Control de corriente programada visto como un control por modos deslizantes en convertidores cd–cd

Domingo Cortés Rodriguez* Joaquín Álvarez Gallegos**
Jaime Álvarez Gallegos*

*CINVESTAV IPN,
Sección de Mecatrónica.
Av. IPN 2508, 07300, México D. F.

**CICESE,
Departamento de Electrónica y Telecomunicaciones.
Carretera Tijuana-Ensenada km 107,
08660, Ensenada, Baja California, México
jqalvar@cicese.mx

Resumen

Con base en las ideas que dieron lugar a la técnica de "backstepping", se obtiene un controlador por modos deslizantes. Se muestra que el control por corriente programada, el cual es el más empleado en la práctica, busca crear un modo deslizante similar al propuesto aquí. El análisis de estabilidad desarrollado para el convertidor boost considera el modelo discontinuo, no lineal del convertidor. En base a los resultados de estabilidad se plantea un procedimiento sencillo de diseño cuya ausencia es hasta ahora es una de las mayores desventajas del control por corriente programada.

Palabras clave: Convertidores cd-cd, modos deslizantes.

1. Introducción

Los convertidores cd–cd son dispositivos muy populares que forman parte de muchos equipos electrónicos hoy en día. La robustez, eficiencia y confiabilidad de estos dispositvos, hace que su empleo se siga extendiendo. El lector puede ver [3] y [5] para una amplia discusión de estos circuitos. Los modelos promedio, comúnmente empleados en el control de estos dispositivos, son no lineales, de fase no mínima, con entrada acotada, y con un parámetro desconocido altamente variable. Estas propiedades han llamado la atención de muchos especialistas en control, quienes han propuesto un gran número de controladores basados en técnicas de la más diversa índole [4], [6], [7], [11], [14], [16], [15]. Tanto así, que se puede decir que el convertidor boost, por ejemplo, se ha convertido como una especie de banco de pruebas para cada nueva técnica de control.

No obstante la gran cantidad de controladores propuestos, el controlador más empleado continúa siendo el llamado control en modo corriente, conocido también como control por corriente programada. Propuesto a finales de los 70's [9], a diferencia de los controladores usualmente propuestos en la bibliografia de control, el control por corriente programada no está determinado en términos de expresiones matemáticas o algorítmicas. En su lugar, fue planteado a partir de ideas heurísticas trasladadas directamente a circuitos y después modificado para resolver los problemas prácticos que surgieron de las primeras implementaciones. Distintos autores propusieron diversas formas de modificar las primeras implementaciones, por lo cual, actualmente hay diversos circuitos que implementan la idea básica subyacente: controlar el voltaje de salida por medio de la corriente que circula en el inductor.

La sencillez, robustez, confiabilidad y buen desempeño son las características que hicieron popular al control por corriente programada y que no han logrado igualar el gran número de controladores propuestos. Sin embargo, no existe un método sistemático de diseño para el control de corriente programada; en lugar de ello, hay varios procedimientos que combinan ideas heurísticas con resultados de control de sistemas lineales [9], [10]. Para paliar esta situación, recientemente se han propuesto métodos sistemáticos de diseño y se han desarrollado análisis de estabilidad [1], [2]. Dichos métodos, planteados en particular para el convertidor boost, consideran un modelo lineal. Sin embargo, los convertidores no son lineales y, como se examina en este documento, el control de corriente programada tampoco modifica el ciclo de trabajo

