

Capítulo 2: Control de sistemas conmutados CC-CC con lógica borrosa

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

2.1 Introducción al control en modo de deslizamiento

Consideremos un sistema de orden n en el que su estado se representa por un vector x de n componentes. Si el estado x es medible, entonces esto nos permite diseñar sistemas de control clásicos a partir de la realimentación de estado. Esta metodología también puede aplicarse a los Sistemas de Control de Estructura Variable (VSS).

A partir de un vector k_x que incluye los coeficientes de la realimentación de estado, se puede definir la siguiente función:

$$S(x) = K_x^T x - K_x^T r \quad (2.1)$$

Donde r es un vector de referencia y K_x es el vector que incluye los coeficientes de la referencia. La función $S(x)$ se asocia a los errores del sistema de control. Si $S(x)$ tiende a cero, el problema de control se resuelve si se impone la siguiente ley:

$$S(x) = 0 \quad (2.2)$$

La ecuación 2.2 define una superficie de orden $n-1$ en el espacio de dimensión n . Por ejemplo, si consideramos que el sistema a controlar es un sistema de segundo orden, la relación 2.2 identifica entonces una superficie de primer orden, que no es más que una línea recta en el plano de las variables de estado. Las condiciones para la existencia del modo de deslizamiento pueden expresarse de la siguiente manera:

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \quad ; \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \quad (2.3)$$

Las dos condiciones de 2.3 se pueden satisfacer suponiendo una entrada de control u tal y como se expresa en las siguientes relaciones:

$$u = \begin{cases} u^+(x, t) & \text{per } S(x) > 0 \\ u^-(x, t) & \text{per } S(x) < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

en las que u^+ y u^- son determinadas funciones continuas que han de ser elegidas por el sistema de control. Si la entrada de control conmuta continuamente entre u^+ y u^- , verificando las condiciones (2.3), entonces se dice que el sistema opera en modo de deslizamiento, es decir, el movimiento de los errores de estado sigue la superficie de conmutación definida en 2.2. La figura 2.1 muestra un ejemplo de régimen en modo de deslizamiento para el caso $n=2$ en el que se ha introducido una banda de histéresis en el cruce con la superficie de conmutación para, de esta manera, evitar una frecuencia de conmutación infinita.

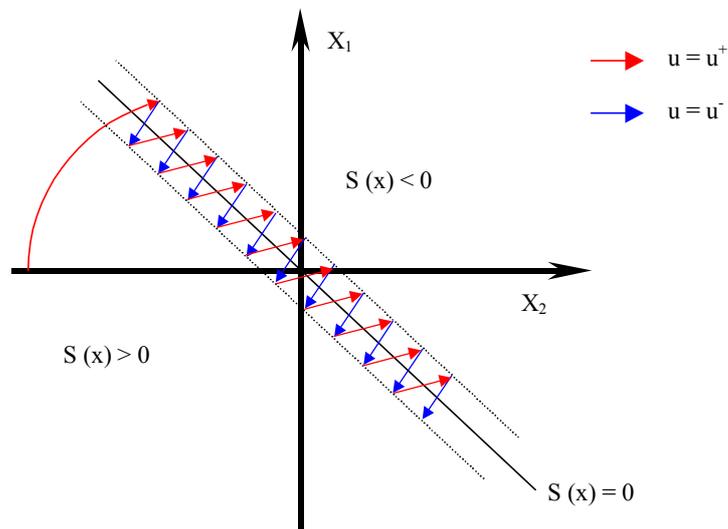


Figura 2.1: Ejemplo de régimen en modo de deslizamiento.

2.1.1 Descripción mediante análisis vectorial

Vamos a realizar una descripción del modo de deslizamiento para el caso general utilizando análisis vectorial.

Gradiente de una superficie

Consideremos un punto cualquiera del espacio $P(x,y,z)$ de terminado por su vector de posición $\vec{R} = \vec{i} x + \vec{j} y + \vec{k} z$, tal como está representado en la figura 2.2.

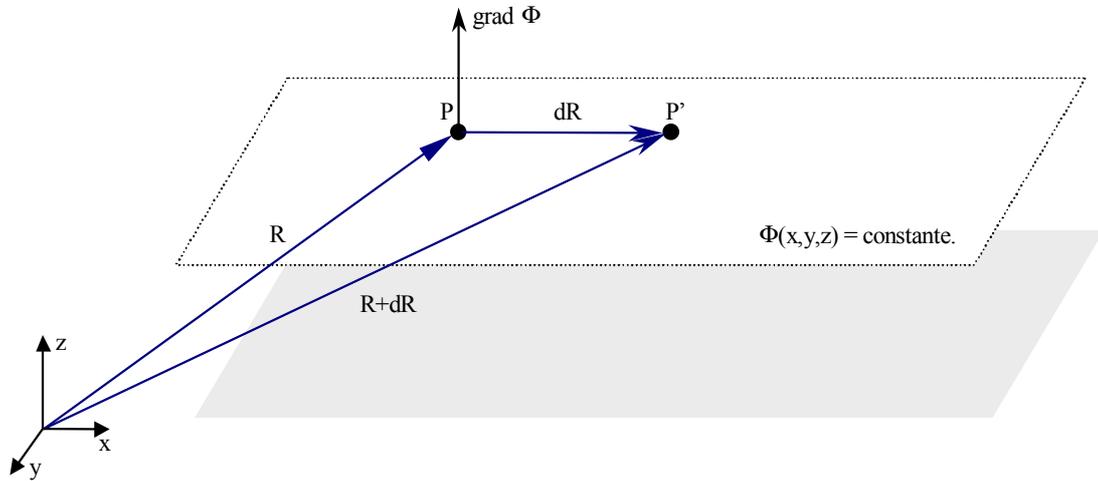


Figura 2.2: Representación del punto P.

Sea $\Phi(x,y,z)$ una función escalar con las primeras derivadas parciales continuas:

$$d\Phi = \frac{\partial\Phi}{\partial x} \cdot dx + \frac{\partial\Phi}{\partial y} \cdot dy + \frac{\partial\Phi}{\partial z} \cdot dz = \left(\vec{i} \frac{\partial\Phi}{\partial x} + \vec{j} \frac{\partial\Phi}{\partial y} + \vec{k} \frac{\partial\Phi}{\partial z} \right) \cdot (\vec{i} dx + \vec{j} dy + \vec{k} dz) \quad (2.5)$$

Sabiendo que $d\vec{R} = \vec{i} dx + \vec{j} dy + \vec{k} dz$ y representando el producto escalar $\vec{A} \cdot \vec{B}$ como $\langle \vec{A}, \vec{B} \rangle$ se obtiene

$$d\Phi = \nabla\Phi \cdot d\vec{R} = \langle \nabla\Phi, d\vec{R} \rangle \quad (2.6)$$

donde $\nabla\Phi \cong$ gradiente de Φ .

Si $\Phi(x, y, z)$ es constante entonces

$$d\Phi = \langle \nabla\Phi, d\vec{R} \rangle = 0 \quad (2.7)$$

El gradiente de Φ es perpendicular a la superficie $\Phi =$ constante en el punto P.

Estudio mediante analisis vectorial

Consideremos la representación bilineal de un sistema de estructura variable:

$$\dot{x} = (Ax + \delta) + (Bx + \gamma)u = f(t, x, u) \quad (2.8)$$

Definamos

$$f^+ = f(t, x, u^+) \quad \text{campo vector para } u^+. \quad (2.9)$$

$$f^- = f(t, x, u^-) \quad \text{campo vector para } u^-. \quad (2.10)$$

La condición necesaria y suficiente para alcanzar la superficie $S = 0$ vendrá dada por

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \quad \rightarrow \quad \lim_{s \rightarrow 0^-} \langle \nabla S, f^- \rangle > 0 \quad (2.11)$$

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \quad \rightarrow \quad \lim_{s \rightarrow 0^+} \langle \nabla S, f^+ \rangle < 0 \quad (2.12)$$

Podemos deducir que existe un modo de deslizamiento si las proyecciones de los campos de vectores f^+ i f^- sobre el gradiente de la superficie son de signo opuesto y apuntan hacia la superficie. Esta situación está representada en la figura 2.3.

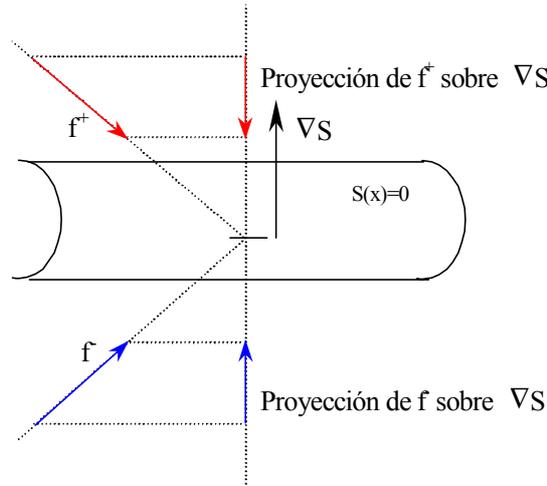


Figura 2.3: Alcanzabilidad del sistema.

En estas condiciones diremos que la dinámica ideal de deslizamiento se caracteriza por las condiciones de invarianza:

$$S = 0 \quad (2.13)$$

$$\langle \nabla S, f(t, x, u_{eq}) \rangle = 0 \quad (2.14)$$

La condición (2.14) define la noción de control equivalente u_{eq} como la ley de control continua que restringe las trayectorias de estado a la superficie S .

Sustituyendo la expresión (2.8) en (2.14) se obtiene:

$$\langle \nabla S, (Ax + \delta) + (Bx + \gamma)u_{eq} \rangle = 0 \quad (2.15)$$

Por lo tanto

$$u_{eq} = -\frac{\langle \nabla S, Ax + \delta \rangle}{\langle \nabla S, Bx + \gamma \rangle} \quad (2.16)$$

Existirá control equivalente si

$$\langle \nabla S, Bx + \gamma \rangle \neq 0 \quad (2.17)$$

La inecuación (2.17) es la llamada condición de transversalidad que implica que $Bx + \gamma$ no puede ser tangente a la superficie S .

Si tenemos en cuenta las expresiones (2.11) y (2.12) entonces se puede escribir

$$\langle \nabla S, f^+ \rangle = \langle \nabla S, (Ax + \delta) + (Bx + \gamma)u^+ \rangle < 0 \quad (2.18)$$

$$\langle \nabla S, f^- \rangle = \langle \nabla S, (Ax + \delta) + (Bx + \gamma)u^- \rangle > 0 \quad (2.19)$$

Por lo tanto

$$\langle \nabla S, -(Ax + \delta) - u^-(Bx + \gamma) \rangle < 0 \quad (2.20)$$

y

$$\langle \nabla S, (u^+ - u^-)(Bx + \gamma) \rangle < 0 \quad (2.21)$$

Si se considera $u^+ > u^-$ entonces

$$\langle \nabla S, (Bx + \gamma) \rangle < 0 \quad (2.22)$$

Por otra parte, restando (2.15) a (2.18) se obtiene

$$\langle \nabla S, (u^+ - u_{eq})(Bx + \gamma) \rangle < 0 \quad (2.23)$$

Y teniendo en cuenta (2.22)

$$u^+ - u_{eq} > 0 \quad (2.24)$$

Análogamente, restando (2.15) a (2.19) se obtiene

$$\langle \nabla S, (u^- - u_{eq})(Bx + \gamma) \rangle < 0 \quad (2.25)$$

Esto implica

$$u^- - u_{eq} > 0 \quad (2.26)$$

En forma mas compacta:

$$u^- < u_{eq} < u^+ \quad (2.27)$$

Considerando $u^- > u^+$ se obtendría de forma similar

$$u^+ < u_{eq} < u^- \quad (2.28)$$

De esta manera se puede concluir que

$$\max(u^-, u^+) > u_{eq} > \min(u^-, u^+) \quad (2.29)$$

Las regiones de deslizamiento quedan definidas como

$$R_+ = \{x \in \mathfrak{R}^n : \langle \nabla S, (Ax + \delta) + (Bx + \gamma)u^+ \rangle < 0\} \quad (2.30)$$

$$R_- = \{x \in \mathfrak{R}^n : \langle \nabla S, (Ax + \delta) + (Bx + \gamma)u^- \rangle > 0\} \quad (2.31)$$

Existirá un régimen de deslizamiento localmente en S si y solo si:

$$R_+ \cap R_- \cap S \quad \text{es un conjunto vacío} \quad (2.32)$$

2.1.2 Estudio sistemático de las estrategias de control

El siguiente método está basado en la descripción mediante la dinámica de errores del sistema y en el análisis vectorial expuesto en el subapartado anterior. Este procedimiento permite analizar las regiones en el espacio de estado donde se pueden establecer regímenes de deslizamiento y realizar su implementación[63].

