

PROPUESTA DE UN CONTROL SUPERVISOR PARA REGULAR LA TENSION DE SALIDA DE UN CONVERTIDOR BOOST UTILIZANDO LA ENTROPIA APROXIMADA COMO DETECTOR DE EVENTOS

José Mendoza

Universidad de Oriente-Núcleo de Sucre, Cumaná, Venezuela

Eliezer Colina

Universidad de Cuenca, Facultad de Ingeniería, Cuenca, Ecuador

Edgar Chacón

Universidad de Los Andes, Facultad de Ingeniería, Mérida, Venezuela

Wilfredo Rodríguez

Universidad de Oriente-Núcleo de Sucre, Cumaná, Venezuela

Abstract

This work is mainly aimed to design a supervisory control system for regulating, very precisely, the output voltage for a boost converter, based on the model of a hybrid plant. The theory of sliding mode control is used to synthesize a controller for the continuous dynamics. Now, to solve both the problem of discontinuity as the problem of insensitivity to uncertainty in the load resistance of such converter had to design a hybrid output feedback controller to guarantee the output voltage to a desired value. Particularly an approximate entropy ($ApEn$) concept is used as an innovative method that could detect any event generated on the continuous time dynamics in the hybrid system. It was found that the hybrid plant supervisor provides good results in terms of robustness to disturbances, maintaining a good dynamic response.

Keywords: Hybrid dynamic systems, supervisory control, hybrid controller, boost converter, approximate entropy, sliding mode control

Resumen

Este trabajo tiene como principal propuesta el diseño de un *sistema de control supervisor* que permita regular, en forma muy precisa, la tensión de salida para un *convertidor boost*, basándose en el modelo de una *planta híbrida*. Se utilizó la teoría de *control en modo deslizante* para sintetizar un

controlador para la dinámica continua. Ahora bien, para solucionar tanto el problema de discontinuidad como el problema de insensibilidad a la incertidumbre en la resistencia de carga de tal convertidor, se tuvo que diseñar un controlador híbrido de salida realimentada que asegurara la tensión de salida a un valor deseado. Particularmente, se utilizó la *Entropía Aproximada (ApEn)* como un innovador método que pudiese detectar cualquier evento generado en la planta continua dentro de un *sistema dinámico híbrido*. Se pudo comprobar que el supervisor de la planta híbrida proporciona buenos resultados en términos de robustez frente a perturbaciones, manteniendo una buena respuesta dinámica.

Palabras clave: Sistemas dinámicos híbridos, control supervisor, autómatas híbridos, convertidor boost, entropía aproximada, control en modo deslizante

Introducción:

El problema de regular la tensión de salida de un circuito *convertidor boost* es un caso de estudio interesante ya que es un dispositivo que conmuta y cuyas dinámicas aceptadas pueden ser descritas por un sistema bilineal de segundo orden, de fase no-mínima, con entrada saturada, donde solo es posible medir parcialmente el estado y cierto parámetro de alta fluctuación, como la resistencia de carga (Sira-Ramírez & Ríos-Bolívar, 1994); lo que conlleva a tener que diseñar controladores capaces de operar solo en regiones de operación estables.

Este tipo de convertidores tiene una naturaleza híbrida debido a que son manejados por un conmutador y por lo tanto, además de ser vistos como *Sistema de Estructura Variable (SEV)*, pueden a su vez ser analizados como una clase de *Sistemas Dinámicos Híbridos (SDH)* (Hejri & Mokhtari, 2009). Una forma de regular a este SEV es a través de un *control en modo deslizante* (Sira-Ramírez *et al.*, 2005). Adicionalmente, el comportamiento y la regulación del convertidor pueden ser vistos como un SDH al analizarlo como una *planta híbrida*. El trabajo de diseñar un controlador apropiado para esta planta híbrida no es sencillo debido principalmente, a la necesidad de detectar e identificar todos los cambios de fase generados por los eventos que ocurren en esta planta. Es así como en este trabajo se propone una solución al problema de regular la tensión de salida del convertidor boost diseñando un *sistema de control supervisor*. También, la propuesta de este trabajo implica utilizar la noción de *Entropía Aproximada (ApEn)* para detectar todos los eventos generados en la planta, que es modelada en términos de autómatas híbridos (Mendoza *et al.*, 2011).

El compendio de este trabajo es el siguiente: en la siguiente Sección se modela el convertidor boost y se define el control en modo deslizante con su superficie de deslizamiento. Seguidamente se representa al convertidor

como un SDH a través de un autómata híbrido, se explica brevemente el concepto de entropía aproximada y se propone su algoritmo. Por último, se diseña el sistema de control supervisor, usando a la entropía aproximada como detector de eventos.

