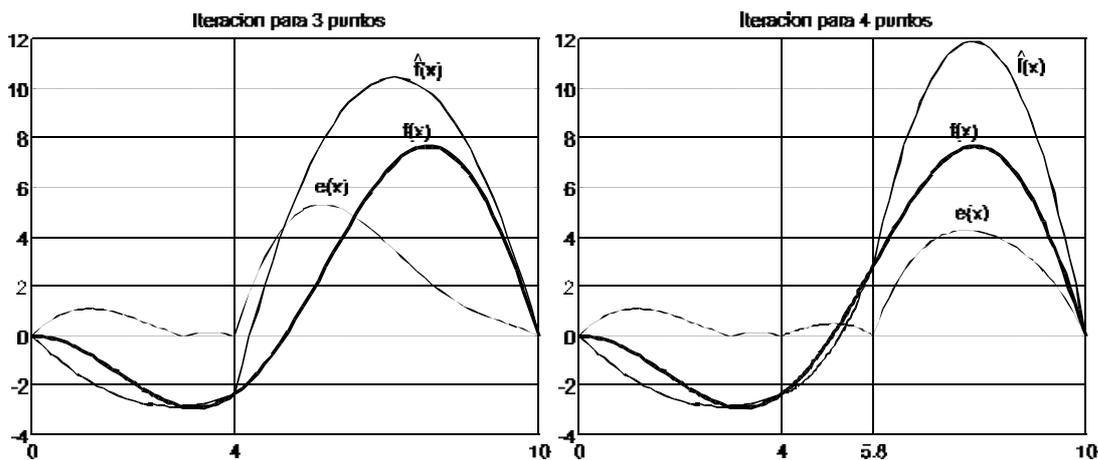


Fig. 2-4 Función no lineal aproximada por tres y cuatro modelos locales.

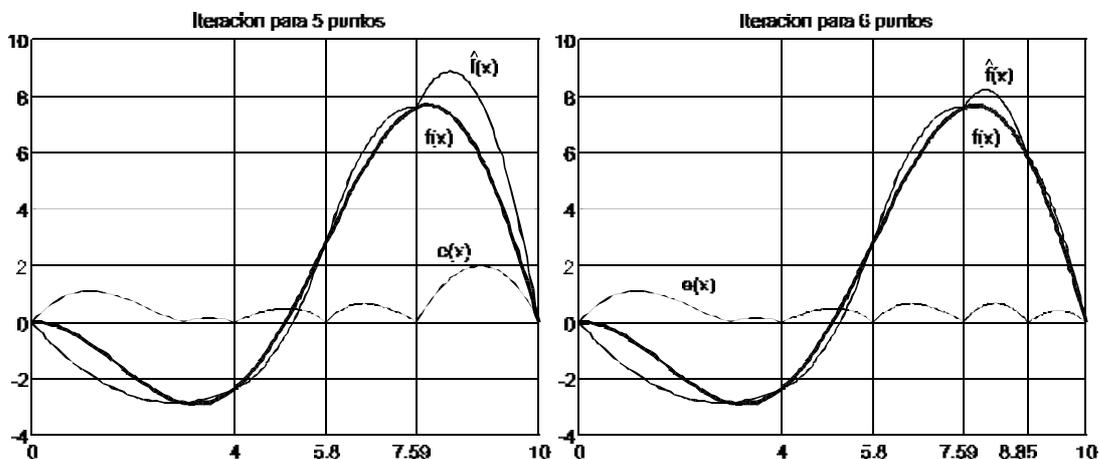


Fig. 2-5 Función no lineal aproximada por cinco y seis modelos locales.

Este método puede ser aplicado de la misma forma cuando se trata de realizar una aproximación de un modelo dinámico. En este caso, será necesario definir un índice de error y detectar dónde se produce el máximo de éste en la aproximación. Para ello, se considera de nuevo la expresión del modelo no lineal discreto que define el comportamiento del convertidor, mostrada en (2-61) y la del modelo local linealizado en torno al punto de trabajo según (2-62) que puede ser expresada en función de la variable de estado  $\mathbf{x}$  en el instante  $k+1$ :

$$\mathbf{x}(k+1) = \tilde{\mathbf{A}}_d(\mathbf{x}(k) - \mathbf{x}_0) + \tilde{\mathbf{B}}_d(d(k) - D_0) + \mathbf{x}_0 \quad (2-74)$$

en esta última expresión puede distinguirse un término constante, que denominaremos  $\Delta\mathbf{x}_0$  y que representa el desplazamiento en los ejes del espacio de estados con tal de situar éste en el punto de trabajo

$$\mathbf{x}(k+1) = \tilde{\mathbf{A}}_d\mathbf{x}(k) + \tilde{\mathbf{B}}_d d(k) + \mathbf{x}_0 - \tilde{\mathbf{A}}_d\mathbf{x}_0 - \tilde{\mathbf{B}}_d D_0 = \tilde{\mathbf{A}}_d\mathbf{x}(k) + \tilde{\mathbf{B}}_d d(k) + \Delta\mathbf{x}_0 \quad (2-75)$$

Por otra parte, en dicho punto de trabajo, la estimación que proporciona el sistema borroso basado en modelos locales viene dada por la expresión vista en (2-72). Definiendo a partir de ésta las estimaciones de las matrices de estado:

$$\hat{\mathbf{A}} = \sum_{i=1}^N \omega_i(k)\mathbf{A}_i; \quad \hat{\mathbf{B}} = \sum_{i=1}^N \omega_i(k)\mathbf{B}_i \quad (2-76)$$

el modelo borroso (2-72) puede ser expresado de un modo similar al linealizado en (2-75):

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{x}(k) + \hat{\mathbf{B}}d(k) + \hat{\mathbf{x}}_0 - \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}}_0 - \hat{\mathbf{B}}\hat{D}_0 = \hat{\mathbf{A}}\mathbf{x}(k) + \hat{\mathbf{B}}d(k) + \Delta\hat{\mathbf{x}}_0 \quad (2-77)$$

siendo en este caso  $\Delta\hat{\mathbf{x}}_0$  el desplazamiento en los ejes del espacio de estados del modelo borroso.

La diferencia entre el estado  $\mathbf{x}(k+1)$  y su estimación borrosa  $\hat{\mathbf{x}}(k+1)$  proporcionará una estimación del error cometido en torno al punto de trabajo:

$$\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}(k+1) = (\tilde{\mathbf{A}}_d - \hat{\mathbf{A}})\mathbf{x}(k) + (\tilde{\mathbf{B}}_d - \hat{\mathbf{B}})d(k) + \Delta\mathbf{x}_0 - \Delta\hat{\mathbf{x}}_0 \quad (2-78)$$

Sobre dicho error se aplica la norma euclídea con tal de obtener un índice de error. A partir de las propiedades de dicha norma, se tiene la siguiente desigualdad:

$$\|\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}(k+1)\| \leq \|\tilde{\mathbf{A}}_d - \hat{\mathbf{A}}\| \|\mathbf{x}(k)\| + \|\tilde{\mathbf{B}}_d - \hat{\mathbf{B}}\| \|d(k)\| + \|\Delta\mathbf{x}_0 - \Delta\hat{\mathbf{x}}_0\| \quad (2-79)$$

donde la norma aplicada sobre las matrices  $\|\tilde{\mathbf{A}}_d - \hat{\mathbf{A}}\|$  y  $\|\tilde{\mathbf{B}}_d - \hat{\mathbf{B}}\|$  es la norma euclídea inducida o norma espectral [Zhou 1996].

El índice propuesto depende por tanto del estado  $\mathbf{x}(k)$  y del ciclo de trabajo  $d(k)$ . Sin embargo, se tiene que este último está acotado, ya que siempre varía en el intervalo  $[0,1]$ , de manera que

$$\|d(k)\| \leq 1 \quad (2-80)$$

Por otra parte, los modelos linealizados que se están comparando suponen que el sistema evoluciona en torno al punto de equilibrio  $\mathbf{x}_0$ , de manera que se realiza la aproximación

$$\|\mathbf{x}(k)\| \approx \|\mathbf{x}_0\| \quad (2-81)$$

Expresando por tanto el índice (2-79) de manera adimensional, y según las aproximaciones anteriores (2-80) y (2-81), se tendrá

$$\frac{\|\mathbf{x}(k+1) - \hat{\mathbf{x}}(k+1)\|}{\|\mathbf{x}_0\|} \leq \|\tilde{\mathbf{A}}_d - \hat{\mathbf{A}}\| + \frac{\|\tilde{\mathbf{B}}_d - \hat{\mathbf{B}}\| + \|\Delta\mathbf{x}_0 - \Delta\hat{\mathbf{x}}_0\|}{\|\mathbf{x}_0\|} \quad (2-82)$$

Esta última expresión se toma como índice de error en la aproximación del modelo borroso discreto al linealizado en torno al punto de equilibrio para el régimen de trabajo dado:

$$\gamma = \|\tilde{\mathbf{A}}_d - \hat{\mathbf{A}}\| + \frac{\|\tilde{\mathbf{B}}_d - \hat{\mathbf{B}}\| + \|\Delta\mathbf{x}_0 - \Delta\hat{\mathbf{x}}_0\|}{\|\mathbf{x}_0\|} \quad (2-83)$$

El método para la elección de los modelos locales será el descrito anteriormente, si bien ahora el espacio de parámetros que determina dichos modelos es  $n$ -dimensional (en concreto de dimensión 3 para el caso considerado), y dada su mayor complejidad, será de ayuda complementar este diseño con otros conocimientos a priori a través del modelo general no lineal, y a partir de otros simplificados.

## 2.6 CONCLUSIONES

En el presente capítulo se han planteado varias formas de modelar del comportamiento de un convertidor conmutado. Partiendo de un modelo exacto general no lineal, se ha llegado hasta un modelo borroso aproximado basado en modelos locales.

En primer lugar, se ha planteado el modelo de estado general no lineal que describe el comportamiento del convertidor conmutado para cualquier régimen de trabajo, en términos de un sistema híbrido cuya formulación se halla en (2-1).

A partir de éste se han mostrado algunos de los modelos de pequeña señal continuos empleados generalmente en la práctica, como son el de promediado de estado, válido para conducción continua, y el basado en la obtención de un equivalente de pequeña señal para el conmutador. Su sencillez los ha popularizado para el análisis y diseño de sistemas de control lineal.

Sin embargo, dado el funcionamiento conmutado de frecuencia fija del convertidor, puede ser más adecuado, como han señalado algunos autores, plantear el modelo general discreto. Éste puede obtenerse por integración de la ecuación de estado en un ciclo de conmutación, llegándose a la expresión (2-21). La ventaja de éste frente al

modelo continuo, radica en que ahora se tiene una expresión de su comportamiento en términos de un modelo de estado lineal de coeficientes variables, de mayor sencillez de tratamiento que el modelo híbrido.

Ahora bien, el control sobre el sistema se ejerce a partir de la modulación del ciclo de trabajo de conducción en cada ciclo. Esto implica que en cada ciclo el control se ejerce sobre las matrices de estado del modelo discreto obtenidas por integración. La señal considerada como entrada en este modelo, que es la tensión rectificadora de red, para el planteamiento de esta tesis se va a considerar no controlada, fluctuando de forma libre en torno a su valor nominal.

Por inspección de las expresiones obtenidas por integración, se observa que el sistema presenta una dependencia no lineal frente a la señal de control. De ahí que sea adecuado, partiendo de este modelo general discreto, obtener modelos aproximados de validez local, como el mostrado en (2-31), por medio de la linealización entrada-salida de éste en puntos de trabajo. Estos modelos locales pueden obtenerse de forma sistemática, dado que es posible obtener una expresión general de sus parámetros en función del punto de trabajo. En el epígrafe 2.4 es derivada dicha expresión general, que en el caso de conducción continua, resulta de mayor simplicidad.

Como principal aportación original, se ha propuesto en el epígrafe 2.5 un modelo general del convertidor conmutado a partir de un conjunto de modelos locales y de una base de reglas borrosas que se encargan de estimar el régimen de trabajo. La ventaja de este modelo frente a los anteriores es que se trata de un modelo de gran simplicidad desde un punto de vista computacional, ya que se basa en modelos discretos lineales, englobados por medio de una base de reglas borrosas. Sin embargo, a pesar de su simplicidad, resulta un modelo de gran exactitud, como consecuencia de la capacidad de generalización obtenida por el sistema borroso.

Para lograr la mayor exactitud posible en el modelo, es un factor crítico la elección del conjunto de modelos locales que, sin aumentar excesivamente la dimensión del sistema borroso, permita incorporar la máxima información posible sobre la dinámica del convertidor conmutado. Para ello, se aporta con validez general una técnica de selección de los modelos locales más representativos por medio de un algoritmo de búsqueda que trata de reducir un índice de coste de error en la estimación propuesto en (2-83).

En conclusión, en este capítulo se ha proporcionado una técnica general para la obtención de un modelo borroso basado en modelos locales de un convertidor conmutado. A partir de éste, en el próximo capítulo se plantea una técnica de control de dicho modelo basada en dicha descripción.



## Capítulo 3.

# CONTROL BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES DE CONVERTIDORES DC/DC

Se presenta en este capítulo una propuesta de control de convertidores conmutados basada en el diseño de múltiples leyes locales para distintos puntos de trabajo, englobadas en un sistema borroso que modele el comportamiento del convertidor a partir de dichos modelos locales.

### 3.1 INTRODUCCIÓN

Se propone en este capítulo el empleo de técnicas de la lógica borrosa como elemento supervisor encargado de realizar la selección de la combinación entre distintas leyes de control diseñadas para varios modelos locales en un convertidor conmutado.

La estructura de este control se muestra en la Fig. 3-1. Aplicando un control por realimentación de estado, el sistema borroso se encarga de estimar tanto el estado de equilibrio, donde se desea situar el sistema, como el ciclo de trabajo correspondiente a éste. Por otra parte, el sistema borroso selecciona la ganancia de realimentación más adecuada para lograr un control con una dinámica apropiada. Esta selección se realiza por medio de una base de reglas donde se han definido un conjunto de leyes locales para distintos puntos de trabajo representativos a partir de los modelos locales que definen el comportamiento del sistema en cada uno de estos puntos.

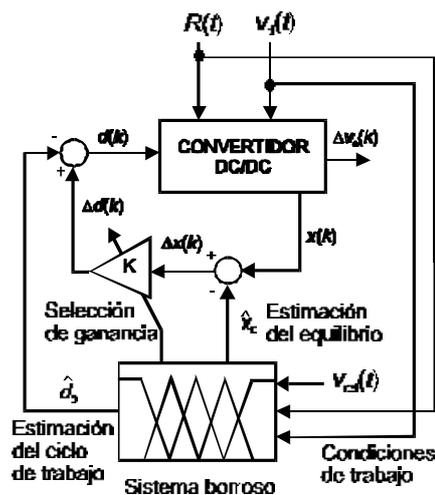


Fig. 3-1 Estructura del control indirecto borroso.

En el epígrafe 3.2 se detalla el control por realimentación de estado propuesto para cada modelo local. El epígrafe 3.3 estudia la estructura conjunta del regulador

borroso, y en el 3.4 se analiza la estabilidad del sistema resultante. El epígrafe 3.5 propone alternativas para la implementación del controlador propuesto.

## 3.2 CONTROL LOCAL ÓPTIMO CUADRÁTICO CON ACCIÓN INTEGRAL SUPERVISORA

### 3.2.1 Control LQR en torno al estado de equilibrio $x_0$

Cada modelo local debe contar con una acción de control que sea capaz de llevar el estado hacia su punto de equilibrio  $x_0(P)$  cuando el sistema se halle en el punto de trabajo representativo de dicho modelo  $P(V_o, R, V_d)$ , cumpliendo a su vez con unas especificaciones dinámicas dadas. Esto puede lograrse a través del adecuado diseño de una ley de control lineal sobre dicho modelo local linealizado discreto.

La técnica de control por realimentación de estado permite ejercer un control completo sobre la dinámica del sistema siempre que se halle asegurada su controlabilidad y observabilidad. Si se cumple dicho requisito, los polos del sistema pueden ser ubicados en cualquier posición deseada. En la Fig. 3-2 se muestra el diagrama de bloques de este control, donde todas las variables son de tipo incremental respecto a su valor en el punto de trabajo

$$\left. \begin{aligned} \Delta x(k) &= x(k) - x_0 \\ \Delta d(k) &= d(k) - D_0 \\ \Delta v_o(k) &= v_o(k) - V_0 \end{aligned} \right\} \quad (3-1)$$

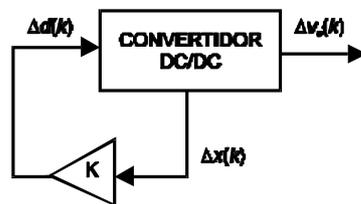


Fig. 3-2 Control local por realimentación de estado.

La ley de control viene por tanto dada por

$$\Delta d(k) = \mathbf{K} \Delta x(k) \quad (3-2)$$

El vector de ganancias de realimentación  $\mathbf{K}$  debe ser ajustado de manera que el sistema en su conjunto cumpla con las especificaciones requeridas. Para ello, la técnica de diseño por ubicación de polos [Ogata 1996] obtiene dichas ganancias a partir de una posición dada de los polos del sistema en cadena cerrada. Para este caso es factible emplear esta técnica, pero presenta como inconveniente que la elección de la posición de los polos de forma arbitraria puede dar lugar a valores de ganancia demasiado altos que saturarían la acción de control  $\Delta d(k)$ .

Por ello, frente a esta técnica de ajuste, es preferible optar por el control óptimo cuadrático (LQR) [Dorato 1995], en el cual es posible limitar dicha acción a partir de un índice de coste cuadrático  $J$  con el que se da un peso tanto al error en el estado como a la

acción de control, que es posible definir para el modelo local discreto, con tiempo de muestreo dado por el periodo de conmutación  $T$ :

$$J = \sum_{k=0}^N [\Delta \mathbf{x}'(k) \mathbf{Q} \Delta \mathbf{x}(k) + \Delta d'(k) \mathbf{R} \Delta d(k)] \quad (3-3)$$

Por optimización de dicho índice puede ser ajustada la ganancia  $\mathbf{K}$  de realimentación para cada modelo.

### 3.2.2 Acción integral supervisora

El estado  $\mathbf{x}_0$  de equilibrio es estimado por la base de reglas borrosas a partir de las relaciones estáticas nominales en los puntos de trabajo. Esto implica que, aún cuando se diseñe un control cuadrático óptimo con un comportamiento dinámico adecuado, el sistema puede ser llevado finalmente a un estado de equilibrio que no se corresponda con el necesario para la tensión nominal requerida de salida  $V_o$ . Es por ello que se necesita establecer un lazo de realimentación adicional que elimine el error en régimen permanente. Cabe esperar que dicho error sea pequeño una vez haya transcurrido el régimen transitorio, ya que el error de estimación se habrá tratado de hacer mínimo en la fase previa de selección de los puntos de trabajo que constituyen la base de reglas.

Para resolver el problema del error en régimen permanente en un control por realimentación de estado, generalmente se recurre al aumento del orden del sistema mediante la adición de un polo en el origen en cadena abierta que proporciona un lazo de control integral puro de la salida. De este modo, se logra un seguimiento de la salida respecto de la entrada. La principal desventaja que presenta la introducción de este nuevo estado debido a la acción integral es que puede llevar a un comportamiento más inestable u oscilatorio de la salida.

De este modo ahora la acción de control vendrá dada por

$$\Delta d(k) = \Psi(\Delta v_o(k)) - \mathbf{K}_2 \Delta \mathbf{x}(k) \quad (3-4)$$

donde  $\Psi(\Delta v_o(k))$  es la acción integral, tal y como se muestra en la Fig. 3-3.

En este caso, no es necesario disponer de la acción integral actuando en todo momento, sino sólo cuando el sistema esté alcanzando el régimen permanente, y por tanto, el error sea ya suficientemente pequeño. De esta forma, se evita que ésta actúe durante los ciclos transitorios, donde su acción puede ser perjudicial para el comportamiento global del sistema debido a la generación de excesivas oscilaciones. Se trata, por tanto, de una acción integral con función supervisora. Este planteamiento ha sido realizado también por otros autores como [Wang 1993a] o [Vidal-Iriarte 1996, 1997].

Así, posibles formulaciones de esta acción integral son:

$$\Psi(\Delta v_o(k)) = \begin{cases} |\Delta v_o(k)| > \varepsilon & 0 \\ |\Delta v_o(k)| < \varepsilon & K_1 \Delta v_o(k) \end{cases} \quad (3-5)$$

$$\Psi(\Delta v_o(k)) = \begin{cases} |\Delta^2 v_o(k)| > \varepsilon & 0 \\ |\Delta^2 v_o(k)| < \varepsilon & K_1 \Delta v_o(k) \end{cases}$$

En el primer caso se verifica que el sistema se halla próximo al régimen permanente, porque el error es ya menor de un cierto valor de umbral  $\varepsilon$ . En el segundo caso, esto se verifica observando que la variación en el error es ya menor del umbral. Para asegurar el buen funcionamiento en todos los casos de la acción de control, se puede formular ésta como una combinación de ambas condiciones.

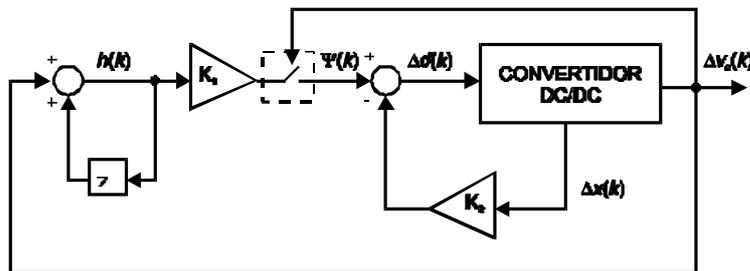


Fig. 3-3 Control por realimentación de estado con acción integral supervisora.

Aunque la acción integral no se haga actuar en todo instante de tiempo, el ajuste de la ganancia integral  $K_1$  para cada modelo local puede calcularse empleando la técnica del control cuadrático, donde ahora se añade un nuevo estado, procedente del integrador

$$J = \sum_{k=0}^N [\xi'(k) \mathbf{Q} \xi(k) + \Delta d'(k) \mathbf{R} \Delta d(k)] \quad (3-6)$$

$$\xi = \begin{bmatrix} \Delta \mathbf{x} \\ h \end{bmatrix}$$

### 3.2.3 Observador de estado

En los epígrafes anteriores se ha tratado sobre una propuesta de control local de un convertidor dc/dc por medio de control lineal cuadrático que se basa en la realimentación del estado del sistema. Este control sólo será posible realizarlo si el sistema es observable, es decir si es posible conocer el estado del sistema a partir de señales medibles. Las señales que pueden ser fácilmente medidas en el circuito son la tensión y la corriente en la carga. A partir de estas señales es posible por una transformación lineal obtener las variables de estado correspondientes a la corriente en la bobina y la tensión en el condensador. Esta operación es conocida como observador de estado, que en este caso resulta de gran simplicidad por el hecho de que se disponen de tantas medidas desacopladas como estados internos tiene el sistema. Si sólo se dispusiera de una de ellas, la tensión en la carga, por ejemplo, sería necesario realizar una estimación dinámica a través del diseño adecuado de un observador de estado que trate de minimizar el error en dicha estimación. En ese caso, es necesario asegurar la estabilidad del observador de estado [Ma 1998].

### 3.3 REGULADOR BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES

Una vez se han establecido un conjunto de modelos locales en el punto de trabajo  $P(V_o, R, V_d)$  con su correspondiente estado de equilibrio

$$\left. \begin{aligned} \Delta \mathbf{x}(k+1) &= \tilde{\mathbf{A}}_{di} \Delta \mathbf{x}_i(k) + \tilde{\mathbf{B}}_{di} \Delta d_i(k) \\ \Delta v_o(k) &= \tilde{\mathbf{C}}_{di} \Delta \mathbf{x}(k) \end{aligned} \right\} \quad (3-7)$$

y para cada uno de los cuales se ha diseñado una ley de control con validez local

$$\Delta d_i(k) = -\mathbf{K}_{2i} \Delta \mathbf{x}(k) \quad (3-8)$$

se va a plantear ahora la estructura que permitirá extender estos controles locales a un control global. Como se ha descrito en epígrafes anteriores, la lógica borrosa proporciona un medio adecuado para sistematizar dicha generalización desde el control en puntos aislados hasta un control global que tenga validez para todo el rango de operación del sistema. En primer lugar, es necesario conocer qué parámetros van a determinar el punto de operación del sistema. Como ya se vio en el epígrafe 2.5, éste viene determinado en el convertidor conmutado por un total de tres:

- la tensión deseada a la salida  $V_o$ ,
- la resistencia de carga  $R$ ,
- la tensión de alimentación  $V_d$ .