ISBN: 970-32-2137-8

en forma lineal.
En este trabajo se muestra que el control de corriente programada puede verse como un controlador por modos deslizantes. Establecer esta similitud permite desarrollar un análisis de estabilidad considerando el modelo no lineal de los convertidores. Se plantea un procedimiento sistemático de diseño y se sugiere otra forma, en nuestra opinión más robusta, de implementar el control por corriente programada. Como ya es usual, se considera aquí el caso del convertidor boost; sin embargo, los resultados pueden extenderse a otros convertidores cd-cd.
El resto del documento se dearrolla como sigue. En la sección 2 se presenta el convertidor boost y los modelos empleados a lo largo del artículo. En la sección 3 se obtiene una ley de control por modos deslizantes con base en el concepto de control virtual tomado de la técnica de "backstepping". El circuito básico del control de corriente programada se examina en la sección 4; ahí se muestra que éste busca crear un modo deslizante similar al controlador obtenido antes. En la sección 5 se hace un análisis de estabilidad del controlador y a partir de este análisis se establece un procedimiento de diseño que se presenta en la sección 6. En la sección 7 se ilustran los resultados con un ejemplo. En la última sección se plantean algunas conclusiones.

2. El convertidor boost

La figura 1 presenta un diagrama simplificado del convertidor boost. Aplicando las leyes de Kirchoff se obtiene el modelo

$$\dot{z}_1 = \frac{v_{in}}{L} - \frac{uz_2}{L},\ \dot{z}_2 = -\frac{z_2}{RC} + \frac{uz_1}{C},\ u \in \{0,1\} \qquad (1)$$

Los parámetros v_{in}, L, C se suponen constantes conocidas. La carga R es desconocida, pero constante. El control u conmuta rápidamente; así, es posible obtener un modelo promedio que resulta

$$\dot{\tilde{z}}_1 = \frac{v_{in}}{L} - \frac{\tilde{z}_2}{L}d,\ \dot{\tilde{z}}_2 = -\frac{\tilde{z}_2}{RC} + \frac{\tilde{z}_1}{C}d,\ d \in [0,1] \qquad (2)$$

donde d, $\tilde{z}_1$, $\tilde{z}_2$ son los valores promedio de u, z_1 y z_2 respectivamente. El objetivo de control es hacer que $\tilde{z}_2 \to z_{2d}$, mediante la conmutación de u. La referencia z_{2d} es un voltaje preespecificado constante.
Aplicando la transformación

$$x_1(\tau) = \frac{1}{v_{in}\sqrt{C/L}} z_1(t), \quad x_2(\tau) = \frac{1}{v_{in}} z_2(t) \qquad (3)$$

a los modelos (1) y (2) resultan los modelos normalizados

$$\dot{x}_1 = 1 - ux_2, \quad \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{R_n} + ux_1 \quad u \in \{0,1\} \qquad (4)$$

$$\dot{\tilde{x}}_1 = 1 - d\tilde{x}_2, \quad \dot{\tilde{x}}_2 = -\frac{\tilde{x}_2}{R_n} + d\tilde{x}_1 \quad d \in [0,1] \qquad (5)$$

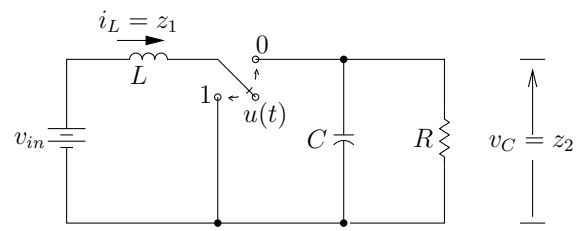


Figura 1: El convertidor boost.

donde $R_n = R\sqrt{C/L}$. Por su conveniencia para el análisis, en las siguiente secciones se emplean los modelos (4) y (5).