Modelo del convertidor boost:

El *circuito convertidor conmutado elevador de potencia CD-CD* es un dispositivo electrónico que permite elevar la intensidad de corriente continua a un valor deseado. También es conocido como circuito convertidor conmutado de corriente continua a corriente continua CD-CD o simplemente **convertidor boost** (“elevador”) (Biel-Solé, 1999). Un esquema simplificado del convertidor boost es mostrado en la Figura 1, donde E , L , v , C , R_L representan la tensión de entrada, la inductancia, la tensión de salida, la capacitancia y la resistencia de carga, respectivamente. Aquí, la intensidad de corriente de entrada i es controlada por el conmutador u (Rodríguez *et al.*, 1999).

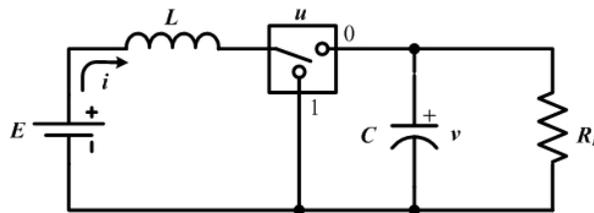


Figura 1. Convertidor elevador (boost)

El modelo no lineal de este convertidor boost puede ser representado a través de las ecuaciones diferenciales siguientes:

$$L \frac{di}{dt} = -uv + E \tag{1}$$

$$C \frac{dv}{dt} = ui - \frac{1}{R_L} v$$

Haciendo $x = [x_1 \ x_2]^T = [i \ v]^T$, entonces las ecuaciones en (1) estarán dadas por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -1/R_L C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -x_2 / L \\ x_1 / C \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} E / L \\ 0 \end{bmatrix} \tag{2}$$

El modelo del convertidor boost es un sistema de control bilineal por excelencia. Se dice que un sistema de control es bilineal si, al considerar el control y el estado independientemente, el sistema es lineal respecto al control u y es lineal respecto al estado x , pero no es lineal respecto de ambos simultáneamente (García-Esteban, 2000).

La variable que representa al conmutador actúa como una entrada de control restringida, que toma valores de un *conjunto discreto* de naturaleza

binaria, a la cual se le asignará arbitrariamente valores en el conjunto discreto $\{0, 1\}$ (Sira-Ramírez & Ríos-Bolívar, 1994). Por lo tanto, al poseer una señal de control binaria, puede decirse que el circuito convertidor boost en un SEV, lo cual se caracteriza por admitir descripciones matemáticas diferentes durante períodos de operación diferentes (Malmborg, 1998). Una forma de controlar un SEV es a través de un control de modo deslizante.

Control por modo deslizante

La teoría de sistemas de control por modo deslizante conlleva al empleo de acciones de control conmutadas o discontinuas, con una o varias superficies de conmutación, donde una vez alcanzada una superficie (dependiendo del esquema de conmutación empleado), el sistema entra en modo de deslizamiento y presenta características de invariabilidad en cuanto a incertidumbres y perturbaciones externas. Las superficies de conmutación se conocen también como: funciones de conmutación (Hung *et al.*, 1993) o superficies de deslizamiento (Slotine & Li, 1991), y pueden ser definidas como $S_j = \{\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^n / s_j(\mathbf{x}) = 0\}$ $j = 1, 2, \dots, m$, donde $s_j(\mathbf{x})$ se denomina función de conmutación y m corresponde al número de entradas del sistema.

En el contexto de sistemas n -dimensionales regulados por un solo conmutador, como en el caso del convertidor boost, una superficie de deslizamiento está representada por un conjunto de puntos en \mathfrak{R}^n donde se cumple la restricción algebraica: $h(x) = 0$, siendo h una función escalar suave (infinitamente diferenciable). La restricción algebraica: $h(x) = 0$, define una **variedad suave** en \mathfrak{R}^n , de dimensión $n-1$, la cual se denota mediante SD . Esto es, $SD = \{x \in \mathfrak{R}^n / h(x) = 0\}$.

Se supone que satisfaciendo la restricción algebraica, $h(x) = 0$, por parte de la trayectoria del estado $x(t)$, lo cual ocurre gracias a acciones de control restringidas por $u \in \{0, 1\}$, produce, idealmente, un comportamiento *deseable del estado* x del sistema controlado. Siendo la función suave $h(x)$ una parte integral del problema a la hora de diseñar un sistema controlado por un conmutador. También, se debe tener en cuenta que la escogencia de la salida $y = h(x)$, y, por lo tanto, la naturaleza de la variedad $h(x) = 0$, es decir, de la superficie de deslizamiento SD , depende enteramente del *objetivo de control deseado* (Sira-Ramírez *et al.*, 2005). Entonces, es posible definir la siguiente ley de control o lógica de conmutación:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } h(x) > 0 \\ 0 & \text{si } h(x) < 0 \end{cases} \quad (3)$$