A partir de estos, puede construirse un modelo general del sistema, constituido por los diferentes modelos locales, englobados en una base de reglas borrosa [Palm 1997] de tipo Takagi-Sugeno, similar a la ya empleado para el modelado en el epígrafe 2.5.2:

$$\left. \begin{aligned} R^j: \text{ IF } \Gamma \text{ is } \Gamma^j \text{ AND } v_o \text{ is } v_o^j \text{ AND } R \text{ is } R^j \text{ AND } V_d \text{ is } V_d^j \text{ THEN} \\ \Delta \mathbf{x}(k+1) &= \tilde{\mathbf{A}}_{dj} \Delta \mathbf{x}(k) + \tilde{\mathbf{B}}_{dj} \Delta d_j(k) \\ \Delta v_o(k) &= \tilde{\mathbf{C}}_{dj} \Delta \mathbf{x}(k) \end{aligned} \right\} \quad (3-9)$$

El modelo con la estructura (3-9) que mejor describe el comportamiento del convertidor precisa del término adicional  $\Gamma$  discriminante, que determina si el sistema se halla en conducción continua o discontinua.

La ley de control puede ser definida del mismo modo a partir de una base de reglas de tipo

$$\left. \begin{aligned} R^i: \text{ IF } \Gamma \text{ is } \Gamma^i \text{ AND } v_o \text{ is } v_o^i \text{ AND } R \text{ is } R^i \text{ AND } V_d \text{ is } V_d^i \text{ THEN} \\ \Delta d_i(k) &= -\mathbf{K}_{2i} \Delta \mathbf{x}(k) = -\mathbf{K}_{2i} (\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}_0) \end{aligned} \right\} \quad (3-10)$$

donde cada regla  $R^i$  representa un modelo local y  $\Psi_i(\Delta v_{oi}(k))$  es la acción integral supervisora definida en (3-5).

La capacidad de generalización de este controlador viene determinada tanto por la estructura del sistema borroso como por su adecuación como aproximador del sistema estudiado. En primer lugar, es necesario determinar las funciones de pertenencia de los conjuntos de entrada. Si no se tiene en cuenta la acción supervisora, que sólo actúa cuando el sistema se halla próximo al régimen permanente, el control empleado es una realimentación de estado como la mostrada en la Fig. 3-2, donde éste trata de devolver el sistema a su estado de equilibrio  $\hat{\mathbf{x}}_0$  estimado, según las relaciones vistas en (2-65) y (2-68).

La ley de control conjunta se obtiene aplicando al sistema borroso anterior la desborrosificación por promediado de los centros, que equivale a la suma de las diferentes leyes de control locales mostradas en (3-8) ponderadas por las funciones base borrosas formuladas en (2-67):

$$\begin{aligned} \Delta d(k) &= \Psi(\Delta v_o(k)) + \sum_{i=1}^N \omega_i(v_o(k), R(k), v_d(k)) \Delta d_i(k) = \\ &= \Psi(\Delta v_o(k)) - \sum_{i=1}^N \omega_i(v_o(k), R(k), v_d(k)) \mathbf{K}_{2i} \Delta \mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (3-11)$$

Así, el ciclo de trabajo, es calculado en cada paso según la expresión

$$\begin{aligned} d(k) &= \Psi(\Delta v_o(k)) + \sum_{i=1}^N \omega_i(k) (\Delta d_i(k) + d_{0i}) = \\ &= \hat{d}_0 + \Psi(\Delta v_o(k)) - \sum_{i=1}^N \omega_i(k) \mathbf{K}_{2i} \Delta \mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (3-12)$$

### 3.4 ESTABILIDAD DEL REGULADOR BORROSO POR MODELOS LOCALES

Es necesario verificar la estabilidad global del sistema regulado propuesto en (3-12). En un regulador borroso por modelos locales, la estabilidad no sólo debe ser asegurada al diseñar cada uno de las leyes de control local, si no que ésta también debe ser asegurada para el comportamiento global del sistema, ya que, como muestra [Tanaka 1992] por medio de un contraejemplo, es posible que un sistema constituido por varios modelos locales estables, sea de forma global inestable.

En este sentido, existe un conjunto de trabajos que, desde diferentes enfoques, tratan el problema del análisis de la estabilidad en el control por modelos locales. [Palm 1997] plantea un control borroso en el cual todos los reguladores locales son diseñados por asignación de polos, de manera que la cadena cerrada de todos ellos presenta la misma configuración de polos. Esto le permite plantear el sistema en cadena cerrada como un sistema lineal sometido a perturbaciones lineales. Así, es posible tratar este problema desde el punto de vista del control robusto [Zhou 1987]. Este mismo enfoque

de análisis de robustez es planteado por [Zhao 1997]. Otro tratamiento alternativo se basa en el análisis en el plano de fase [Albertos 1998].

Combinando el modelo formulado en términos de modelos locales según (2-72) y la ley de control calculada por el regulador borroso, según (3-11), sin considerar la acción integral, se tiene un modelo de lazo cerrado dado por

$$\mathbf{x}(k+1) = \sum_{i=1}^N \omega_i(k) \left[ \mathbf{A}_i (\mathbf{x}(k) - \mathbf{x}_0) + \mathbf{B}_i \sum_{j=1}^N \omega_j(k) \left[ \mathbf{K}_j (\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}_0) + \hat{d}_0 - d_0 \right] + \mathbf{x}_0 \right] \quad (3-13)$$

Asumiendo la concordancia entre el ciclo de trabajo estimado y el real, la relación anterior puede ser expresada también como

$$\mathbf{x}(k+1) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \omega_i(k) \left[ \mathbf{A}_i + \omega_j(k) \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j \right] (\mathbf{x}(k) - \hat{\mathbf{x}}_0) + \mathbf{x}_0 \quad (3-14)$$

En esta última expresión, puede distinguirse un término que da el punto de equilibrio  $\mathbf{x}_0$  estimado para el punto de trabajo. A diferencia de la estimación realizada en el epígrafe 2.5.2, aquí el sistema borroso empleado es el ya visto en (2-71), es decir, incluyendo la función discriminante entre conducción continua y discontinua. Para este modelo, la estimación del punto de equilibrio sigue siendo válida, ya que sigue manteniéndose la linealidad en dicha estimación.

$$\hat{\mathbf{x}}_0 = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \omega_i(k) \omega_j(k) \mathbf{x}_{0i} = \sum_{i=1}^N \omega_i(k) \mathbf{x}_{0i} \quad (3-15)$$

Por tanto, la ecuación (3-14) puede ser expresada en términos de desviación de dinámica de desviación del estado respecto a su punto de equilibrio (3-15):

$$\Delta \mathbf{x}(k+1) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \omega_i(k) \left[ \mathbf{A}_i + \omega_j(k) \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j \right] \Delta \mathbf{x}_i(k) \quad (3-16)$$

Sobre esta última ecuación puede ahora aplicarse el análisis de estabilidad de Liapunov, de manera que se asegure la estabilidad global local. De este modo, y a partir de los trabajos de [Zhao 1997] y [Tanaka 1992, 1994], es posible establecer una condición de estabilidad para este sistema discreto que se halla enunciada en el teorema mostrado a continuación.

### **Teorema**

El sistema discreto expresado en (3-16) es globalmente asintóticamente estable si existe una matriz común definida positiva  $\mathbf{P}$  tal que verifique la ecuación discreta de Liapunov para todos los modelos locales dada por la desigualdad matricial lineal (LMI)

$$(\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i)^T \mathbf{P} (\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i) - \mathbf{P} < 0 \quad (3-17)$$

verificando dicha matriz  $\mathbf{P}$  al mismo tiempo la LMI para todos los pares combinados de modelos locales

$$\left( \frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j + \mathbf{A}_j + \mathbf{B}_j \mathbf{K}_i}{2} \right)^T \mathbf{P} \left( \frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j + \mathbf{A}_j + \mathbf{B}_j \mathbf{K}_i}{2} \right) - \mathbf{P} < 0 \quad (3-18)$$

### Demostración

El sistema borroso mostrado en (3-16), puede ser expresado sin pérdida de generalidad, según (2-67) como

$$\Delta \mathbf{x}(k+1) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \omega_i(k) \omega_j(k) (\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j) \Delta \mathbf{x}(k) \quad (3-19)$$

Definiendo la matriz

$$\mathbf{G}_{ij} = \mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j \quad (3-20)$$

Éste puede ser expresado también como

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x}(k+1) &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \omega_i(k) \omega_j(k) \mathbf{G}_{ij} \Delta \mathbf{x}(k) = \\ &= \sum_{i=1}^N \omega_i(k) \omega_i(k) \mathbf{G}_{ii} \Delta \mathbf{x}(k) + 2 \sum_{i < j}^N \omega_i(k) \omega_j(k) \frac{\mathbf{G}_{ij} + \mathbf{G}_{ji}}{2} \Delta \mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (3-21)$$

Definiendo ahora una nueva matriz

$$\mathbf{H}_{ij} = \frac{\mathbf{G}_{ij} + \mathbf{G}_{ji}}{2} \quad (3-22)$$

La ecuación (3-21) puede ser reescrita como

$$\Delta \mathbf{x}(k+1) = \sum_{i \leq j}^N \omega_i(k) \omega_j(k) \mathbf{H}_{ij} \Delta \mathbf{x}(k) \quad (3-23)$$

Para que este sistema sea globalmente asintóticamente estable, es necesario según [Tanaka 1992] que exista una matriz común  $\mathbf{P}$  definida positiva tal que verifique la ecuación discreta de Liapunov:

$$\mathbf{H}_{ij}^T \mathbf{P} \mathbf{H}_{ij} - \mathbf{P} < 0 \quad \forall i, j \in \{1, \dots, N\} \quad (3-24)$$

Acudiendo a la definición de la matriz  $\mathbf{H}_{ij}$  en (3-22), y considerando los casos  $i=j$  y  $i < j$ , se obtienen las condiciones (3-17) y (3-18) respectivamente.

□

Para realizar la prueba de estabilidad indicada, es necesario emplear algún algoritmo iterativo de búsqueda de la matriz  $\mathbf{P}$ . A continuación se indica el algoritmo propuesto, adaptado de [Tanaka 1992]:

### Algoritmo

1º *passo*: Se debe obtener una matriz positiva definida  $\mathbf{P}$  tal que verifique

$$(\mathbf{A}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1)^T \mathbf{P} (\mathbf{A}_1 + \mathbf{B}_1 \mathbf{K}_1) - \mathbf{P} < 0 \quad (3-25)$$

Un modo de obtener  $\mathbf{P}$  es por medio de la resolución numérica de la ecuación discreta de Liapunov

$$\mathbf{H}^T \mathbf{P} \mathbf{H} - \mathbf{P} = -\mathbf{C} \quad (3-26)$$

donde  $\mathbf{C}$  debe escogerse como una matriz definida positiva

2º *passo*: Verificar que  $\mathbf{P}$  cumple con

$$(\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i)^T \mathbf{P} (\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i) - \mathbf{P} < 0 \quad (3-27)$$

donde  $i = 1, 2, \dots, N$ . En caso contrario, repetir 1º paso, escogiendo otra matriz  $\mathbf{C}$ .

3º *passo*: Verificar que  $\mathbf{P}$  cumple con

$$\left( \frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j + \mathbf{A}_j + \mathbf{B}_j \mathbf{K}_i}{2} \right)^T \mathbf{P} \left( \frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j + \mathbf{A}_j + \mathbf{B}_j \mathbf{K}_i}{2} \right) - \mathbf{P} < 0 \quad (3-28)$$

donde  $i = 1, 2, \dots, N$  y  $j = 1, 2, \dots, N$ . En caso contrario, volver al 1º paso, escogiendo otra matriz  $\mathbf{C}$ .

El sistema será estable si en todos los casos  $\mathbf{P}$  verifica las desigualdades (3-27) y (3-28).

□

Hay que hacer notar que esta condición se basa en la búsqueda de una función de Liapunov global para el sistema. Sin embargo, la inexistencia de ésta no implica la inestabilidad, como muestra [Johansson 1998] con un ejemplo. Este autor propone una condición menos estricta basado en funciones de Liapunov a tramos.

## **3.5 IMPLEMENTACIÓN DEL REGULADOR BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES**

El controlador borroso basado en modelos locales propuesto en los epígrafes anteriores sólo será de utilidad si puede ser implementado de forma sencilla y económica en un convertidor dc/dc de potencia. Dicho regulador debe ser capaz de calcular en tiempo real la ley de control

$$\Delta d(k) = \sum_{i=1}^N \omega_i(k) [\Psi_i(\Delta v_{oi}(k)) - \mathbf{K}_{2i} \Delta \mathbf{x}_i(k)] \quad (3-29)$$

entendiendo por tiempo real que ésta debe estar disponible al inicio de cada ciclo de conmutación  $T$ . Por tanto, aquí el parámetro crítico va a ser dicho tiempo de ciclo, que, como ya es conocido, en un convertidor conmutado es muy reducido, con unas frecuencias de conmutación del orden de 100 kHz e incluso superiores. Es por tanto necesario acudir a sistemas DSP, que permitan estas velocidades de proceso y a convertidores A/D y D/A suficientemente rápidos. Afortunadamente, estos sistemas actualmente han reducido drásticamente su precio, con lo que resultan una alternativa perfectamente válida.

Además de disponer de un *hardware* suficientemente rápido, es necesario diseñar un algoritmo de control muy optimizado, que sea capaz de obtener la ley de control de (3-29) con el menor número posible de instrucciones del procesador.

Como se verá, esto va a ser posible lograrlo con el controlador propuesto, ya que la mayor parte de los cálculos es diseñada fuera de línea, acudiéndose en tiempo de ejecución a un sistema de tablas de actualización.

En primer lugar, se debe disponer de una tabla de actualización, grabada en la EPROM del DSP, donde se dispone de los parámetros de cada modelo local, que a su vez equivalen a cada una de las reglas de la base del sistema borroso, tal y como se muestra en la Tabla 3-1.

Regla	UNIVERSO DE ENTRADA			PTO DE TRABAJO		GANANCIAS	
	$V_o$	$G$	$V_d$	$D_o$	$\mathbf{x}_0$	$\mathbf{K}_1$	$K_2$
1	$V_o^{(1)}$	$G^{(1)}$	$V_d^{(1)}$	$D_{o1}$	$\mathbf{x}_{01}$	$\mathbf{K}_{11}$	$K_{21}$
...	...			...		...	
N	$V_o^{(n)}$	$G^{(n)}$	$V_d^{(n)}$	$D_{on}$	$\mathbf{x}_{0n}$	$\mathbf{K}_{1n}$	$K_{2n}$

Tabla 3-1 Tabla de actualización del controlador.

Esta tabla habrá sido calculada durante la fase de diseño del regulador, de manera que estará disponible en todo momento durante el funcionamiento del convertidor dc/dc. Durante esta fase de diseño, las ganancias habrán sido ajustadas adecuadamente para obtener el funcionamiento deseado en éste.

En la Fig. 3-4 se propone el flujograma que debe seguir el algoritmo de cálculo de la señal de control.

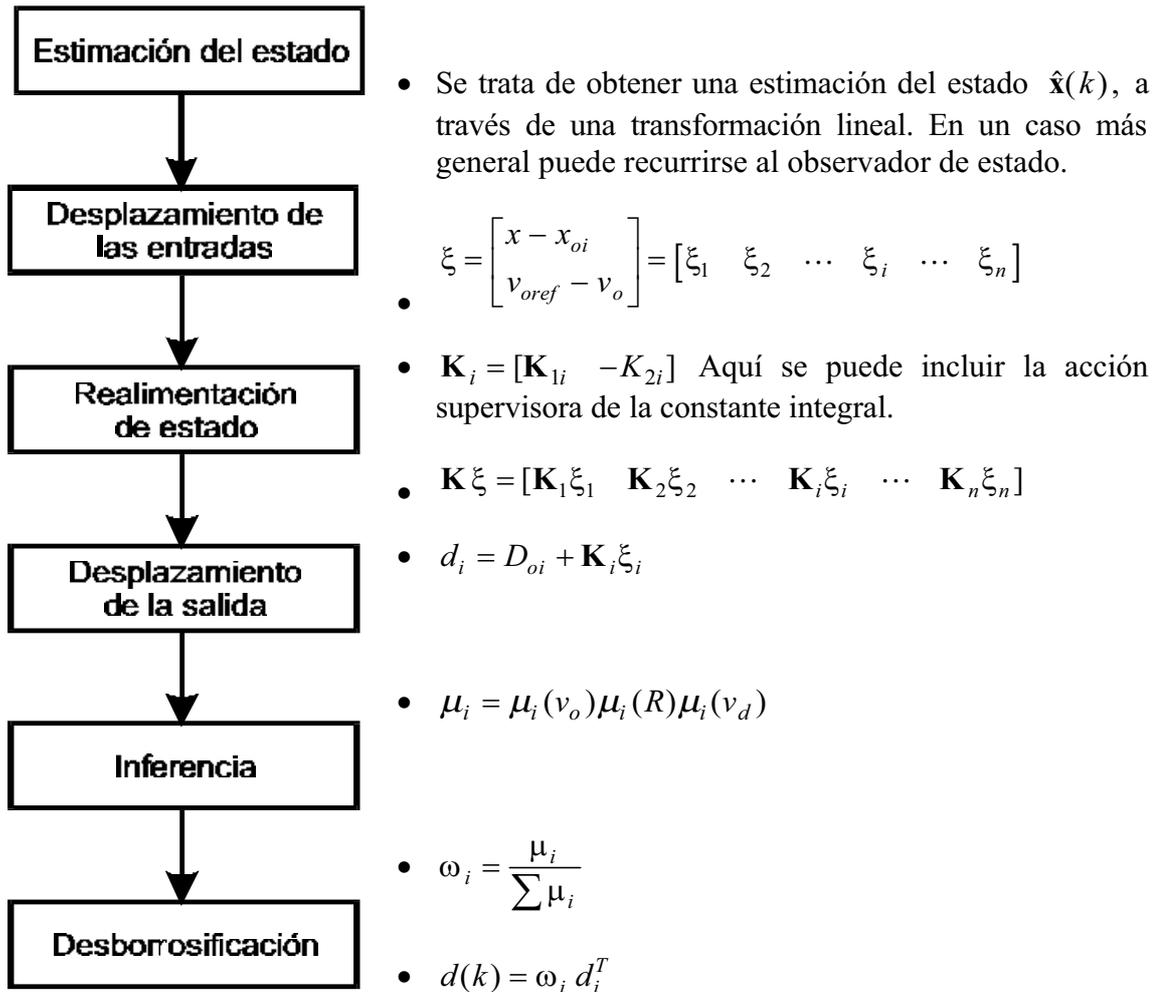


Fig. 3-4 Algoritmo.

### 3.6 IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA: CONTROL CIC BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES

El control borroso indirecto basado en modelos locales propuesto para convertidores dc/dc puede ser adaptado a un montaje de control en modo corriente CIC, que consiste en un control por realimentación de estado, similar al ya tratado. La ventaja que tiene este control es su adecuación en términos constructivos al convertidor. Así, es posible implementar dicho control a partir de circuitos integrados que son empleados ampliamente en la industria, por ejemplo, el integrado UC1825A/1823A de UNITRODE. El sistema borroso actuará aquí, como ya se vio, como un *programador de ganancia*, seleccionando para cada régimen de trabajo las ganancias de realimentación más adecuadas.

En primer lugar, se va a buscar la versión discreta del control CIC. Para ello, se ha representado en la Fig. 3-5 el modelo de pequeña señal continuo del control CIC [Ridley 1990].  $R_i$  es la resistencia serie empleada para sensar la corriente en la bobina.  $\beta$  es la ganancia de la red de muestreo de la tensión de salida.

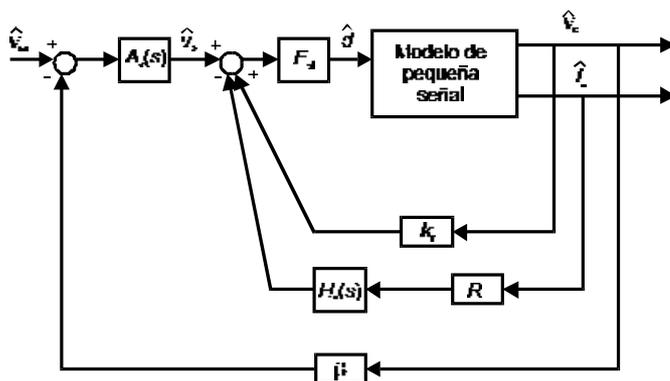


Fig. 3-5 Modelo de pequeña señal del control CIC.

$F_M$  representa la ganancia del modulador con rampa externa  $S_n$  y sensada  $S_e$ . Tiene por expresión

$$F_M = \frac{1}{(S_n + S_e)T} = \frac{1}{m_c S_n T} \tag{3-30}$$

$$m_c = 1 + \frac{S_e}{S_n}$$

La ganancia de realimentación de tensión  $k_r$  depende de la topología empleada, así se tiene, según [Ridley 1990]:

	buck	boost	Buck-boost
$k_r$	$\frac{TR_i}{2L}$	$\frac{TR(1-D)^2}{2L}$	$\frac{TR_i(1-D)^2}{2L}$

Tabla 3-2 Ganancia de realimentación de tensión  $k_r$ .

Del mismo modo, puede obtenerse una expresión similar para una ganancia de prealimentación que aparece como consecuencia de cambios en la tensión de alimentación  $v_d$ .

Como puede verse, la estructura de este control coincide básicamente con un control por realimentación de estado, donde las variables de estado son la tensión de salida  $v_o(t)$  y la corriente en la bobina  $i_l(t)$ . Además, se le ha añadido un lazo de control adicional en la tensión de salida, compensado a través de  $A_v(s)$ , que representa la acción correctora del error en régimen permanente, con tal de hacer que el sistema actúe como un sistema de seguimiento. Por otra parte, en el lazo de realimentación de corriente aparece la denominada *ganancia de muestreo*  $H_e(s)$  [Ridley 1990], motivada por la naturaleza discreta de la variación en el ciclo de trabajo  $d(k)$ . Ahora bien, al tratar de obtener la versión discreta de este sistema, dicha ganancia se hace unitaria. Esto es así porque la corriente es aproximadamente una rampa como consecuencia del valor elevado de la inductancia, de manera que su derivada puede ser aproximada en términos incrementales:

$$H_e(s) = \frac{sT_s}{e^{sT_s} - 1} \rightarrow H_e(z) = \frac{z-1}{z-1} = 1 \tag{3-31}$$

Así se llega a la versión discreta del control CIC de pequeña señal, o local, que coincide con un control por realimentación de estado de un sistema de seguimiento, tal y como se ha representado en la Fig. 3-6.

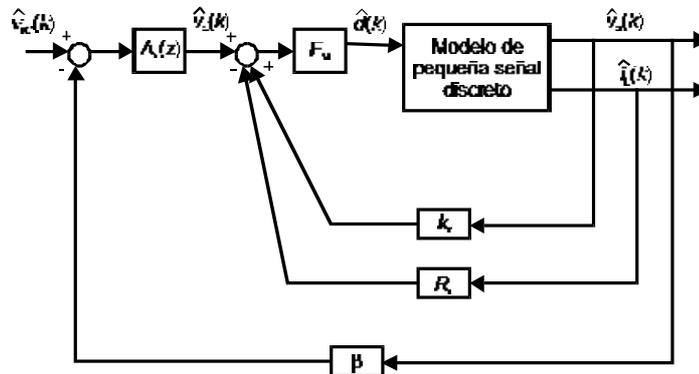


Fig. 3-6 Modelo de pequeña señal discreto del control CIC.

Por tanto, se tiene unas ganancias de realimentación de estado que vienen dadas por

$$K_1 = -k_r F_M = -\frac{R_i}{2L m_c S_n} \quad (3-32)$$

$$K_2 = R_i F_M = \frac{R_i}{m_c S_n T}$$

Los parámetros de ajuste son la resistencia de sensado  $R_i$  y la rampa externa, representada por  $m_c$ . Como ambas ganancias dependen directamente de la relación

$$\frac{R_i}{m_c} \quad (3-33)$$

Según estas relaciones se tiene que sólo se posee un grado de libertad a la hora de ajustar el control, y por tanto, situar los polos en cadena cerrada. Esta limitación lleva a que dicho ajuste de parámetros se realice generalmente en términos de su respuesta en frecuencia, recayendo la compensación principal en el compensador de tensión del lazo externo  $A_v(z)$ .

Sin embargo, empleando un sistema DSP que implemente el cálculo de la inferencia en el sistema borroso, estas ganancias pueden ser modificadas adecuadamente, con tal de adaptarlas al regulador propuesto. En este caso, el propio procesador puede realizar la operación de compensación en tensión por medio de un controlador digital, que como se ha visto, cumplirá la función integral de corrección del error en régimen permanente, y que se va a corresponder con la acción correctora integral ya vista en 3.2.2.

### 3.7 CONCLUSIONES

En el Capítulo 2 se propuso un modelo borroso de un convertidor conmutado basado en modelos locales. La utilidad de dicha formulación viene motivada por la sencillez de implementación de un esquema de control que sea capaz de trabajar de forma adecuada para cualquier régimen de trabajo. En este capítulo se ha propuesto una forma de realización de dicho control a partir de un conjunto de leyes de control de validez local supervisadas por la base de reglas borrosas.

En primer lugar, se planteó la ley de control local para cada uno de los puntos tomados en el modelo. La técnica elegida ha sido el control óptimo cuadrático por realimentación de estado, según se muestra en (3-2). El objetivo será hacer mínimo un índice de coste, formulado según (3-3), en cada régimen de trabajo. Para ello, se calcula la ganancia de realimentación óptimas en cada uno de estos.