Una vez definida la superficie, el procedimiento que se sigue es el siguiente:

1. Análisis de la condición de transversalidad.
2. Obtención del control equivalente u_{eq} .

3. Definición de las regiones de deslizamiento.
4. Estudio de la dinámica ideal de deslizamiento.
5. Obtención de los puntos de equilibrio del sistema correspondientes a la dinámica ideal de deslizamiento.
6. Análisis de la estabilidad de los puntos de equilibrio.
7. Implementación del control.

2.2 Introducción a la lógica borrosa

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

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

En este capítulo vamos a realizar una introducción a la lógica borrosa empezando con la teoría de los conjuntos borrosos en el apartado 2.2.1, para continuar con las bases del razonamiento aproximado (“Fuzzy Reasoning”) en el apartado 2.2.2 y finalizar con la descripción y el análisis de la estructura de un controlador borroso en el apartado 2.2.3.

2.2.1 Teoría de conjuntos borrosos

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

Por ejemplo, si definimos el concepto de “persona alta” con la teoría de conjuntos clásica lo podríamos representar como el conjunto: $\{x \text{ es alta si } \text{altura}(x) \geq 190 \text{ cm}\}$. Esta definición implicaría que una persona cuya altura fuera de 185 centímetros no sería considerada una persona “alta”, lo que está bastante alejado de la realidad. Para nuestra manera de razonar esta persona sería considerada “alta” aunque no tanto como una persona cuya altura fuera de 195 cm. Este problema de interpretación aparece al intentar clasificar este concepto humano a través de conjuntos cuyas fronteras son abruptas y por ello se creó la Teoría de los Conjuntos Borrosos, con el ánimo de solucionar la incapacidad de representación de conceptos humanos utilizando conjuntos tradicionales.

Conjunto Borroso

Un conjunto borroso se define matemáticamente como:

$$F = \{(u, \mu_F(u)) \mid u \in U\} \quad (2.33)$$

donde $\mu_F : U \rightarrow [0, 1]$ es la función de pertenencia, $\mu_F(u)$ es el grado de pertenencia de la variable u , y U es el dominio de la aplicación, llamado en terminología “borrosa” el Universo de Discurso. La función de pertenencia representa la noción de la pertenencia

parcial de un elemento a una clase. En consecuencia la clase posee fronteras no abruptas y está definida por sus elementos y los grados de pertenencia asociados.

Podemos concluir que la Teoría de Conjuntos Borrosos es una teoría de conjuntos polivalente en el intervalo $[0,1]$. En esta teoría, las clases (“persona”) son las variables lingüísticas sobre las que vamos a aplicar los conceptos utilizados por el razonamiento humano calificados como valores lingüísticos (“alta”).

Las funciones de pertenencia pueden ser representadas a través de funciones triangulares, trapezoidales, gaussianas, de campana o bien con funciones sigmoideas.

Operaciones básicas de los Conjuntos Borrosos

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

$$\text{- unión: } A \text{ o } B \Rightarrow A \cup B = \{ x, \max (\mu_A(x); \mu_B(x))\} \quad (2.34)$$

$$\text{- intersección: } A \text{ y } B \Rightarrow A \cap B = \{ x, \min (\mu_A(x); \mu_B(x))\} \quad (2.35)$$

$$\text{- complemento: no } A \Rightarrow \neg A = \{ x, \mu_{\neg A}(x) \mid \mu_{\neg A}(x) = 1 - \mu_A(x)\} \quad (2.36)$$

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

2.2.2 Razonamiento Aproximado

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

Relaciones borrosas

El concepto de relación borrosa procede de una generalización de las relaciones entre los conjuntos abruptos de la Teoría de Conjuntos Clásica. En términos de sistemas expertos, las relaciones son relevantes para expresar la asociación formal entre

antecedentes y consecuentes. Una regla como “SI x es A ENTONCES y es B” describe una relación entre las variables x e y. Al igual que en la Teoría de Conjuntos Clásica, estas asociaciones se expresan a través de subconjuntos del Producto Cartesiano (\times) entre los dos universos:

- Relación Borrosa: Una relación borrosa n-aria es un conjunto borroso en $U_1 \times \dots \times U_n$ y se expresa de la siguiente manera:

$$R_{U_1 \times \dots \times U_n} = \min\{((x_1, x_2, \dots, x_n), \mu_R(x_1, \dots, x_n)) \mid (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U_1 \times \dots \times U_n\} \quad (2.37)$$

El Producto Cartesiano fue definido por Zadeh como:

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

$$\mu_{A_1 \times \dots \times A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min\{\mu_{A_1}(x_1), \dots, \mu_{A_n}(x_n)\} \quad (2.38)$$

Mecanismo de inferencia borrosa

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

$$y = x \circ R \quad (2.39)$$

donde $x \circ R$ es la composición supremo-estrella de x y R.

Por su parte la composición supremo-estrella viene definida por:

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

$$R \circ S = \left\{ \left[(u, w), \sup_v (\mu_R(u, v) * \mu_S(v, w)) \right], u \in U, v \in V, w \in W \right\} \quad (2.40)$$

donde * puede ser cualquier operador de la clase de las normas triangulares como el mínimo, producto algebraico, producto acotado o producto drástico[22,23]).

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

$$R = \text{suma} (R_1, R_2, \dots, R_i, \dots, R_n) \quad (2.41)$$

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

- En el caso de Mandami se interpreta la unión como el valor máximo, la intersección como el valor mínimo y el operador * como el valor mínimo (figura 2.4).
- En el caso de Larsen se interpreta la unión como el valor máximo, la intersección como el mínimo y el operador * como el producto (figura 2.5).

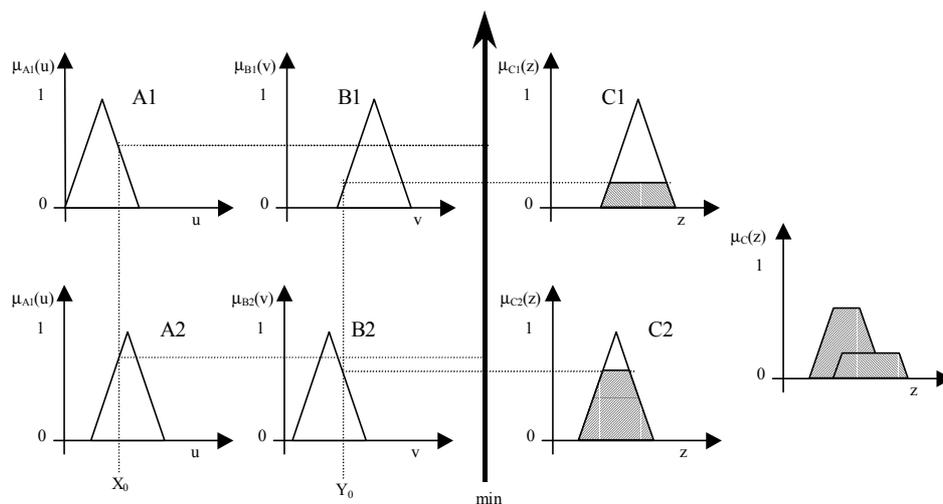


Figura 2.4: Inferencia según Mandani.

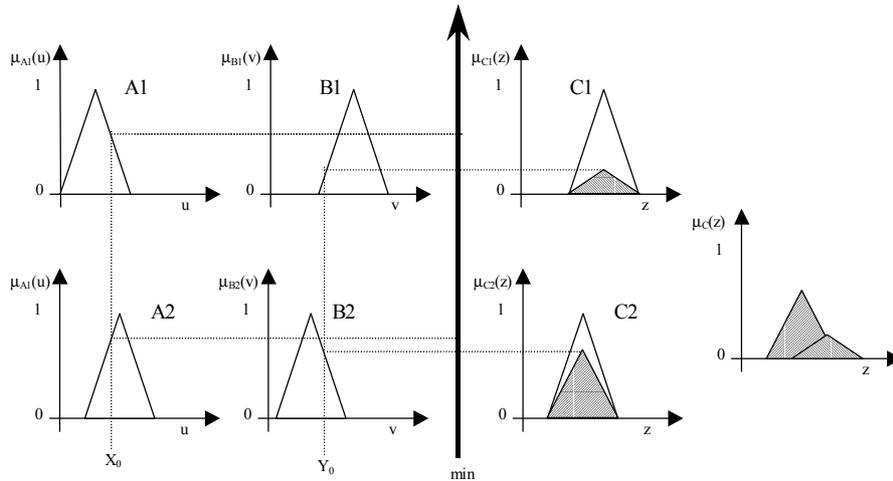


Figura 2.5: Inferencia según Larsen.

2.2.3 Controladores borrosos

En la figura 2.6 podemos observar la estructura básica de un controlador borroso:

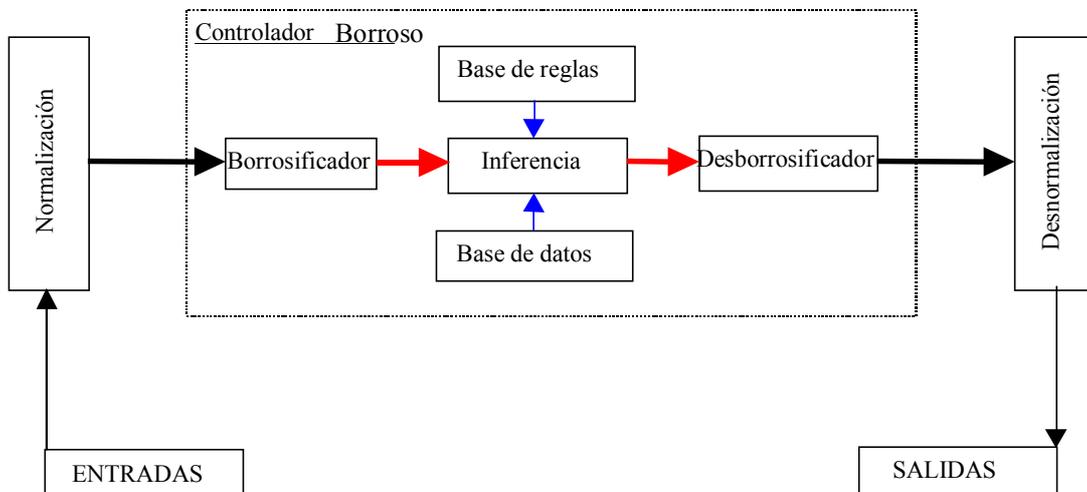


Figura 2.6: Estructura básica de un controlador borroso.

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

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

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

- Inferencia: Es el componente encargado de proporcionar el valor de salida realizando la evaluación de las reglas que componen el sistema borroso. Es la etapa encargada de aplicar el Razonamiento Aproximado desarrollado en el apartado 2.2.2.
- Base de datos: Contiene la información de las funciones de pertenencia asociadas a los valores lingüísticos (tipo y mapeado en el dominio físico) y también los dominios físicos de cada una de las variables.
- Base de reglas: Contiene el conjunto de reglas lingüísticas de control que caracterizarán los objetivos y la estrategia de control definida por los expertos.
- Desborrosificador: Realiza la función inversa del borrosificador. Proporciona un valor numérico de salida a partir del valor borroso de salida generado por la etapa de inferencia.

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

2.2.3.1 Parámetros de diseño de un controlador borroso

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

- Estrategia de borrosificación.
- Base de datos.