3. Control por modos deslizantes con base en la técnica de "backstepping"

El sistema (5) es de fase no mínima [13]. Para resolver los problemas que esto implica la idea del control indirecto, es decir, controlar $\tilde{x}_2$ a través de $\tilde{x}_1$, es muy extendida. Esta se puede aplicar de dos maneras. Una es encontrar el valor estacionario que debe tener $\tilde{x}_1$ para que $\tilde{x}_2 \to x_{2d}$. Otra es empleando la idea del control virtual [12] como sigue. Si se considera como sistema a controlar

$$\dot{\tilde{x}}_2 = -\frac{\tilde{x}_2}{R_n} + dx_{1d} \qquad (6)$$

donde x_{1d} es un control virtual, entonces se puede diseñar el control x_{1d} para hacer que $\tilde{x}_2 \to x_{2d}$ y después hacer que $\tilde{x}_1 \to x_{1d}$. El sistema (6) se puede controlar mediante

$$x_{1d} = -k_p(\tilde{x}_2 - x_{2d}) - k_i \int_0^t (\tilde{x}_2 - x_{2d})\, \mathrm{d}t \qquad (7)$$

donde k_p y k_i son constantes positivas.
Si se hace $\tilde{x}_1 \to x_{1d}$ en el sistema (5), cabe esperar que $\tilde{x}_2 \to x_{2d}$. De (5), se observa que a d se le puede asignar una expresión para hacer que $\tilde{x}_1$ se acerque a x_{1d}. Igualando $\dot{\tilde{x}}_1$ a $\dot{x}_{1d}$, de (5) se tiene que:

$$d = \frac{1 - \dot{x}_{1d}}{\tilde{x}_2} = \frac{1 + k_p\left(\dot{\tilde{x}}_2 - \dot{x}_{2d}\right) + k_i(\tilde{x}_2 - x_{2d})}{\tilde{x}_2} \qquad (8)$$

La ecuación (8) define un controlador promedio para el sistema (5). A partir de este controlador es posible obtener un controlador por modos deslizantes de la siguiente manera. Considere el sistema controlado

$$\dot{\xi} = f(\xi) + g(\xi)u_{sm} \qquad (9)$$

$$u_{sm} = \begin{cases} u_{sm}^+ & \text{si } \sigma(\xi) < 0 \\ u_{sm}^- & \text{si } \sigma(\xi) > 0 \end{cases} \qquad (10)$$

ISBN: 970-32-2137-8

donde $f : \mathcal{X} \to \mathcal{X}$ y $g : \mathcal{X} \to \mathcal{X}$ y $\sigma :: \mathcal{X} \to \Re$ con $\mathcal{X}$ un abierto de $\Re^n$, son mapeos diferenciables. Cuando la trayectoria del sistema evoluciona sobre la superficie de discontinuidad $\sigma = 0$, la evolución de esta trayectoria está gobernada por

$$\dot{\tilde{\xi}} = f(\tilde{\xi}) + g(\tilde{\xi})u_{eq} \tag{11}$$

donde u_{eq} es la solución para u de $\dot{\sigma}(\xi, u) = 0$ y se conoce como control equivalente. u_{eq} tiene un significado físico: es el promedio de u. Así se puede pensar que d en (8) es el control equivalente de una superficie deslizante, esto es d se puede ver como la solución para u de $\dot{\sigma}(\tilde{x}, d) = 0$. A partir de este razonamiento se puede encontrar una superfice $\sigma = 0$ cuyo control equivalente es (8). La expresión (8) se puede reescribir como:

$$1 - d\tilde{x}_2 + k_p\left(\dot{\tilde{x}}_2 - \dot{x}_{2d}\right) + k_i\left(\tilde{x}_2 - x_{2d}\right) = 0 \tag{12}$$

De acuerdo al razonamiento anterior, el lado izquierdo de (12) se puede ver como la expresión para $\sigma(x, u)$. De tal manera que integrando el lado izquierdo de (12) se tiene

$$\begin{aligned}\sigma(x,\tau) = &\int_0^\tau (1 - u(s)x_2(s))\,\mathrm{d}s \\ &+ k_p\left(x_2(\tau) - x_{2d}\right) + k_i\int_0^\tau \left(x_2(s) - x_{2d}\right)\mathrm{d}s\end{aligned} \tag{13}$$

que junto con la política de conmutación

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } \sigma > 0 \\ 0 & \text{si } \sigma < 0 \end{cases} \tag{14}$$

constituye un controlador por modos deslizantes para el sistema (4). A diferencia del control promedio, el controlador (13–14) no requiere los valores promedio de de x_1 y x_2; esa es la razón por la que en (13) se hace uso de x_2 en lugar de $\tilde{x}_2$ al integrar (12).

