

# Diseño de un Control por Modo Deslizante de un Convertidor Buck-Boost DC

Pablo Salazar, *ESPE*, Paúl Ayala, *ESPE*,

*pa.salazar@yahoo.com*

*jpayala@espe.edu.ec*

*Escuela Politécnica del Ejército - ESPE*

**Resumen**—Se plantea un estudio en corriente continua del convertidor reductor-elevador, así como también, de las características más importantes del control en régimen deslizante, como la adición de robustez al sistema respecto a variaciones de sus parámetros y perturbaciones externas aplicado al convertidor antes mencionado.

**Index Terms**—Convertidor Buck-Boost, modo o régimen deslizante

## I. INTRODUCCIÓN

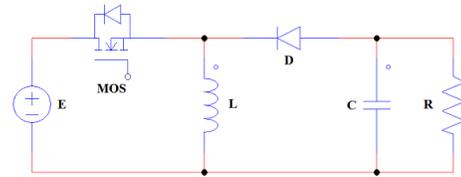
EL control de convertidores de potencia conmutados dc-dc, es una área de investigación muy activa, tanto en electrónica de potencia como en teoría de control automático. La importancia actual de esta investigación se debe a que diversas aplicaciones industriales exigen, rapidez de respuesta, estabilidad frente a perturbaciones y alta eficiencia.

Un convertidor de dc-dc es un dispositivo que transforma un voltaje de entrada no regulado en una tensión de salida regulada mediante una acción de conmutación.

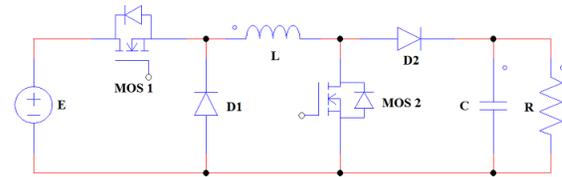
El convertidor reductor-elevador es considerado un sistema de estructura variable que se compone de dos subsistemas continuos, no lineales, modelados por un número finito de ecuaciones diferenciales de primer orden acopladas entre sí. Por otro lado, la magnitud del voltaje de salida puede ser mayor o menor respecto de la magnitud de la tensión de entrada y con polaridad opuesta, dependiendo de la disposición de los componentes electrónicos en el circuito, como se observa en la figura 1, esto es una fuente de alimentación conmutada (switch mode power supply). Además, el voltaje de salida puede variar linealmente de 0 a  $(+/-) \infty$  (para un convertidor ideal) ajustando el ciclo de trabajo del transistor o llave, tal que, si está al 50% el voltaje de salida será igual al voltaje de entrada, en magnitud.

La teoría de control por modo deslizante aplicado a sistemas de estructura variable fue introducido en los años 50 en la antigua Unión Soviética por Emelyanov y otros colaboradores (bibliografía); desde entonces, ha sido desarrollado en sistemas no lineales, multi entrada-salida, sistemas discretos, sistemas estocásticos, etc.

La conmutación se realiza a través de una lógica que está en función de los estados del sistema. La acción de control que resulta de esta ley de conmutación es una función discontinua de los estados. Un modo de operación particular se obtiene cuando las conmutaciones ocurren a frecuencia muy elevada, en electrónica de potencia del orden de los KHz, restringiendo



a) Configuración invertida



b) Configuración no-invertida

Figura 1. Convertidor Buck-Boost DC-DC, asíncrono

la trayectoria de los estados del sistema a una variedad en el espacio de estados. Este modo de operación es llamado modo o régimen deslizante, llamado así, por el planteo de una superficie de deslizamiento que debe cumplir con la condición necesaria y suficiente del modo deslizante y demostrar su invariancia ante perturbaciones.

## II. EL CONVERTIDOR BUCK-BOOST DC-DC

El análisis del estado permanente permite conocer el comportamiento de los componentes electrónicos de potencia y obtener las fórmulas para el dimensionamiento del convertidor mencionado en función de sus formas de onda. Por otro lado, con el modelamiento se conseguirá el sistema de la forma  $\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u$  que servirá a los propósitos del control.