Por otra parte, para tratar de corregir posibles desviaciones en la estimación del punto de equilibrio, se ha previsto el empleo de una acción integral supervisora, según (3-4). Esta ganancia únicamente debe actuar cuando el sistema se halle próximo al régimen permanente para corregir los errores en la estimación del punto de equilibrio por parte del modelo borroso. El método de selección de los modelos locales, visto en el epígrafe 2.5.3 del capítulo anterior, asegura que dicho error de estimación es siempre inferior a una determinada cota prefijada.

Una vez fijadas las leyes de control local, se dispone de una tabla donde para cada modelo local se tiene su correspondiente ganancia del regulador. El modelo borroso basado en dichos modelos locales propuesto proporciona la técnica necesaria para la obtención de un esquema de control global. La base de reglas borrosas empleada en dicho modelo, puede ser ahora empleada para realizar la estimación de la ley de control en todo punto, según se propone en (3-10).

Una vez establecida la ley de control global, es necesario verificar la estabilidad del modelo controlado. Para esto, no tan sólo basta con tener asegurada la estabilidad de cada modelo local. Es por ello, que resulta necesario establecer algún método de validez general. El que se propone en esta tesis se basa en la búsqueda de una función discreta de Liapunov global. Tal y como se ha demostrado en el epígrafe 3.4, dicha condición queda reducida a la resolución simultánea del conjunto de desigualdades matriciales lineales dadas por (3-17) y (3-18), correspondiendo la primera de éstas a la condición de estabilidad de cada modelo local, que quedará asegurada por la técnica de diseño por optimización, y la segunda a las combinaciones de todos los modelos locales.

La obtención de una matriz que resuelva de forma simultánea dichas desigualdades es una condición suficiente para asegurar la estabilidad del modelo controlado. Es por ello que, a continuación, se ha propuesto un algoritmo iterativo de búsqueda de dicha matriz, dado un modelo con su conjunto de modelos locales y un diseño de los controladores para cada uno de éstos.

Por último, se han tratado las cuestiones relativas a la implementación de dicho controlador. Como se ha indicado, se dispone de una tabla de ganancias, a partir de las cuales, debe calcularse la ganancia para las condiciones de funcionamiento dadas por medio de una inferencia borrosa. Esta operación puede implementarse de forma sencilla en un sistema de tratamiento digital de la señal, permitiendo la sencillez del algoritmo su

funcionamiento en tiempo real para frecuencias de muestreo de los niveles necesarios en los convertidores conmutados. Por otra parte, destaca también su adecuación como programador de ganancia de un control en modo corriente convencional, que puede ser aproximado a una estructura de control por realimentación de estado similar a la propuesta.



## Capítulo 4.

# CONTROL BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES APLICADO A UN CONVERTIDOR *BUCK*

En este capítulo se realiza un estudio de aplicación del modelado y control vistos respectivamente en los capítulos 2 y 3 a un convertidor dc/dc conmutado con topología reductora o *buck*. En primer lugar se presenta dicha topología con los parámetros de diseño empleados. A partir de las relaciones que describen sus distintos modos de funcionamiento se deriva su modelo local discreto. Por medio de la selección de un conjunto de dichos modelos, se plantea finalmente un modelo general basado en lógica borrosa. A partir de este modelo, se plantea el control borroso estable basado en modelos locales visto en el capítulo 3.

### 4.1 PARÁMETROS NOMINALES DE DISEÑO

La Fig. 4-1 muestra la topología de un convertidor *forward*, que es un convertidor derivado de la topología *buck* con aislamiento galvánico. Este sistema va a ser empleado como marco de referencia para diseños posteriores que se van a realizar durante este capítulo.

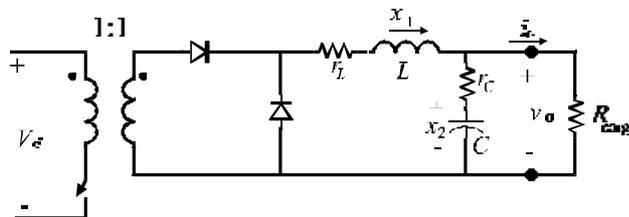


Fig. 4-1 Convertidor *forward*.

La carga se supone puramente resistiva. Por simplificar, se tomará una relación en la bobina de 1:1. En la Tabla 4-1 se muestran los valores de diseño nominales elegidos para este convertidor. Estos han sido tomados de [So 1996].

Descripción	Variable	Valor nominal
Tensión de entrada rectificada	$V_d$	15 V
Tensión de salida nominal	$V_o$	5 V
Tensión de referencia	$V_r$	5V
Resistencia de la inductancia	$r_L$	100 mΩ
Inductancia	$L$	200 μH
Resistencia del condensador	$r_C$	100 mΩ
Condensador	$C$	50 μF
Resistencia de carga nominal	$R$	5 Ω
Frecuencia de conmutación	$f_s$	100 kHz

Tabla 4-1 Valores de diseño de un convertidor dc/dc de tipo *forward*.

## 4.2 MODELOS CONTINUOS

### 4.2.1 Modelo de estado continuo para conducción continua

En primer lugar van a obtenerse las ecuaciones de estado que rigen la conducción continua. Existirán dos topologías, según el interruptor se encuentre encendido o apagado. Para obtener las ecuaciones de estado, se toman como variables de estado los elementos almacenadores de energía que son la corriente en la bobina y la tensión en el condensador [Mohan 1995].

Cuando el interruptor se halla conduciendo, las ecuaciones del circuito son

$$\begin{aligned} -V_d + L\dot{x}_1 + r_L x_1 + R(x_1 - C\dot{x}_2) &= 0 \\ -x_2 - Cr_C \dot{x}_2 + R(x_1 - Cx_2) &= 0 \end{aligned} \quad (4-1)$$

Expresada en ecuaciones de estado:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C + Rr_L + r_C r_L}{L(R + r_C)} & -\frac{R}{L(R + r_C)} \\ \frac{R}{C(R + r_C)} & -\frac{1}{C(R + r_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_d \quad (4-2)$$

Quedando la matriz de estado en conducción:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -\frac{Rr_C + Rr_L + r_C r_L}{L(R + r_C)} & -\frac{R}{L(R + r_C)} \\ \frac{R}{C(R + r_C)} & -\frac{1}{C(R + r_C)} \end{bmatrix} \quad (4-3)$$

y

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-4)$$

En cuanto a la ecuación de la tensión de salida, ésta queda como

$$v_o = R(x_1 - Cx_2) = \frac{Rr_C}{R + r_C}x_1 + \frac{R}{R + r_C}x_2 \quad (4-5)$$

Expresado en forma matricial:

$$v_o = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R + r_C} & \frac{R}{R + r_C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

De manera que la matriz de salida tiene por expresión

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{R + r_C} & \frac{R}{R + r_C} \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

En cuanto a las ecuaciones durante el apagado del circuito, la topología se mantendrá igual a la anterior, si bien ahora la entrada  $V_d$  pasa a ser 0 ya que al hallarse la bobina del primario abierta, la del secundario se comporta como un cortocircuito. De ahí que las nuevas ecuaciones de estado vengán dadas por las siguientes relaciones:

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1 \quad (4-8)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

$$\mathbf{C}_2 = \mathbf{C}_1 \quad (4-10)$$

#### 4.2.2 Modelo de estado para conducción discontinua

El sistema únicamente entra en este modo de funcionamiento si se supera un cierto valor crítico de diseño (I-14) del parámetro  $K$  definido en (I-10), en el Apéndice I. Depende, por tanto, de las condiciones de equilibrio, del ciclo de trabajo  $D$  (que va a depender de la tensión nominal de salida) elegido frente el periodo de conmutación  $T_s$ , de la inductancia  $L$  y de la resistencia de carga  $R$ . Se trabaja en zona discontinua cuando se tienen tensiones de salida relativamente pequeñas, con periodos de conmutación relativamente altos o con cargas bajas en comparación a la bobina colocada.

Para el convertidor *buck* visto en el epígrafe anterior, se tendrá que cuando el sistema entra en modo discontinuo, la bobina deja de conducir, su variable de estado queda por tanto anulada, y el circuito queda reducido a una ecuación de descarga del condensador a través de la carga:

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix} \quad (4-11)$$

$$\mathbf{B}_3 = \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4-12)$$

$$\mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R+r_C} \end{bmatrix} \quad (4-13)$$

### 4.2.3 Función de transferencia continua de pequeña señal del sistema en conducción continua

El modelo promediado mostrado en la ecuación (2-11), viene dado en conducción continua por

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 \quad (4-14)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D \quad (4-15)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 \quad (4-16)$$

Para tener una idea aproximada de la forma de esta función de transferencia, puede realizarse la simplificación de que la resistencia de carga (suponiendo carga puramente resistiva) es mucho mayor que la suma de las de la bobina y el condensador:

$$R \gg (r_C + r_L) \quad (4-17)$$

Esto lleva al siguiente modelo de pequeña señal:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 \cong \begin{bmatrix} -\frac{r_C + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \quad (4-18)$$

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1 D = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} D \quad (4-19)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 \cong [r_C \quad 1] \quad (4-20)$$

La función de transferencia según (2-12) viene dada por

$$T_p(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} \cong V_d \frac{1 + sr_C C}{LC[s^2 + s[1/CR + (r_C + r_L)/L] + 1/LC} \quad (4-21)$$

Se trata, por tanto de un sistema de segundo orden, con una frecuencia natural dada por

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (4-22)$$

y un factor de amortiguamiento

$$\zeta = \frac{1/CR + (r_c + r_L)/L}{2\omega_n} \quad (4-23)$$

Además, el sistema presenta un cero debido a la resistencia del condensador de frecuencia

$$\omega_c = \frac{1}{r_c C} \quad (4-24)$$

Hechas estas consideraciones, es interesante analizar la función de transferencia del modelo linealizado aproximado obtenido en la sección 2.2.1. Para ello, se tomarán los valores reales de diseño mostrados en el epígrafe 4.1. Se trata de un modelo de segundo orden con frecuencia de corte en  $\omega_0 = 10^4$  rad/s y un cero de frecuencia  $\omega_z = 5 \times 10^4$  rad/s. Su diagrama de Bode se ha trazado en la Fig. 4-2.

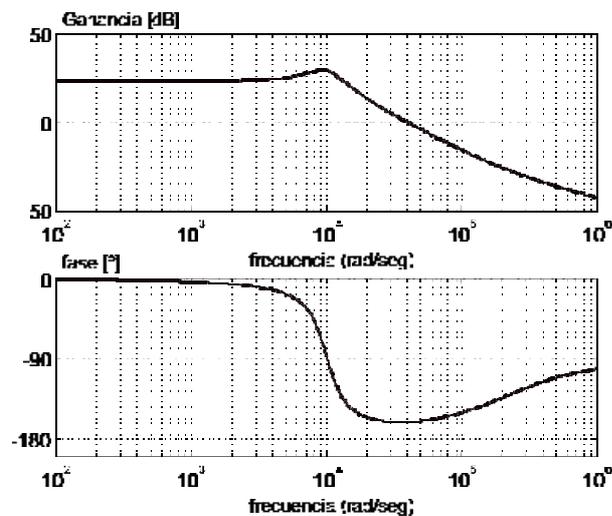


Fig. 4-2 Curva de módulos y de fase de Bode del modelo lineal de un convertidor *forward*.

#### 4.2.4 Función de transferencia continua de pequeña señal en modo de conducción discontinua

En conducción discontinua, la obtención de la función de transferencia de pequeña señal del sistema por la técnica del promediado de la ecuación de estados no da buenos resultados. Por el contrario, se emplean otras técnicas relacionadas con la resistencia equivalente del circuito [Garcerá 1998].

Para obtener ahora el modelo de pequeña señal linealizado en torno al punto de equilibrio, se debe tener en cuenta la dependencia entre  $\Delta_1$  y el ciclo de trabajo  $d$ .

$$\Delta_1(t) = \frac{2I_o}{D} \frac{L}{T_s V_d} = \frac{2L}{RT_s} \frac{V_o}{V_d} \frac{1}{d} = KM \frac{1}{d(t)} \quad (4-25)$$

Según la técnica mencionada, la función de transferencia de pequeña señal viene dada por

$$T_p(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{2I_o}{D} \frac{r_{tot} R}{r_{tot} + R} \frac{1 + \frac{s}{\omega_{cl}}}{a_2 s^2 + a_1 s + 1} \quad (4-26)$$

Donde

$$r_{tot} = R(1 - M) \quad (4-27)$$

$$\omega_{cl} = \frac{1}{r_c C} \quad (4-28)$$

$$a_1 = \frac{L}{r_{tot} + R} + C(r_c + R / r_{tot}) \quad (4-29)$$

$$a_2 = LC \frac{r_c + R}{r_{tot} + R} \quad (4-30)$$

Para los valores mostrados en la Tabla 4-1, se tiene un parámetro  $K$

$$K = \frac{2L}{RT_s} = 10 > 0.7 = 1 - D$$

De manera que el sistema no entra en modo de conducción discontinua. Será necesario bajar la frecuencia hasta un valor de por ejemplo,  $f_s = 1$  kHz, o bien, en un ejemplo más realista, subir la resistencia de carga hasta  $R = 100 \Omega$ . Para este último caso, la nueva función de transferencia en pequeña señal, calculada según (4-26), se ha representado por medio de su diagrama de Bode en la Fig. 4-3. Comparada con la Fig. 4-2, se observan ciertas diferencias en el comportamiento dinámico. Como principal diferencia cabe destacar que los polos de cadena abierta son reales, uno de baja frecuencia y otro de alta. Algunos modelos de conducción discontinua, por el contrario, aproximan el comportamiento del sistema en conducción discontinua a un sistema de primer orden [Lee 1993].

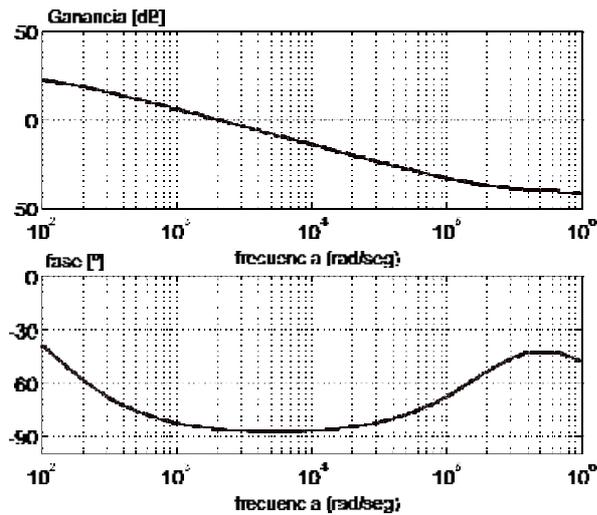


Fig. 4-3 Diagrama de Bode del modelo de pequeña señal del convertidor *forward* en modo de conducción discontinuo.

## 4.3 MODELOS DISCRETOS

### 4.3.1 Modelo de estado discreto

El modelo de estado discreto del convertidor de topología reductora va a venir regido por las ecuaciones descritas en (2-19) para el caso de conducción continua y por (2-20) en el caso de conducción discontinua. En estas ecuaciones serán sustituidas las matrices de estado por las expresiones vistas en el epígrafe anterior.

### 4.3.2 Función de transferencia discreta de pequeña señal en conducción continua

El modelo de estado discreto visto en el epígrafe 2.4.2 es particularizado en este epígrafe para los valores de diseño mostrados en la Tabla 4-1. En la Fig. 4-4 y Fig. 4-5 se muestran los valores comparados de dicho modelo frente al modelo continuo visto en 4.2.3 para sus curvas de Bode de magnitud y fase. El modelo local discreto se ha representado por medio de una línea de trazos continuos y el modelo promediado por trazos discontinuos. Al tratarse del modelo local de un sistema discreto, éste sólo se ha representado hasta la frecuencia  $f_s/2$ . Como puede verse, ambos modelos coinciden para bajas frecuencias, apareciendo una discrepancia en la curva de fases para frecuencias próximas a la de muestreo.

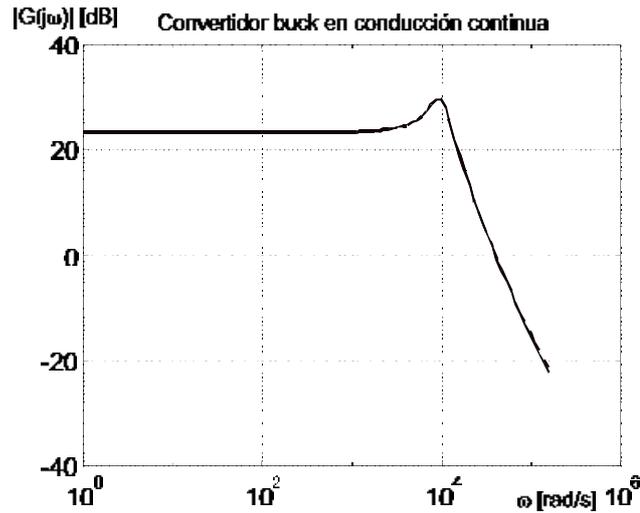


Fig. 4-4 Curva de módulos de los modelos locales en conducción continua.

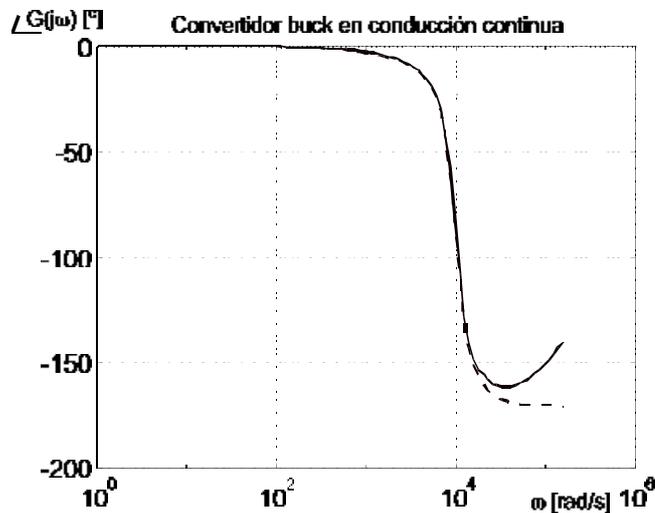


Fig. 4-5 Curva de fases de los modelos para conducción discontinua.

### 4.3.3 Función de transferencia discreta de pequeña señal para conducción discontinua

En el caso de conducción discontinua, como ya se vio en el epígrafe 2.4.3, se empleará un modelo local discreto aproximado de primer orden. Éste se va a comparar con el modelo continuo obtenido por la técnica MISSCO (configuración mínima separable del interruptor) [Lee 1993], que tiene por expresión

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} \cong 2V_d \frac{(1-M)^2}{(2-M)} \sqrt{\frac{1}{K(1-M)}} \frac{1}{1+sC \frac{1-M}{2-M} R} \quad (4-31)$$

donde  $M$  y  $K$  son parámetros que dependen del punto de trabajo. En este caso, se toman de nuevo los parámetros de la Tabla 4-1, si bien ahora la carga  $R$  es aumentada hasta  $600 \Omega$ , entrando por tanto el sistema en conducción discontinua. La Fig. 4-6 y Fig. 4-7 comparan las curvas de módulo y fase de ambos modelos, siendo ambas coincidentes, excepto para las fases próximas a la frecuencia de conmutación.

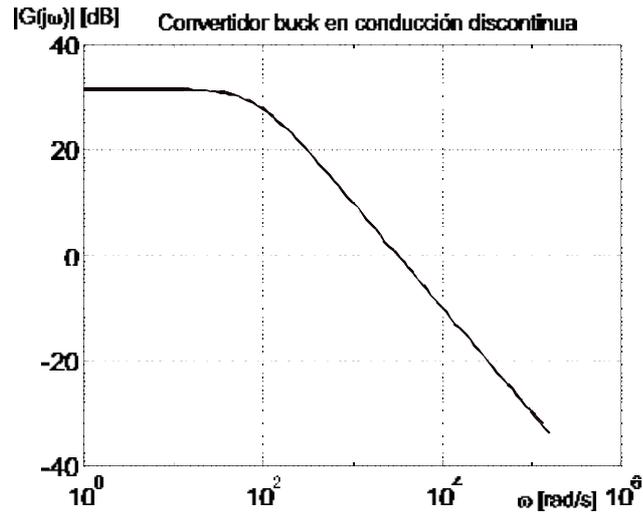


Fig. 4-6 Curva de módulos para conducción discontinua.

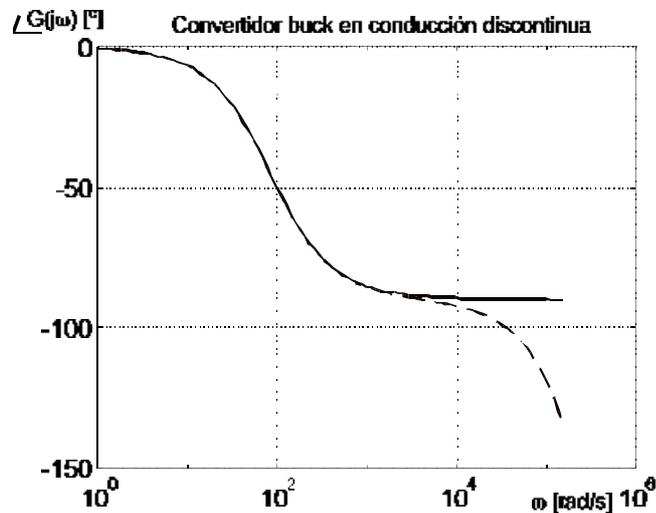


Fig. 4-7 Curva de fases para conducción discontinua.

#### 4.4 MODELADO BORROSO BASADO EN MODELOS LOCALES

A partir de los modelos locales discretos planteados en el epígrafe anterior, se propone a continuación la descripción general del sistema a partir del modelado borroso visto en 2.5. Para ello será necesario realizar una selección de puntos de trabajo, que se corresponderán a los centros de la base de reglas borrosas. El método de selección propuesto en 2.5.3 será ahora aplicado para el caso del convertidor *buck*, cuyos parámetros de diseño se hallan indicados en la Tabla 4-1. El vector de parámetros que determina los distintos puntos de funcionamiento viene dado por  $P(V_0, R, V_d)$ .

En primer lugar se realizará un estudio inicial de la dependencia aproximada de estos parámetros con respecto al modelo. En un convertidor de tipo *buck* en conducción continua, se tiene que las matrices de estado  $A_1$  y  $A_2$  coinciden y únicamente dependen de la carga  $R$ . Cuando la carga es un cortocircuito  $R=0$ , el sistema discreto queda reducido a una ecuación de descarga desacoplada para cada elemento almacenador:

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{r_C}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{r_C C} \end{bmatrix} \quad (4-32)$$

Quedando la matriz de estado del sistema discreto linealizada como

$$\tilde{\mathbf{A}}_d = \exp \begin{bmatrix} -\frac{r_C}{L} T & 0 \\ 0 & -\frac{T}{r_C C} \end{bmatrix} \quad (4-33)$$

Se tiene, por tanto, dos polos reales, que van a depender de los valores de diseño del condensador y la bobina, así como del periodo de conmutación:

$$\begin{aligned} z_1 &= e^{-\frac{r_C T}{L}} \\ z_2 &= e^{-\frac{T}{r_C C}} \end{aligned} \quad (4-34)$$

El primer polo  $z_1$ , tiene un valor próximo a la unidad. El segundo  $z_2$  se halla próximo al origen.

Al aumentar la carga  $R$ , se tiene que estos dos polos van a ir aproximándose, hasta converger en un punto intermedio, a partir del cual se tendrá un sistema de segundo orden subamortiguado con un par de polos complejos conjugados. Para obtener el valor de carga que lleva a un sistema críticamente amortiguado, se va a considerar que frente a éste pueden ser despreciados los valores de resistencia serie de la bobina y el condensador:

$$R \gg (r_C + r_L) \quad (4-35)$$

Según esta aproximación, el factor de amortiguamiento viene dado por

$$\zeta \approx \frac{1/CR + (r_C + r_L)L}{2/\sqrt{LC}} \quad (4-36)$$

De aquí puede obtenerse el valor aproximado de dicha resistencia crítica, que corresponde a  $\zeta=1$ :

$$R_{crit} \approx \frac{1}{C \left[ \frac{2}{\sqrt{LC}} - \frac{r_C + r_L}{L} \right]} \quad (4-37)$$

Por otra parte, existe un valor límite de carga  $R$ , a partir del cual el sistema entra en modo discontinuo. Dicho valor viene dado por

$$\frac{2L}{R_{dis}T} = K = 1 - D = 1 - \frac{V_o}{V_d} \frac{R + r_L}{R} \quad (4-38)$$

Este valor, por tanto, depende del ciclo de trabajo. La  $R$  mínima corresponde a cuando  $D=0$ . Para este caso se tiene que

$$R_{mindis} = \frac{2L}{T} \quad (4-39)$$

Este último valor supera apreciablemente la resistencia serie de la bobina  $r_L$ , con lo cual, este término puede ser despreciado en la ecuación (4-38). Si se tiene valores del ciclo de trabajo superiores, será necesario un valor superior de carga.