donde $h(x)$ es la función de conmutación. Si hay alguna región X donde exista un modo deslizante, esta será un subconjunto de SD , $X \subset SD$. Se dice que el convertidor está controlado en modo deslizante cuando se utiliza la ley

de control (3) y hay una región X donde exista un modo deslizante. En la Figura 2, se presenta la interpretación gráfica del control por modo deslizante. Partiendo de un punto inicial, la ley de control lo conduce a la superficie de deslizamiento (modo de alcanzabilidad) y una vez allí, se desliza atrapado por superficie hasta el valor deseado (modo de deslizamiento).

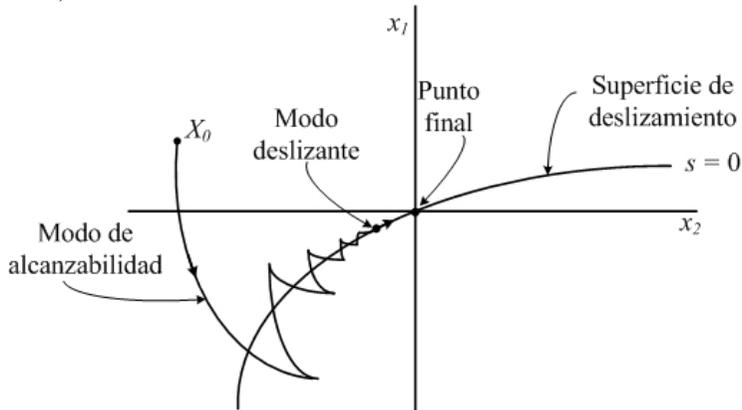


Figura 2. Superficie de deslizamiento del convertidor boost

Superficie de deslizamiento del convertidor boost

Al modelo del convertidor boost dado anteriormente, se le puede proponer una superficie de deslizamiento como:

$$h(x) = v - V_d = x_2 - X_2 \tag{4}$$

donde $V_d = X_2$ es la tensión de salida deseada. Cuando $h(x) = 0$, la tensión de salida coincide con la tensión deseada. Otra superficie que se puede considerar es la siguiente:

$$h(x) = i - I_d = x_1 - X_1 \tag{5}$$

aquí $I_d = V_d^2 / (ER_L) = X_1$ representa la *corriente promedio*, que se corresponde con la tensión deseada V_d . Aunque las dos superficies representan un comportamiento deseable, tan sólo una de ellas es factible en la práctica. Esto se logra mediante conmutaciones adecuadas para hacer que el estado x evolucione en la variedad suave SD , la cual representa la restricción algebraica deseada y que permite al sistema satisfacer un objetivo específico.

Sistema dinámico híbrido del convertidor boost

Una forma de modelar las dinámicas discontinuas involucradas en el convertidor boost es a través de los Sistemas Dinámicos Híbridos (SDH) (Antsaklis & Koutsoukos, 2003). Particularmente, en este trabajo se utilizarán los Autómatas Híbridos (AH) para representar el comportamiento del SDH generado por el convertidor boost. Esta clase de representación

permite ver al sistema como una relación entre las máquinas de estados finitos (representación de evento discreto) y las ecuaciones diferenciales (representación de tiempo continuo) (Lennartson *et al.*, 1996; Lygeros, 2003). El AH del convertidor boost puede ser definido como:

$$Boost = (Q, X, f, Init, Inv, E, G, R) \tag{6}$$

Donde Q es el conjunto de estados discretos con dos modos (estados discretos) $u = 0$ y $u = 1$, representados por q_1 y q_2 , respectivamente. Es decir, $u = \{q_1, q_2\} \in Q$. Aquí, $X \in \mathbb{R}^n$ es el espacio de estado continuo, la función $f: X \times Q \rightarrow \mathbb{R}^n$ asigna a cada estado discreto un campo vectorial continuo Lipschitz en X , y $x = [i, v]^T = [x_1, x_2]^T$ son las ecuaciones de estado afines para cada modo $q_i (i = 1, 2)$, representado por la ecuación general siguiente:

$$\dot{x}_{q_i} = f_{q_i}(x(t)) = A_{q_i} x(t) + b_{q_i} \tag{7}$$

donde $x \in X, A_{q_i} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ y $b_{q_i} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$. Para el convertidor boost se tiene que

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_L C} \end{bmatrix}, \quad b_1 = b_2 = \begin{bmatrix} E \\ L \\ 0 \end{bmatrix} \tag{8}$$