### II-A. Funcionamiento en Estado Permanente y Modo Continuo

En un convertidor conmutado en estado permanente es posible dos modos de funcionamiento, esto depende de la continuidad o no de la corriente que circula por el inductor, es así que, mientras la corriente en el inductor sea siempre mayor que cero durante todo el período de conmutación, el convertidor trabajará en *modo continuo*, pero si en algún momento dicha corriente se anula en el mismo período, el convertidor estará en *modo discontinuo*. Para este caso sólo

interesa trabajar en modo continuo, por lo que será el único a tratarse.

Debido a la conmutación de la llave en la configuración no-invertida del convertidor buck-boost, figura 1(b), se puede distinguir un sistema multivariable de dos tipos de circuitos que harán trabajar a la bobina en modo continuo.

Durante el ciclo de encendido de los transistores, como se observa en la figura 2, existe una corriente circulante a través del inductor, de tal manera que este se encuentra almacenando energía. En este ciclo, el transistor MOS1 entra en conducción, drenador-fuente, debido al pulso en la compuerta, según un valor alto de la señal de control, en el mismo instante el diodo uno (D1) se encuentra polarizado en sentido inverso, por lo que no conduce y el diodo dos (D2) tampoco conduce porque la circulación de corriente sigue el camino con menor resistencia, que es a través del transistor MOS2, el cual ha sido activado por el mismo pulso que activó el transistor MOS1, en sentido drenador-fuente, cerrando así el ciclo de carga de la bobina.

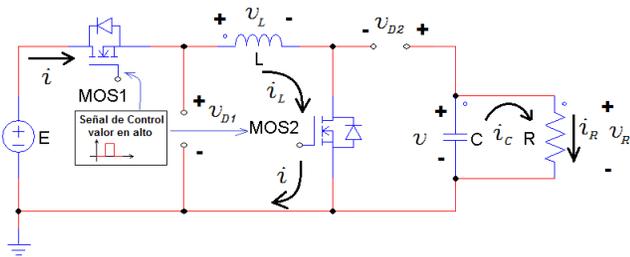


Figura 2. Ciclo de encendido de los transistores

Durante el ciclo de apagado de los transistores, figura 3, el flujo de corriente hacia el inductor es interrumpido, por un pulso en bajo proveniente de la señal de control que llega a la compuerta de MOS1 y MOS2, lo que produce la desactivación simultánea de dichos transistores, con ello y debido al efecto de la fuerza contra electromotriz presente en la bobina, el sentido del flujo de corriente de descarga, en el inductor, es el mismo que en el circuito de carga, sin embargo, la polaridad se invierte, permitiendo entregar energía a la carga por activación simultánea de los diodos que se polarizan de forma positiva y favorable a la corriente circulante.

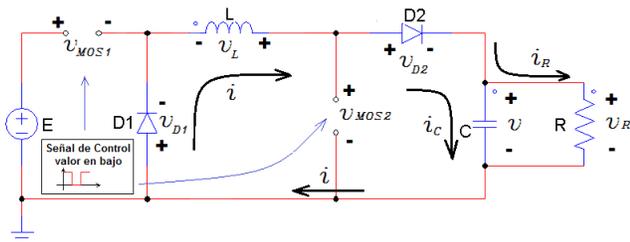
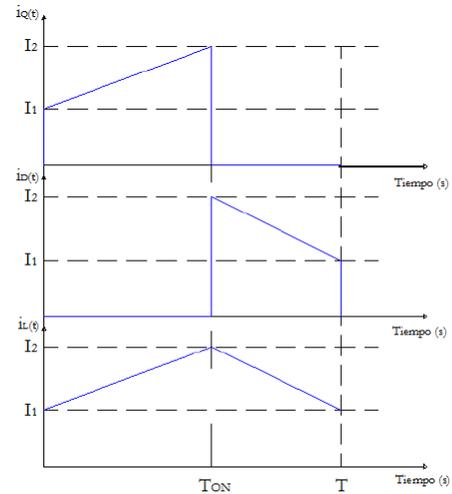


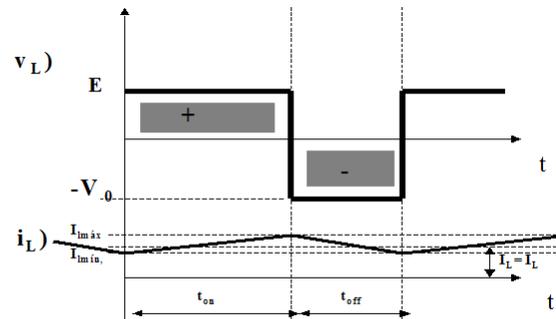
Figura 3. Ciclo de apagado de los transistores

Este comportamiento provoca las formas de onda que se muestra en la figura 4.