Por último, al aumentar la carga, cada vez será mayor el tiempo de conducción discontinua ( $1-D-\Delta_1$ ), hasta que para un circuito abierto  $R \rightarrow \infty$  se tendrá que se halla de forma permanente en conducción discontinua, es decir, en descarga del condensador. Para este caso límite, las matrices de estado del sistema tienden a cero, y por tanto, los polos del sistema linealizado tienden a un polo doble en  $z=1$ . Esta evolución de los polos en cadena abierta ha sido representada en la Fig. 4-8.

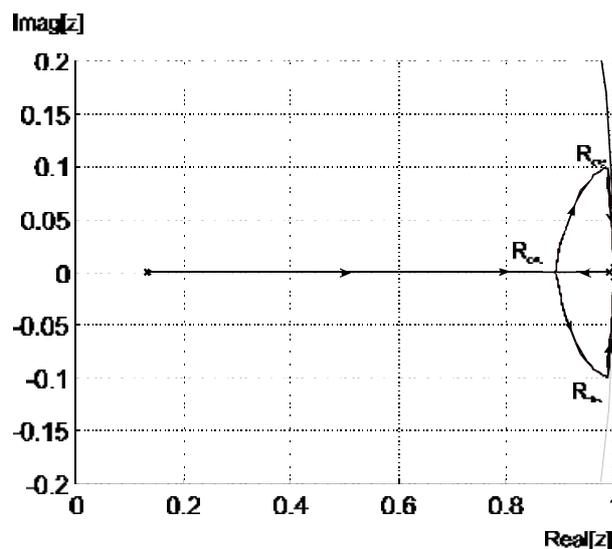


Fig. 4-8 Evolución de los polos en cadena abierta en función de la carga.

Por tanto, es posible distinguir tres zonas dinámicas en el convertidor dc/dc. Ahora bien, existe entre éstas una partición brusca entre la región de conducción continua y la región discontinua. Cada una de ellas emplea modelos locales con distinta formulación, según la estructura vista en el epígrafe 2.5.3. Puede definirse, por tanto, la variable discriminante a partir de la condición de frontera vista en 2.5.3:

$$\Gamma = \frac{K}{1 - D} \quad (4-40)$$

para la que se definen dos conjuntos de tipo binario:  $\Gamma_1$ , que corresponde al régimen de conducción discontinua y  $\Gamma_2$ , que corresponde a la conducción continua.

Por el contrario, dentro de cada región, puede emplearse la lógica borrosa para realizar la descripción de su dinámica, tal y como se representó en la Fig. 2-2. Para el sistema borroso de conducción discontinua, se debe asegurar que todos los modelos locales alcanzables se hallen efectivamente en conducción discontinua. Por tanto, primero se debe considerar el ciclo de trabajo máximo de entre todos los modelos locales. Manteniendo los mismos valores de tensión, se tiene que éste viene dado por

$$D_{max} \approx \frac{14}{20} \quad (4-41)$$

Por tanto, el valor de resistencia más pequeño, se tomará superior al valor crítico que hace entrar el modelo en conducción discontinua para estos niveles de tensión. A partir de la ecuación (4-38), se tiene que viene dado por

$$R_{dis} = \frac{\frac{2L}{T} + \frac{V_o}{V_d} r_L}{1 - \frac{V_o}{V_d}} \quad (4-42)$$

Siguiendo con el método propuesto para la búsqueda de los modelos locales más representativos, en primer lugar se tomarán los valores extremos de operación para el convertidor. En cuanto a la carga  $R$ , la carga mínima debe venir dada por consideraciones sobre la potencia máxima que el convertidor puede ceder. Ésta se alcanza cuando se desea obtener a la salida del convertidor la máxima tensión posible, alimentando con la corriente de carga máxima admisible. Resistencias de carga menores que ésta darían corrientes excesivamente elevadas, que vendrán limitadas en el circuito.

$$P_{max} = V_{max} I_{max} = I_{max} R_{min} \rightarrow R_{min} = \frac{V_{max}}{I_{max}} \quad (4-43)$$

Fijando un valor de  $I_{max} = 20$  A, se tendrá  $R_{min} = 0,7 \Omega$ . Así, en la Tabla 4-2 se tiene los puntos de trabajo elegidos.

$V_o$ [V]	1	14
$R$ [ $\Omega$ ]	$R_{min}$	$R_{mindis}$
$V_d$ [V]	10	20

Tabla 4-2 Valores del sistema borroso para conducción continua con dos conjuntos para cada entrada.

Las funciones de pertenencia del sistema borroso se han elegido triangulares y con la estructura propuesta en 2.5.2. Ahora bien, para la carga se tomará como eje la conductancia  $G = 1/R$ , ya que se tiene que la corriente media en la bobina  $I_L$ , que coincide con la de la carga, viene dada por  $I_L = G V_o$ , es decir guarda una relación de proporcionalidad directa con la conductancia. De este modo, la estimación del punto de equilibrio, al existir una relación aproximadamente lineal, puede realizarse con mayor exactitud.

Se dispone por tanto de 9 reglas. A continuación se calculará la variación del índice de error  $\gamma$  a lo largo de todo el universo del discurso. En la Fig. 4-9 se muestra el índice de error calculado. Se trata de una familia de superficies, correspondiendo cada una de ellas a un valor distinto de  $V_o$ . En primer lugar, se observa que existe una zona de carga, próxima a la  $R_{\min}$ , donde se produce el máximo error. Este resultado coincide con el análisis previo, ya que se trata de la zona donde el sistema pasa de modo sobreamortiguado a subamortiguado. Por otra parte, se observa que existe una superficie claramente diferenciada, que es la que corresponde a  $V_o = 1$  V, para la que el error disminuye al disminuir los valores de  $V_d$ . El resto de las superficies presentan un comportamiento prácticamente común, en este caso creciente al disminuir  $V_d$ , siendo el error obtenido mayor en todas éstas frente a la primera. Esto puede interpretarse como que es necesario incluir un nuevo modelo local para  $V_o$  que describa adecuadamente el comportamiento en regiones intermedias. Por tanto, aunque en la figura se observa que el error aumenta al disminuir  $V_d$ , puede suponerse que esto es debido a la falta de una mejor descripción del modelo por medio de este nuevo conjunto en  $V_o$ , de manera que cuando la aproximación sea ya realizada correctamente, la dependencia del error con respecto a la tensión  $V_d$  será la mostrada para la superficie  $V_o = 1$ , donde se tiene que el máximo error se produce aproximadamente para un valor intermedio de  $V_d$ .

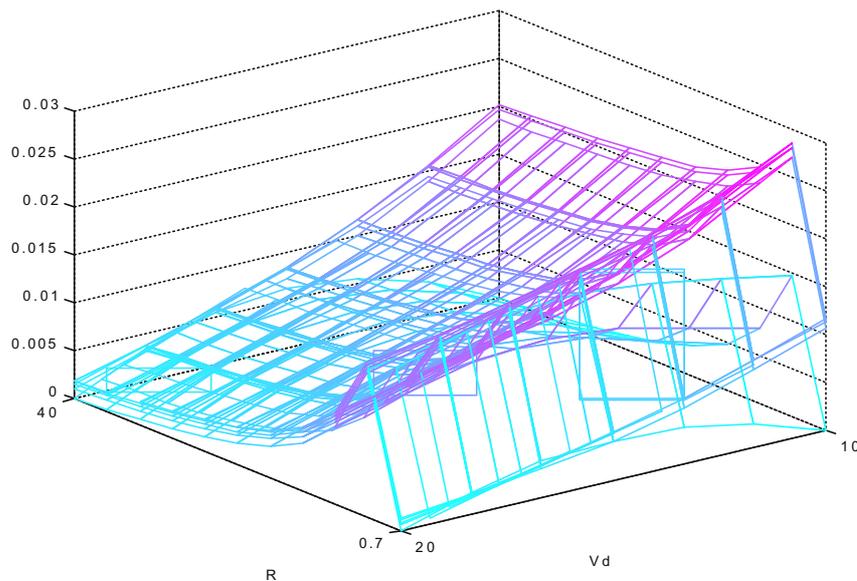


Fig. 4-9 Índice de error para el universo del discurso para 9 modelos locales.

En la Tabla 4-3 se muestran los valores escogidos para los modelos locales. En la Fig. 4-10 se ha representado la familia de superficies del índice de error. Tal y como se había previsto, el error ha disminuido considerablemente, actuando tanto el nuevo punto de carga  $R$  como el nuevo punto de tensión de alimentación  $V_d$  adecuadamente como interpoladores. Sin embargo, se observa una superficie, que corresponde a un valor de  $V_o = 9,667$  para la rejilla de puntos escogido, para la cual el error sigue creciendo. Esto aconseja, por tanto, desplazar el punto de trabajo  $V_o$  hasta dicho valor, con tal de capturar al máximo este error. Así, en la Tabla 4-4 se muestra los nuevos valores escogidos y en la Fig. 4-11 la familia de superficies de error. Como puede observarse, con la elección de estos puntos se logra una distribución del error más uniforme, al mismo tiempo que éste se reduce notablemente.

$V_o$ [V]	1	7,5	14
$R$ [ $\Omega$ ]	$R_{min}$	4,63	$R_{mindis}$
$V_d$ [V]	10	15	20

Tabla 4-3 Valores del sistema borroso para conducción continua con tres conjuntos para cada entrada.

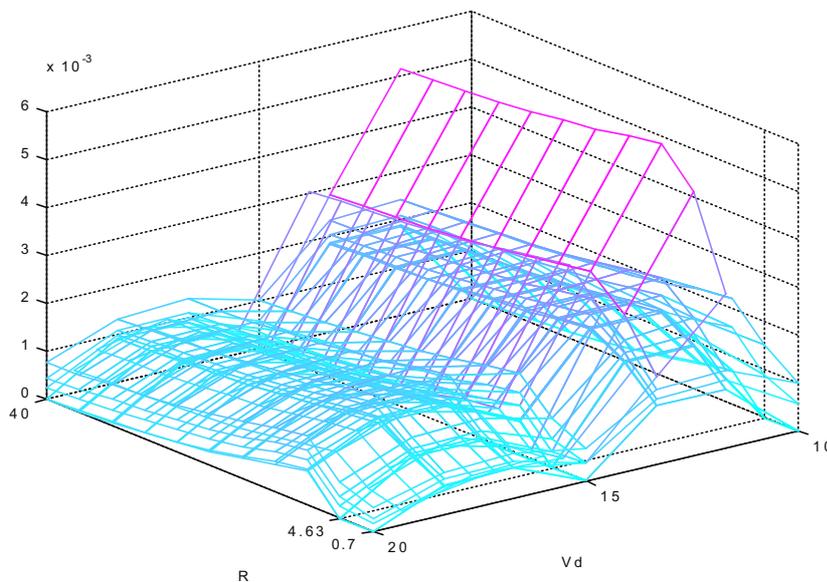


Fig. 4-10 Índice de error para el universo del discurso para 27 modelos locales.

$V_o$ [V]	1	9,667	14
$R$ [ $\Omega$ ]	$R_{min}$	4,63	$R_{mindis}$
$V_d$ [V]	10	15	20

Tabla 4-4 Nuevos valores del sistema borroso para conducción continua con tres conjuntos para cada entrada

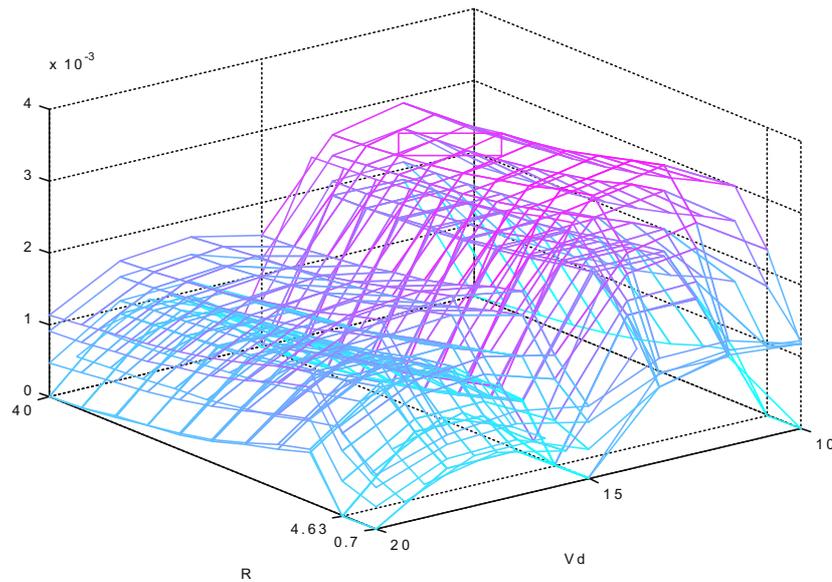


Fig. 4-11 Nuevo índice de error para el universo del discurso para 27 modelos locales.

Habiéndose logrado ya una distribución bastante uniforme del error, la elección ahora de nuevos puntos de trabajo se hará de manera que se trate de eliminar los principales errores locales. Por tanto, en la Fig. 4-11 se busca aquellos puntos en los que se produce el máximo error. En la Tabla 4-5 se muestra los nuevos valores que se han tomado, y en la Fig. 4-12, el error cometido. Como puede observarse, el error disminuye de una forma apreciable. Sin embargo, cabe considerar si con tres conjuntos borrosos se logra ya una descripción adecuada del modelo, ya que al aumentar la dimensión del sistema borroso, el sistema va a precisar de mucha mayor carga computacional. Por tanto, y dada la uniformidad en el error ya obtenida con tres conjuntos borrosos, se tomará dicha dimensión como válida.

$V_o$ [V]	1	3,167	9,667	14
$R$ [ $\Omega$ ]	$R_{\min}$	4,63	8,56	$R_{\text{mindis}}$
$V_d$ [V]	10	11,667	15	20

Tabla 4-5 Valores del sistema borroso para conducción continua con cuatro conjuntos para cada entrada.

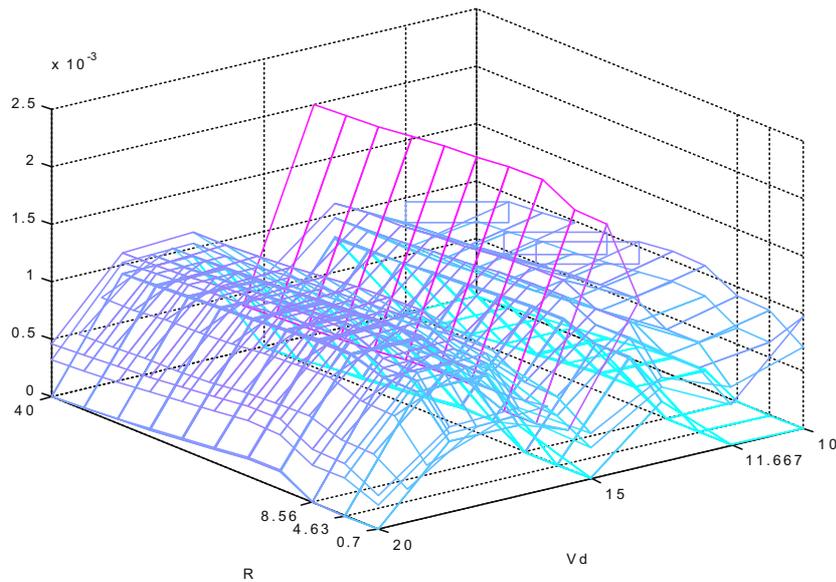


Fig. 4-12 Índice de error para el universo del discurso para 81 modelos locales.

Para el caso de conducción discontinua, los valores extremos que se van a tomar serán similares al caso anterior, si bien ahora el valor de resistencia de carga máximo es el mostrado en la Tabla 4-6, ya que valores superiores a éste no van a provocar diferencias apreciables en el comportamiento del sistema. Esto es, si el sistema presenta un valor de resistencia de carga superior, éste será asimilado al máximo propuesto. En la Fig. 4-13 se muestra la familia de superficies de error obtenidas. Es de destacar que la superficie que corresponde a  $V_o = 1$  V, que es el valor mínimo contemplado, presenta el máximo índice de error. Por tanto, será necesario tratar de disminuir éste incrementando el número de modelos locales en  $R$  y en  $V_d$ .

$V_o$ [V]	1	14
$R$ [ $\Omega$ ]	$R_{\text{mindis}}$	$1000 R_{\text{mindis}}$
$V_d$ [V]	10	20

Tabla 4-6 Valores del sistema borroso para conducción discontinua para dos conjuntos para cada entrada.

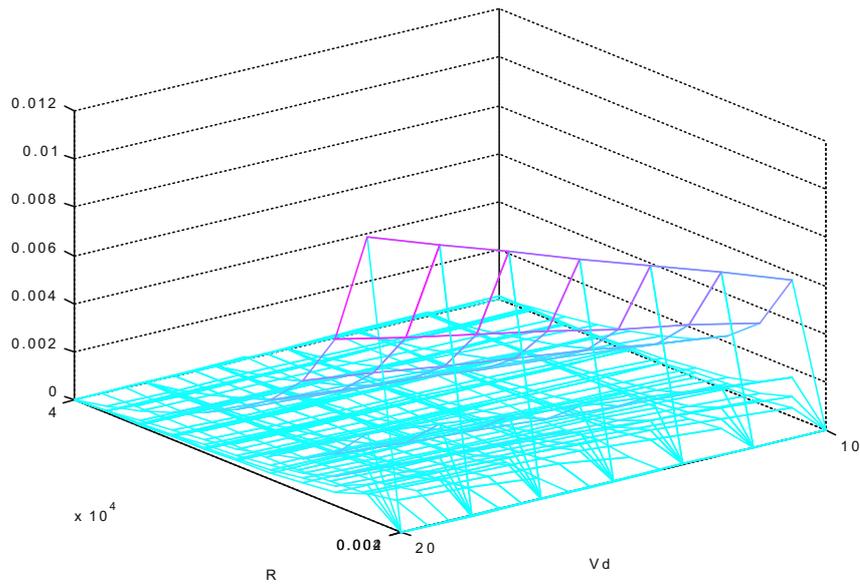


Fig. 4-13 Índice de error en conducción discontinua para 9 modelos locales.

Tal y como se muestra en la Tabla 4-7, el valor de  $V_o$  se ha elegido intermedio, por la consideración hecha en el párrafo anterior. El valor de  $R$  se ha escogido en el punto en el que se produce un máximo en el error  $R = 4036 \Omega$ . En cuando a  $V_d$ , se ha escogido igualmente en un valor intermedio, con la esperanza de que el error presente sea debido básicamente a la carga. En la Fig. 4-14 se muestra la nueva familia de superficies de error obtenidas.

$V_o$ [V]	1	7,5	14
$R$ [ $\Omega$ ]	$R_{\text{mindis}}$	4036	$1000 R_{\text{mindis}}$
$V_d$ [V]	10	15	20

Tabla 4-7 Valores del sistema borroso para conducción discontinua para tres conjuntos para cada entrada.

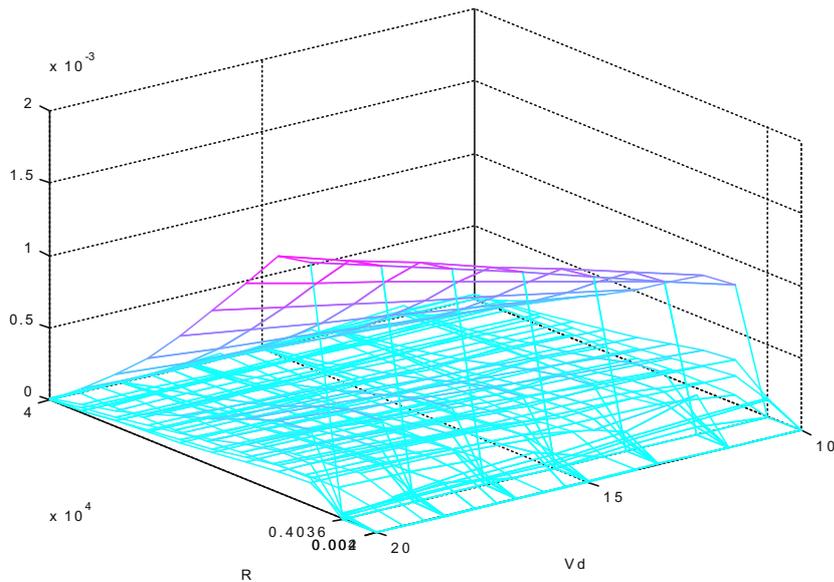


Fig. 4-14 Índice de error en conducción discontinua para 27 modelos locales.

Tal y como se había previsto el nuevo conjunto borroso situado sobre el valor de carga que daba lugar al máximo error ha propiciado que éste haya disminuido de forma apreciable. Sin embargo, en la Fig. 4-14 se observa que aparece ahora un nuevo máximo, que se corresponde a  $V_o = 3,167$  V,  $R = 8032$   $\Omega$  y  $V_d = 20$  V. En la Tabla 4-8 se han incluido estos nuevos valores de  $V_o$  y  $R$ , introduciéndose además un nuevo punto para  $V_d = 18$  V, que debe tratar de suavizar el error máximo. En la Fig. 4-15 se muestran las nuevas superficies obtenidas. Como puede verse el error con estos nuevos conjuntos elegidos disminuye de manera apreciable. Ahora bien, para la cota de error tomada anteriormente para el modelo de conducción continua, bastará de nuevo en este caso de conducción discontinua con tomar una dimensión del sistema borroso de tres conjuntos. De este modo además, se uniformiza la dimensión de ambos sistemas, el de conducción continua y el de conducción discontinua, con vistas a facilitar su implementación.

$V_o$ [V]	1	3,167	7,5	14
$R$ [ $\Omega$ ]	$R_{\text{mindis}}$	4036	8032	$1000 R_{\text{mindis}}$
$V_d$ [V]	10	15	18	20

Tabla 4-8 Valores del sistema borroso para conducción discontinua para cuatro conjuntos para cada entrada.

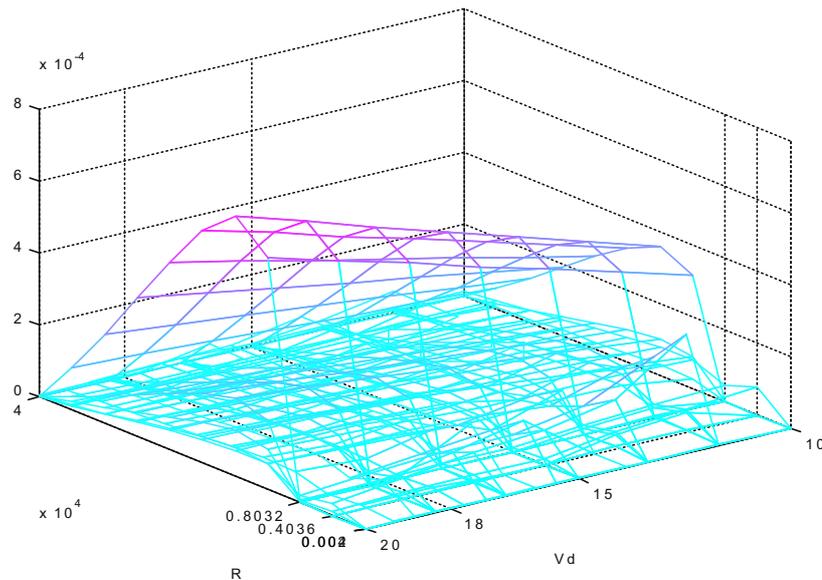


Fig. 4-15 Índice de error en conducción discontinua para 81 modelos locales.

## 4.5 APLICACIÓN DEL CONTROL BORROSO INDIRECTO BASADO EN MODELOS LOCALES

Se va a tratar en este epígrafe el diseño de un regulador borroso estable con la estructura definida en el epígrafe 3.3 para el convertidor *buck* de la Fig. 4-1 con los parámetros de diseño de la Tabla 4-1.

En cuanto a las funciones de pertenencia de los conjuntos borrosos de entrada, se han tomado 3 conjuntos para cada entrada, con función de pertenencia triangular, con los centros situados en los puntos elegidos en la Tabla 4-4 para conducción continua y en la Tabla 4-7 para conducción discontinua, de manera que estos conjuntos cubren al máximo todos los puntos de trabajo del convertidor.

La base de reglas se ha formado a partir de todas las combinaciones posibles entre los diferentes conjuntos de cada una de las tres entradas, teniendo en cuenta que existen algunas combinaciones que no son alcanzables, siendo éste el caso en el que la tensión de salida demandada es mayor que la de alimentación.

Por último, el regulador LQR ha sido diseñado con una matrices de ponderación del índice mostrado en (3-3) de valores

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 10^{-1} \end{bmatrix} \quad \mathbf{R} = 1 \quad (4-44)$$

donde el tercer término de la diagonal representa el peso de la ganancia integral, de menor valor que los de la realimentación de estado, para evitar excesiva sobreoscilación.

En cuanto a la acción integral, ésta se ha definido según

$$\Psi_i(\Delta v_{oi}(k)) = \begin{cases} |\Delta v_{oi}(k)| < 0,5 & \& \quad |\Delta^2 v_{oi}(k)| < 0,02 & K_{1i} \Delta v_{oi}(k) \\ \text{otro caso} & 0 \end{cases} \quad (4-45)$$

Para analizar la estabilidad del controlador propuesto, se debe comprobar que éste verifica las condiciones (3-17) y (3-18). Para ello, se seguirá el algoritmo iterativo propuesto en el epígrafe 3.4.