4. Control por corriente programada y el control por modos deslizantes

El esquema del circuito básico se muestra en la fig. 2. Supongamos por ahora que no existe la señal S_e, entonces, del circuito se tiene que u está determinada por (14) con $\sigma = S_n - V_c$. Como S_n es proporcional a la corriente en el inductor y $G(s)$ es normalmente un controlador *PI*, entonces se puede escribir

$$\begin{aligned}\sigma = x_1(t) - k_p\left(x_2(t) - x_{2d}(t)\right) \\ - k_i\int_0^t \left(x_2(s) - x_{2d}(s)\right)\mathrm{d}s\end{aligned} \tag{15}$$

Haciendo la substitución de x_1 por $\int_0^t (1 - u(s)x_2(s))\,\mathrm{d}s$ entonces de (15) se obtiene (13). Es decir, el control de corriente programada busca generar una superficie deslizante dada por (15) que a su vez está relacionada con (13). Note que la sustitución de x_1 por $\int_0^t (1 - u(s)x_2(s))\,\mathrm{d}s$ tiene sentido ya que de la primer ecuación de (4) la diferencia entre estos términos es sólo la codición inicial. La superficie definida por (13) no depende de la corriente x_1. Desde el punto de vista práctico esta es una gran ventaja, pues generalmente es más difícil medir corriente que voltaje.

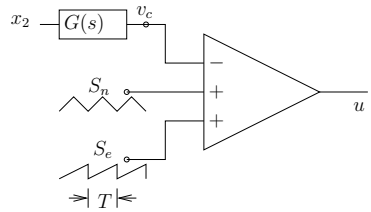


Figura 2: Diagrama básico de un controlador de corriente programada

Desde que el control de corriente programada fue propuesto, el circuito de la figura 2 con $S_e = 0$, esto es, la implementación tal cual de (15), frecuentemente resulta en un sistema inestable, particularmente si el ciclo de trabajo es mayor que 0.5. Esto se debe a que sin la señal S_e la conmutación de u es de muy alta frecuencia y no controlada lo cual, combinado con los efectos no lineales inherentes a los componentes electrónicos, lleva frecuentemente el sistema a la inestabilidad [9]. Para eliminar este efecto, en la práctica se introduce la señal S_e. Existen varios procedimientos para diseñar la forma de esta señal. En este trabajo, para controlar la frecuencia se plantea la introducción de un lazo de histéresis en la conmutación del interruptor.

5. Estabilidad

La demostración de estabilidad para el controlardor (13–14) es similar al de (14–15); aquí se establece la prueba para el primero.

Lema 1 *Considere el sistema* (4) *controlado por (13-14). Si se cumple que*

$$0 < k_i - \frac{k_p}{R_n} \tag{16a}$$

$$k_i < k_i x_{2d} + k_p \dot{x}_{2d} < 1 \;\forall\tau \tag{16b}$$

$$\left(1 - \frac{k_p}{R_n}x_{2d}\right)(x_{2d} - 1) > -k_p\dot{x}_{2d} \;\forall\tau \tag{16c}$$

entonces cualquier trayectoria del sistema eventualmente entra a un modo deslizante sobre la superficie $\sigma(x,\tau) = 0$

ISBN: 970-32-2137-8

Demostración. De (4) y (13) se obtiene

$$\dot{\sigma} = 1 - ux_2 + k_p\left(ux_1 - \frac{x_2}{R_n}\right) - k_p\dot{x}_{2d} + k_i\left(x_2 - x_{2d}\right) \tag{17}$$