Partiendo de las formas de onda se obtienen la ecuaciones que describen la corriente promedio por ciclo de conmutación aplicables a este convertidor, que colaborarán en su diseño.



a) Corriente en transistor (mosfet), diodo e inductor.



b) Relación Tensión - Corriente en el inductor

Figura 4. Formas de onda resultantes de la operación del convertidor

$$I_{DS,prom} = \frac{I_1 + I_2}{2} \cdot D \quad (II.1)$$

$$I_{D,prom} = \frac{I_1 + I_2}{2} \cdot (1 - D) \quad (II.2)$$

$$I_{L,prom} = \frac{I_1 + I_2}{2} \quad (II.3)$$

Y considerando que  $I_{DS} = I_E$ ,  $I_D = I_O$  (por comportamiento ideal del capacitor en corriente continua, circuito abierto) y  $T_{on} = D \cdot T$  (T es período de la conmutación), entonces se tiene:

$$I_O = \frac{(1 - D)}{D} \cdot I_E \quad (II.4)$$

Donde:

$D$  es el ciclo de trabajo de la señal de conmutación.

$I_O$  es la corriente de salida o corriente en la carga.

$I_E$  es la corriente de entrada que provee la fuente.

Por otro lado, tomando en cuenta las pérdidas depreciables para un circuito donde la potencia de entrada es igual a la potencia de salida se tiene:

$$E \cdot I_E = V_O \cdot I_O \quad (II.5)$$

El valor del voltaje de salida es  $V_O$  la caída de tensión en la resistencia de carga.

Reemplazando la ecuación 1.16 en la ecuación 1.17 y despejando  $V_O$  se obtiene:

$$V_O = \frac{D}{1-D} \cdot E \quad (\text{II.6})$$

## II-B. Diseño del Convertidor

**II-B1. Caso Inductor y Capacitor:** La parte más crítica en el diseño de un convertidor es la bobina ya que es algo difícil, en la práctica, conseguir un inductor con un valor lo más alto posible para disminuir el ripple de corriente o componente ondulatoria pico a pico, según ecuación 2.7, para luego negociar el valor del capacitor, tal que, se tenga un ripple bajo en voltaje y a la vez no entre en resonancia con la bobina. Además, la bobina debe estar construida de forma que soporte la alta frecuencia (KHz) en electrónica de potencia. Finalmente, para bobina y capacitor se debe cumplir:

$$\Delta I = \frac{E \cdot D}{f \cdot L} \quad (\text{II.7})$$

$$\Delta V_C = \frac{I_O \cdot D}{f \cdot C} \quad (\text{II.8})$$

Para el caso crítico en el que el convertidor trabaje en la frontera entre los modos de conducción continuo y discontinuo, el valor de inductancia mínima es:

$$L_{min} = \frac{E \cdot D \cdot (1-D)}{2 \cdot I_{O,min-prom} \cdot f} \quad (\text{II.9})$$

**II-B2. Caso selección de semiconductores:** Para seleccionar tanto transistor como diodo es importante considerar, primero, el voltaje que se observa cuando los transistores están en zona de corte, es decir están abiertos y en el caso de la corriente será la máxima que se observa en el bobinado del inductor, considerando que la frecuencia de operación es elevada, se tomará como referencia la corriente pico y no la media, debido que la pérdidas más significativas serán por conmutación que por conducción, entonces se debe cumplir:

$$\begin{cases} V_{DS,max,mos1} > E + V_{D1} \\ V_{DS,max,mos2} > V_L - V_{D1} \\ I_{DS} > I_{L,max} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Para el caso de los diodos será:

$$\begin{aligned} I_{D1} &= I_{D2} > I_{L,max} \\ V_{RRM,D1} &> E \\ V_{RRM,D1} &> V_O \end{aligned}$$

Es necesario acotar, que es difícil lograr bajos niveles de ripple, debido principalmente que la corriente de salida y de entrada son discontinuas, por otro lado conseguir un alto valor de inductor (mH) que soporte la corriente y la alta frecuencia es difícil conseguir en la práctica. El conmutador también necesita ser capaz de conducir un alto pico de corriente, así como debe soportar un voltaje de bloqueo grande, sin embargo se lo puede conseguir en el mercado, por ejemplo, un tipo de transistor que cumple es el mosfet.