Para el caso de conducción continua, se tiene que el sistema es de segundo orden. Por tanto, su matriz de estado **A** es de dimensión 2x2, definiendo las matrices **H<sub>i</sub>** y **H<sub>ij</sub>**:

$$\mathbf{H}_i = (\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i)^T \mathbf{P} (\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_i) - \mathbf{P} \quad (4-46)$$

$$\mathbf{H}_{ij} = \left( \frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j + \mathbf{A}_j + \mathbf{B}_j \mathbf{K}_i}{2} \right)^T \mathbf{P} \left( \frac{\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_j + \mathbf{A}_j + \mathbf{B}_j \mathbf{K}_i}{2} \right) - \mathbf{P} \quad (4-47)$$

se deberá cumplir simultáneamente que

$$\begin{aligned} |\mathbf{H}_i| > 0; \quad h_i(1,1) < 0 \quad \forall i \\ |\mathbf{H}_{ij}| > 0; \quad h_{ij}(1,1) < 0 \quad \forall i, j \end{aligned} \quad (4-48)$$

En la Fig. 4-16 y Fig. 4-17 se han representado gráficamente estos valores. Como puede verse, todos los modelos locales y sus combinaciones verifican la ecuación (4-48), demostrándose, por tanto, la estabilidad del controlador diseñado.

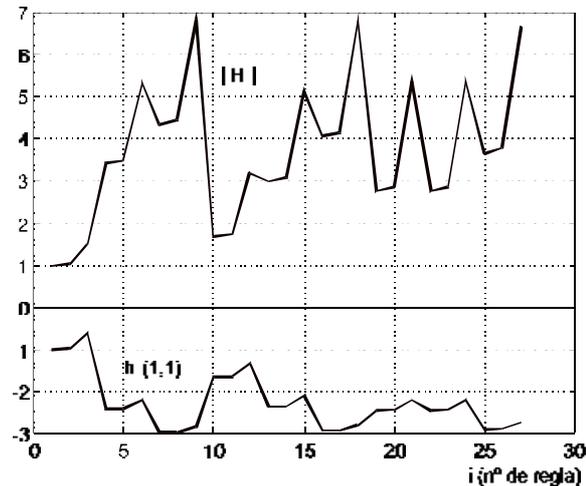


Fig. 4-16 Prueba de estabilidad 1 para la base de reglas de conducción continua.

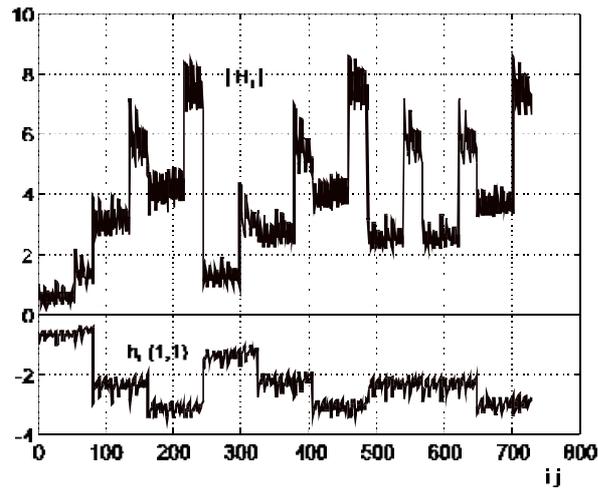


Fig. 4-17 Prueba de estabilidad 2 para la base de reglas de conducción continua.

Del mismo modo, puede efectuarse esta prueba para la base de reglas de conducción discontinua. En este caso, se tiene que el sistema viene representado por un modelo local de primer orden. Por tanto, las matrices  $h_i$  y  $h_{ij}$  son ahora de dimensión 1x1, teniéndose en este caso que la condición de estabilidad viene dada por

$$\begin{aligned} h_i &< 0 \quad \forall i \\ h_{ij} &< 0 \quad \forall i, j \end{aligned} \quad (4-49)$$

La Fig. 4-18 y Fig. 4-19 muestran la prueba de estabilidad realizada para esta base de reglas. Para el diseño efectuado, el sistema borroso verifica (4-49), quedando demostrada su estabilidad.

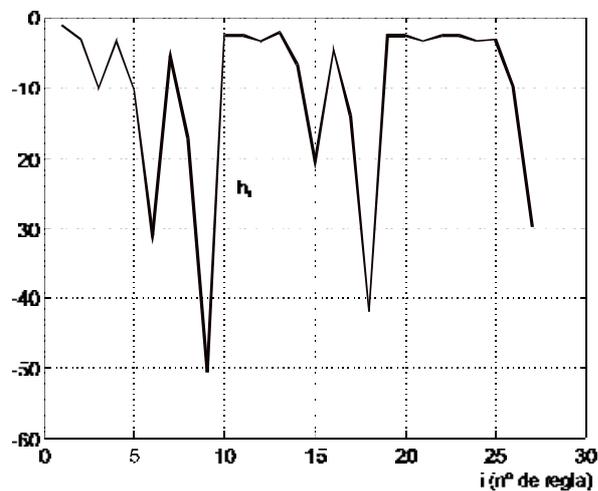


Fig. 4-18 Prueba de estabilidad 1 para la base de reglas de conducción discontinua.

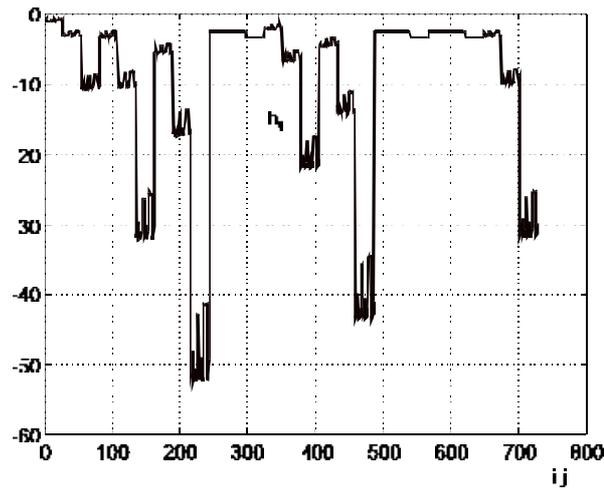


Fig. 4-19 Prueba de estabilidad 2 para la base de reglas de conducción discontinua.

## 4.6 CONSIDERACIONES SOBRE LA IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR PROPUESTO

En la Fig. 4-20 se muestra de manera esquemática una solución para la implementación del controlador en base al DSP de Texas Instruments TMS320C30. En primer lugar cabe distinguir una interfaz A/D y D/A. En éste son sensadas las tensiones de entrada y salida, así como la corriente y la carga. Por otra parte, la interfaz D/A genera la tensión de control, que actúa a la entrada de un modulador PWM.

El DSP implementa el algoritmo de control, de manera que las ganancias de realimentación son ajustadas a partir de la estimación borrosa del punto de trabajo. Del mismo modo, es estimada la ganancia del lazo de tensión integral supervisor.

Esta solución, basada en DSP puede ser muy útil durante la etapa de diseño y desarrollo del controlador, ya que el empleo de los sistemas de desarrollo disponibles para estos procesadores permite realizar de un modo cómodo pruebas y ajustes sobre el sistema.

La implementación final, una vez probado y ajustado el sistema de control, puede realizarse con dicho DSP, o bien alternativamente puede acudir a arquitecturas basadas en ASIC o FPGA programadas de manera que sustituyan las operaciones realizadas por el DSP. En este sentido, el lenguaje de diseño lógico VHDL, y las librerías que han sido desarrolladas para la implementación de lógica borrosa, pueden permitir acelerar el proceso de diseño de estos integrados [Lago 1998].



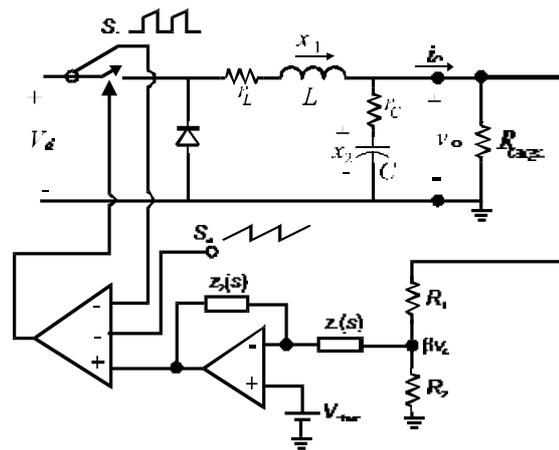


Fig. 4-21 Esquema de control CIC de un convertidor *buck* (adaptado de [Garcerá 1998]).

El transformador de corriente precisa de un adecuado diseño que asegure por un lado el filtrado del posible ruido presente en la señal de corriente pulsante, junto a una desmagnetización completa del núcleo durante el apagado.

Para realizar la compensación de este circuito se debe acudir de nuevo a un modelado de pequeña señal del conjunto. En este caso el modelo de pequeña señal del modulador PWM resulta de mayor complejidad, ya que la realimentación de corriente actúa aproximadamente en pequeña señal como un circuito de muestreo y retención [Ridley 1990]. En la Fig. 4-22 se muestra dicho efecto.

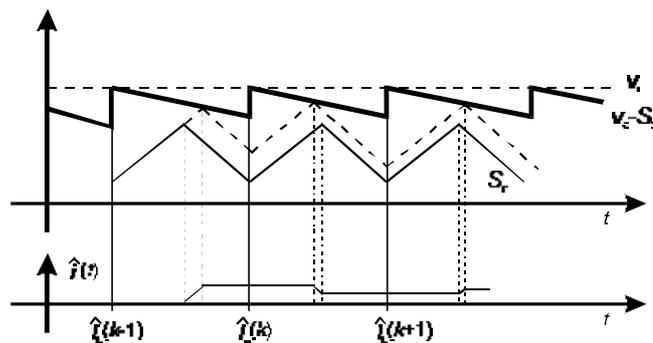


Fig. 4-22 Efecto de muestreo en pequeña señal en el lazo de corriente.

Para ajustar los parámetros de las ganancias de control, generalmente se realiza un diseño en dos pasos [Garcerá 1998]:

- En primer lugar, se ajusta el factor  $m_c$ , que representa el grado de estabilización por rampa externa  $S_c$ , de manera que el lazo de corriente presente un margen de fase adecuado.
- Posteriormente, se emplea un compensador de tensión  $A_v(s)$  con tal de lograr un margen de fase y un ancho de banda adecuado para la función de transferencia global del lazo.

En la Fig. 4-23 se muestra el diagrama de Bode discreto, transformado al plano  $w$ , del sistema ya compensado por medio de una red de atraso-adelanto de fase. El margen de fase, coincide aproximadamente con el especificado. La nueva frecuencia de

cruce de ganancia, puede determinarse empleando la transformación fraccional lineal inversa

$$\omega_g = \frac{2}{T} \arctg\left(\frac{v_c T}{2}\right) \quad (4-50)$$

Aproximadamente se tiene que dicha frecuencia de cruce se halla una década por debajo de la de conmutación, tal como se había especificado, dando lugar a un ancho de banda adecuado.

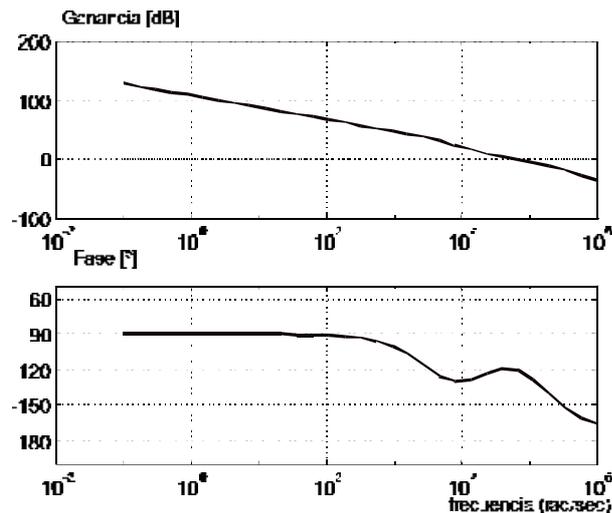


Fig. 4-23 Diagrama de Bode del sistema en cadena abierta compensado.

## 4.8 RESUMEN

En este capítulo se han aplicado las técnicas de modelado y control vistas en capítulos precedentes a una topología de convertidor conmutado, el convertidor *buck*, cuyos parámetros nominales han sido definidos en 4.1.

En primer lugar, se han establecido en el epígrafe 4.2 las ecuaciones de estado que rigen el comportamiento del convertidor. Este modelo general ha sido linealizado para puntos de trabajo de conducción continua y discontinua. Posteriormente este modelo ha sido discretizado en el epígrafe 4.3, obteniéndose sus modelos discretos linealizados y comparándose estos con sus modelos continuos. El modelo general discreto presenta como ventaja que puede ser directamente linealizado tanto para conducción continua como discontinua, a diferencia del modelo continuo, que generalmente emplea modelos de pequeña señal distintos según el régimen. Por otra parte, el modelo discreto presenta mayor adecuación para la implementación de algoritmos de simulación.

En el epígrafe 4.4 se desarrolla el modelo borroso basado en un conjunto de los modelos locales discretos obtenidos en el epígrafe anterior, según la estructura propuesta en el epígrafe 2.5. Para la selección de dicho conjunto de modelos locales se ha empleado el algoritmo propuesto en el epígrafe 2.5.3, tratando de reducir el error de estimación tanto para el subconjunto de modelos locales del modo de conducción continua, como para el de discontinua.

En el epígrafe 4.5 se ha diseñado el controlador borroso basado en modelos locales para el convertidor estudiado, según la propuesta del Capítulo 3. Se ha diseñado en primer lugar una ley de control óptima cuadrática local para cada uno de los modelos locales del conjunto seleccionado en el epígrafe anterior. Empleando la base de reglas del modelo borroso, dichas leyes de control son integradas en una ley de control global. Para dicho controlador se ha realizado la prueba de estabilidad global propuesta en el capítulo indicado.

Por último, en el epígrafe 4.6 se consideran algunos aspectos prácticos sobre la implementación de dicho controlador.

Como complemento para las pruebas de validación que se van a realizar en el próximo capítulo, en el epígrafe 4.7 se indican los aspectos principales de diseño de un control en modo corriente para el convertidor *buck* tratado.

## Capítulo 5.

# VALIDACIÓN DEL CONTROLADOR PROPUESTO

Este capítulo está dedicado a mostrar los resultados principales obtenidos de las pruebas de simulación realizadas sobre el convertidor conmutado *buck* controlado a través del regulador borroso basado en modelos locales cuyo diseño se ha detallado en el capítulo 4. En primer lugar se especifican las técnicas y modelos empleados en las simulaciones así como el tipo de pruebas realizadas. Posteriormente, de entre todas las pruebas realizadas, que se hayan recogidas en el anexo III, se destacan los resultados principales.

## 5.1 PROCEDIMIENTOS DE ANÁLISIS DE RESULTADOS

En este epígrafe se tratarán cuestiones relativas a las pruebas que se han realizado sobre los modelos de convertidores conmutados. En primer lugar, se describe la implementación de dichos modelos, así como las características de exactitud exigibles a los mismos. En concreto, se tratarán cuestiones relativas a los modelos discretos, empleados en gran número de pruebas realizadas. También se tratarán los modelos de simulación para el regulador borroso propuesto. Posteriormente se justificará la elección del conjunto de pruebas realizadas de simulación para el análisis de los resultados obtenidos en el sistema regulado.

### 5.1.1 Técnicas de simulación

Si se pretende analizar las propiedades dinámicas y estáticas de un convertidor dc/dc con el fin de poder diseñar adecuadamente tanto sus componentes como el control sobre éste, es necesario disponer de un modelo que sea lo suficientemente potente como para describir adecuadamente su funcionamiento. Al tratarse de un sistema no lineal, las técnicas analíticas lineales sólo van a proporcionar un análisis aproximado del funcionamiento del sistema. Sin embargo, la simulación sobre el modelo no lineal proporcionará una herramienta fundamental para su estudio, sin necesidad de la realización de ensayos sobre el propio montaje físico durante las fases de diseño.

Desde 1970, Middlebrook y su grupo de Electrónica de Potencia en Caltech (California Institute of Technology) vienen trabajando en el modelado y análisis de las fuentes conmutadas. Como fruto de estos estudios, en 1981 fue presentado el programa SCAP (Switching Converter Analysis Program), basado en la técnica del promediado del espacio de estados. Este programa es capaz de realizar análisis en continua y análisis de pequeña señal en torno a un punto de trabajo. Posteriormente, fue desarrollado el programa SCAMP (Switching Converter Analysis and Measurement Program), que aporta mayores facilidades para permitir al diseñador medir las características frecuenciales del convertidor. Por otra parte, varios autores han propuesto análisis

empleando el popular programa de simulación de circuitos SPICE, destacando el estudio completo presentado por [Lee 1993].

Frente a estos programas específicos de simulación de circuitos, es posible emplear herramientas matemáticas de propósito general, como MATLAB o MATHCAD [Mohan 1995]. La principal ventaja obtenida por estos programas es la posibilidad de ejercer mayor control sobre la simulación, pudiendo acelerar la velocidad de ésta al incluir modelos propios. También resulta muy útil para el análisis del lazo de regulación de dichos convertidores.

Las características exigibles a este modelo simulado van a ser:

- Velocidad de simulación. Se tiene que poder articular alguna técnica que nos asegure resolución dentro del periodo de conmutación, que es de alta frecuencia, sin comprometer la velocidad de la simulación obtenida.
- Exactitud y precisión de los resultados. Los resultados obtenidos en la simulación deben presentar errores de aproximación acotados y conocidos.
- Dependencia con las perturbaciones. Debe ser posible perturbar el modelo a través de cualquiera de las entradas auxiliares a la de control.
- Cálculo del estado. El sistema debe simular tanto la salida, como el estado interno del sistema, debiendo ser ambas variables accesibles.

Las condiciones anteriores pueden ser cumplidas a través de un modelo continuo, si bien la máxima potencia en cuanto a velocidad de simulación se alcanza trabajando con el modelo discreto. En un modelo continuo que no admita programación orientada a eventos, como es el caso de los modelos de *simulink* v. 1.3, se hace necesario disponer de un paso de integración que proporcione suficiente resolución en un periodo de muestreo como para que la variable crítica del ciclo de trabajo  $d(t)$ , que es siempre una fracción de dicho periodo de muestreo, sea determinada con suficiente exactitud. Un modelo discreto, por el contrario, sólo necesita de un paso de integración por ciclo de conmutación, permitiendo así una velocidad de simulación considerablemente mayor. Ahora bien, si aquí el ciclo de trabajo va a ser empleado con toda su exactitud, cosa que no ocurre en un modelo continuo, donde éste se halla cuantizado, se tiene ahora que los valores calculados para las diferentes variables involucradas en el circuito, se hallan discretizadas, y su valor sólo es conocido para el instante de inicio del ciclo de conmutación  $x(kT)$ .

Antes de poder emplear, por tanto, este modelo discreto en las simulaciones, es necesario considerar los errores asociados a dicho modelo, tanto en régimen permanente, como en transitorio.

La primera discretización realizada sobre el sistema, se refiere a las variables de entrada:  $d(k)$ ,  $R(k)$  y  $V_d(k)$ . En los tres casos, únicamente se considera un valor por ciclo, manteniéndose constante durante éste. La discretización del ciclo de trabajo  $d(k)$  no altera la exactitud de este modelo frente al continuo, ya que se debe considerar que el sistema al operar en modo conmutado, presenta una discretización inherente dada por el período de conmutación  $T$ . Esto lleva a que la máxima resolución en el tiempo de la

entrada controlada  $d(t)$  sea dicho período. El ciclo de trabajo únicamente puede ser determinado una vez por ciclo de conmutación.

Por otra parte, la discretización en la carga  $R(k)$  y en la alimentación  $V_d(k)$  no provoca errores apreciables en la aproximación, ya que el ciclo de conmutación  $T$  es de frecuencia muy elevada con respecto a las variaciones que pueden tener lugar en dichas variables, que para ese orden de frecuencias se hallan filtradas. Además, cualquier variación en estas variables por encima de la frecuencia de conmutación es incontrolable como consecuencia de la discretización del ciclo de control  $d(k)$ , de ahí que no presente interés considerarlas a la hora de realizar un estudio sobre el control del convertidor.

La herramienta empleada para realizar las simulaciones ha sido *simulink v 1.3* de *matlab v 4.2*. Se trata éste de un programa de simulación de gran potencia, aunque tiene el inconveniente de no incluir librerías específicas para los convertidores de potencia. Aún así, se ha preferido éste frente al programa de simulación de circuitos *pspice*, como consecuencia de la mayor velocidad de simulación que puede ofrecer *simulink*, así como la posibilidad de análisis y tratamiento de sistemas basados en lógica borrosa.

Ha sido necesario, por tanto, programar a través del lenguaje de programación de *matlab* bloques funcionales que operen de forma similar al convertidor dc/dc que se pretende estudiar. En función del problema estudiado, dos son los modelos básicamente desarrollados:

- modelo continuo: tiene como principal inconveniente que es necesario resolución suficiente en un ciclo de conmutación, como para determinar con exactitud el ciclo de trabajo. Esto lleva a unos pasos de integración que se han determinado experimentalmente del orden de 20 a 100 veces inferiores al ciclo de trabajo, siendo, por tanto, una simulación muy lenta si se desean obtener resultados suficientemente fiables.
- modelo discreto: sólo calcula los valores del convertidor al inicio de cada ciclo de conmutación, de manera que el paso de integración es fijo y los resultados que pueden obtenerse de éste son más exactos. Como principal inconveniente, se tiene la mayor complejidad del modelo.

#### 5.1.1.1 Simulación del modelo continuo

El modelo se obtiene a partir del modelo general expresado en variables de estado, visto en la sección 2.1. Un modulador PWM, implementado a partir de un generador de rampa, marca la tensión de entrada del convertidor. Cuando ésta conmuta, el modelo en variables de estado se modifica a la nueva topología. La detección de conducción discontinua puede realizarse fácilmente por medio de la supervisión de la variable de estado que corresponde a la corriente en la bobina  $i_L(t)$ . Cuando ésta alcanza un valor nulo, el resto del ciclo de conmutación, el convertidor permanece en conducción discontinua, con el diodo cortado, y, por tanto, será necesario emplear en este caso el modelo de estado correspondiente a dicho estado.

El bloque funcional debe disponer de las siguientes entradas:

- Ciclo de trabajo  $d(t)$  o tensión de referencia  $v_r(t)$ . Determina la topología del convertidor, y por tanto las ecuaciones de estado que rigen su comportamiento.
- Resistencia de carga  $R(t)$ . Una variación en la carga alterará las matrices de estado que definen el sistema. Por tanto, en cada paso de integración, éstas deben ser recalculadas en función de este parámetro.
- Tensión de alimentación  $v_d(t)$ . El tiempo que ésta se halla presente a la entrada del convertidor viene determinado en cada ciclo de conmutación por el ciclo de trabajo  $d(t)$ , a través del modulador PWM.

En cuanto a las salidas que se desea tener accesibles, cabe destacar:

- Tensión de salida  $v_o(t)$ . Se trata de la variable del proceso que se desea tener controlada. Su valor puede ser obtenido de forma instantánea a partir de las variables de estado.
- Variables de estado  $\mathbf{x}(t)$ . Resulta interesante disponer de estos valores, ya que esto permitirá tener un conocimiento más detallado de la evolución que está experimentando el sistema.

### 5.1.1.2 Simulación del modelo discreto

El modelo discreto no lineal implementado está basado en las relaciones obtenidas en (2-19) y (2-20). En este caso, tal y como se ha indicado, sólo será necesario realizar un paso de integración por ciclo, acelerando así considerablemente la velocidad de las simulaciones.

Como variables de entrada se tiene:

- Ciclo de trabajo  $d(k)$  o tensión de referencia  $v_r(k)$ .
- Resistencia de carga  $R(k)$ .
- Tensión de alimentación  $v_d(k)$ .

Una vez conocidos estos parámetros al inicio del ciclo, se calcula el estado en el ciclo posterior  $\mathbf{x}(k+1)$ , aplicando la ecuación de estado discreta sucesivamente, que como ya se vio en la sección 2.3, corresponde a la integración de la ecuación continua en las etapas:

- a) Ciclo de conducción, que va desde  $t=kT$  hasta  $t=d(k) \cdot kT$ .
- b) Ciclo de apagado, que va desde  $t=d(k) \cdot kT$  hasta  $t=(k+1)T$ , si el sistema se halla en conducción continua. En caso contrario, existe una tercera etapa:
- c) Ciclo de conducción discontinua, que va desde  $t=(d(k)+\Delta_1(k)) \cdot kT$  (instante en el que la corriente en la bobina se hace cero), hasta el final del ciclo  $t=(k+1)T$ .

En cuanto a las salidas que se desea tener accesibles, cabe destacar:

- Tensión de salida  $v_o(k)$ .
- Variables de estado  $\mathbf{x}(k)$ .
- Para la simulación del control en modo corriente, se emplea una variable auxiliar, que proporciona la pendiente de la corriente de la bobina en el ciclo considerado.