Para simplificar la notación, se usará 1 por q_1 y 2 por q_2 . *Init* son las condiciones iniciales y están dadas por $\{(\{0, 1\}, x) \in Q \times \mathbb{R}^2 / (x_1 \geq 0) \wedge (x_2 \geq 0)\}$. La funcional *Inv*: $Q \rightarrow 2^X$ asigna a cada $q \in Q$ un conjunto invariante, dado por:

$$Inv(u) = \begin{cases} \{x \in \mathbb{R}^2 \mid (x_1 < X_1) \vee (h(x) < 0)\} & \text{si } u = 0 \\ \{x \in \mathbb{R}^2 \mid (x_1 > X_1) \vee (h(x) > 0)\} & \text{si } u = 1 \end{cases} \tag{9}$$

Recordando que X_1 y $h(x)$ son la intensidad de corriente promedio deseada y la superficie de deslizamiento, respectivamente; el conjunto $E \in Q \times Q$ es una colección de transiciones discretas dado por $E = \{(0, 1), (1, 0)\}$; $G: E \rightarrow 2^X$ asigna a cada $e = (q, q') \in E$ una guarda, dada por

$$G_{12} = \{x \in \mathbb{R}^2 \mid (x_1 > X_1) \wedge (x_2 > X_2)\}, \\ G_{21} = \{x \in \mathbb{R}^2 \mid (x_1 < X_1) \wedge (x_2 < X_2)\}, \tag{10}$$

donde X_2 es la tensión de salida deseada.

Se puede manipular la evolución del estado continuo cambiando el estado discreto. Cada guarda, definida anteriormente, permite señalar cuando puede ocurrir un cambio de estado. Un vez que el estado continuo alcanza la condición de guarda, puede tomar o no la decisión de “saltar” a uno de los posibles estados discretos. Ya que el estado continuo x esta globalmente definido, no hay reinicio en el valor de las variables continuas, es decir, que $R_{12} = R_{21} = \{x\}$. Por lo tanto, uno de los objetivos en diseñar los circuitos electrónicos de potencia como SDH es determinar la guarda entre cada

estado discreto de tal manera que las trayectorias del sistema satisfagan el criterio de funcionamiento dado (Senesky *et al.*, 2003). El diagrama del AH del convertidor boost es mostrado en la Figura 3.

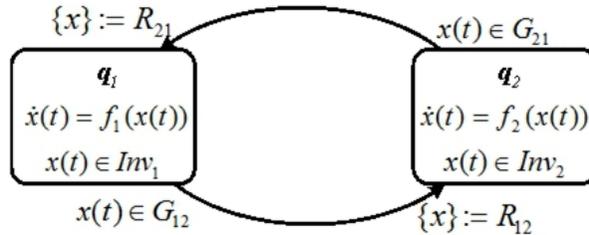


Figura 3. Autómata híbrido del convertidor boost

Para la implementación, de modo de acoplar la lógica discreta con las dinámicas continuas, el AH del convertidor boost se puede descomponer en dos autómatas híbridos B_1 y B_2 . Donde B_1 es una máquina de estado finito gobernada por la transición discreta la cual depende de la señal continua x de B_2 , mientras B_2 acepta el símbolo discreto $\sigma \in E$ de B_1 y el estado continuo x evoluciona condicionadamente. Este sistema es mostrado en la Figura 4.

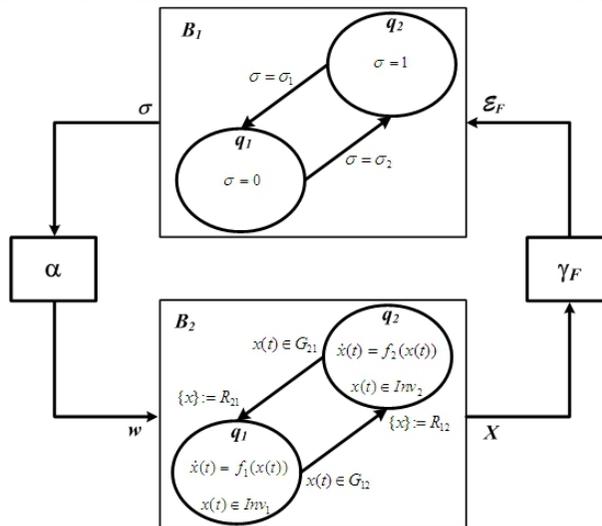


Figura 4. El convertidor boost modelado como la composición paralela de dos AH

El acoplamiento se puede visualizar a través de una interfaz que contiene dos elementos: un elemento sensor (γ_F) y un elemento actuador (α). Donde el sensor o generador de eventos y el actuador son definidos como siguen:

- $\gamma_F : X \rightarrow E_F$ es un mapeo desde el espacio de estado continuo X hacia un conjunto de eventos discretos E_F correspondiente a los modos físicos ($E_F \subseteq E$). Esta función permite detectar los eventos que corresponden a las transiciones entre estados discretos. Un evento en E_F es detectado cuando el

sistema viola una región definida. En el caso del convertidor boost, la región es definida a través de una superficie de deslizamiento.