## II-C. Modelamiento del convertidor

Para el caso del modelamiento se considerará la configuración no-invertida de la figura 1(b) debido que es aquella la que se desea implementar, es necesario que todo lo mencionado anteriormente se aplica para este caso y se acopla perfectamente tomando en cuenta, ahora, que el voltaje de salida tendrá el mismo signo respecto de la tensión de entrada.

Para un sistema de estructura variable como es el caso del convertidor se tienen dos estados, para cuando la señal de conmutación ( $u$ ) toma un valor alto igual a uno y otro diferente será cuando  $u$  tome un valor bajo igual a cero, entonces:

Figura 5(b), si  $u = 1$ , las ecuaciones son:

En Voltaje  $E = L \cdot \frac{d}{dt} i$ , donde la variable  $i$  es la corriente en el inductor

y despejando la derivada de la corriente queda:

$$\frac{d}{dt} i = \frac{E}{L} \quad (\text{II.11})$$

En corriente  $-C \frac{d}{dt} v = \frac{v}{R}$ , donde la variable  $v$  es la tensión en el capacitor, lo que significa que el capacitor se descarga en la resistencia, y similar a lo anterior se despeja, en este caso la derivada de la tensión:

$$\frac{d}{dt} v = -\frac{v}{R \cdot C} \quad (\text{II.12})$$

Figura 5(c), si  $u = 0$ , las ecuaciones son:

En Voltaje  $L \cdot \frac{d}{dt} i + v = 0$ , que despejando queda:

$$\frac{d}{dt} i = -\frac{v}{L} \quad (\text{II.13})$$

En corriente  $i = C \cdot \frac{d}{dt} v + \frac{v}{R}$ , que al despejar queda:

$$\frac{d}{dt} v = \frac{i}{C} - \frac{v}{R \cdot C} \quad (\text{II.14})$$

Tomando en cuenta los valores de  $u$  y agrupando las ecuaciones 2.11, 2.12, 2.13 y 2.14 se tiene el siguiente sistema:

$$\frac{d}{dt} i = -(1-u) \cdot \frac{v}{L} + u \cdot \frac{E}{L} \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{d}{dt} v = (1-u) \cdot \frac{i}{C} - \frac{v}{R \cdot C} \quad (\text{II.16})$$

Representado en la figura 5(a)

## III. MODO DESLIZANTE APLICADO AL CONVERTIDOR BUCK-BOOST DC-DC

El modo o régimen deslizante se encuentra descrito en libros y tesis, por lo que será necesario para el lector revisarlo previamente, pues en este artículo solo se hace mención a la aplicación específica del convertidor Buck-Boost dc-dc.

Para iniciar con el análisis el sistema de ecuaciones formado por 2.15 y 2.16 debe responder a la foma:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (\text{III.1})$$

ó

$$\dot{x} = A \cdot x + \alpha + u \cdot (B \cdot x + \beta) \quad (\text{III.2})$$

Por lo que los arreglos son:

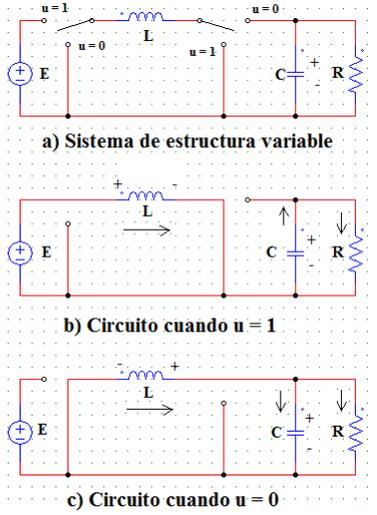


Figura 5. Operación del Convertidor para el modelamiento matemático

$x_1 = i$  y  $x_2 = v$ , entonces  $\frac{d}{dt}i = \dot{x}_1$  y  $\frac{d}{dt}v = \dot{x}_2$

Por lo tanto el sistema de ecuaciones de 2.15 y 2.16 puede ser representado por:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -(1-u) \cdot \frac{x_2}{L} + u \cdot \frac{E}{L} \\ \dot{x}_2 = (1-u) \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (III.3)$$

y en forma matricial se lo puede representar como:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + u \cdot \left( \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \right) \quad (III.4)$$

Como se observa, la ecuación 3.4 y el sistema 3.3 responden a las formas 3.2 y 3.1 respectivamente.