### 5.1.1.3 Exactitud del modelo discreto en régimen permanente

Si se desea tener controlado el convertidor, de manera que en régimen permanente suministre una tensión constante con el valor de referencia, se deberá considerar si los resultados obtenidos a través del modelo discreto se corresponden con los valores reales obtenidos en dicho convertidor, o bien acotar el error presente en dicha simulación.

Tanto el estado del sistema como la tensión de salida, que en definitiva no es más que una combinación lineal de dicho estado, cuando se hallan en régimen permanente presentan un ciclo límite a la salida con la frecuencia de conmutación compuesto por las diferentes trayectorias involucradas en dicha conmutación. El modelo discreto, por su parte, calcula dichas variables únicamente al inicio del ciclo límite, de manera que necesariamente aparecerá una discrepancia entre el valor obtenido por la simulación y el valor medio de tensión a la salida. Así, por ejemplo, en la Fig. 5-1 puede verse el ciclo límite de salida de un convertidor dc/dc con tensión nominal de 5 V. Si bien la tensión media de salida coincide con la nominal, se observa que los valores discretos, calculados al inicio del ciclo de conmutación, son menores y se corresponden con el ancho inferior del rizado. Como consecuencia del filtro de salida, este rizado es de amplitud muy pequeña, de manera que el valor al inicio del ciclo se corresponde aproximadamente al valor medio.

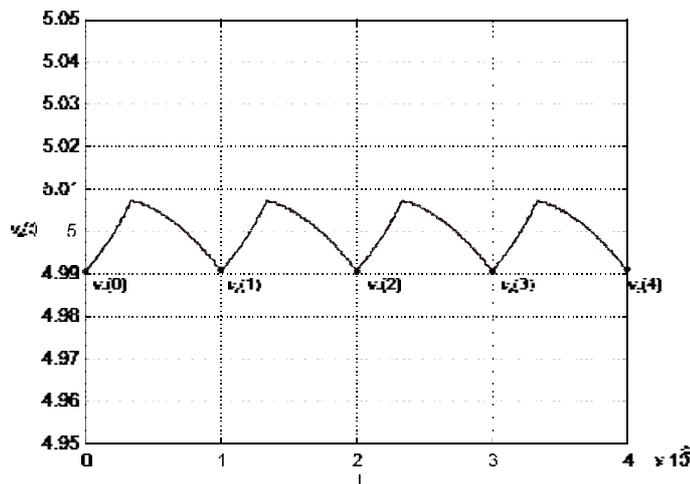


Fig. 5-1 Ciclo límite de un convertidor dc/dc y valores discretos al inicio del ciclo.

Analíticamente, esta discrepancia puede ser obtenida para cada régimen de trabajo. Así, si el ciclo de trabajo estático necesario para lograr la tensión media de salida requerida es  $D_0$ , se tendrá una amplitud en el ciclo límite de la tensión de salida, según (2-17), dado por

$$\Delta v_0 = C_1(x_1 - x_0) = C_1(e^{A_1 D_0 T} - I)x_0 + C_1 A_1^{-1}(e^{A_1 D_0 T} - I)B_1 V_d \quad (5-1)$$

#### 5.1.1.4 Detección de un ciclo de conducción discontinua

Durante las transiciones en el convertidor dc/dc, puede haber instantes en los que el sistema entre en modo de conducción discontinua. No necesariamente por ello el estado final de equilibrio debe corresponder a uno en modo discontinuo. Cuando se trabaja en las simulaciones con un modelo discreto, se debe determinar al inicio de cada ciclo si éste corresponde a un instante de conducción discontinua.

Para ello, se calcula el valor de la corriente en la bobina, que coincide con la variable de estado  $x_1$  al final del ciclo de conducción  $d(k)T$ :

$$x(kT + d(k)T) = e^{A_1 d(k)T} x(kT) + A_1^{-1}(e^{A_1 d(k)T} - I)B_1 V_d(kT) \quad (5-2)$$

En la Fig. 5-2 se muestra la evolución en la corriente de la bobina  $x_1(t)$  durante todo el ciclo.

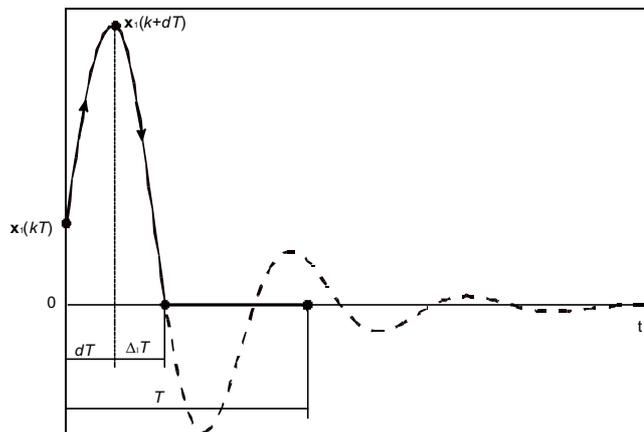


Fig. 5-2 Determinación del tiempo de bajada en conducción discontinua.

Ahora se calcula el tiempo de bajada desde ese valor hasta el valor final cero de descarga total en la bobina. Esto es relativamente sencillo, ya que se trata de un sistema de segundo orden con un cero adicional (Fig. 5-3):

$$t_r = \frac{\pi - \alpha_c}{\omega_d} \quad (5-3)$$

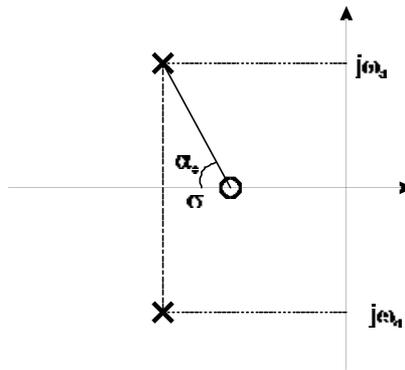


Fig. 5-3 Sistema de segundo orden con cero adicional.

Si este tiempo es menor que el de apagado:

$$t_r < (1 - d(k))T \quad (5-4)$$

entonces el sistema entra en modo de conducción discontinua, coincidiendo el ciclo de apagado con el de bajada:

$$\Delta_1(k) = \frac{t_r}{T} \quad (5-5)$$

#### 5.1.1.5 Simulación del regulador borroso

Para la implementación del regulador borroso se ha programado, de nuevo, un bloque funcional de *simulink*. Este regulador es discreto, ya que únicamente debe calcular una vez por ciclo el ciclo de trabajo  $d(k)$ . Frente al *toolbox* de lógica borrosa de *matlab*, se ha optado por programar directamente el sistema borroso, ya que con ello se logra mayor velocidad de simulación, así como mayor control sobre las variables que constituyen dicho sistema.

#### 5.1.2 Métodos de análisis de los resultados

Con tal de verificar el funcionamiento de los reguladores propuestos, se van a realizar un conjunto de simulaciones, que deben dar idea de las prestaciones de estos. Para verificar su funcionamiento, se realizarán simulaciones del circuito de gran señal ante:

- Escalón en la tensión de referencia, que sirve para identificar el ancho de banda, o velocidad del sistema en cadena cerrada.
- Escalón de carga, que sirve para analizar la impedancia de salida en lazo cerrado.
- Escalón en la tensión de entrada, que sirve para verificar la audiosusceptibilidad en lazo cerrado.
- Robustez del lazo cerrado, se situará el sistema en diferentes puntos de trabajo, variando inicialmente la tensión de referencia, la tensión de entrada o la carga respecto a la nominal. Una vez estabilizado, se le aplicará un escalón de los

parámetros anteriormente mencionados, con el fin de comprobar la degradación del funcionamiento del sistema, cuando es sacado de su punto de funcionamiento nominal.

## 5.2 RESULTADOS PRINCIPALES

En este epígrafe se destacan los resultados principales obtenidos del conjunto de simulaciones recogidas en el anexo III. Se trata de pruebas realizadas para el convertidor dc/dc *buck* controlado por medio del regulador borroso indirecto basado en modelos locales (RIBML) según la propuesta realizada en el epígrafe 4.5. Las pruebas han sido efectuadas para:

- a) Regulación con la carga, ante variaciones positivas y negativas de la resistencia de carga.
- b) Regulación de salida, ante variaciones positivas y negativas de la tensión de referencia.
- c) Regulación de entrada, ante variaciones positivas y negativas de la tensión de alimentación.
- d) Regulación con la carga para tensión de referencia no nominal.
- e) Regulación de entrada para tensión de referencia no nominal.

La evolución en la salida es comparada gráficamente con la obtenida en el convertidor *buck* cuando es controlado con los siguientes reguladores:

- por medio de un regulador óptimo por realimentación de estado (RORE), particularizado para el punto de trabajo nominal  $P$  ( $V_0 = 5 \text{ V}$ ,  $R = 5 \Omega$ ,  $V_d = 15 \text{ V}$ ). En las figuras viene representado por una línea continua verde. A partir de los resultados obtenidos por este regulador, es posible comparar la mejora en las prestaciones que puede obtenerse por un sistema de control basado en múltiples modelos locales, frente a uno basado en un único modelo local. Estas diferencias deben hacerse evidentes cuando el sistema se halle alejado del punto de trabajo nominal.
- control en modo corriente (RCIC), según el diseño descrito en el epígrafe 4.6. Se ha representado por una línea continua roja. Se ha incluido también su respuesta, ya que se trata de un control por realimentación de estado, al igual que el regulador borroso diseñado. La técnica de diseño de este regulador está nuevamente basada en un punto nominal  $P$ , que se ha elegido igual al caso anterior. Sin embargo, el ajuste del regulador se realiza a partir de unas restricciones constructivas en la circuitería empleada, según se vio en dicho epígrafe. Esto implicará la obtención de menores prestaciones que en el regulador óptimo.

Como complemento a estas simulaciones, se incluye la evolución de la tensión de salida frente a variaciones para las desviaciones límite de los parámetros del filtro de salida: inductancia en la bobina  $L$  y capacidad del condensador  $C$ , considerando que las

tolerancias de fabricación de dichos componentes son del 20%. En el apéndice IV se incluyen para todos los ensayos indicados anteriormente tres gráficas, correspondientes a los tres controladores, en las que se superpone la evolución de la tensión de salida nominal, en negro, la del convertidor para los valores límite máximo y mínimo del condensador, en rojo, y la de los valores límites máximo y mínimo de la bobina, en verde.

En el epígrafe IV.7 del Anexo III se muestra una tabla resumen con los índices de funcionamiento dados por el máximo pico de sobreoscilación  $M_p$ , y el tiempo de establecimiento  $t_s$ .

### 5.2.1 Regulación con la carga

En la Fig. 5-4 puede verse cómo un aumento en la corriente demandada (disminución de la resistencia de carga) provoca en el RCIC una respuesta marcadamente oscilatoria, debida a su sensibilidad frente a las variaciones de carga. Los controladores óptimos locales presentan una respuesta amortiguada, siendo menor el pico de tensión en el RIBML. En éste se tiene además un tiempo de establecimiento menor que en el RORE cuando la carga varía a  $1 \Omega$ , ya que en éste entra en acción la estimación debida al sistema borroso, que ajusta las ganancias al nuevo punto de trabajo.

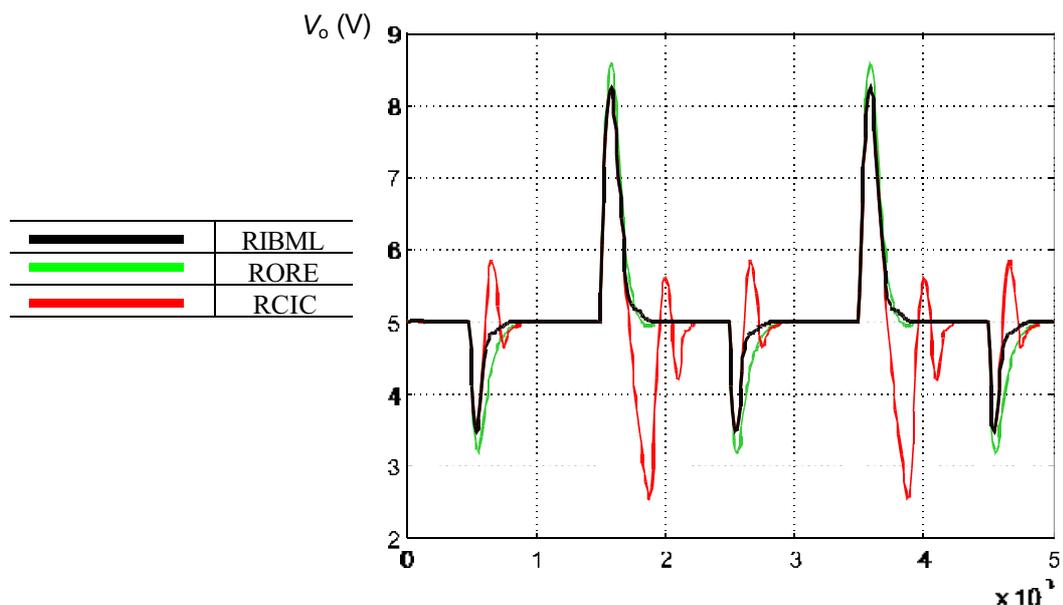


Fig. 5-4 Variación en la carga de 5 a  $1 \Omega$ .

Cuando la variación de carga provoca que el convertidor entre en conducción discontinua, como se muestra en la Fig. 5-5 para un cambio de carga a  $1000 \Omega$ , se tiene que el RCIC muestra un comportamiento más lento, presentando además un segundo pico, que también se halla presente en el RORE, siendo éste el que da lugar a una respuesta más lenta. En el RIBML se tiene un tiempo de establecimiento del orden de la mitad que en los anteriores, ya que no se produce un segundo pico de oscilación. Esto es debido a que el sistema borroso detecta el paso a régimen de conducción discontinua, realizando la selección de las ganancias de realimentación para este modo, que, como se observa, ofrecen una respuesta de mejores prestaciones.

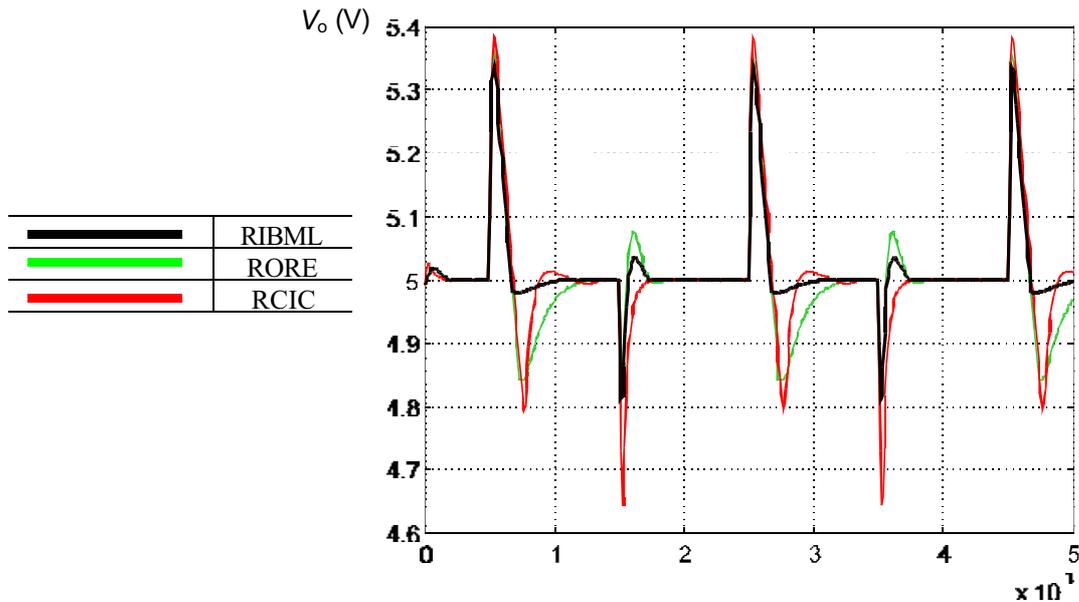


Fig. 5-5 Variación en la carga de 5 a 1000  $\Omega$ .

Hay que tener en cuenta que los reguladores cuyo diseño se halla basado en un punto de trabajo nominal, como es el caso del RORE y el RCIC, acusan de forma apreciable el paso del sistema a conducción discontinua, donde, como ya se vio en el Capítulo 2, el modelo que describe el comportamiento del sistema se ve modificado con respecto al definido para el punto nominal de conducción continua.

En cuanto a lo que respecta a las respuestas obtenidas al modificar los valores de capacidad del condensador y de inductancia en la bobina, se tiene en la Fig IV-3 del anexo III que una variación negativa de la resistencia de carga lleva a un mayor pico en la respuesta en el caso de una disminución en la capacidad del condensador, al igual que un aumento en la inductancia, ya que esto implica un amortiguamiento menor en el filtro de salida. Por tanto, un incremento en el sentido opuesto, produce el efecto contrario. Sin embargo estos picos están atenuados frente a los obtenidos en la Fig. IV-4 para el caso del RORE. En la Fig. IV-5 se muestra las respuestas obtenidas en el caso del RCIC, observándose una mayor sensibilidad en el ajuste del regulador a variaciones en el filtro de salida, que tal y como se puede apreciar, pueden conducir a un comportamiento muy oscilatorio de la respuesta. Para los casos de variación positiva en la resistencia de carga, la sensibilidad en todos los reguladores es menor, observándose en cualquier caso que el RIBML es el que presenta una mayor robustez.

### Simulación para el modelo continuo

La simulación efectuada en la Fig. 5-4 ha sido realizada igualmente para un modelo de convertidor continuo, incluyendo 100 pasos de integración en cada ciclo de conmutación, siendo representadas ambas respuestas superpuestas en la Fig. 5-6. Posteriormente, en las Fig. 5-7 - Fig. 5-10 se muestran diferentes ampliaciones de las zonas de interés, donde es posible apreciar claramente el rizado presente en la tensión de salida como consecuencia del funcionamiento conmutado.

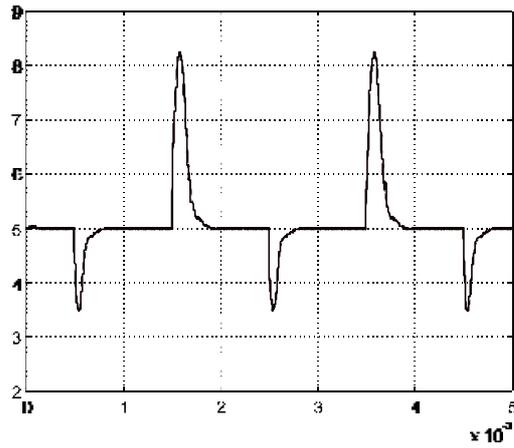


Fig. 5-6 Resultados obtenidos en el modelo continuo frente al discreto.

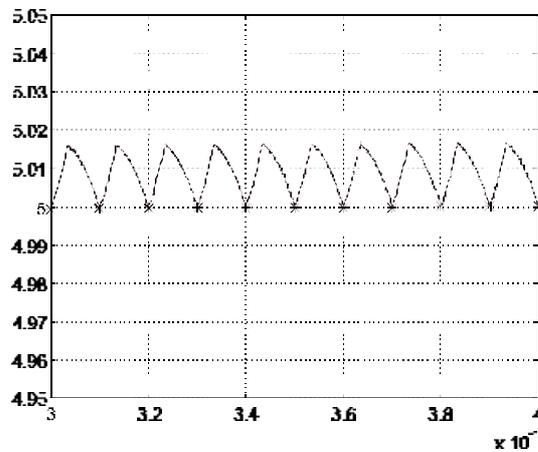


Fig. 5-7 Ampliación del régimen permanente en la Fig. 5-6 para una carga de  $5 \Omega$ .

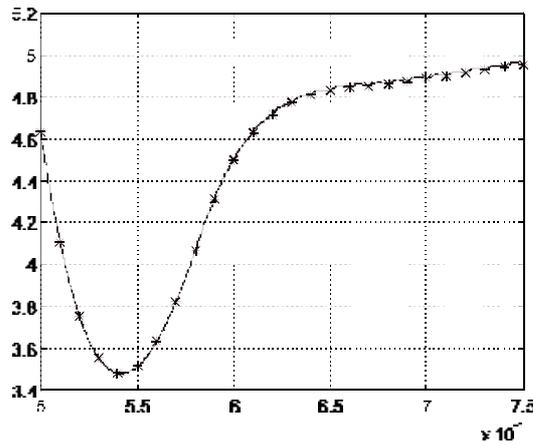


Fig. 5-8 Ampliación del régimen transitorio en la Fig. 5-6 para una transición en la carga de  $5 \Omega$  a  $1 \Omega$ .

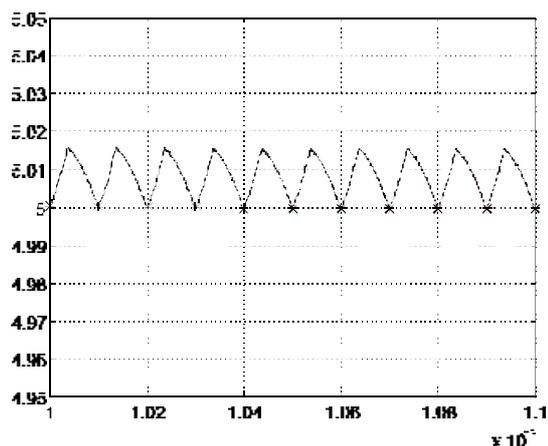


Fig. 5-9 Ampliación del régimen permanente en la Fig. 5-6 para una carga de 1 Ω.

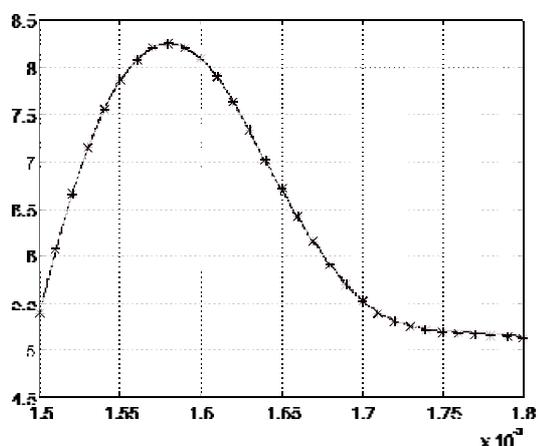


Fig. 5-10 Ampliación del régimen transitorio en la Fig. 5-6 para una transición en la carga de 1 Ω a 5 Ω.

Las curvas de la respuesta continua y la obtenida por el cálculo de los valores de salida sólo en los instantes discretos de conmutación (modelo discreto) son prácticamente indistinguibles, como puede observarse en la Fig. 5-6. Esto es así, porque, tal y como muestran la Fig. 5-7 y Fig. 5-9, el rizado presente en la tensión de salida en régimen permanente es de una amplitud muy reducida en ambos puntos de trabajo, como ya se analizó en el epígrafe 5.1.1.3. Por tanto, los resultados que van a obtenerse para el modelo discreto pueden ser extendidos a la respuesta continua, sin comprometer por ello excesivamente la exactitud de los mismos.

### 5.2.2 Regulación de salida

Para los escalones en la tensión de referencia mostrados en la Fig. 5-11 y en la Fig. 5-12, el controlador RCIC (línea roja) se halla fuera del punto de trabajo, presentando una respuesta notablemente oscilatoria, con un  $M_p$  máximo del 55% y del 40% respectivamente. Este comportamiento puede apreciarse claramente observando la acción de control de éste, representada en la Fig. IV-22 y Fig. IV-27, que se halla durante un número apreciable de ciclos saturado. Este fenómeno muestra claramente como el RCIC precisa ser ajustado según la tensión de referencia nominal que debe generar a la salida, con lo que su empleo como fuente de tensión regulada implica una degradación notable de sus prestaciones que puede ofrecer globalmente para todo punto de trabajo

El RORE y el RIBML operan de forma satisfactoria en todos los casos, teniendo además este último un tiempo de establecimiento considerablemente menor, como consecuencia de las correcciones llevadas a cabo en las ganancias de realimentación por parte del sistema borroso.

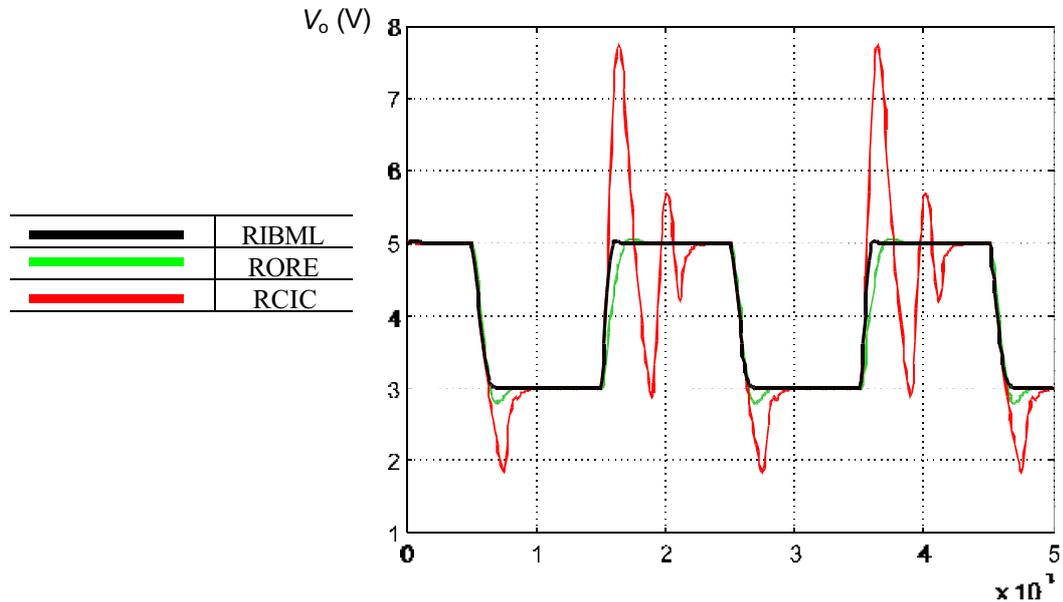


Fig. 5-11 Variación en la referencia de 5 a 3 V.