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

Estrategia de borrosificación

El proceso de borrosificar está relacionado con las vaguedades e imprecisiones del lenguaje natural, es decir, se trata de realizar una valoración completamente subjetiva que transformará un valor medido en un valor subjetivo, a partir de realizar un mapeado entre el espacio de entrada observado y unos conjuntos borrosos en un determinado universo de discurso de la entrada.

En la definición de los conjuntos borrosos es muy importante el conocimiento del problema que posea el experto, aunque es importante también tener en cuenta las siguientes reglas:

- Si el número de conjuntos borrosos definidos sobre la variable lingüística es elevado entonces obtendremos una gran resolución, pero el coste computacional también será alto.
- Las funciones de pertenencia más utilizadas generalmente son las triangulares y trapezoidales dada su menor complejidad de implementación que, por ejemplo, las funciones gaussianas.
- En general, la densidad de conjuntos difusos cerca del punto de equilibrio del sistema a controlar suele ser mayor que en los extremos, lo que permite realizar un control más ajustado.

Base de datos

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

Base de reglas

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

SI condiciones_de_entrada ENTONCES acción_a_ejecutar

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

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

1. Asociado según Mandami

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

2. Asociado según Sugeno

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

Inferencia

Como ya hemos visto en el apartado 2.2.2 el proceso de inferencia realizará la evaluación de cada una de las reglas del sistema . También vimos que el diseñador puede escoger el tipo de inferencia a realizar decidiendo qué tipo de operador utiliza para realizar cada una de las operaciones aplicables a los conjuntos difusos. También se mencionó en el apartado 2.2.2 que las dos estrategias de inferencia más utilizadas son la de Mandani(Max-min) y la de Larsen(Max-dot).

Desborrosificación

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

Los métodos más habituales de desborrosificación son:

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

aunque el método más utilizado es el Centro de Gravedad o de Area:

Como su nombre indica, este método determina el centro de gravedad de el área generada por la combinación de todos los valores de la salida. En la figura 2.7 se muestra gráficamente esta operación.

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

$$Z_0 = \frac{\sum_{i=1}^N x_i \cdot \mu_x(x_i)}{\sum_{i=1}^N \mu_x(x_i)} \quad (2.42)$$

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

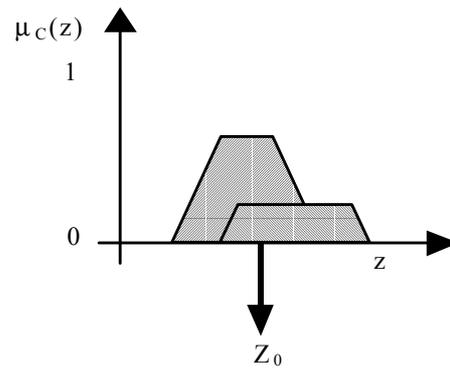


Figura 2.7: Método del Centro de Gravedad.

2.3 Control de convertidores CC-CC con lógica borrosa

En los últimos años ha crecido el interés en la aplicación de metodologías computacionales inteligentes como la lógica borrosa o las redes neuronales en el control en modo de deslizamiento. Particularmente, la integración de un sistema basado en lógica borrosa y un sistema de control en modo de deslizamiento (SMC) aparece en muchas aplicaciones en las que se hace un intento de solucionar problemas aparecidos en la implementación del SMC o de mejorar su funcionamiento mediante la adición de un sistema borroso. En [50] podemos encontrar una clasificación y una extensa lista de referencias de estas aplicaciones. Más concretamente, en el apartado 2.3.1 desarrollaremos un controlador borroso complementario de un controlador de corriente en modo de deslizamiento de un convertidor conmutado continua-continua. Posteriormente, en el apartado 2.3.2 realizaremos una extensión de esta aplicación al control de corriente máxima PWM.

2.3.1 Control híbrido borroso-deslizante del convertidor “boost”

2.3.1.1 Control en modo de deslizamiento del convertidor “boost”

En la figura 2.8 se muestra el esquema de un convertidor “boost” en el que se suponen ideales el diodo y el transistor y en el que no se tienen en consideración los efectos parásitos.

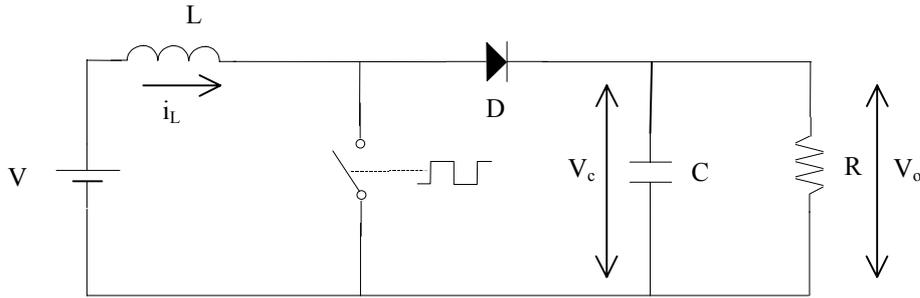


Figura 2.8: Esquema de un convertidor elevador “boost”

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

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 x + B_1 \quad \text{durante } T_{ON} \\ \dot{x} &= A_2 x + B_2 \quad \text{durante } T_{OFF} \end{aligned} \quad (2.43)$$

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

$$\dot{x} = (Ax + \delta) + (Bx + \gamma)u \quad (2.44)$$

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

$$A = A_2, \delta = B_2, B = A_1 - A_2, \gamma = B_1 - B_2 \quad (2.45)$$

Si se estudia la superficie de deslizamiento de tensión constante $S(x) = v - K = 0$, se puede observar que existe régimen de deslizamiento pero el punto de equilibrio al que se llega al analizar la dinámica de deslizamiento ideal es inestable[51]. Esto nos indica que no se puede realizar un control de la tensión de salida con una superficie que sólo esté formada por el error de tensión.

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

$$\nabla S = (1 \ 0) \Rightarrow \langle \nabla S \ Bx + \gamma \rangle \neq 0 \quad (2.46)$$

Si se estudia la condición impuesta sobre el control equivalente(2.47):

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

$$0 < u_{eq} < 1 \quad (2.47)$$

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

se obtiene la siguiente desigualdad

$$V_g < v < \infty \quad (2.48)$$

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

Sustituyendo u_{eq} en (2.2) y teniendo en cuenta la restricción que impone el régimen de deslizamiento ($i = K$), se obtiene la siguiente dinámica de deslizamiento ideal, la cual podemos observar que, en este caso, sí es estable.

$$\frac{dV}{dt} = -\frac{V}{RC} + \frac{KV_g}{Cv} \quad (2.49)$$

El punto de equilibrio correspondiente es el siguiente:

$$x^* = \left(K \quad \sqrt{KRV_g} \right) \quad (2.50)$$

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

$$G_C(s) = K_1 \frac{s + z_1}{s} \quad (2.51)$$

Para diseñar esta red compensadora, en primer lugar se obtiene un modelo en pequeña señal de la planta convertidor más superficie de control [45] y se escogen K_1 y z_1 aplicando técnicas de control clásico, garantizando un margen de fase adecuado. Esta inclusión de la red PI modifica la expresión de la superficie de control, que ahora viene dada por:

$$S(x) = i - k_1(v_{REF} - v) - k_2 \int (v_{REF} - v) dt = 0 \quad (2.52)$$

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

2.3.1.2 Regulación de la tensión de salida mediante lógica borrosa

Como hemos visto en el apartado anterior, la inclusión del término integral elimina el error en estado estacionario en la tensión de salida del convertidor, pero también es causa de algunos problemas en el transitorio de arranque del convertidor a causa de que no permite el cambio de signo en la superficie de control. Otro problema que aparece a la hora de seleccionar los parámetros del controlador PI es la relación entre la robustez del sistema y su velocidad de respuesta en la recuperación del estado estacionario, en el caso de que se produzcan perturbaciones en la carga o variaciones en la tensión de alimentación. La mayoría de las veces, un sistema más robusto implica a su vez un sistema más lento.

Una solución ideal a este problema podría ser la utilización de superficies de control deslizante diferentes durante el transitorio de arranque y en las proximidades del punto de equilibrio. Una buena aproximación a esta solución ideal es la implementación del controlador basado en lógica borrosa, más concretamente utilizando un controlador basado en reglas del tipo Takagi-Sugeno[24,26]. Como ya hemos visto anteriormente en el apartado 2.2 la principal característica de este controlador es que los consecuentes de las reglas de control son combinaciones lineales de las variables de entrada al controlador, lo que implica la posibilidad de construir una superficie de control diferente para cada regla del sistema. Ello nos permitirá utilizar la superficie de control más apropiada en cada momento.

2.3.1.2.1 Diseño del controlador híbrido borroso-deslizante

La figura 2.9 muestra un esquema del sistema de control propuesto. Como podemos observar el sistema consta de dos lazos de control, uno de dinámica rápida(lazo de corriente) y otro de dinámica más lenta(lazo de tensión). El lazo de corriente implementa la superficie de control correspondiente a la superficie de deslizamiento

$$S(x) = i_{REF} - i = 0 \quad (2.53)$$

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

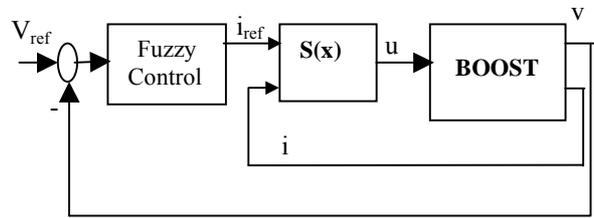


Figura 2.9: Esquema de un convertidor elevador “boost” con doble lazo de control.

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

$$i_{ref}(k) = k_1 e(k) + k_2 \Delta e(k) + k_3 i_{ref}(k-1) + k_4 \quad (2.54)$$

A partir de la función de transferencia discreta de un controlador PI[52]

$$G_{PI}(z) = \frac{i_{ref}(z)}{e(z)} = \frac{a_1 z + a_2}{z - 1} \quad (2.55)$$

obtenemos la siguiente ecuación de diferencias:

$$i_{ref}(k) - i_{ref}(k-1) = a_1 e(k) + a_2 e(k-1) \quad (2.56)$$

Si agrupamos los términos de la ecuación anterior (2.56) obtenemos:

$$i_{ref}(k) = i_{ref}(k-1) + (a_1 + a_2)e(k) - a_2(e(k) - e(k-1)) \quad (2.57)$$

Para finalizar, a partir de las ecuaciones (2.54) y (2.57) obtenemos

$$k_1=(a_1+a_2), k_2=-a_2, k_3=1 \text{ y } k_4=0 \quad (2.58)$$

Las ecuaciones (2.57) y (2.58) permiten incluir en el conjunto de reglas las funciones de transferencia de los controladores PI diseñados alrededor del punto de equilibrio. En zonas alejadas del punto de equilibrio (p.e. en el transitorio de arranque) la i_{ref} será un valor constante de intensidad. Una de las ventajas de utilizar la lógica borrosa para decidir cual va a ser la estrategia de control a aplicar en cada momento (manifestada en este caso a través de i_{ref}) es que la transición entre ellas va a ser suave y no abrupta.

2.3.1.2.2 Control borroso-deslizante del convertidor “boost”

En este apartado vamos a aplicar el método descrito anteriormente al convertidor elevador “boost”. Primeramente, en el apartado 2.3.1.2.2.1 obtendremos el modelo en pequeña señal en lazo cerrado del control de corriente en modo de deslizamiento. Después en el apartado 2.3.1.2.2.2 se procederá a la etapa de diseño y obtención del controlador. Posteriormente en el apartado 2.3.1.2.2.3 se analizarán los resultados de simulación. Para finalizar, en el apartado 2.3.1.2.2.4 se procederá a la implementación del controlador obtenido y a la obtención de resultados experimentales. Estos resultados se contrastarán con los obtenidos previamente por simulación. También se procederá a una comparación con otras estrategias de control comúnmente más utilizadas.

2.3.1.2.2.1 Obtención del modelo en pequeña señal

Como hemos visto anteriormente en 2.3.1.1, para realizar una regulación de la tensión de salida de un convertidor “boost” con control de corriente en modo de deslizamiento es necesaria la adición de un compensador PI y de un lazo externo de tensión. Es necesaria también la obtención de un modelo en pequeña señal del conjunto convertidor más control de corriente SMC para poder diseñar u obtener los parámetros

de dicha red compensadora. Este mismo modelo en pequeña señal nos servirá para establecer el ancho de banda del sistema y poder escoger la frecuencia de muestreo más adecuada para la implementación posterior del controlador borroso, ya que ésta será realizada de forma digital mediante la utilización de un microcontrolador.