Se mostrará primero que la superficie $\sigma = 0$ es localmente atractiva, es decir, $\sigma\dot{\sigma} < 0$ para alguna región cercana a la superficie $\sigma = 0$. Para ello se consideran dos casos.
Caso 1: $\sigma < 0$. En este caso, de acuerdo a la política de conmutación (14), $u = 0$, por lo que de (17), la expresión para $\dot{\sigma}$ queda como

$$\dot{\sigma} = \left(k_i - \frac{k_p}{R_n}\right)x_2 + (1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d}) \tag{18}$$

Así, cuando $\sigma < 0$ entonces , $\dot{\sigma} > 0$ en el conjunto

$$\left\{x \in \Re^2 |\ \left(k_i - \frac{k_p}{R_n}\right)x_2 + 1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d} > 0, \forall\tau\right\} \tag{19}$$

Caso 2: $\sigma > 0$. En este caso, $u = 1$ y la expresión para $\dot{\sigma}$ se puede escribir como

$$\dot{\sigma} = (k_p x_1 - x_2) + \left(k_i - \frac{k_p}{R_n}\right)x_2 + (1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d}) \tag{20}$$

Así, cuando $\sigma > 0$, se tiene que $\dot{\sigma} < 0$ en el conjunto

$$\left\{x \in \Re^2 |\ x_2 - k_p x_1 > \left(k_i - \frac{k_p}{R_n}\right)x_2 + 1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d}, \forall\tau\right\} \tag{21}$$

Combinando los dos casos, $\sigma\dot{\sigma} < 0$ en la intersección de los conjuntos (19) y (21), es decir, en el conjunto

$$\mathcal{S} = \left\{x \in \Re^2 |\ 0 < \left(k_i - \frac{k_p}{R_n}\right)x_2 + 1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d} < x_2 - k_p x_1, \forall\tau\right\} \tag{22}$$

Note que el punto $x_e = (x_{2d}^2/R_n, x_{2d})$ está en el conjunto $\mathcal{S}$. Esto se puede comprobar verificando que las dos desigualdades que definen el conjunto $\mathcal{S}$ en (22) se cumplen en dicho punto. Esto es que:

$$i)\quad \left(k_i - \frac{k_p}{R_n}\right)x_2 + 1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d} > 0 \tag{23}$$

$$ii)\quad x_2 - k_p x_1 > \left(k_i - \frac{k_p}{R_n}\right)x_2 + 1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d} \tag{24}$$

se cumplen para x_e. La desigualdad (23) se cumple ya que de (16a) y (16b) se tiene que $k_i - k_p/R_n > 0$ y $1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d} > 0$. La desigualdad (24) también se cumple ya que en el punto x_e puede reducirse a la desigualdad (16c).

De (17) el control equivalente resulta

$$u_{eq} = \frac{\left(k_i - \frac{k_p}{R_n}\right)x_2 + (1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d})}{x_2 - k_p x_1} \tag{25}$$

Como consecuencia, $0 < u_{eq} < 1$ en el conjunto $\mathcal{S}$.
Dado que $\sigma\dot{\sigma} < 0$ y $0 < u_{eq} < 1$ en el conjunto $\mathcal{S}$, si la trayectoria del sistema intersecta la superficie $\sigma = 0$ en un punto $(x_1, x_2) \in \mathcal{S}$, se produce un movimiento deslizante. En la parte restante de la prueba se demuestra que cualquier trayectoria, eventualmente intersecta la superficie $\sigma = 0$ en un punto dentro dentro del conjunto $\mathcal{S}$.
Si en determinado momento, $\sigma(x) < 0$, entonces $u = 0$ y las ecuaciones del sistema están dadas por:

$$\dot{x}_1 = 1, \quad \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{R_n} \tag{26}$$