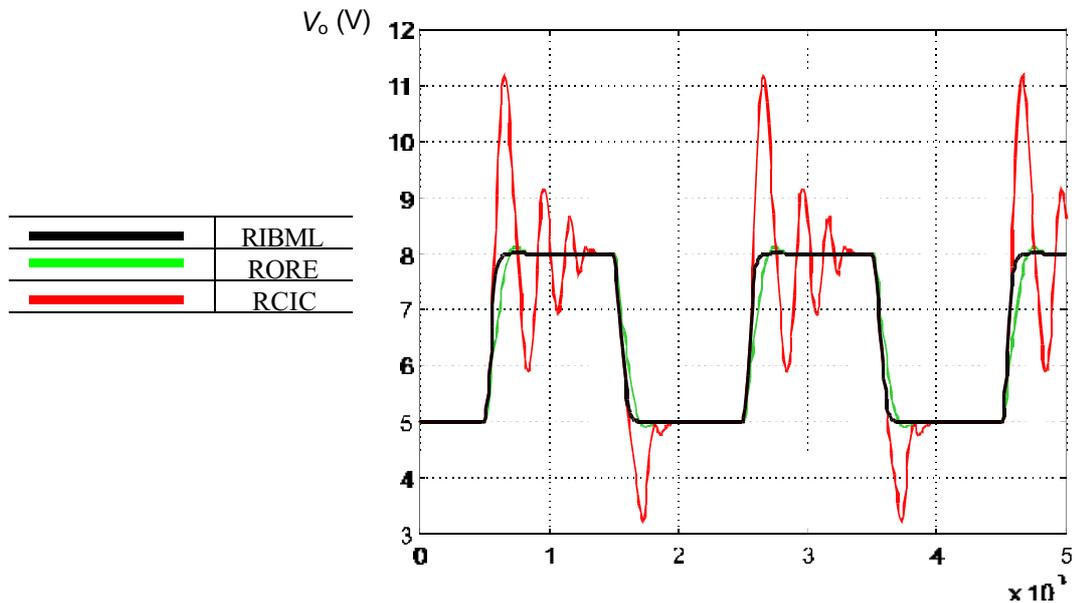


Fig. 5-12 Variación en la referencia de 5 a 8 V.

En cuanto a la sensibilidad con respecto a variaciones en los parámetros del filtro de salida, puede observarse cómo el regulador RCIC acusa de forma muy notable estas variaciones, pudiendo conducir, como puede observarse en la Fig. IV-25 y en la Fig. IV-30, a un comportamiento muy oscilatorio de la salida en los casos en los que el filtro presenta menor amortiguamiento, es decir, cuando disminuye la capacidad del condensador de salida, o bien aumenta la inductancia. Este comportamiento, tal y como se ha indicado, limita notablemente sus prestaciones si se desea hacer trabajar el

convertidor en un rango amplio de tensiones de salida. El RIBML es el que presenta mayor inmunidad frente a estas variaciones.

### 5.2.3 Regulación de entrada

El RCIC presenta muy buena característica de audiosusceptibilidad, como puede observarse en la Fig. 5-13 y Fig. 5-14. De igual modo, el RIBML resulta robusto frente a esta perturbación. Cabe hacer notar la escala vertical de estas figuras, que corresponde a oscilaciones de amplitud muy reducida.

El peor comportamiento se tiene para el RORE, que presenta picos de amplitud considerable en la salida, siendo por tanto el sistema con mayor sensibilidad ante variaciones en la tensión externa de alimentación. Esto muestra cómo el control por realimentación de estado, diseñado para el RORE, que en principio presenta peor audiosusceptibilidad que el RCIC, ya que no posee el término de prealimentación, puede ser corregido empleando el esquema de estimación del punto de trabajo del RIBML, que supervisa las variaciones en la tensión de entrada, ajustando adecuadamente las ganancias de realimentación.

En cuanto a las variaciones en el filtro de salida, no se observa excesiva disparidad entre las respuestas, tanto en el caso del control borroso, mostrándose de nuevo las características óptimas en cuanto a audiosusceptibilidad del control por realimentación de estado, que es la estructura básica de los tres controladores.

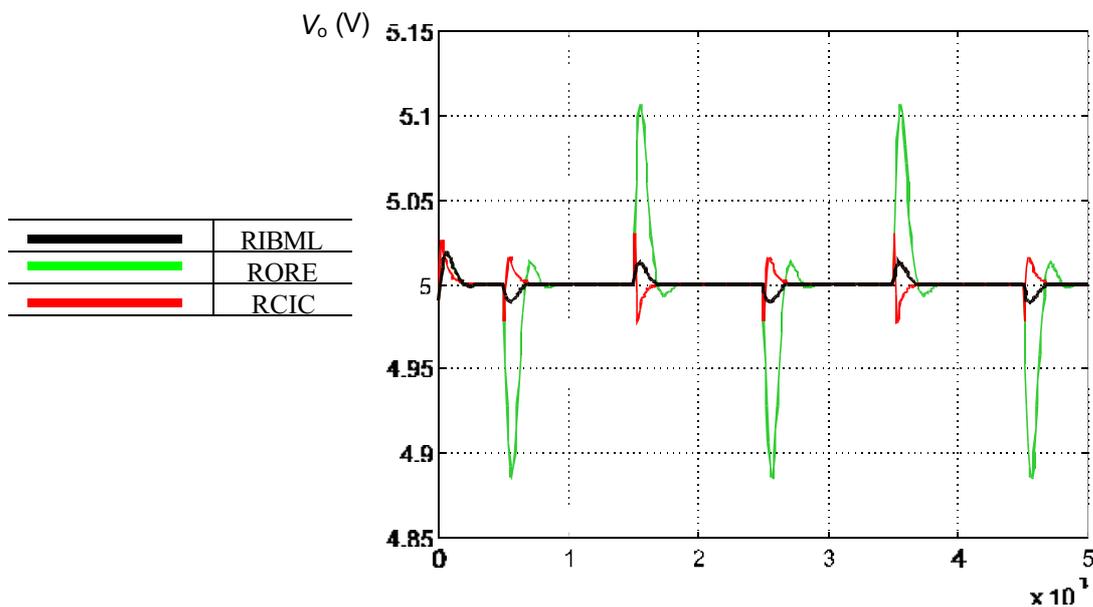


Fig. 5-13 Variación en la alimentación de 15 a 10 V.

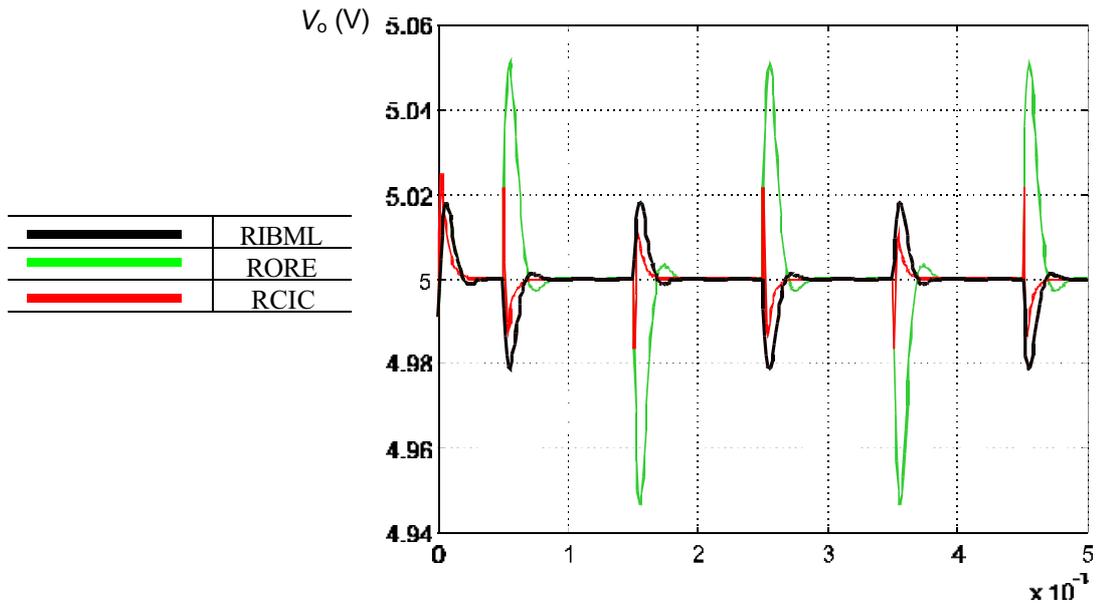


Fig. 5-14 Variación en la alimentación de 15 a 20 V.

### 5.2.4 Regulación con la carga para referencia no nominal

Cuando el sistema es sacado de su punto nominal de trabajo, las prestaciones obtenidas por el controlador RCIC se degradan considerablemente. En el caso analizado, el sistema ha sido diseñado para una tensión nominal de  $V_o = 5$  V, haciéndole trabajar en las pruebas a 3 V y a 8 V. Así, en la Fig. 5-15 y Fig. 5-16 se muestran variaciones de carga en el convertidor, estando éste trabajando para una tensión de salida de 8 V. Puede observarse como el controlador RCIC da lugar a sobreoscilaciones de gran amplitud ante un escalón de carga. El RIBML, por el contrario, presenta un comportamiento adecuado en este nuevo punto de trabajo, que se corresponderá con un nuevo modelo local estimado. Su respuesta ante escalones de carga es similar a la ya observada para un nivel de salida de 5 V, mostrándose así la robustez o insensibilidad de las prestaciones de este controlador para el nivel de tensión de referencia. Esto hace este control muy adecuado para convertidores que se van a emplear en fuentes de alimentación reguladas.

El RORE presenta un comportamiento saturado y oscilatorio cuando, una vez llevado el sistema fuera de su punto de trabajo nominal por medio de la variación de la tensión de referencia, se produce una variación de carga negativa (aumento de la resistencia de carga), Fig. 5-16. Esto puede justificarse considerando que cuando disminuye la carga, el sistema tiende a entrar en conducción discontinua, llevando el sistema fuera de su punto nominal de trabajo. El comportamiento obtenido por este regulador no es satisfactorio.

En cuanto a las distintas respuestas obtenidas al variar el filtro de salida, se tiene de nuevo que el RIBML es el que presenta mayor robustez frente a éstas.

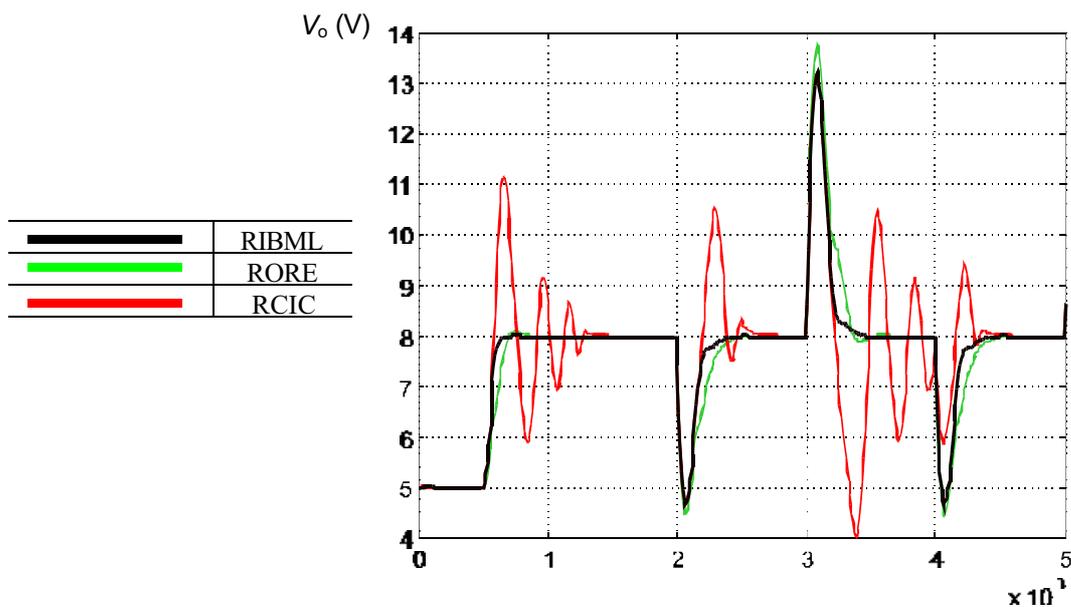


Fig. 5-15 Variación en la carga de 5 a 1  $\Omega$  para una tensión de referencia de 8 V.

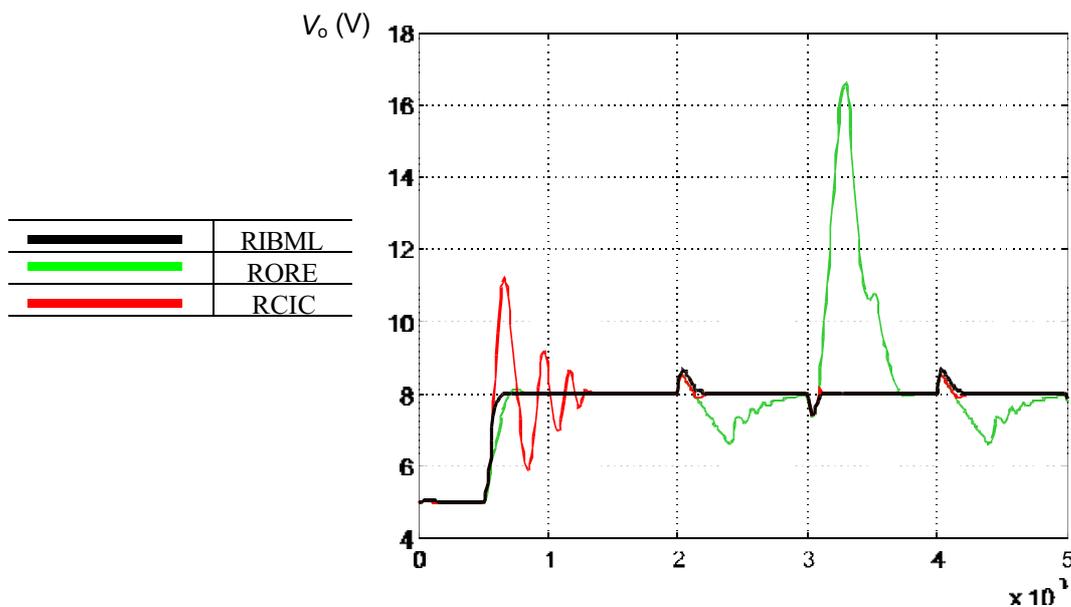


Fig. 5-16 Variación en la carga de 5 a 100  $\Omega$  para una tensión de referencia de 8 V.

### 5.2.5 Regulación con la entrada para referencia no nominal

Las propiedades en valor medio de audiosusceptibilidad del RCIC no se ven prácticamente degradadas por una modificación en la tensión de referencia. Sin embargo, el comportamiento de este regulador, como puede observarse en la Fig. 5-17, resulta algo inestable, ya que el ciclo de trabajo se aproxima a la unidad, y este control tiende a inestabilizarse al aumentar el ciclo de trabajo. Esto puede verse en la Fig. IV-72, donde la acción de control de este regulador se presenta muy oscilatoria y próxima al comportamiento caótico

El RIBML, por el contrario, presenta un comportamiento estable en todos los casos planteados. Del mismo modo, el RORE también presenta robustez ante variaciones

en la alimentación fuera de su punto de trabajo nominal, si bien su comportamiento se halla algo degradado con respecto al obtenido por el anterior.

La variación en el filtro de salida va a afectar poco a la audiosusceptibilidad en cada uno los convertidores controlados por los reguladores estudiados aún cuando éste esté trabajando para un nivel de tensión distinto al nominal.

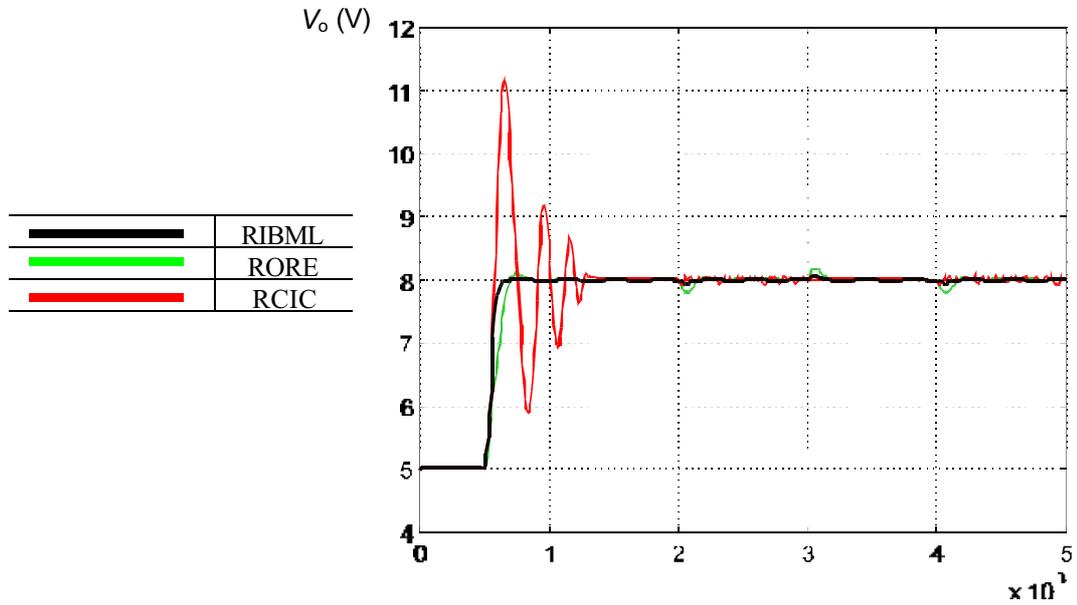


Fig. 5-17 Variación en la alimentación de 15 a 10 V para una tensión de referencia de 8 V.



## Capítulo 6.

# CONCLUSIONES

### 6.1 APORTACIONES

En la presente tesis se ha propuesto una técnica para el control de convertidores de continua conmutados basada en el modelado a partir de modelos locales discretos generalizados por medio de una base de reglas de lógica borrosa. De este modo se logra obtener un algoritmo de control global para todo punto de trabajo, basado en dicha estructura borrosa, de fácil implementación y con gran capacidad de generalización.

En el Capítulo 2, a partir del modelo general híbrido del convertidor conmutado, se ha procedido a la derivación de un modelo discreto no lineal por integración de cada periodo de conmutación y desde éste, a la obtención de modelos locales en puntos de trabajo por linealización. A partir de éstos se propone un modelo general borroso del tipo Takagi-Sugeno basado en dichos modelos locales. Para la transición de la región de conducción continua a discontinua, que supone un salto brusco, se ha empleado una regla de lógica bivalente o binaria. El modelado de los convertidores de potencia según esta técnica es una de las aportaciones originales de esta tesis.

Dada la gran importancia de la adecuada selección del conjunto de modelos locales utilizados en la descripción del sistema, se ha propuesto un algoritmo de búsqueda a partir de un índice de coste de error en la estimación. Mediante éste, se localizan dentro del espacio de todos los posibles puntos de trabajo, aquellos que resultan más representativos para la descripción del modelo según la técnica propuesta. Este algoritmo, que es otra aportación original, es de aplicación general para cualquier sistema no lineal.

La razón del modelado de este sistema en términos de descripción borrosa viene justificada por la sencillez de generación de la ley de control, factor de crucial importancia para poder lograr la implementación en tiempo real de dicho algoritmo en sistemas que, como los analizados, funcionan bajo frecuencias muy elevadas de muestreo.

En el Capítulo 3 se proponen las leyes de control local para cada uno de los puntos de trabajo que forman el conjunto de los modelos locales seleccionado en el modelo. El control elegido ha sido el control óptimo cuadrático lineal por realimentación de estado. A continuación se propone la ley de control global por medio de la estimación en cualquier punto de trabajo a partir de las ganancias de realimentación locales, empleando la base de reglas borrosas definida en el modelo. De este modo, la generación de la ley de control global queda reducida al cálculo de los consecuentes de un sistema basado en lógica borrosa.

Es imprescindible para su validez que esta ley de control global sea estable, habiéndose propuesto una prueba de estabilidad basada en la búsqueda de una función de Liapunov discreta global. Por tanto, una parte del proceso de diseño de este controlador

se basa en la búsqueda de dicha función de Liapunov. Para su obtención se ha propuesto un algoritmo recursivo que puede ser aplicado fácilmente a cualquier caso.

En el Capítulo 4 se muestra la aplicación del esquema de control propuesto estudio al convertidor conmutado más extendido en la industria, el convertidor *buck*. De éste derivan otras topologías como el *forward*, semipuente, puente completo, etc., de manera que la extensión a éstas es inmediata. En primer lugar se ha tratado la derivación de los modelos locales discretos a partir de la expresión general de su modelo no lineal. Posteriormente se ha aplicado el algoritmo para la selección de los puntos de trabajo, obteniéndose así la descripción de este sistema por medio del modelo borroso.

Para cada uno de los modelos locales se calcula sus ganancias de realimentación, según el índice de coste propuesto. Por último, se ha verificado la estabilidad del convertidor controlado de este modo mediante la aplicación de la prueba de estabilidad propuesta, habiendo sido posible obtener, por medio del algoritmo propuesto un función de Liapunov discreta global.

Las pruebas realizadas en el Capítulo 5 han permitido validar las mejoras obtenidas por el regulador frente a un control convencional en modo corriente. Como característica más notable, se observa que el regulador basado en modelos locales es capaz de mantener una buenas prestaciones en el sistema en cuanto a regulación respecto a variaciones en la carga o en la tensión de entrada, independientemente del punto de trabajo. Estas prestaciones son menores en un control por realimentación de estado particularizado para un punto de trabajo, es decir, basado en un único modelo local, ya que su comportamiento se degrada notablemente cuando se hace trabajar el convertidor lejos de este punto.

Complementariamente se han realizado pruebas de robustez del sistema frente a variaciones en las tolerancias de los componentes, observándose que el regulador borroso propuesto da mejores resultados que los dos anteriores.

El control borroso indirecto basado en modelos locales mejora de forma apreciable las prestaciones del sistema, haciendo éste más robusto y permitiendo su funcionamiento en un rango muy superior de condiciones de trabajo al permitido por el control en modo corriente convencional. Por otra parte, presenta una sencillez notable de implementación, ya que puede ser fácilmente incorporado como programador de ganancia de un control en modo corriente convencional, haciéndolo por tanto una alternativa atractiva para su incorporación en los convertidores de potencia industriales. En este sentido, es importante destacar que, si bien en esta tesis se ha concretado el estudio a los convertidores dc/dc, la filosofía propuesta puede ser extendida de igual modo a otros tipos de convertidores de potencia, como pueden ser los inversores trifásicos.

## 6.2 FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN

Como principales líneas abiertas de investigación cabe destacar las siguientes:

- **Aplicación a otras topologías y a otros convertidores.** De igual modo que ha sido posible en este estudio aplicar con éxito el control borroso indirecto basado en modelos locales a la topología *buck*, es factible aplicar éste al resto de las topologías como *flyback* o *boost*. Dichos convertidores van a presentar en los modelos locales

ceros de fase no mínima, que deberán ser tenidos en cuenta a la hora de diseñar sus regulador locales. Por otra parte, también es posible aplicar el esquema de control propuesto a otros convertidores de potencia conmutados.

- **Aplicación a otras implementaciones de control.** Puede ser de interés práctico plantear esquemas de implementación de este regulador, basadas en otras estrategias de control en modo corriente, como pueden ser *average current mode control* o *conductance control*.
- **Aplicación a otras leyes de control local.** El control local propuesto para cada modelo es un regulador óptimo cuadrático. Cabe plantearse otros posibles diseños, como pueden ser otras estrategias de control óptimo, o aquellas basadas en control robusto.
- **Incorporación de algún esquema de adaptación al sistema borroso.** El sistema borroso diseñado se basa en los parámetros nominales de diseño del convertidor dc/dc. Con el fin de paliar las previsible modificaciones de dichos parámetros con el tiempo, como puede ser el valor de las resistencias serie equivalentes o de los propios valores de capacidad e inductancia, así como sus desviaciones debidas a las tolerancias en estos componentes, cabe estudiar la incorporación de algún esquema de adaptación del sistema borroso.