- $\alpha: Q \rightarrow W$ es un mapeo del conjunto de fases discretas Q al espacio de entrada continua W definido por la señal de entrada $w(t)$. Este mapeo de la parte discreta a la parte continua puede considerarse como el actuador para todas las clases de discontinuidades en el campo vectorial.

Control supervisor del convertidor boost

El objetivo en esta sección es proponer un modelo de un sistema supervisor que permita regular la tensión de salida del convertidor boost bajo ciertas especificaciones. Generalmente, tales especificaciones introducen restricciones en la dinámica de la planta híbrida. Sin embargo, hay perturbaciones externas que no pueden ser detectadas y por ende no pueden ser reguladas. Por lo tanto, el propósito del supervisor es manejar la planta para cumplir con todos los objetivos dados y así poder obtener un sistema híbrido robusto (Antsaklis *et al.*, 1998). Por ejemplo, en la Figura 5 se muestra una propuesta de una planta híbrida regulada por un sistema supervisor. Formalmente el supervisor puede ser definido como

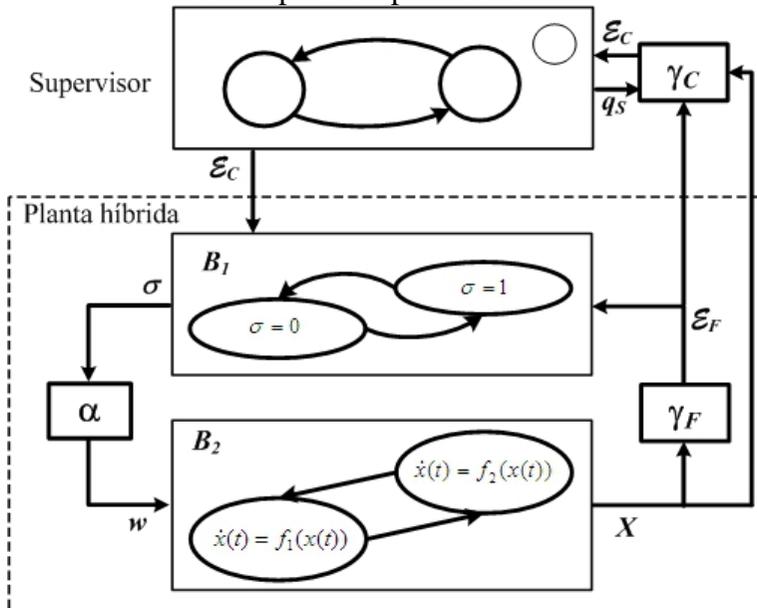


Figura 5. Una planta híbrida regulada por un sistema supervisor

$$S = [Q_s, E_C, \delta_s, \gamma_C] \tag{16}$$

Donde:

- Q_s es un conjunto de *estados discretos* del supervisor. Estos estados discretos corresponden a las transiciones deseadas entre los dos modos físicos del convertidor boost.

- E_C es el conjunto de *eventos de control*, es decir, son las entradas externas de la planta híbrida y, por lo tanto, controlables por definición. Esto permite incluir partes de las transiciones entre los modos físicos que son de interés para la síntesis del controlador. Generalmente, las especificaciones de control implican ciertas restricciones, tales como la no activación de algunos modos físicos en la dinámica continua. Entonces, no hay razón de incluir tales modos físicos en la dinámica discreta.

- $\delta_S: Q_S \times E_C \rightarrow Q_S$ es la función de *transición de estado* (o *transición de fase*) del sistema supervisor.

- $\gamma_C: X \times Q_S \times E_F \rightarrow E_C$ es un sensor de eventos que permite detectar ciertas incidencias o perturbaciones que saquen el sistema de la trayectoria original. Esta función busca detectar directamente los eventos en la planta híbrida relacionándolos con los estados discretos del supervisor Q_S y generar eventos de control E_C . En general, es difícil diseñar un sensor de eventos de control γ_C ; por lo tanto, en este trabajo se utilizará la *ApEn* como el método para detectar ciertos eventos.

Entropía aproximada, ApEn

La *ApEn* fue desarrollada por Pincus en 1991 (Pincus, 1991) como una medida de la complejidad de los sistemas caóticos, basada en el cálculo rápido de la aleatoriedad de una serie temporal de datos no lineales; también la utilizó para predecir señales o valores sucesivos de datos basado en el conocimiento de valores previos. Específicamente, *ApEn* mide la probabilidad logarítmica de que una serie de datos, separados una cierta distancia, podrían exhibir características relativamente similares en comparación al próximo incremento en el espacio de estado (Pincus & Goldberger, 1994).