En consecuencia, x_1 crece indefinidamente, mientras que $x_2 \to 0$ exponencialmente. De (17) se tiene que:

$$\dot{\sigma} \to 1 - k_i x_{2d} - k_p\dot{x}_{2d} \tag{27}$$

Por la suposición (16b), en algún tiempo la funcion $\sigma(x)$ empieza a incrementarse a lo largo de la trayectoria del sistema hasta que eventualmente pasa por cero, es decir, la trayectoria intersecta la superficie $\sigma = 0$. En el caso contrario, si $\sigma(x) > 0$ entonces $u = 1$ y las ecuaciones del sistema adquieren la forma,

$$\dot{x}_1 = 1 - x_2, \quad \dot{x}_2 = -\frac{x_2}{R_n} + x_1 \tag{28}$$

de (28) se tiene que $x \to (1/R_n, 1)$ exponencialmente y,

$$\dot{\sigma} \to k_i\left(1 - x_{2d}\right) - k_p\dot{x}_{2d} \tag{29}$$

De (16b), en algún momento $\sigma(x)$ empieza a decrecer a lo largo de la trayectoria del sistema hasta que eventualmente pasa por cero y en este momente, la trayectoria intersecta la superficie $\sigma = 0$. Esto demuestra que la trayectoria cruza la superficie $\sigma = 0$ sin importar el punto de partida. Enseguida se demuestra que eventualmente lo hace en un punto que pertenece al conjunto $\mathcal{S}$.
Note que a partir de las expresiones (26) y (28) que describen el sistema a ambos lados de la superficie $\sigma = 0$ se puede concluir que si para algún τ_0, $x_2(\tau) \geq 0$ entonces $x_2(\tau) \geq 0$ para todo $\tau > \tau_0$. De estas mismas expresiones se observa que aún cuando las condiciones iniciales sean tales que $x_2(0) < 0$ eventualmente el sistema alcanza un punto tal que $x_2 \geq 0$. De aquí se puede probar que si $x_2 > 0$ y la trayectoria intersecta la superficie $\sigma = 0$ cuando $\lim \sigma \to 0^+$ (esto es desde el conjunto $\sigma > 0 \cap x_2 > 0$) se establece un modo deslizante. Esto se puede demostrar por contradicción. Supongamos que $x_2 > 0$ y la trayectoria intersecta la superficie $\sigma = 0$ y no se establece un modo deslizante, es decir que la trayectoria cruza la

ISBN: 970-32-2137-8

superficie. Entonces en el punto de intersección se debe cumplir que al pasar de $\sigma > 0$ a $\sigma < 0$ se debe mantener $\dot{\sigma} < 0$. Cuando $\sigma < 0$, $\dot{\sigma}$ está dada por (18). Por lo tanto $\dot{\sigma} < 0$ implica

$$x_2 < -\frac{1 - k_i x_{2d} - k_p \dot{x}_{2d}}{k_i - k_p/R_n} \tag{30}$$

De (16) se sigue que x_2 tendría que ser negativa, lo cual contradice la suposición de que la trayectoria intersecta la superficie desde el conjunto $\sigma > 0 \cap x_2 > 0$.
Así, después de un tiempo la trayectoria del sistema está en un modo deslizante ó evoluciona en el conjunto $\sigma(x) > 0$. Note que el punto $(1/R_n, 1)$ a donde tiende el estado cuando el sistema evoluciona en el conjunto $\sigma(x) > 0$, está en $\mathcal{S}$. ■

6. Diseño

El controlador (13-14) está planteado para el modelo normalizado (4). Sin embargo, es sencillo obtener las expresiones del controlador para el modelo no normalizado invirtiendo la transformación (3). Esto resulta en la siguiente expresión para la superficie deslizante con

$$\sigma(x,t) = \left(\frac{1}{v_{in}\sqrt{LC}}\right)\int_0^t (v_{in} - u(s)z_2(s))\,ds + \sqrt{LC}k_p\,(z_2(s) - z_{2d}) + k_i\int_0^t (z_2(s) - z_{2d})\,ds \tag{31}$$

El reducido número de parámetros del modelo normalizado lo hace conveniente para el diseño del controlador. Recuerde que el "origen" de los dos parámetros del controlador k_p y k_i, es un controlador *PI* diseñado para controlar el sistema dinámico (6). Así se puede plantear que la selección de los parámetros se puede hacer como el de un *PI* normal diseñado para controlar (6), pero restringido a cumplir (16). Con estos antecedentes se plantea el siguiente procedimiento.