El modelo en pequeña señal se obtiene siguiendo el método propuesto en [45] y teniendo en cuenta las condiciones impuestas sobre el convertidor “boost” en 2.3.1. La función de transferencia intensidad de referencia-tensión de salida que se obtiene es:

$$G_{v_o i_{ref}} = \frac{v_o(s)}{i_{ref}(s)} \frac{Ls - RD'^2}{CRD's + 2D'} \quad (2.59)$$

que como podemos observar es una dinámica de primer orden. En la figura 2.10 podemos observar la respuesta frecuencial para el convertidor objeto de estudio (apartado 1.3.3.2).

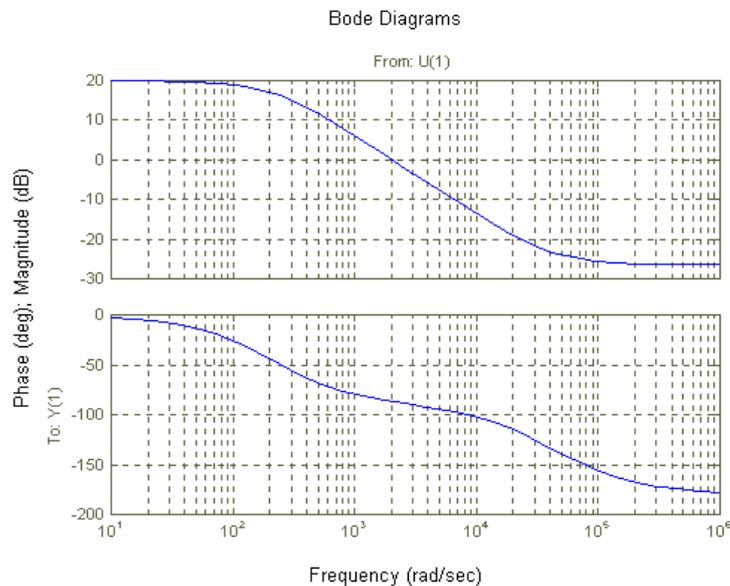


Figura 2.10: Respuesta frecuencial del SMC de corriente.

Si comparamos la respuesta frecuencial de la figura 2.10 con la respuesta frecuencial del mismo convertidor en lazo abierto (figura 1.5) se puede observar la reducción considerable que se ha obtenido en el ancho de banda del sistema.

2.3.1.2.2.2 Diseño del lazo de tensión

Como la implementación del controlador borroso va a ser digital, en primer lugar se ha de escoger una frecuencia de muestreo adecuada. Después de analizar la respuesta en frecuencia del sistema en lazo cerrado de la figura 2.10 se ha escogido una frecuencia de muestreo del lazo de tensión de 20 kHz y en consecuencia una frecuencia de oscilación natural del filtro antisolapamiento de 60 krad/s.

Para combinar un transitorio de arranque suave y una respuesta rápida se escogen dos superficies de deslizamiento de corriente constante con valores de 2.4 A y 1.6 A. Cerca del régimen estacionario se activan las reglas que introducen el efecto de los controladores PI. En este caso se han escogido dos compensadores[53]:

$$G_1(z) = \frac{8.52z - 7.8}{z - 1} \quad (2.60) \qquad G_2(z) = \frac{2.13z - 2.083}{z - 1} \quad (2.61)$$

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

Las reglas del controlador borroso son las siguientes:

$$\text{If } e \text{ is N then } i_{\text{ref}} = 0.4 \quad (2.62)$$

$$\text{If } e \text{ is P then } i_{\text{ref}} = 2.4 \quad (2.63)$$

$$\text{If } e \text{ is NM then } i_{\text{ref}} = 1.1 \quad (2.64)$$

$$\text{If } e \text{ is PM then } i_{\text{ref}} = 1.6 \quad (2.65)$$

$$\text{If } e \text{ is NP then } i_{\text{ref}} = 0.68 \cdot e + 8 \cdot \text{cerror} + i \quad (2.66)$$

$$\text{If } e \text{ is PP then } i_{\text{ref}} = 0.68 \cdot e + 8 \cdot \text{cerror} + i \quad (2.67)$$

$$\text{If } e \text{ is ZN then } i_{\text{ref}} = 0.68 \cdot e + 8 \cdot \text{cerror} + i \quad (2.68)$$

$$\text{If } e \text{ is ZP then } i_{\text{ref}} = 0.68 \cdot e + 8 \cdot \text{cerror} + i \quad (2.69)$$

$$\text{If } e \text{ is Z then } i_{\text{ref}} = 0.045 \cdot e + 2.08 \cdot \text{cerror} + i \quad (2.70)$$

siendo la variable **e** el error, **error** el cambio en el error y **i** la referencia de corriente en el anterior periodo de muestreo.

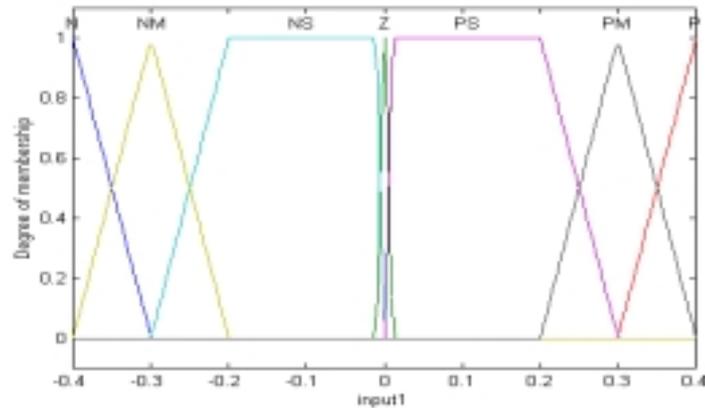


Figura 2.11: Funciones de pertenencia de la variable error(e).

Si analizamos las funciones de pertenencia de la variable error podemos observar que en todos los valores de entrada el sumatorio de los diferentes grados de pertenencia es siempre la unidad. Esta característica simplifica el proceso de desborrosificación ya que entonces el denominador de (2.42) siempre es igual a la unidad.

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

2.3.1.2.2.3 Resultados de simulación

Los resultados de simulación muestran que el convertidor posee un transitorio de arranque perfecto con un sobrepico muy suave (figura 2.12). También podemos observar que el sistema recupera rápidamente el estado estacionario tanto en el caso de un 20% (fig. 2.13) de perturbación en la carga nominal, como en el caso de que se produzcan variaciones del 30% en la tensión de alimentación (fig. 2.14).

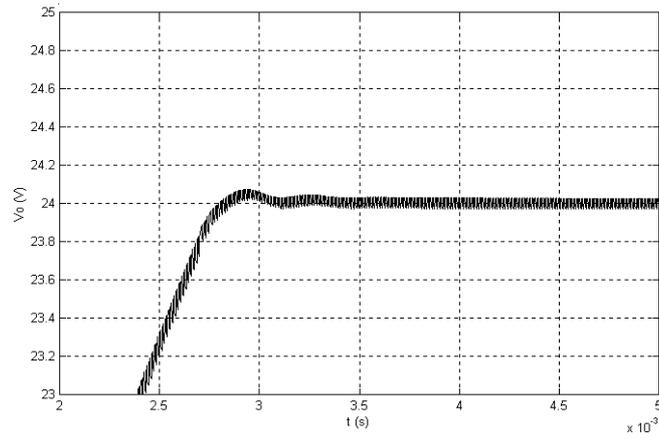


Figura 2.12: Transitorio de arranque.

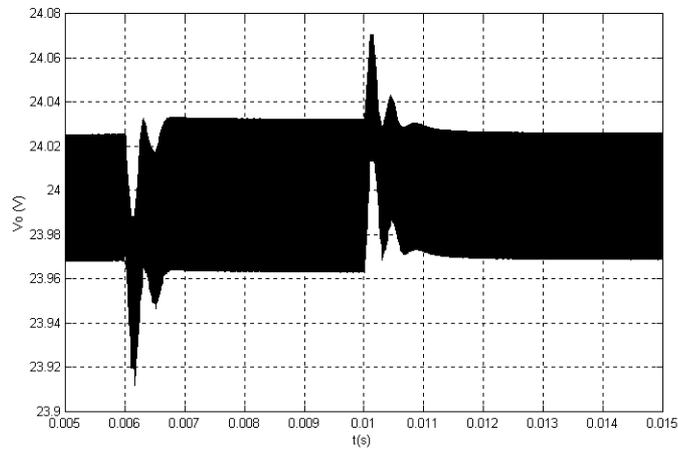


Figura 2.13: Respuesta simulada de la tensión de salida a perturbaciones en la carga.

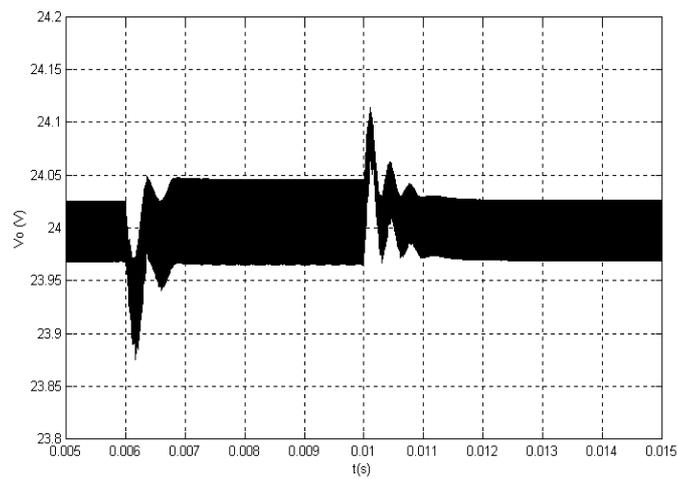


Figura 2.14: Respuesta simulada de la tensión de salida a variaciones de la alimentación.

2.3.1.2.2.4 Resultados experimentales

El principal problema en la aplicación directa del control borroso al control de convertidores conmutados CC-CC ha sido siempre su implementación. A diferencia de las aplicaciones en las que la variable a controlar es una variable mecánica (posición o velocidad en motores[54]) o una variable física (temperatura[61]) en las que los periodos de muestro son del orden de milisegundos, en el caso de los convertidores la variable a controlar es una magnitud eléctrica como la tensión de salida del convertidor. El objetivo del control es realizar una recuperación rápida y completa del valor de tensión de salida ante perturbaciones en la carga y variaciones en la alimentación de entrada. Todo esto implica que las constantes de tiempo que se manejan serán unos órdenes de magnitud más pequeñas que en el caso de los motores, lo que implica un periodo de muestreo más pequeño (del orden de μs). Durante este periodo de muestro el controlador ha de ser capaz de realizar las etapas vistas anteriormente en el apartado 2.2.3.

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

- La utilización de “hardware” específico como procesadores borrosos o procesadores RISC con soporte borroso.[55]. Es una solución cara que además solo permite la implementación de sistemas borrosos tipos Mandami.
- Otra posibilidad sería la implementación mediante procesadores digitales de señal[56]. En estos casos se utilizan frecuencias de muestro de 100 kHz. El principal problema de los DSP's es que aun tienen un precio bastante más alto que algunos microcontroladores de altas prestaciones. Tampoco existe ningún

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

- La utilización de FPGA's[57] tampoco sería recomendable en este caso debido a su elevado coste y a que tampoco existen antecedentes de implementación de reglas tipo Takagi-Sugeno.
- La solución menos cara es la utilización de microcontroladores de propósito general[58]. El principal problema, en este caso, es que la implementación de un controlador borroso de tensión directo necesita poder realizar, para la mayoría de convertidores, todo el proceso de control a una frecuencia de muestro igual o superior a la de conmutación, lo que es computacionalmente no implementable en la mayoría de casos. Se ha de tener en cuenta que la implementación de sistemas Takagi-Sugeno necesita además calcular los valores de los consecuentes de cada regla, que suelen ser combinaciones lineales de las variables de entrada, lo que aumenta aún más el grado de complejidad computacional.