El valor de la *ApEn* depende del número de muestras de la serie y el número de valores previos usados para determinar el próximo valor (Bruhn *et al.*, 2000). La definición matemática de *ApEn* se describe en gran detalle en los trabajos de Pincus (Pincus, 1991) y Pincus & Kalman (Pincus and Kalman, 1997). Ahora bien, aquí se presenta una versión compuesta de esta definición, que ha sido adaptada para este trabajo. Es posible calcular *ApEn* (mejor identificado como $ApEn(m, r, N)$) con el siguiente algoritmo (Moody, 2006):

1. Si se tienen N muestras correspondientes a una serie de datos de entradas $u(n) = u(1), u(2), \dots$, se deben incorporar dos parámetros de entradas, m y r . El parámetro de entrada m es la longitud de la muestra de datos y r es la tolerancia.

2. Se crean los vectores $x(1) \dots x(N-m+1)$, con: $x(i) = [u(i), u(i+1), \dots, u(i+m-1)]$, $1 \leq i \leq N-m+1$. Estos vectores representan m valores consecutivos de u , empezando en el punto i -ésimo.

3. Se define la distancia entre $x(i)$ y $x(j)$ como el máximo del valor absoluto de la diferencia entre las componentes de los vectores:

$$d[x(i), x(j)] = \underset{k=1, \dots, m}{\text{máx}} (|u(i+k) - u(j+k)|) \quad (11)$$

4. Para un $x(i)$ dado, sea $N^m(i)$ el número de $j(1 \leq j \leq N - m + 1)$ tales que $d[x(i), x(j)] \leq r$. Entonces, para $1 \leq i \leq N - m + 1$,

$$C_r^m(i) = \frac{N^m(i)}{N - m + 1} \quad (12)$$

Los valores de $C_r^m(i)$ miden la regularidad, o frecuencia, de valores similares a uno dado de longitud m dentro de la tolerancia r .

5. Se calcula el logaritmo natural de cada $C_r^m(i)$ y se promedia para i :

$$\Phi^m(r) = \frac{1}{N - m + 1} \sum_{i=1}^{N-m+1} \ln C_r^m(i) \quad (13)$$

6. Se aumenta la dimensión a $m + 1$ y se repite lo anterior para obtener $C_r^{m+1}(i)$ y $\Phi^{m+1}(r)$.

7. Teóricamente, la *ApEn* se define como:

$$ApEn(m, r) = \lim_{N \rightarrow \infty} |\Phi^m(r) - \Phi^{m+1}(r)| \quad (14)$$

Sin embargo, en las aplicaciones prácticas el número de datos N es finito. Por lo tanto, la *ApEn* se estima a partir de la siguiente fórmula:

$$ApEn(m, r, N) = \Phi^m(r) - \Phi^{m+1}(r) \quad (15)$$

El valor de la *ApEn* como una medida relativa, depende de cuatro parámetros: número de muestras de la ventana usada (N), el número de valores previos usados (τ) para determinar el valor siguiente, la dimensión (m) de la trayectoria y una tolerancia (r). La tolerancia r , es usada como un tamaño relativo, es decir, se expresa como una ponderación de la desviación estándar del número de muestras de las ventanas usadas.

Pincus & Kalman determinaron que para hacer uso del algoritmo de la *ApEn* existe una relación entre el número de muestras de la serie temporal y el valor de m , es decir, la serie temporal debe contener al menos 10^m muestras.

Respuesta del convertidor boost

Para obtener una respuesta del convertidor boost en lazo cerrado se utilizaron las ecuaciones (3) y (5) para determinar la superficie de deslizamiento y poder controlar la tensión de salida al valor $V_d = 70$ V, la corriente de equilibrio correspondiente fue $I_d = 16,33$ A. Para visualizar la regulación del convertidor boost mediante la técnica de control por regímenes deslizantes el sistema se simuló numéricamente en *Matlab*®. Para esta simulación los valores de los elementos fueron los siguientes: $R_L = 10$

Ω , $C = 100 \mu\text{F}$, $L = 10 \text{ mH}$ y $E = 30 \text{ V}$. Se consideraron condiciones iniciales iguales a cero. En la Figura 6 se muestra la respuesta del sistema en lazo cerrado en condiciones normales de operación.