El sistema no lineal autónomo descrito por la forma 3.1 al que se ha acomodado la ecuación 3.5 cumple que,  $x \in X$ , con  $X \subset \mathbb{R}^n$  conjunto abierto, es el vector de estados;  $u: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$  es la acción de control; y  $f$  y  $g$  son campos vectoriales locales suficientemente suaves y definidos en  $X$ , con  $g(x) \neq 0, \forall x \in X$ .

Se define la función de conmutación  $h$  como una función suave  $h: X \rightarrow \mathbb{R}$ , con gradiente  $dh$  no nulo en  $X$ , llamada también superficie de deslizamiento, la cual se debe proponer para someterla a validación, para este caso en particular se propone:

$$h(x) = x_1 - x_{1d} \quad (III.5)$$

donde:  $x_{1d}$  es una constante que puede elegir el operador, set point.

Una ley de control de estructura variable puede obtenerse forzando a la acción de control  $u$  a tomar un valor de los dos posibles, según sea al signo de la función de conmutación  $h(x)$ :

$$u = \begin{cases} u^+(x) & \text{si } h(x) \geq 0 \\ u^-(x) & \text{si } h(x) < 0 \end{cases} \quad u^+(x) \neq u^-(x), \quad (III.6)$$

con  $u^+(x)$  y  $u^-(x)$  funciones suaves en  $X$  y, sin pérdida de generalidad, se puede aceptar que satisfacen  $u^+(x) > u^-(x)$  ( $u^+(x) = 1, u^-(x) = 0$ ).

Se dice que existe un régimen deslizante sobre la superficie de deslizamiento cuando, como resultado de la ley de control 3.6 el sistema alcanza la superficie de deslizamiento y se mantiene localmente en su entorno. Además, debe cumplirse que los campos vectoriales controlados ( $f + g \cdot u^+$ ) y ( $f + g \cdot u^-$ ) apunten localmente hacia la superficie de deslizamiento, (figura 6) [3]:

$$\begin{cases} \lim_{h \rightarrow 0^+} \langle dh, f + g \cdot u^+ \rangle = \lim_{h \rightarrow 0^+} L_{f+g \cdot u^+} h < 0 \\ \lim_{h \rightarrow 0^-} \langle dh, f + g \cdot u^- \rangle = \lim_{h \rightarrow 0^-} L_{f+g \cdot u^-} h > 0 \end{cases} \quad (III.7)$$

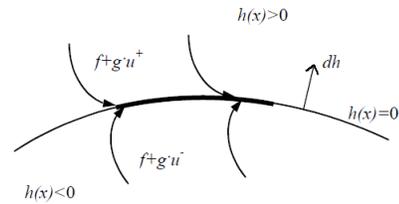


Figura 6. Regimen deslizante sobre una superficie de deslizamiento

Por lo tanto se calcula:

$$L_f h = \frac{\partial h}{\partial x_1} \cdot f_1 + \frac{\partial h}{\partial x_2} \cdot f_2 = \langle \nabla h, Ax + \alpha \rangle = \left\langle \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -\frac{x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \end{bmatrix} \right\rangle = -\frac{x_2}{L} \quad (III.8)$$

$$L_g h = \left\langle \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix} \right\rangle = \frac{x_2}{L} + \frac{E}{L} \quad (III.9)$$

A esto se aplica el método del control equivalente, para resolver el problema suscitado por la discontinuidad en el lado derecho de la ecuación diferencial (3.1) [1], que se basa en reconocer  $h(x) = 0$  como condición necesaria para confinar la trayectoria de estados a la variedad  $h(x) = 0$ , esta condición de invarianza está descrita en 3.10. Se define, entonces, la acción de control equivalente  $u_{eq}(x) = 0$  como la ley de control por realimentación suave (ficticia) para la cual la superficie de deslizamiento es una variedad invariante local del sistema 3.3 o 3.4, esto se observa en la figura 7.