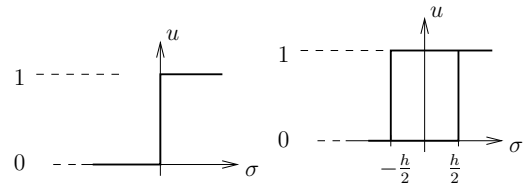
1) Considerar el valor mínimo de la carga, ya que éste es el peor de los casos desde el punto de vista de la estabilidad.

2) Encontrar el modelo normalizado.

3) Para el modelo normalizado, hacer $k_p = 0$ y sintonizar k_i hasta obtener un sobrepaso adecuado, teniendo siempre en cuenta las condiciones (16). En vista de las condiciones (16), el valor $k_i = (1/3)(1/x_{2d})$ es un buen inicio.

4) Incrementar k_p hasta obtener un desempeño adecuado para el modelo normalizado.

5) Expresar la superficie deslizante para el modelo no normalizado de acuerdo a (31)



(a) Forma usual (b) Forma modificada

Figura 3: Limitación de la frecuencia de conmutación en un algoritmo de control por modos deslizantes

Una de las objeciones para el uso del control por modos deslizantes en el control de convertidores es que no se puede asegurar frecuencia de conmutación constante [8]. Sin embargo, para el controlador (14),(13) esta situación se puede evitar (al menos en estado estacionario) introduciendo un lazo de hysteresis en el cambio de posición del interruptor como se muestra en la figura 3. La introducción del ciclo de histéresis tiene las siguientes ventajas

1. Límita la frecuencia de conmutación creando una capa frontera [17] de amplitud conocida ya que evita que el interruptor conmute mientras $|\sigma| < h/2$.

2. Existe un análisis formal que muestra que el comportamiento de los sistemas cuya trayectoria evoluciona dentro de una capa frontera "se parece" al caso ideal de un sistema cuya trayectoria evoluciona sobre el modo deslizante ([17]).

3. En estado estacionario la frecuencia de conmutación es constante y Se puede controlar mediante la amplitud del lazo de histéresis.

7. Ejemplo

El procedimiento de la sección anterior fue aplicado a un convertidor con los siguientes parámetros $v_{in} = 48V$, $L = 480\mu H, C = 47\mu F, R = 48\Omega$, el voltaje de referencia $z_{2d} = 135V$. Siguiendo dicho procedimiento se encontró que $k_p = 0.5$ y $k_i = 0.1$ son valores adecuados para el controlador. Para mantener la frecuencia de conmutación constante se empleó un lazo de histéresis en la conmutación de u. El ancho de la histéresis fue de $h = 0.0011$, con este valor la frecuencia de conmutación en estado estacionario es de $30KHz$. La figura 4 muestra el desempeño del controlador ante variaciones en la carga y en la fuente de alimentación. Se puede observar el notable desempeño obtenido, similar al que se obtiene en la práctica con controladores de corriente programada diseñados heurísticamente.

ISBN: 970-32-2137-8

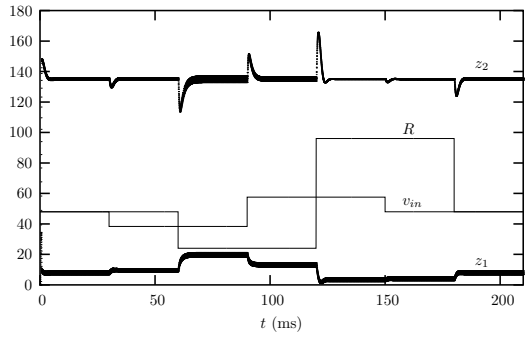


Figura 4: Desempeño del controlador.