En nuestro caso, y tal como hemos visto en el apartado 2.3.1.2.2.1, la utilización de un lazo de corriente reduce el ancho de banda del sistema a controlar, con lo que la frecuencia de muestreo a utilizar se reduce considerablemente, llegando en nuestro caso a ser de 20 kHz. Como veremos más adelante, ésto nos permite la implementación del segundo lazo de control en un microprocesador de propósito general, el PIC16F873 de Microchip®.

2.3.1.2.2.4.1 Implementación

Como hemos visto en el apartado 2.3.1.2.1 y más concretamente en la figura 2.2, este controlador está formado por dos lazos de control, un lazo de corriente controlado en modo de deslizamiento y un lazo de tensión regulado por un controlador borroso. En este apartado veremos en primer lugar la implementación del control en modo de deslizamiento, que es un lazo analógico y en segundo lugar la implementación del controlador borroso que es un lazo digital. Cabe destacar que uno de los principales problemas con los que nos hemos encontrado en la implementación de toda la parte analógica es que en este caso se ha utilizado una alimentación unipolar(0-5 V) para evitar la adición de una fuente bipolar al convertidor, lo que hubiera encarecido el producto final.

Control de corriente en modo de deslizamiento

En la implementación de este lazo de control hemos de implementar la siguiente función:

$$S(x) = i_L - i_{ref} \quad (2.71)$$

- Si $i_{ref} > i_L + h/2$ entonces activar transistor (salida “1”)
- Si $i_{ref} < i_L - h/2$ entonces desactivar transistor (salida “0”)

donde h es la amplitud de la histéresis.

Etapas de sensado de corriente

Para poder implementar esta función en primer lugar se ha de obtener una medida de la corriente que circula por el inductor. Para ello la planta dispone de una resistencia de

sensado en serie con la bobina de 50 mΩ. Para adquirir la intensidad que circula por la bobina se ha utilizado el amplificador de instrumentación de la figura 2.15

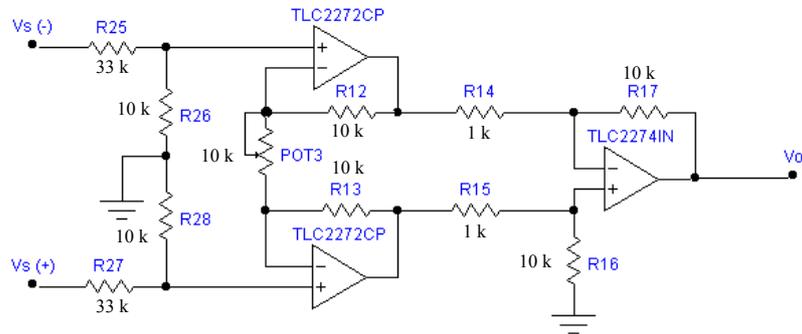


Figura 2.15: Amplificador de instrumentación.

cuya función de transferencia es

$$V_o = \frac{R_{28}}{R_{27} + R_{28}} \cdot \frac{R_{16}}{R_{15}} \cdot \left[1 + \frac{2 \cdot R_1}{POT3} \right] \cdot [V_{s(+)} - V_{s(-)}] \quad (2.72)$$

Superficie de deslizamiento

La superficie de deslizamiento realizará la resta de la i_{ref} i la i_L sensada y estará conectada a un comparador con histéresis cuya salida activará o desactivará convenientemente el transistor del convertidor según la ley de control (2.71).

En este caso, y debido a la utilización de una tensión de alimentación unipolar se ha de trasladar la tensión de referencia de 0 a 2.5 V con lo que la resta a implementar(2.71) se convertirá en:

$$V_o = 2.5 + i_L - i_{ref} \quad (2.73)$$

El circuito que nos implementa la expresión (2.73) es el representado en la figura 2.16:

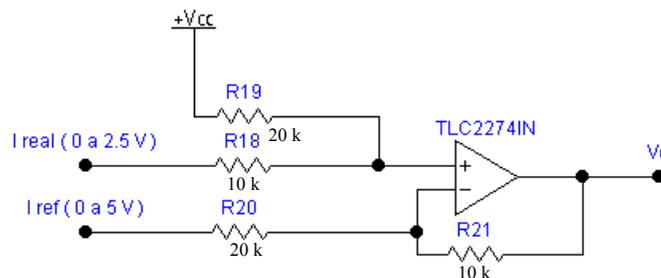


Figura 2.16: Implementación de la superficie.

cuya función de transferencia es

$$V_o = \left[\frac{R18}{R18 + R19} \cdot V_{cc} + \frac{R19}{R19 + R18} \cdot I_{real} \right] \cdot \left[1 + \frac{R21}{R20} \right] - \frac{R21}{R20} \cdot I_{ref} \quad (2.76)$$

Como etapa de salida de la superficie (2.76) tenemos el comparador con histéresis de la figura 2.17, cuya anchura nos limitará la frecuencia máxima de conmutación del convertidor

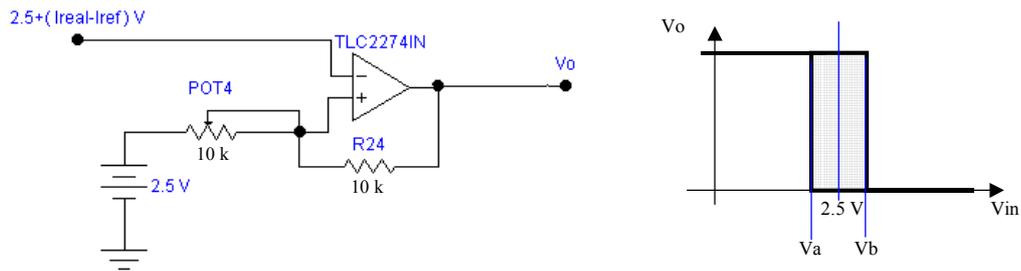


Figura 2.17: Comparador con histéresis.

siendo

$$V_a = \frac{R24}{POT4 + R24} \cdot 2.5 \quad (2.75)$$

$$V_b = \frac{R24}{POT4 + R24} \cdot 2.5 + \frac{POT4}{POT4 + R24} \cdot 5 \quad (2.76)$$

Control de tensión basado en lógica borrosa

El controlador borroso del lazo de tensión será el encargado de suministrar la i_{ref} a la superficie de deslizamiento. Como ya hemos visto en el apartado 2.3.1.2.2.2 la implementación del controlador del lazo de tensión será digital muestreando la tensión de salida a una frecuencia de 20 kHz. Ello obliga a la implementación de un filtro antisolapamiento de frecuencia natural de oscilación $\omega_o = 60$ krad/s, de una etapa de conversión analógico-digital y una etapa de conversión digital/analógica que proporcionará a la superficie de deslizamiento la i_{ref} deseada.

El microcontrolador utilizado es el PIC16F873 de Microchip[®], un microcontrolador de propósito general ampliamente utilizado y cuyas características principales son:

- Frecuencia de reloj: 20 MHz.
- Tiempo de ejecución de una instrucción: 4 ciclos, lo que implica que podremos ejecutar como máximo 250 instrucciones durante un periodo de muestreo. En nuestro caso el periodo de muestreo es de 50 μ s.
- Conversor A/D de 10 bits integrado en el microcontrolador. La resolución del error de tensión de la que dispondremos a la entrada es de 0.8 mV. El tiempo de conversión del conversor es de 20 μ s.
- Salida digital de 8 bits, lo cual hace necesaria la implementación de un conversor D/A externo de 8 bits. La resolución de la intensidad de referencia es de 9.4 mA. Esto implica una resolución de 10 mV en la tensión de salida del convertidor.

Filtro antisolapamiento

La relación señal/ruido necesaria para garantizar una conversión correcta viene expresada según la siguiente fórmula[62]:

$$\frac{S}{N} [\text{dB}] = 6.02 \cdot b + 1.76 \quad (2.77)$$

en la que b representa el número de bits utilizado en la conversión y S/N indica relación señal-ruido. En nuestro caso la relación señal-ruido es de 61.96 db.

Si suponemos que en régimen estacionario el convertidor conmutará a una frecuencia de 100 kHz y siendo la frecuencia natural del filtro $f_0 \approx 10$ kHz será suficiente un filtro de tercer orden para garantizar una conversión adecuada.

El filtro antisolapamiento utilizado es un filtro de Butterworth cuya función de transferencia es del tipo:

$$H(s) = \frac{\omega_0^3}{S^3 + 2 \cdot \omega_0 \cdot S^2 + 2 \cdot \omega_0^2 \cdot S + \omega_0^3} \quad (2.78)$$

donde ω_0 es la frecuencia de oscilación natural.

El circuito que implementará la función del filtro (2.77) es el representado en la figura 2.18

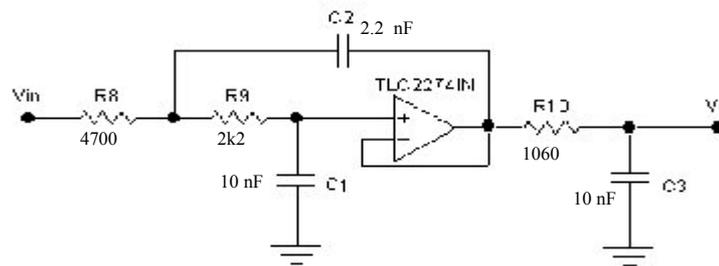


Figura 2.18: Filtro de Butterworth.

cuya función de transferencia corresponde a la ecuación (2.79)

$$H(s) = \frac{1}{R8 \cdot R9 \cdot C1 \cdot C2} \cdot \frac{1}{R10 \cdot C3} \cdot \frac{1}{S^2 + S \cdot \left[\frac{1}{R8 \cdot C2} + \frac{1}{R9 \cdot C2} \right] + \frac{1}{R8 \cdot R9 \cdot C1 \cdot C2} S + \frac{1}{R10 \cdot C3}} \quad (2.79)$$

y su respuesta frecuencial la podemos observar en la figura 2.19

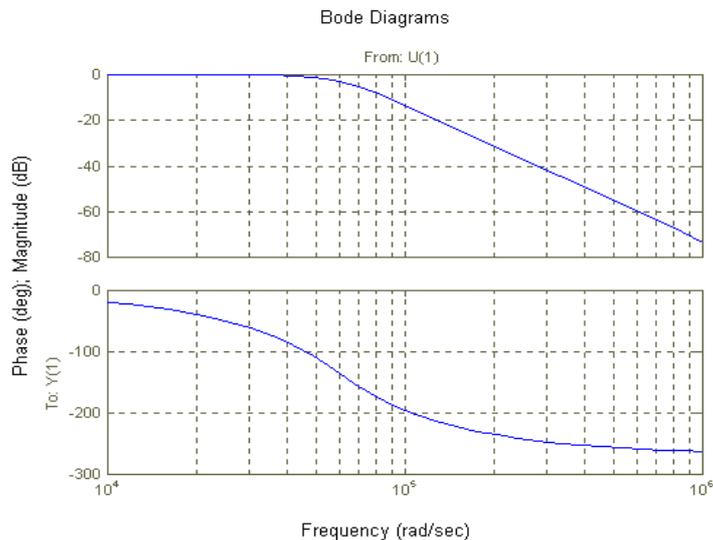


Figura 2.19: Diagrama de Bode del filtro antisolapamiento.

Controlador borroso

Como ya hemos dicho anteriormente disponemos de 50 μ s para que el microcontrolador pueda realizar todas las tareas relativas a un controlador borroso (apartado 2.2.3). En este caso esto se traduce en que tenemos un límite máximo de 250 instrucciones a ejecutar por periodo de muestreo.