$$\begin{cases} h(x) = 0 \\ h(x) = \langle \nabla h, f + g \cdot u_{eq}(x) \rangle = L_{f+g \cdot u_{eq}} h = 0 \end{cases} \quad (III.10)$$

Entonces el control equivalente de obtiene directamente de 3.10 evaluado en  $h = 0$ , por lo que reemplazando 3.8 y 3.9 se tiene:

$$u_{eq} = -\frac{L_f h}{L_g h} = -\frac{-\frac{x_2}{L}}{\frac{x_2}{L} + \frac{E}{L}} = \frac{x_2}{x_2 + E} \quad (III.11)$$

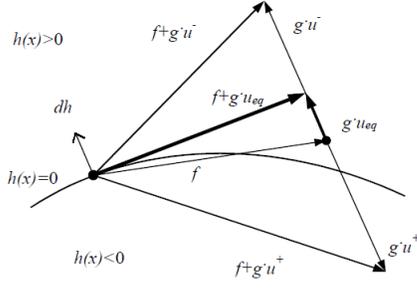


Figura 7. Método del control equivalente

Además cumple las condiciones de existencia del modo deslizante, condición de transversalidad, ecuación 3.12 y la condición necesaria y suficiente, sin pérdida de generalidad, ecuación 3.13:

$$\langle dh, g \rangle = L_g h \neq 0 \quad (\text{III.12})$$

$$\min(u^-(x), u^+(x)) < u_{eq}(x) < \max(u^-(x), u^+(x)) \quad (\text{III.13})$$

El criterio de estabilidad usado es el *método directo de Lyapunov*, debido que permite analizar el sistema en su totalidad. Para ello considere la cantidad escalar definida por la ecuación 3.14 como semipositiva (mayor o igual que cero), que representa cierta “energía” instantánea del error con respecto a la variedad  $S$ , se hace idénticamente cero sobre la variedad  $S$  [2].

$$\varepsilon(x) = \frac{1}{2} \cdot h^2(x) \geq 0 \quad (\text{III.14})$$

Una estrategia recomendable para alcanzar, desde una vecindad de  $S$ , la condición deseable  $h(x) = 0$ , es ejercer acciones de control,  $u \in \{0, 1\}$  que resulten en un decrecimiento estricto de  $\varepsilon(x)$  respecto al tiempo  $t$ . Esto se logra influyendo sobre el sistema de tal manera que la tasa de variación de  $\varepsilon(x)$  respecto al tiempo sea estrictamente negativa [2]. Es decir,

$$\frac{d}{dt}(\varepsilon(x)) = \frac{1}{2} \cdot \frac{d}{dt}(h^2(x)) = h(x) \cdot \dot{h}(x) < 0 \quad (\text{III.15})$$

Tomando en cuenta  $\dot{h}(x) = L_{f+g \cdot u} h(x) = L_f h(x) + L_g h(x) \cdot u$ . Entonces,

$$\begin{aligned} h(x) \cdot \dot{h}(x) &= h(x) \cdot [L_f h(x) + L_g h(x) \cdot u] \\ &= h(x) \cdot [L_f h + L_g h \cdot u - \\ &\quad - L_g h \cdot u_{eq} + L_g h \cdot u_{eq}] \\ &= h(x) \cdot [(L_f h + L_g h \cdot u_{eq}) \\ &\quad + (L_g h \cdot u - L_g h \cdot u_{eq})] \\ &= h(x) \cdot [0 + L_g h \cdot (u - u_{eq})] \end{aligned}$$

Por lo tanto,

$$h(x) \cdot \dot{h}(x) = h(x) \cdot [L_g h \cdot (u - u_{eq})] < 0 \quad (\text{III.16})$$

Reemplazando 3.6, 3.9 y 3.11 en 3.16, se tiene:  
Si  $u = 1$ ,  $h(x) < 0$ , entonces  $h(x) = -h(x)$

$$\begin{aligned} h(x) \cdot \dot{h}(x) &= -h(x) \cdot \left[ \left( \frac{x_2 + E}{L} \right) \cdot \left( 1 - \frac{x_2}{x_2 + E} \right) \right] \\ h(x) \cdot \dot{h}(x) &= -h(x) \cdot \left[ \frac{E}{L} \right] < 0 \end{aligned}$$

donde  $E$  es la tensión de alimentación y  $L$  es la inductancia, ambos valores siempre positivos.