8. Conclusiones

La falta de un procedimiento sistemático de diseño que asegure la estabilidad en lazo cerrado del convertidor y la dificultad práctica que significa la medición de la corriente son dos fuertes desventajas del control de corriente programada. Los resultados expuestos en este artículo aportan una solución a dichos inconvenientes. Se mostró que el circuito básico alrededor del cual están construidos los controladores de corriente programada busca crear un modo deslizante similar a uno que se propone aquí por otra vía. El controlador propuesto aquí tienen la gran ventaja de que sólo requiere mediciones de voltaje. Se hizo un análisis formal de la estabilidad del controlador propuesto considerando el modelo no lineal. El análisis de estabilidad desarrollado permitió plantear un procedimiento sencillo de diseño.

Referencias

[1] J. Alvarez-Ramirez and G. Espinosa-Pérez. Stability of current-mode control for dc-dc power converters. *Systems & Control Letters*, 45(2):113–119, February 2002.

[2] J. Alvarez-Ramirez, G. Espinosa-Pérez, and D.Ñoriega-Pineda. Current-mode control of dc-dc power converters a backstepping approach. In *Proceedings of the 2001 IEEE International Conference on Control Applications*, pages 190–195, Mexico, Mexico, September 2001.

[3] B.K. Bose, editor. *Modern Power Electronics. Evolution, Technology, and Applications*. IEEE Press, January 1992. ISBN: 0879422823.

[4] S. Buso. Design of a robust voltage controller for a buck-boost converter using μ-synthesis. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 7(2), March 1999.

[5] J.G. Kassakian, M.F. Schlecht, and G.C. Verghese. *Principles of Power Electronics*. Adison Wesley, 1991. ISBN: 0-201-09689-7.

[6] A. Kugi and K. Schlacher. Nonlinear h_∞-controller design for dc-to-dc power converters. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 7(2):230–237, March 1999.

[7] F.H.F. Leung, P.K.S. Tam, and C.K. Li. An improved lqr-based controller for switching dc-dc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(5):521–528, October 1993.

[8] P. Mattavelli, L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti. A general-purpose sliding-mode controller for dc/dc converter applications. In *Proceedings of 24th Power Electronics Specialists Conference*, pages 609–615, 1993.

[9] R. D. Middlebrook. Modeling current-programmed buck and boost regulators. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 4(1):36–52, January 1989.

[10] R. B. Ridley. A new continuous-time model for current-mode control. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 6(2):271–280, april 1991.

[11] H. Rodriguez, R. Ortega, and N. Barabanov. A robustly stable output feedback saturated controller for the boost dc-to-dc converter. *Systems & Control Letters*, 40(1):1–8, May 2000.

[12] R. Sepulchre, M. Jankovic, and P.V. Kokotovic. *Constructive Nonlinear Control*. Springer Verlag, January 1997. ISBN: 3540761276.

[13] H. Sira-Ramírez. Sliding motions in bilinear switched networks. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, CAS-34(8):919–933, August 1987.

[14] H. Sira-Ramírez, R. Márquez, and M. Fliess. Generalized pi sliding mode control of dc-to-dc power converters. Praga, República checa, August 2001.

[15] H. Sira-Ramírez, R.A. Perez-Moreno, R. Ortega, and M. Garcia-Esteban. Passivity-based controller for stabilization of dc-to-dc power converters. *Automatica*, 33(4):499–513, April 1997.

[16] H. Sira-Ramírez and M. Ríos-Bolívar. Sliding mode control of dc-to-dc power converters via extended linearization. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I*, 41(10):652–661, October 1994.

[17] V.I. Utkin. Sliding modes in control and optimization. Communications and Control Egineering. Springer Verlag, 1991. ISBN: 3540535160.

ISBN: 970-32-2137-8