Al tener una resolución de 10 bits en los valores de entrada, tendremos el universo de discurso de la variable error discretizado en 1024 valores posibles, que estarán distribuidos de la siguiente forma:

- La función de pertenencia **P i PM** contiene 128 valores(del 0x000 al 0x07F).
- La función de pertenencia **PM i PS** contiene 128 valores(del 0x080 al 0x0FF).
- La función de pertenencia **PS** contiene 240 valores(del 0x100 al 0x1F0).
- La función de pertenencia **PS i Z** contiene 8 valores(del 0x1F1 al 0x1F8).
- La función de pertenencia **Z** contiene 16 valores(del 0x1F9 al 0x208).
- La función de pertenencia **NS i Z** contiene 8 valores(del 0x209 al 0x20F).
- La función de pertenencia **NS** contiene 240 valores(del 0x210 al 0x2FF).
- La función de pertenencia **NM i NS** contiene 128 valores(del 0x300 al 0x37F).
- La función de pertenencia **N i NM** contiene 128 valores (del 0x380 al 0x3FF).

Las características más importantes del conjunto de reglas a tener en cuenta en el momento de la implementación son:

- En el caso de las funciones de pertenencia N, NM, P y PM la variable de salida es inmediata ya que no se ha de realizar ningún cálculo interno. Estos valores de salida pueden ser entonces guardados en una tabla.
- En el caso de las funciones de pertenencia NS, Z y PS que tienen la ecuación de los controladores PI como consecuente de las reglas, sí se necesitan cálculos internos para obtener la salida. Además esta depende de otras variables como con el cambio

en el error(erro) y el valor anterior de la i_{ref} . Por tanto, no es posible almacenar previamente los valores de salida correspondientes.

Las decisiones más importantes que se han tomado en la implementación del controlador han sido:

- En las zonas de superposición de funciones de pertenencia alejadas del punto de equilibrio (N y NM, NM y NS, PS y PM o PM y P) en vez de utilizar los 10 bits de resolución se van a utilizar los 8 bits de más peso. Esto implica que en cada una de estas zonas pasamos de tener 128 valores a solo 32.
- Cerca del punto de equilibrio (zonas PS y Z o NS y Z) mantendremos la resolución de 10 bits.
- En la implementación ha sido necesaria la utilización de 3 tablas de datos:
 1. Una tabla contiene los valores de las salidas constantes, adaptados ya a la salida, de los conjuntos difusos N, NM, P y PM.
 2. Otra tabla contiene los valores del producto $K \cdot \text{error}$, adaptados ya a la salida, de los conjuntos borrosos en los que se implementan los controladores PI (NS, Z y PS).
 3. La tercera tabla contiene los grados de pertenencia que se han de aplicar en el caso que el error perteneciera a los conjuntos borrosos NS y NM, PS y PM, PS y Z o NS y Z.

En el anexo I se muestra un diagrama de flujo del funcionamiento del programa y un listado de su código fuente.

Conversión digital/analógica (D/A)

Como la variable de salida del microcontrolador es un valor digital de 8 bits y la consigna de intensidad de la etapa de control de corriente en modo de deslizamiento ha de ser un valor de tensión entre 0-5 V (figura 2.9) necesitamos realizar la conversión del valor digital de la i_{ref} a un valor analógico. Esta conversión se ha implementado por medio de la matriz de resistencias R-2R de la figura 2.11. Se ha desechado la posibilidad de utilizar un conversor D/A comercial debido al alto precio de los conversores D/A con alimentación unipolar 0-5 V.

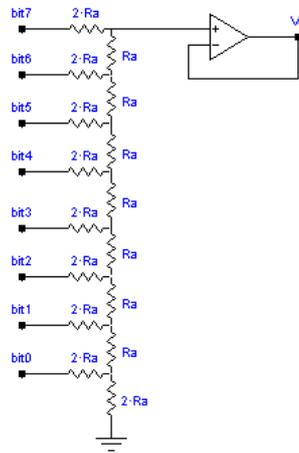


Figura 2.20: Conversor D/A ($R_a = 10\text{ k}\Omega$).

En la figura 2.21 podemos observar el diagrama esquemático del sistema resultante.

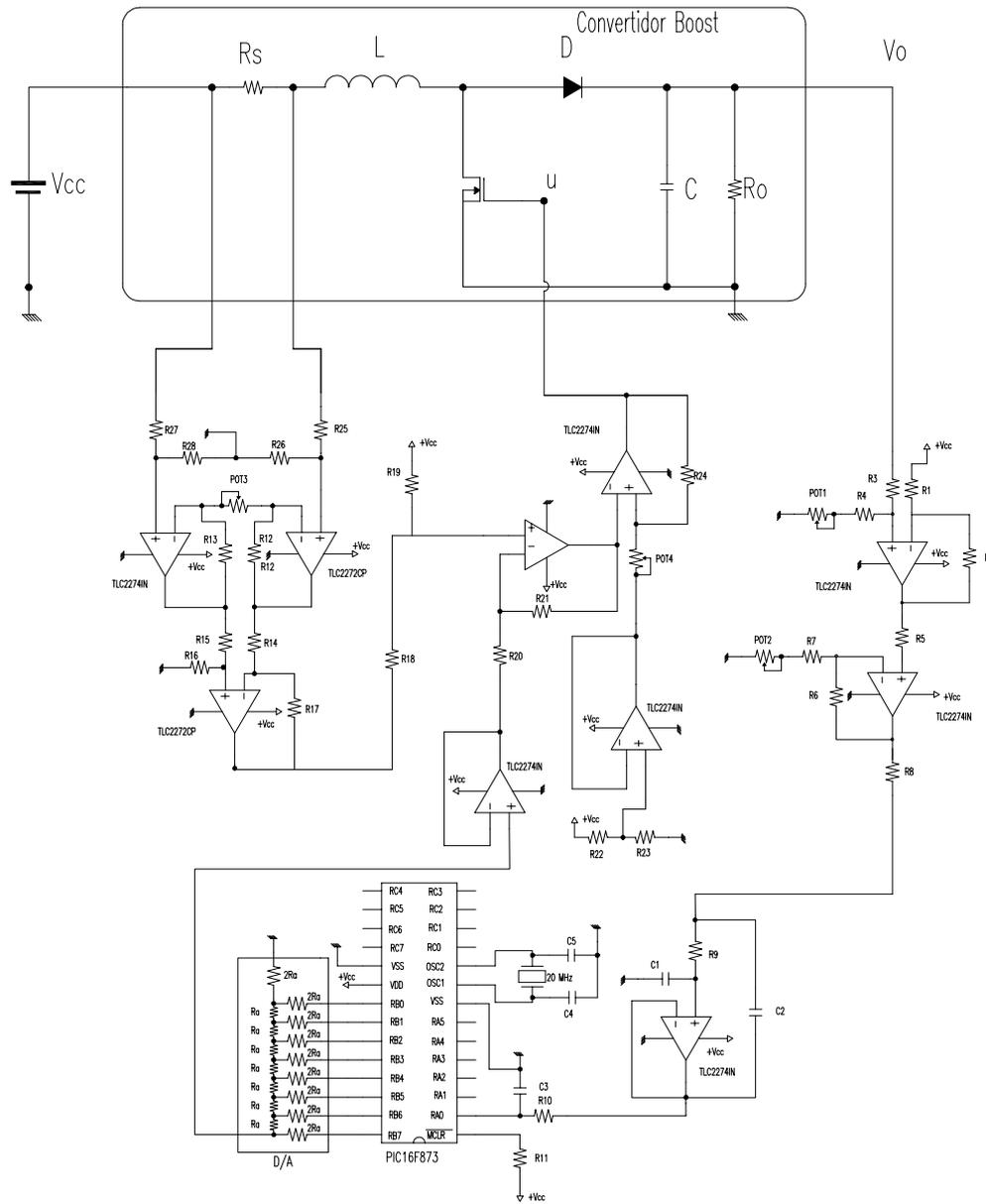


Figura 2.21: Diagrama esquemático del control borroso-deslizante del convertidor boost.

2.3.1.2.2.4.2 Análisis de resultados

Las figuras 2.22 y 2.23 muestran respectivamente la respuesta de la tensión de salida a perturbaciones de un 20 % de la carga nominal y a variaciones de un 30 % de la tensión de alimentación. Si observamos los resultados obtenidos previamente por simulación (figuras 2.13 y 2.14 respectivamente) podemos constatar la existencia de

una gran correspondencia entre ellas, especialmente en cuanto a error máximo y tiempo de establecimiento se refiere.

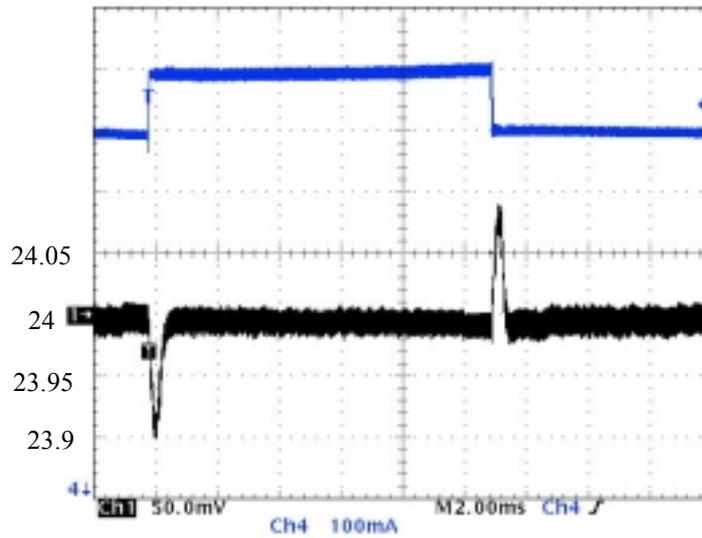


Figura 2.22: Respuesta experimental de la tensión de salida a perturbaciones en la carga .

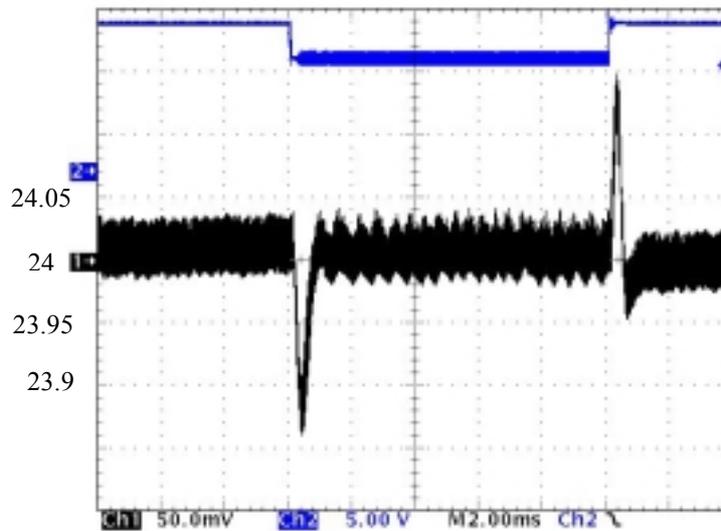


Figura 2.23: Respuesta experimental de la tensión de salida a variaciones en la alimentación.

Ahora vamos a contrastar los resultados obtenidos con el control híbrido borroso-deslizante con los obtenidos con otras técnicas más usuales de control de convertidores como son el control de corriente máxima(CMC) y el control en modo de deslizamiento(SMC). En las figuras 2.22, 2.23 y 2.24 se pueden observar las respectivas respuestas a una perturbación escalón del 20% de la carga mientras que en las figuras

2.27, 2.28 y 2.29 se pueden observar las respectivas respuestas a una variación escalón del -30% de la tensión de alimentación.

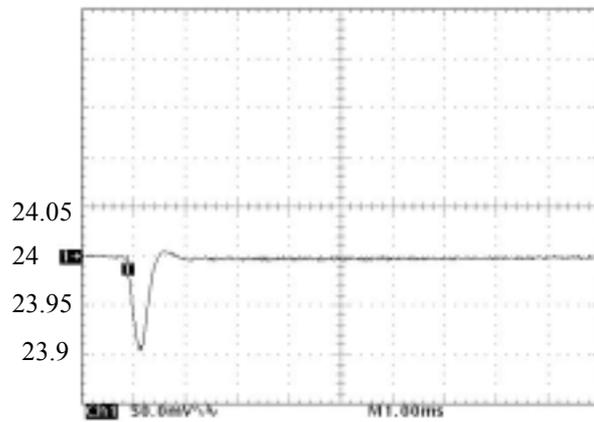


Figura 2.24: Respuesta a perturbaciones en la carga (control híbrido).