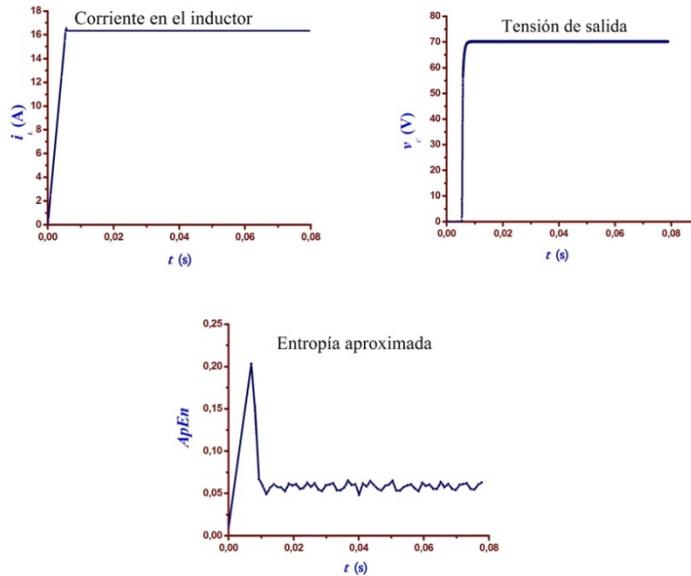


Figura 6. Corriente del inductor, tensión de salida deseada y ApEn del convertidor boost en condiciones normales de funcionamiento

La posición del conmutador corresponde a $u = 0$ en tanto no se ha alcanzado la superficie de deslizamiento. En $t = 5,44 \text{ ms}$ (aprox.) la ley de control (3) se “activa” y a partir de este instante se observa la respuesta estable de la dinámica remanente al valor deseado de salida del convertidor. Para que el sistema permanezca cerca de la superficie de deslizamiento, las conmutaciones de la variable u ocurren a *muy alta frecuencia*. Esto se puede apreciar en la Figura 7.

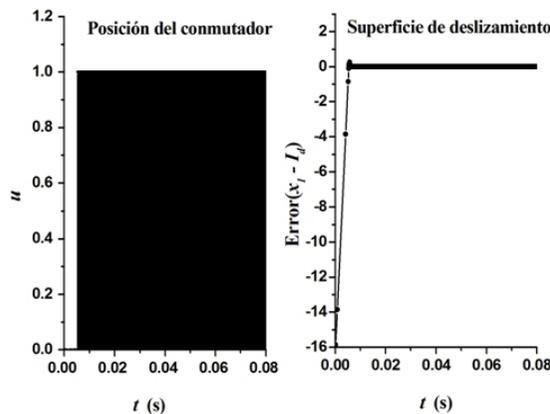


Figura 7. Posición del conmutador y superficie de deslizamiento del convertidor boost

La respuesta del sistema cuando fue perturbado, por variación de la resistencia de carga, se muestra en la Figura 8. Se puede observar que la variable corriente cambia su comportamiento, sin embargo, la tensión de salida trata de seguir su comportamiento original, demostrando así, que la propuesta del control supervisor funciona bastante bien para cierto rango de operación. También, se puede apreciar que la *ApEn* detecta cualquier cambio de operación, por ejemplo en la Figura 8 es posible ver el arranque de planta y la perturbación generada.

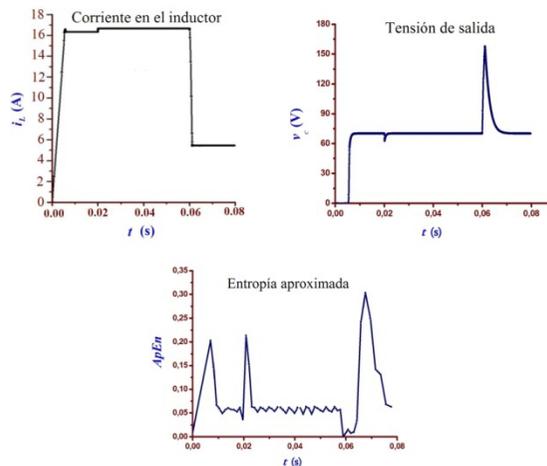


Figura 8. La corriente en el inductor, la tensión en el capacitor y *ApEn* cuando se perturba la resistencia de carga

Conclusión:

Lo primero que se puede decir de este trabajo es que la implementación del control por modo deslizante para manejar la dinámica continua del convertidor boost funcionó en forma satisfactoria. También, se introdujo una solución al problema de discontinuidad diseñando una planta híbrida de salida realimentada, dentro de esta planta se sintetizó de una manera simple, sin mucho rigor, una estrategia de control no lineal híbrido, todo esto permitió asegurar que la tensión de salida fuese insensible a la incertidumbre en la resistencia de carga. Es decir, que la aplicación de esta clase de controlador a un convertidor boost permitió obtener un comportamiento satisfactorio en cuanto a resultados de simulación. Y se pudo comprobar que la propuesta del control supervisor híbrido ofrece una buena característica de robustez frente a perturbaciones, ya que mantuvo una buena respuesta dinámica. Por último, se puede decir que los resultados de este estudio preliminar, establece que el método de detección de eventos mediante el algoritmo de entropía aproximada permitió registrar cualquier cambio de fase dentro del sistema, esto ayudó a tener información real del

comportamiento del sistema, que incidió en tomar buenas decisiones evitando mal funcionamiento o desastre en la planta.