# BIBLIOGRAFÍA

- [Albertos 1998] Albertos, P, Aracil, J., "Analysis of fuzzy models and stability issues of fuzzy logic controlled systems"
- [Ang 1995] Ang, S.S. *Power-Switching Converters*. Nueva York : Marcel Dekker, 1995.
- [Bello 1981] Bello, V.G., "Using the SPICE2 CAD package for easy simulation of switching regulators in both continuous and discontinuous conduction modes", *Proc. of Powercon*, pp. 1-14, 1981.
- [Bilalovic 1983] Bilalovic, F., Music, O., Sabanovic, A., "Buck converter regulator operating in sliding-mode", *PCI Proc.*, pp. 331-340, abril 1983.
- [Billings 1989] Billings, K., *Switchmode power supply handbook*, Mc-Graw-Hill, Nueva York : 1989.
- [Bose 1994] Bose, B.K. "Expert system, fuzzy logic, and neural network applications in Power Electronics and motion control", *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1303-1323, 1994.
- [Bose 1997] Bose, B.K., "Expert system, fuzzy logic, and neural networks in Power Electronics and drives", on *Power Electronics and Variable Frequency Drives*, de. B.K. Bose, IEEE Press, 1997.
- [Brown 1981] Brown, A.R., Middlebrook, R.D., "Sampled-data modelling of switching regulators", *Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conference*, pp. 349-369, Colorado, junio 1981.
- [Brown 1994] Brown, M., Harris, C. *Neurofuzzy Adaptive Modelling and Control*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1994.
- [Buckley 1994] Buckley, J.J., Hayashi, Y. "Fuzzy Neural Networks", in R. R. Yager and L. A. Zadeh Ed., *Fuzzy Sets, Neural Networks and Soft Computing*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1994.
- [Burns 1976] Burns III, W.W., Wilson, T.G., "State Trajectories used to observe and control dc-to-dc converters", *IEEE Trans. Aerospace Systems*, vol. AES-12, pp. 706-717, 1976.
- [Burns 1977] Burns III, W.W., Wilson, T.G., "Analytic derivation and evaluation of a state trajectory control law for dc-dc converters", *IEEE PESC*, pp. 70-85, Palo Alto, CA, junio 1977.
- [Buso 1996] Buso, S. "μ-Synthesis of a robust voltage controller for a buck-boost converter", *IEEE PESC*, vol. 1, pp. 766-772, Baveno, Italia, 1996.
- [Calvente 1996] Calvente, J., Giral, R., J. Hernanaz, "Push-pull swithcing power amplifier witch sliding-mode control, *IEEE PESC*, vol. 2, pp. 1484-1487, Baveno, Italia, 1996.
- [Capel 1973] Capel, A., Ferrante, J.G., Prajoux, R. "Dynamic behavior and z transform stability analysis for dc/dc regulator with nonlinear PWM controlled loop" *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1973 Record, pp. 149-157 (IEEE Publication CHO 787-2 AES).
- [Carbonell 1997] Carbonell, P., "Control borroso adaptativo de un convertidor dc/dc conmutado", *Actas del VII Congreso Español sobre Tecnologías y Lógica Fuzzy STLYF'97*, pp. 233-238, Tarragona, 1997.
- [Carpenter 1991] Carpenter, G.A., Grossberg, S., Reynolds, J.H. "ARTMAP: Supervised real-time learning and classification of nonstationary data by a self-organizing neural network," *Neural Networks* 4, 565-588, 1991.
- [Carpenter 1992] Carpenter, G.A., Grossberg, S. "Fuzzy ARTMAP: supervised learning, recognition and predictions by a self-organizing neural network," *IEEE Commun. Mag.* 30, 38-49, 1992.
- [Carpenter 1994] Carpenter, G.A., Grossberg, S. "Fuzzy ARTMAP: A Synthesis of Neural Networks and Fuzzy Logic Supervised Categorization and NonStationary Prediction," in R. R. Yager and L. A. Zadeh Ed., *Fuzzy Sets, Neural Networks and Soft Computing*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1994.
- [Carpita 1996] Carpita, M., Marchesoni, M., "Experimental study of a power conditioning system using sliding mode control", *IEEE Trans. Power Electronics*, vo. 11, nº 5, pp. 731-742, sept. 1996.

## Bibliografía

- [Carrasco 1995] Carrasco, J.M., Quero, J.M., Frangelo, L.G., "Multi-input variable structure controller for electronic power converters implemented by neural network techniques", *IEEE PESC*, 1346-51, Atlanta, Georgia, 1995.
- [Chang 1995] Chang, C., "Robust control of dc-dc converters : the buck converter", *IEEE PESC*, vol. 2, pp. 1094-1097, Atlanta, Georgia, 1995.
- [Chen 1989] Chen, Y.Y., Tsao, T.C. "A description of the dynamical behavior of fuzzy sytem," *IEEE Trans. Syst. Man. Cybern.*, vol. SMC-19, no. 4, pp. 745-755, 1989.
- [Chen 1991] Chen, S., Cowan, C.F.N., Grant, P.M. "Orthogonal least squares learning algorithm for radial basis function networks," *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 2, pp. 302-309, Mar. 1991.
- [Chetty 1981] Chetty, P.R.K., "Current injected equivalent circuit approach (CIECA) to modelling of switching dc-dc converters in continuous inductor conduction mode", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. AES-17, pp. 802-808, Nov. 1981.
- [Chetty 1982] Chetty, P.R.K., "Current injected equivalent circuit approach (CIECA) to modelling of switching dc-dc converters in discontinuous inductor conduction mode" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE-29, pp. 230-234, Aug. 1982.
- [Chetty 1984] Chetty, P.R.K., "Modelling and analysis of Cúk converter using current injected equivalent circuit approach" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE-30, pp. 56-59, Feb. 1983.
- [Chetty 1984] Chetty, P.R.K., "Modelling and analysis of Cúk converter using current injected equivalent circuit approach" *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE-30, pp. 56-59, Feb. 1983.
- [Deane 1990] Deane, J.H.B., Hammill, D.C., "Analysis, simulation and experimental study of chaos in the buck control", *IEEE PESC*, pp. 491-498, San Antonio, CA, junio 1990.
- [Deisch 1978] Deisch, C.W., "Simple switching control method changes power converters into a current source", *IEEE PESC*, pp. 135-147, 1978.
- [Dorato 1995] Dorato, P., Abdallah, C., Cerone, V. *Linear Quadratic Control. An Introduction*. Englewood Cliffs (NJ): Prentice-Hall, 1995.
- [Erickson 1982] Erickson, R.W., Cúk, S., Prajoux, R., "Dynamic behavior and z transform stability analysis for dc/dc regulators with a nonlinear PWM controlled loop", *IEEE PESC*, MIT, Cambridge, Ma, junio 1982.
- [Font 1996] Font, J.M, J.L.R., Marrero, G.C. Vergehese, "Analysis of chaotic regime for dc-dc converters under current mode control", *IEEE PESC*, pp. 803-809, Baveno, Italia, 1996.
- [Garcerá 1998] Garcerá, G. "Control modo corriente cic-robusto basado en modelo de referencia de conversores dc-dc conmutados. Estudio mediante técnicas de control robusto paramétrico y aplicación al conversor buck". Tesis doctoral. Departamento de Ingeniería Electrónica. Universidad Politécnica de Valencia, abril 1998.
- [George 1992] George, M. "Implementation of fuzzy logic servo motor control on a programmable TI TMS320C14 DSP", *Implementation of Fuzzy Logic. Selected Applications*. Texas Instruments, 1992.
- [Gupta 1997] Gupta, T., Boudreaux, R., Nelms, R., Hung, J. "Implementation of a fuzzy controller for dc-dc converters using an inexpensive 8-b microcontroller", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 661-669, octubre 1997.
- [Holland 1984] Holland, B., "Modelling, analysis and compensation of the current mode converter", *Proc. of Powercon*, 1984.
- [Horikawa 1991] Horikawa, S., Furuhashi, T., Uchikawa, Y., Tagawa, T. "A study on fuzzy modelling using fuzzy neural networks," *Proc. Int. Fuzzy Eng. Symp.*, 1991.
- [Horikawa 1992] Horikawa, S., Furuhashi, T., Uchikawa, Y. "On fuzzy modelling using fuzzy neural networks with back-propagation algorithm," *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 3, pp. 801-806, 1992.

- [Ichihashi 1991] Ichihashi, H. "Hierarchical fuzzy model of class  $C^\infty$ ," *7th Fuzzy System Symp.*, Nagoya, Japan, 1991.
- [Jamshidi 1994] Jamshidi, M. "On Software and Hardware Applications of Fuzzy Logic," in R. R. Yager and L. A. Zadeh Ed., *Fuzzy Sets, Neural Networks and Soft Computing*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1994.
- [Jang 1997] Jang, J.S.R., Sun, C.T., Mizutani, E. *Neuro-fuzzy and soft computing : a computational approach to learning and machine intelligence*. Upper Saddle River (NJ): Prentice-Hall, 1997.
- [Jeyappagash 1996] Jeyappagash, J.J., Sivakumar, T.V., Sastry, V.V., "Object oriented modelling, simulation and optimisation of power electronic circuits", *IEEE PESC*, vol. 1, pp. 581-585, Baveno, Italia, 1996.
- [Johansen 1997] Johansen, T.A., Murray-Smith, R. "The operating regime approach to nonlinear modelling and control", en *Multiple Model Approaches to Modelling and Control*. Ed. R. Murray-Smith and T.A. Johansen, London: Taylor & Francis, 1997.
- [Johansson 1998] Johansson, M., Rantzer, A., "Computation of piecewise quadratic Lyapunov functions for hybrid systems", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 43, no. 4, pp. 555-559, 1998.
- [Kassakian 1991] Kassakian, J.G., Schlecht, M.F., Verghese, G.C., *Principles of Power Electronics*, Nueva York : Addison-Wesley, 1991.
- [Kislovski 1991] Kislovski, A.S., Redl, R., Sokal, N.O., *Dynamic analysis and control-loop design of switching-mode dc/dc converters*, Van Nostrand Reinhold, Princeton, NJ, 1991.
- [Kosko 1992] Kosko, B. "Fuzzy systems as universal approximators," *Proc. IEEE Int. Conf. Fuzzy Systems*, pp. 1153-1162, 1992.
- [Kosko 1993] Kosko, B. *Neural Networks and Fuzzy Systems*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1992.
- [Krein 1990] Krein, P.T., Bass, R.M., "Geometric formulation, classification and methods for power electronic systems", *IEEE PESC*, 1990.
- [Krein 1998] Krein, P. T. *Elements of Power Electronics*. Nueva York : Oxford University Press, 1998.
- [Lago 1998] Lago, E., Jiménez, C.J., López, D.R., Sánchez-Solano, S., Barriga, A., "XFVHDL: A Tool for the Synthesis of Fuzzy Logic Controllers", *Proc. Design, Automation and Test in Europe*, pp. 102-107, Paris, 1998.
- [Lan 1990] Lan, B. "Computer-aided design of a dc-to-dc switching converter", *APEC*, pp. 619-628, Los Angeles, CA, 1990.
- [Lau 1996] Lau, C.K., Pong, M.H. "DSP based fuzzy controlled power converter operating in both continuous and discontinuous modes", *Proc. IEEE IECON*, vol. 3, pp. 1530-1535, Taipei, 1996.
- [Lee 1979] Lee, F.C., Iwens, R.P., Yu, Y., Triner, J.E. "Generalized computer-aided discrete time domain modeling and analysis of DC-DC converters", *IEEE Trans. On Ind. Elec. and Control Inst.*, Vol. 26, No. 2, pp. 58-69, 1979.
- [Lee 1980] Lee, F.C., Yu, Y., Mahmoud, M.F. "A Unified analysis and design procedure for the standardized control module for DC-DC switching regulators", *Proc. of the IEEE Power Electronics Specialists Conference and Exposition*, pp. 284-301, Atlanta, 1980.
- [Lee 1985] Lee, Y.S., "A systematic and unified approach approach to modelling switches in switch-mode power supplies", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE-32, No. 4, pp. 445-448, Nov. 1985.
- [Lee 1990] Lee, C.C. "Fuzzy Logic in control systems: Fuzzy Logic Controller, parts I and II," *IEEE Trans. Syst. Man. Cybern.*, vol. 20, no. 2, pp. 404-435, 1990.
- [Lee 1993] Lee, Y.S. *Computer-aided analysis and design of switch-mode power supplies*, New York: Marcel Dekker, 1993.
- [Lin 1997] Lin, B.R. "Analysis of neural and fuzzy-power electronic control", *IEE Proc. Sci. Meas. Technol.*, vol. 144, no. 1, 1997.

## Bibliografía

- [Ma 1998] Ma, X., Sun Z., He Y., "analysis and design of fuzzy controller and fuzzy observer", *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 6, no.1, feb. 1998.
- [Mandani 1975] Mandani, E.H., Assilian, S. "An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller," *Int. J. Man. Mach. Studies*, vol. 7, no. 1, pp. 1-13, 1975.
- [Mandani 1977] Mandani, E.H. "Application of Fuzzy Logic to Approximate Reasoning Using Linguistic Synthesis," *IEEE Trans on Comp.* C-26, pp. 1182-1194, dec. 1977.
- [Martínez 1994] Martínez Salamero, L., *Notes on nonlinear control of switching converters*, Gordon Institute, Tel Aviv University, 1994.
- [Mattavelli 1997] Mattavelli, P., Rossetto, Spiazzi, G., Tenti, P. "General Purpose Fuzzy Controller for DC-DC Converters", *IEEE Trans. On Poer Electronics*, vol. 12, no. 1, 1997.
- [Middlebrook 1976] Middlebrook, R.D., Cúk, S., "A general unified approach to modelling switching-converter power stages", *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1976 Record, pp. 18-34.
- [Mitchell 1988] Mitchell, D.M., *DC-DC Swiching Regulator Analysis*, McGraw-Hill, Nueva York, 1988
- [Mohammed 1996] Mohammed, A.N., Taylor, D.G., "A piecewise linear method for digital control of PWM systems", *IEEE PESC*, vol. 1, pp. 803-809, Baveno, Italia, 1996.
- [Mohan 1995] Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P. *Power Electronics. Converters, applications and design*. New York: John Wiley, 1995.
- [Narendra 1990] Narendra, K.S., Parthasarathy, K. "Identification and control of dynamical systems using neural networks," *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 1, pp. 4-27, 1990.
- [Ng 1996] Ng, T.C.T., Leung, F.H.F., Tam, P.K.S., "A simple adaptive control strategy for regulated switching dc-dc converter based on grid-point concept", *IEEE PESC*, pp. 1494-1498, 1996.
- [Nguygen 1995] Nguygen, V.M., Lee, C.Q., "Tracking control of buck converter using sliding-mode with adaptive hysteresis", *IEEE PESC*, vol. 2, pp. 1086-1093, Atlanta, Georgia, 1995.
- [Nie 1989] Nie, J. "A class of new fuzzy control algorithms," *Proc. IEEE Int. Conf. Control and Appl.*, Israel, 1989.
- [Nie 1993] Nie, J., Linkens, D.A. "Learning Control Using Fuzzified Self-Organizing Radial Basis Function Network," *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 1, no. 4, pp. 280-287, Nov. 1993.
- [Ogata 1996] Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*, México: Prentice-Hall, 1996.
- [Oruganti 1988] Oruganti, R., Yang, J.J., Lee, F.C., "Implementation of optimal trajectory control of series resonant converter", *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 3, pp. 318-327, julio 1988.
- [Palm 1996] Palm, R., Hellendorn, H. *Model Based Fuzzy Control*. Berlin: Springer, 1996.
- [Palm 1997] Palm, Driankov, Hellendorn, *Model-based fuzzy control*. Berlin: Springer, 1997.
- [Raviraj 1997] Raviraj, V.S.C., Sen, P.C. "Comparative Study of Proportional-Integral, Sliding Mode, and Fuzzy Logic Controllers for Power Converters", *IEEE Trans. On Ind. App.*, vol. 33, no. 2, 1997
- [Redl 1980] Redl, R., Novak, I., "Stability analysis of constant-frequency current-mode controlled power converters", *Proc. 2<sup>nd</sup> Power Converters Conf.*, pp. 1-17, Munich, 1980.
- [Requena 1992] Requena, I., Delgado, M. "R-FN: A model of fuzzy neuron," *Proc. 2nd Int. Conf. Fuzzy Logic Neural Networks (IIZUKA'92)*, Iizuka, Japan, July 17-22, 793-796, 1992.
- [Ridley 1990] Ridley, R.B. "A new continuous-time model for current-mode control with constant frequency, constant on-time and constant off-time, in CCM and DCM", *Proc of the IEEE Power Electronics Specialists Conference and Exposition*, pp. 382-389, San Antonio, 1990.
- [Rossetto 1995] Rossetto, L., Mattavelli, P. Spiazzi, G., "Small-signal analysis of dc-dc converters with sliding mode control" *IEEE APEC*, pp. 153-159, Dallas, Texas, 1995.

- [Rumelhart 1986a] Rumelhart, D.E., Hinton, G., Williams, R. "Learning internal representations by error propagation," in D.E. Rumelhart and J. L. McClelland, eds. *Parallel Distributed Processing*. Cambridge, MA: MIT Press, 1986.
- [Rumelhart 1986b] Rumelhart, D.E., Hinton, G., Williams, R. "Learning representations by back-propagation errors," *Nature*, vol. 323, pp. 533-536, 1986.
- [Sanders 1989] Sanders, S.R., Verghese, G.C., Cameron, D.E., "Nonlinear control of switching power converters", *Control Theory and Advanced Technology*, vol. 5., pp. 601-627, dic. 1989.
- [Sanders 1990] Sanders, R.S., Verghese, G.C., "Lyapunov-based control for switched power converters", *IEEE PESC*, pp. 51-58, San Antonio, CA, junio 1990.
- [Schutten 1995] Schutten, M.J., Torrey, D.A., "Genetic algorithms for control of power converters", *IEEE PESC*, vol. 2, pp. 1321-1326, Atlanta, Georgia, 1995.
- [Severns 1985] Severns, R.P., Bloom, G.E., *Modern dc-to-dc Switchmode Power Converter Circuits*, Van Nostrand Reinhol, Princeton, NJ, 1985.
- [Shortt 1983] Shortt, D.J., Lee, F.C. "An improved switching converter model using discrete and average techniques", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 29, No. 2, pp 190-202, 1983.
- [Smedley 1994] Smedley, K, Cúk, S, "Switching flow-graph nonlinear modeling technique", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 9, no. 4. Pp. 405-413, julio 1994.
- [So 1995] So, W.C., Tse, K., Lee, Y.S. "An experimental fuzzy controller for dc-dc converters", *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference and Exposition*, vol 2, pp. 1339-1345, Atlanta, 1995.
- [So 1996] So, W.C. "Development of a fuzzy logic controller for DC/DC converters: design, computer simulation, and experimental evaluation", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 11, no. 1, pp. 24-31, 1996.
- [Sugeno 1985] Sugeno, M. Ed. *Industrial Applications of Fuzzy Control*. Amsterdam, The Netherlands: North-Holland, 1985.
- [Sun 1996] Sun, J., Grstollen, "Symbolic analysis of switching power converters based on a general averaging method", *IEEE PESC*, vol. 1, pp. 543-550, Baveno, Italia, 1996.
- [Takagi 1985] Takagi, T., Sugeno, M. "Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control", *IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybern.*, vol 15, No. 1, pp 116-132, 1985.
- [Tanaka 1992] Tanaka, K., Sugeno, M. "Stability analysis and design of fuzzy control systems" *Fuzzy Sets and Systems* vol. 45, 135-156, 1992.
- [Tanaka 1994] Tanaka, K., Sano, M. "A robust stabilization problem of fuzzy control systems and its application to backing up of a truck-trailer", *IEEE Trans. on Fuzzy Systems*, vol. 2, no. 2, mayo 1994.
- [Tse 1992] Tse, C.K., Adams, K.M., "Quasi-linear modeling and control of DC-DC converters", *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 7, no.2, 1992.
- [Tse 1995] Tse, C.K., Chan, W.C.Y., "Instability and chaos in current mode controlled Cúk converter", *IEEE PESC*, vol. 1, pp. 608-613, Atlanta, Georgia, 1995.
- [Tymerski 1989] Tymerski, R. , Vorperian, V., Lee, F.C., Baumann, W. "Nonlinear modeling of the PWM switch" *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 4, No. 2, pp. 225-233, 1989.
- [Venkataramanan 1985] Venkataramanan, R., Sabanovic, A., Cúk, S., "Sliding mode control of dc-to-dc converters", *IEEE International Conference in Industrial Electronics and Control Instrumentation*, pp. 251-258, 1985.
- [Verghese 1986] Verghese, G.C., Elbuluk, M.E., Kassakian, J.G., "A general approach to sampled-data modelling for power electronic circuits", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. PE-1, no. 2, abril 1986.
- [Verghese 1989] Verghese, G.C., Bruzos, C.A., Mahabir, K.N., "Averaged and sampled-data models for current mode control : a reexamination", *IEEE PESC*, pp. 484-491, 1989.

## Bibliografía

- [Vidal-Iriarte 1996] Vidal-Idiarte, E., Leyva, R., Calvente, J., Giral, R., Martínez, L. "Sliding Adaptive Controller by Fuzzy Logic for Servomotor" *Proc. 2nd Portuguese Conference on Automatic Control (Controlo '96)*, pp 683-686, septiembre 1996.
- [Vidal-Iriarte 1997] Vidal-Idiarte, E., Calvente, J., Giral, R., Leyva, R., Martínez, L. "Controlador híbrido difuso-deslizante de motores de continua" *Actas del VII Congreso Español sobre Tecnologías y Lógica Fuzzy*, pp 245-250, Tarragona, septiembre 1997.
- [Vorpérian 1990] Vorpérian, V. "Simplified analysis of PWM converters using the model of the PWM switch (Parts 1 and 2)", *IEEE trans. on AES*, vol. 26, núm. 2, marzo 1990, pp. 271.280.
- [Wang 1990] Wang, L.X. "Fuzzy Systems are universal approximators," *Proc. Int. Conf. Fuzzy Systems*, 1990.
- [Wang 1992a] Wang, L.X., Mendel, J.M. "Back-propagation fuzzy systems as nonlinear dynamical system identifiers," *Proc. Int. Conf. Fuzzy Systems*, pp. 1409-1418, 1992.
- [Wang 1992b] Wang, L.X., Mendel, J.M. "Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning," *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 3, pp. 807-814, 1992.
- [Wang 1993a] Wang, L.X. *Adaptive Fuzzy Systems and Control*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [Wang 1993b] Wang, L.X. "Stable Adaptive Control of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 1, no. 2, pp. 146-155, 1993.
- [Wang 1995] Wang, F.H., Lee, C.Q., "Comparison of fuzzy logic and current-mode control techniques in buck, boost and buck-boost converters" , *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference and Exposition*, vol 2, pp. 1079-1085, Atlanta, 1995.
- [Wang 1997] Wang, L.X. *A course in fuzzy systems and control*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1997.
- [Wu 1996] Wu, T.F., Chen, Y.K., "A systematic and unified approach to modeling PWM dc/dc converters using the layer scheme", *IEEE PESC*, vol. 1, pp. 575-580, Baveno, Italia, 1996.
- [Wu 1997] Wu, K.C. *Pulse Width Modulated dc-dc Converters*. Nueva York : Chapman & Hall, 1997.
- [Yamakawa 1992] Yamakawa, T., Uchino, E., Miki, T., Kusanagi, H. "A neo fuzzy neuron and its application to system identification and prediction of the system behavior," *Proc. 2nd Int. Conf. Fuzzy Logic Neural Networks (IIZUKA'92)* , Iizuka, Japan, July 17-22, 793-796, 1992.
- [Yamamoto 1992] Yamamoto, S., Yamaguchi T., Takagi, T. "Fuzzy Associative Inference System and its features," *IEEE Int. Conf. Syst. Engin.*, 155-158, 1992.
- [Zadeh 1965] Zadeh, L.A. "Fuzzy Sets," *Information and Control*, 8, pp. 338-353, 1965.
- [Zadeh 1975a] Zadeh, L.A. "The concept of linguistic variable and its application to approximate reasoning I," *Inform Sci.* 8, 199-249, 1975.
- [Zadeh 1975b] Zadeh, L.A. "The concept of linguistic variable and its application to approximate reasoning II," *Inform Sci.* 8, 301-357, 1975.
- [Zadeh 1975c] Zadeh, L.A. "The concept of linguistic variable and its application to approximate reasoning III," *Inform Sci.* 9, 43-80, 1975.
- [Zadeh 1988] Zadeh, L.A. "Fuzzy Logic," *IEEE Computer* 83-93, 1988.
- [Zhao 1997] Zhao, J., Gorez, R., Wertz, V. "Synthesis of fuzzy control systems based on linear Takagi-Sugeno fuzzy models" en *Multiple Model Approaches to Modelling and Control*. Ed. by R. Murray-Smith and T.A. Johansen, London: Taylor & Francis, 1997.
- [Zhou 1987] Zhou, K., Khargonekar, P. "Stability robustness for linear state-space models with structured uncertainty", *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 32, no. 7, julio 1987.
- [Zhou 1996] Zhou, K., Doyle, J., Glover, K. *Robust and Optimal Control*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.

# **ANEXOS**