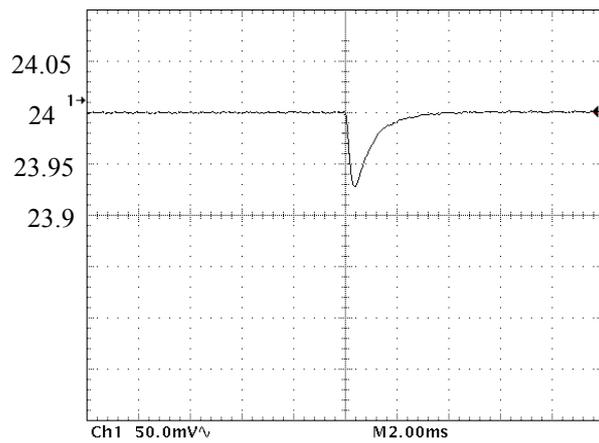


Figura 2.25: Respuesta a perturbaciones en la carga (CMC).

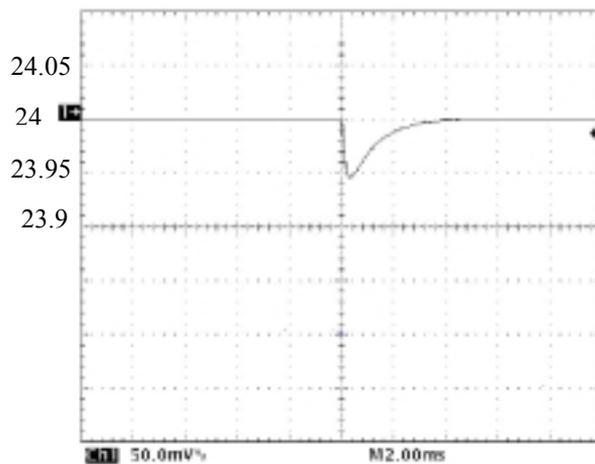


Figura 2.26: Respuesta a perturbaciones en la carga (SMC).

En el caso de perturbaciones en la carga, el menor tiempo de establecimiento corresponde al control híbrido, cuyo valor máximo de error es equivalente que al del caso del control de corriente máxima y mayor que el control en modo de deslizamiento. Cabe destacar que la reducción conseguida del tiempo de establecimiento es significativa ya que la hemos reducido a la cuarta parte.

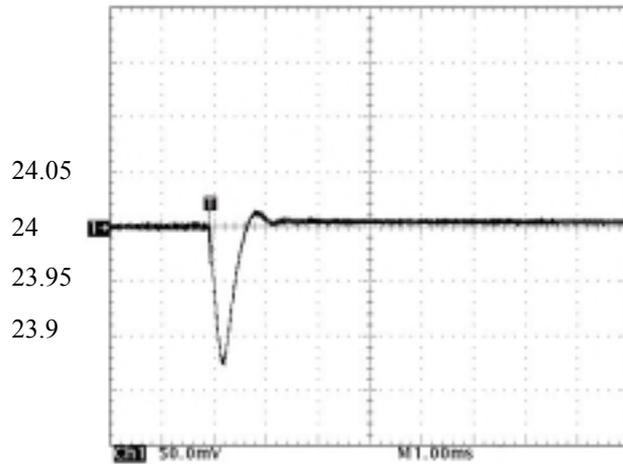


Figura 2.27: Respuesta a variaciones en la alimentación (control híbrido).

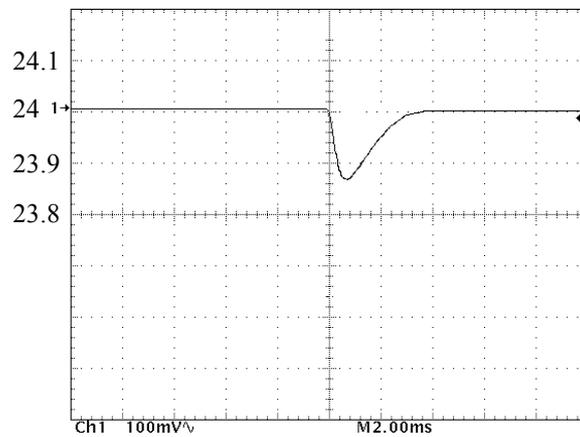


Figura 2.28: Respuesta a variaciones en la alimentación (CMC).

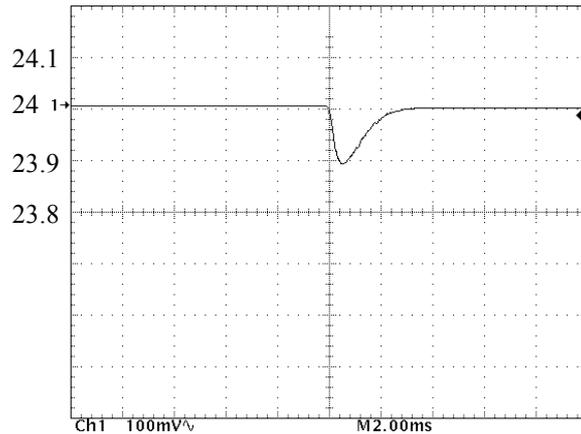


Figura 2.29: Respuesta a variaciones en la alimentación (SMC).

En el caso de variaciones en la alimentación se puede observar que el control híbrido borroso-deslizante y el control de corriente máxima presentan resultados similares en términos de valor máximo de error, mientras que en el caso del control de corriente en modo de deslizamiento posee un error máximo ligeramente menor. Al igual que en el caso de perturbaciones en la carga podemos observar que el tiempo de establecimiento sí se ha reducido notablemente.

En la figura 2.30 podemos observar los resultados experimentales del transitorio de arranque del convertidor.

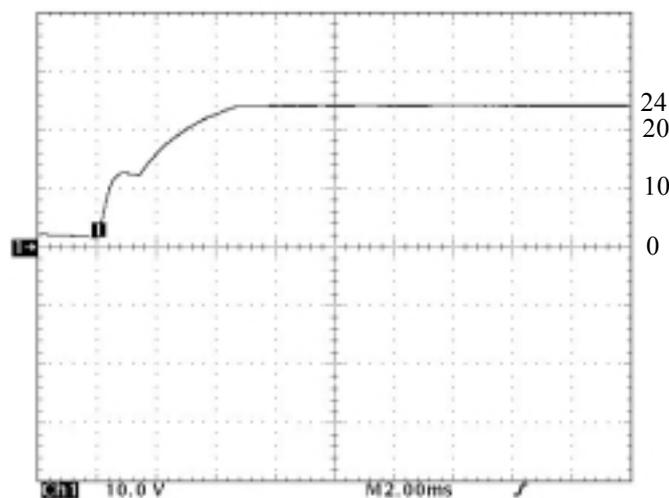


Figura 2.28: Transitorio de arranque.

Al contrario que en el control SMC y el control CMC, en este caso no ha sido necesaria la inclusión de una red compensadora de arranque y podemos observar que tal como predecían los resultados obtenidos por simulación (figura 2.12) no se observa la existencia de ningún sobrepico de tensión en el transitorio de arranque.

Como conclusión podemos decir que se ha demostrado, tanto por simulación como experimentalmente, la viabilidad de un controlador híbrido borroso-deslizante. La inclusión del controlador borroso en el lazo de tensión nos ha permitido regular el transitorio de arranque y al mismo tiempo reducir el tiempo de establecimiento en el caso de que se produzcan perturbaciones en la carga o en la tensión de alimentación. La comparación de resultados experimentales se ha realizado con el control de corriente en modo de deslizamiento y con el control de corriente máxima PWM ambos con compensador PI en el lazo de tensión.

Hemos demostrado en este caso que en la implementación del controlador borroso no se necesita ningún dispositivo especial ya que hemos utilizado un microcontrolador de 8 bits de propósito general.

2.3.2 Control de corriente máxima del convertidor boost con lazo de tensión borroso

2.3.2.1 Control de corriente máxima del convertidor boost.

En la figura 2.31 podemos observar el circuito que representa el esquema básico del control de corriente máxima o control de corriente programada(CMC)[59]

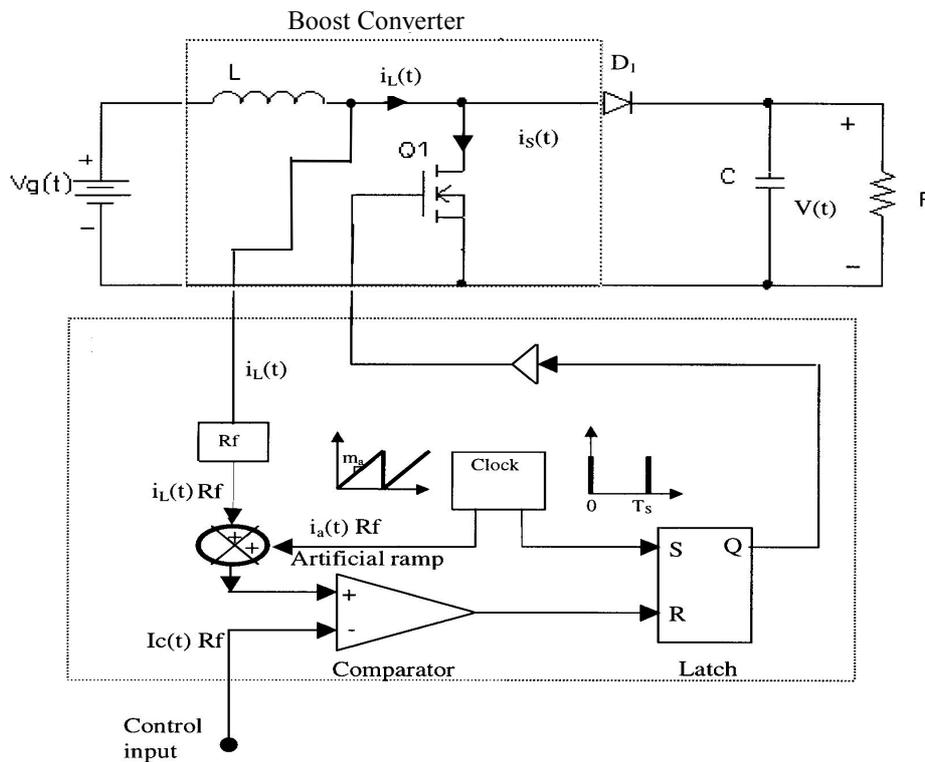


Figura 2.31: Esquema del control de corriente máxima de un convertidor elevador boost

En el control de corriente máxima la salida del convertidor se controla mediante la corriente de pico del inductor(i_L). La señal de entrada de control es la corriente de referencia (i_C). Es su valor el que controla el interruptor Q_1 , teniendo en cuenta que i_L seguirá la evolución de i_C . El ciclo de trabajo $d(t)$ no se controla de forma directa, pero depende de i_C , así como de la corriente del inductor, de la tensión del condensador y de la tensión de alimentación.

La ventaja de utilizar el control de corriente máxima es su dinámica simple, ya que la función de transferencia intensidad de referencia-tensión de salida contiene un polo menos que la función de transferencia control-tensión de salida(1.9). Usualmente, se necesita un lazo de realimentación adicional para regular la tensión de salida. Este segundo lazo de tensión incluirá una red compensadora que será diseñada a partir del modelo en pequeña señal del control de corriente máxima[59]. El diagrama de bloques de este modelo en pequeña señal lo podemos observar en la siguiente figura:

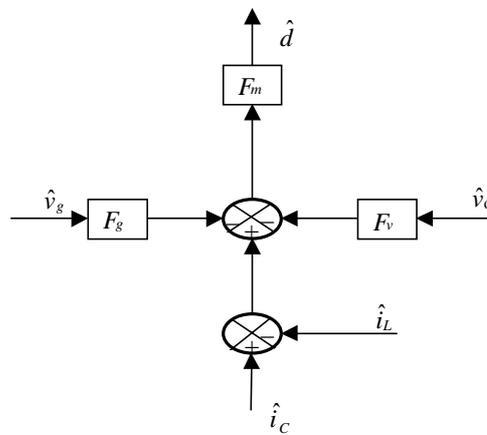


Figura 2.32: Diagrama de bloques el modelo en pequeña señal del CMC.

donde

$$\hat{d}(t) = F_m \left| \hat{i}_c(t) - \hat{i}_L(t) - F_g \hat{v}_g(t) - F_v \hat{v}(t) \right| \quad (2.80)$$

y

$$\begin{aligned} F_m &= 1 / M_a T_S \\ F_g &= (2D - 1) T_S / 2L \\ F_v &= D^2 T_S / 2L \end{aligned} \quad (2.81)$$

El bloque F_m representa la función descriptiva del modulador PWM donde $M_a=1/V_m$ siendo V_m el valor máximo de la señal rampa. . Como podemos observar est diagrama de bloques contiene las realimentaciones efectivas de la corriente del inductor $\hat{i}_L(t)$, de la tensión de salida $\hat{v}(t)$ y de la tensión de alimentación $\hat{v}_g(t)$.