Este trabajo fue apoyado a través del proyecto PROY C.I. 0101 con el código N° CI – 02-010401-1700-11 del Consejo de Investigación, Universidad de Oriente, Venezuela y por la Secretaría de Educación Superior, Ciencia, Tecnología e Innovación, Proyecto Prometeo, SENESCYT, Ecuador.

References:

- Sira-Ramírez, H. and Ríos-Bolívar, M. Sliding mode control for DC-to-DC power converter via extended linearization. *Trans. on circuits and system-I*, 41(10):652–661, 1994.
- Hejri, M. and Mokhtari, H. Global hybrid modeling and control of dc-dc converters: A boost converter topology. In: *24th International Power System Conference, PSC2009*, 2009.
- Sira-Ramírez H., R. Márquez, F. Rivas-Echeverría and O. Llanes-Santiago. *Control de Sistema no Lineales. Linealización Aproximada, Extendida, Exacta*. Automática Robótica. Pearson Prentice Hall. Madrid, España, 2005.
- Mendoza, J. Desarrollo de Sensores Basados en Entropía y la Entropía Aproximada para la Implementación de Control Supervisor en Cierta Clase de Sistema Dinámico Híbrido. Tesis doctoral. Universidad de Los Andes. Facultad de Ingeniería. Venezuela, 2012.
- Biel-Solé, D. Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC. Tesis doctoral. Universidad Politécnica de Cataluña. Departament D'Enginyeria Electrónica. España, 1999.
- Rodríguez, H., Ortega, R. and Escobar, G. A robustly stable output feedback saturated controller for the boost dc-to-dc converter. In *Proceedings of the 38th Conference on Decision & Control, IEEE*, Phoenix, Arizona USA, December 1999.
- García-Esteban, M. *Estrategia de Control para Sistemas Bilineales Aplicadas a los Convertidores de Potencia DC–DC*. Tesis doctoral, Universidad Politécnica de Cataluña. Instituto de Organización y Control de Sistemas Industriales, España, mayo 2000.
- Malmberg, J. Analysis and design of hybrid control systems. Thesis. Lund Inst. of Technol. Box 118 S-221 00 LUND. Sweden, 1998.
- Hung, J. Y., Gao, W. and J. C. Hung. Variable structure control: A survey. *IEEE Transaction on Industrial Electronic* **40**(1), 2–22, 1993.
- Slotine, J.J.E. and W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice-Hall International. New Jersey, 1991.

- Antsaklis, P. and X. Koutsoukos. Hybrid systems: Review and recent progress. In: *IEEE Press: Chapter in Software-Enabled Control: Information Technologies for Dynamical Systems*, 2003.
- Lygeros, J. Lecture notes on hybrid systems. Technical report. Department of Engineering, University of Cambridge. Cambridge, UK, 2003.
- Lennartson, B., Tittus, M., Egardt, B. and S. Petterson. Hybrid systems in process control. *EEE Control Systems* pp. 45–56, 1996.
- Senesky, M., Eirea, G. and T. Koo, 2003, Hybrid modelling and control of power electronics. Technical report. University of California, Berkeley.
- Antsaklis, P., Koutsoukos, X. and J. Zaytoon. On hybrid control of complex systems: A survey. *32(9-10):1023–1045*, 1998.
- Pincus, S. Approximate entropy as a measure of system complexity. *Proc Natl Acad Sci USA*, 88:2297–2301, 1991.
- Pincus, S. and A. Goldberger. Physiological time series analysis: what does regularity quantify? *Am J Physiol*, 266:H1643–H1656, 1994.
- Bruhn, J. Ropcke, H. and A. Hoeft. Approximate entropy as an electroencephalographic measure of anesthetic drug effect during desflurane anesthesia. *Anesthesiology*, 92(3):715–726, 2000.
- Pincus, S. and R. Kalman. Not all (possibly) “random” sequences are created equal. *Proc Natl Acad Sci USA*, 94(8):3513–3518, 1997.
- Moody, G. Physiotookit: Open source software for biomedical science and engineering. *Approximate Entropy (ApEn)*. <http://www.physionet.org/physiotools/ApEn> Revisada en marzo, 2010.