2.3.2.2 Controlador híbrido de corriente máxima con lazo de tensión borroso.

En la figura 2.33 podemos observar el diagrama de bloques del control híbrido de corriente máxima con lazo de tensión borroso.

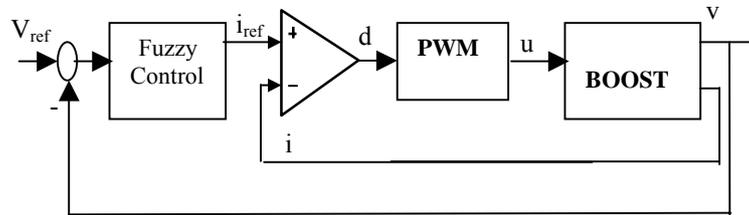


Figura 2.33: Control híbrido CMC-borroso.

Al igual que en el caso del control híbrido borroso-deslizante, en primer lugar procederemos a la obtención del modelo en pequeña señal del lazo cerrado del control de corriente máxima (apartado 2.3.3.3.1), modelo que utilizaremos posteriormente en la fase de diseño de los controladores PI que han de garantizar una buena respuesta dinámica cerca del punto de equilibrio (apartado 2.3.2.2.2).

2.3.2.2.1 Obtención del modelo en pequeña señal.

Si suponemos que la tensión de alimentación es constante durante los dos estados de conmutación del transistor podemos utilizar un modelo en pequeña señal más sencillo que el de la figura 2.32. A partir de la representación de estado del modelo promediado y linealizado del convertidor “boost” (1.8) podemos obtener la representación de estado del modelo en lazo cerrado control-tensión de salida, que se obtiene realimentando la variable de estado que representa la corriente en el inductor (i_L) [46,60]:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_{cmc} x + Bu \\ y &= C_{cmc} x + Du \end{aligned} \quad (2.82)$$

donde $A_{cmc} = A - (1,0)B$, $C_{cmc} = C - (1,0)D$ y B, D son respectivamente las matrices B_{20} y D_{20} de la ecuación (1.8).

2.3.2.2.2 Diseño del lazo de tensión

Las características del convertidor (2.82) en el que vamos a diseñar el lazo de tensión son las que se establecieron en el apartado 1.3.3.2. La respuesta frecuencial en lazo cerrado del control de corriente máxima de dicho convertidor aparece representada en la figura 2.32.

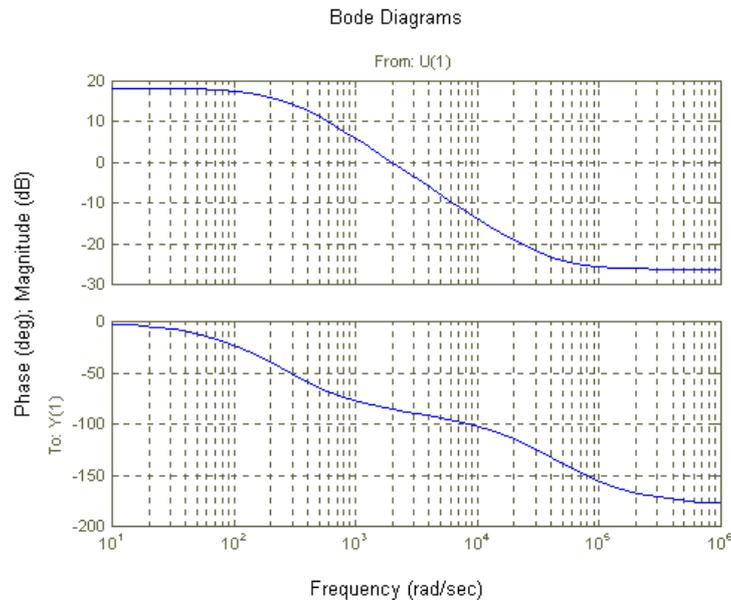


Figura 2.34: Respuesta frecuencial del modelo en pequeña señal del control de corriente máxima.

Si observamos la respuesta frecuencial de la figura 2.34, podemos concluir que en este caso la elección de una frecuencia de muestreo de 20 kHz también sería correcta. A su vez también escogemos un filtro antisolapamiento con frecuencia natural de oscilación $\omega_0=60$ krad/s.

En el diseño del lazo de tensión vamos a seguir el método descrito y aplicado anteriormente en 2.3.1.2. Siguiendo este procedimiento, para combinar un transitorio de arranque suave y una respuesta rápida se escogen dos valores constantes del ciclo de salida del controlador borroso, que son 2.5 A y 3 A mientras que cerca del régimen estacionario se activan las reglas que introducen el efecto de los controladores PI. En este caso se han escogido los dos compensadores siguientes[53]:

$$G_1(z) = \frac{7.9z - 7.32}{z - 1} \quad (2.83)$$

$$G_2(z) = \frac{2.06z - 2.016}{z - 1} \quad (2.84)$$

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

Las reglas del controlador borroso son las siguientes:

$$\text{If } e \text{ is N then } i_{\text{ref}} = 1.7 \quad (2.85)$$

$$\text{If } e \text{ is P then } i_{\text{ref}} = 2.5 \quad (2.86)$$

$$\text{If } e \text{ is NM then } i_{\text{ref}} = 1.7 \quad (2.87)$$

$$\text{If } e \text{ is PM then } i_{\text{ref}} = 3 \quad (2.88)$$

$$\text{If } e \text{ is NP then } i_{\text{ref}} = 0.58 * e + 7.3 * \text{cerror} + i \quad (2.89)$$

$$\text{If } e \text{ is PP then } i_{\text{ref}} = 0.58 * e + 7.3 * \text{cerror} + i \quad (2.90)$$

$$\text{If } e \text{ is ZN then } i_{\text{ref}} = 0.58 * e + 7.3 * \text{cerror} + i \quad (2.91)$$

$$\text{If } e \text{ is ZP then } i_{\text{ref}} = 0.58 * e + 7.3 * \text{cerror} + i \quad (2.92)$$

$$\text{If } e \text{ is Z then } i_{\text{ref}} = 0.042 * e + 2.016 * \text{cerror} + i \quad (2.93)$$

siendo la variable **e** el error, **cerror** el cambio en el error y **i** la referencia de corriente en el anterior periodo de muestreo.

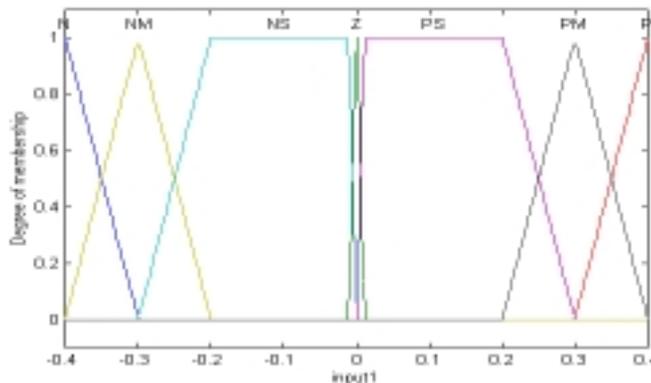


Figura 2.35: Funciones de pertenencia de la variable error(e).

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

2.3.2.2.3 Resultados de simulación

Los resultados de simulación muestran que el convertidor posee un transitorio de arranque perfecto con un sobrepico muy suave (figura 2.37). También podemos observar que el sistema recupera rápidamente el estado estacionario tanto en el caso de un 20% (fig. 2.38) de perturbación en la carga nominal como en el caso que se produzcan perturbaciones del 30% en la tensión de alimentación(fig. 2.39).

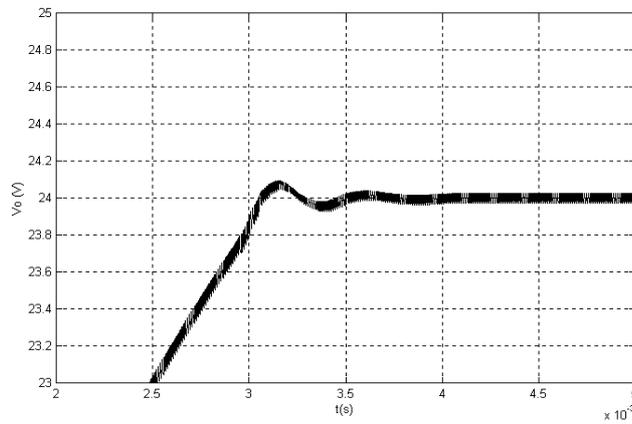


Figura 2.37: Transitorio de arranque

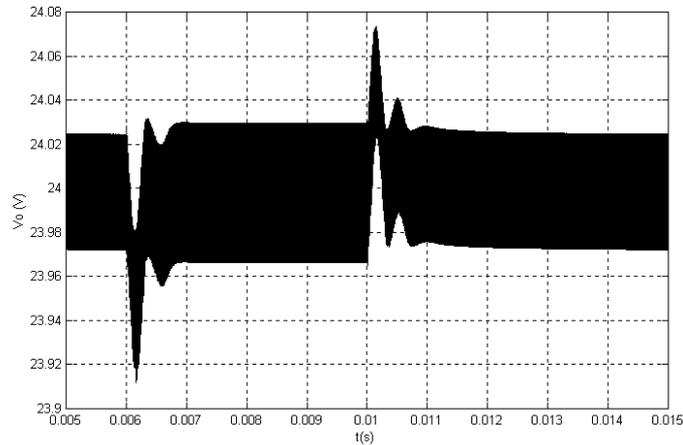


Figura 2.38: Respuesta simulada de la tensión de salida a perturbaciones en la carga.

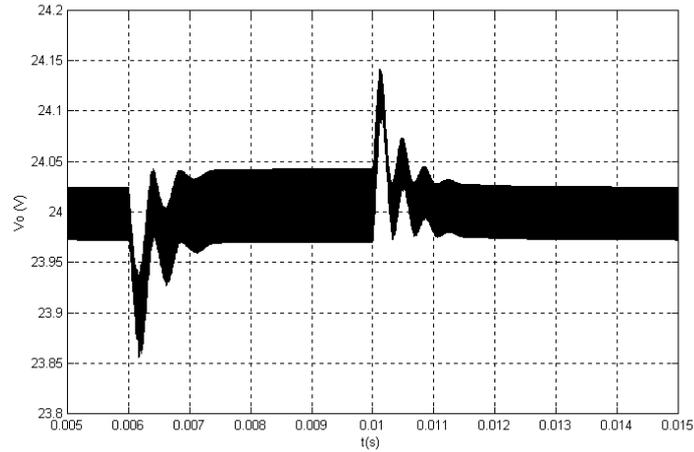


Figura 2.39: Respuesta simulada de la tensión de salida a variaciones de la alimentación.

Si comparamos estos resultados con los obtenidos previamente por simulación con el control híbrido borroso deslizante podemos concluir que los dos poseen una respuesta muy parecida. En el caso de variaciones en la alimentación el control híbrido de corriente máxima posee un tiempo de establecimiento ligeramente menor y un error máximo ligeramente superior, aunque las diferencias no son significativas.

En cuanto a la implementación y a los resultados experimentales podemos predecir que los resultados van a ser los mismos que en el caso del control híbrido borroso-deslizante ya que los parámetros de implementación del controlador borroso son exactamente los mismos que en el caso anterior.