Si  $u = 0$ ,  $h(x) > 0$ , entonces  $h(x) = h(x)$

$$\begin{aligned} h(x) \cdot \dot{h}(x) &= h(x) \cdot \left[ \left( \frac{x_2 + E}{L} \right) \cdot \left( 0 - \frac{x_2}{x_2 + E} \right) \right] \\ h(x) \cdot \dot{h}(x) &= h(x) \cdot \left[ -\frac{x_2}{L} \right] < 0 \end{aligned}$$

donde  $x_2$  es la tensión de salida y  $L$  es la inductancia, ambos valores siempre positivos.

Por lo tanto, de lo anterior se demuestra la estabilidad del sistema 3.3 sobre la superficie de deslizamiento 3.5.

#### IV. SIMULACIÓN

El programa usado para simular el convertidor en cuestión, modelado en 3.3 fue SCILAB 5.

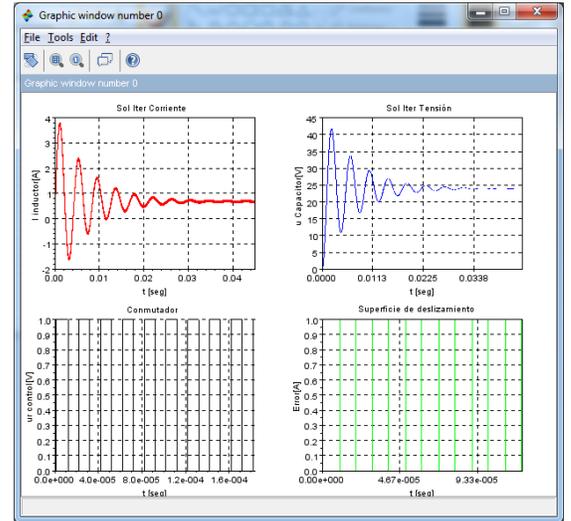


Figura 8. Resultados de la Simulación del Convertidor Buck-Boost DC

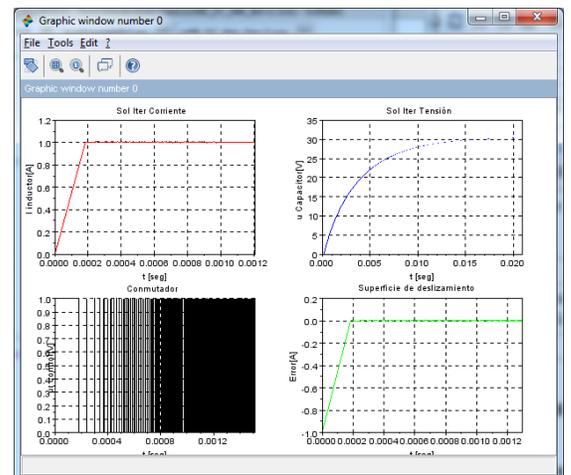


Figura 9. Resultados de la Simulación del Control por modo deslizante

Para resolver la ecuación diferencial se usa el método numérico *runge-kutta de cuarto orden*. Además se usa inductor,  $L=4.40[mH]$ ; fuente de alimentación,  $E=24[V]$ ; resistencia de carga,  $R=70[\Omega]$ ; capacitor,  $C=100[\mu F]$ ; y, frecuencia  $50[KHz]$  con ciclo de trabajo  $50\%$ . A esto se consiguen los resultados expresados en la figura 8.

Al implementar el control en régimen deslizante en el mismo programa con valor de corriente en la bobina deseada de  $x_{1,d} = 1[A]$ , se tienen los resultados expresados en la figura 9.

V. IMPLEMENTACIÓN

V-A. Convertidor Buck-Boost DC-DC

Para la implementación del prototipo del convertidor se ha tomado los datos de entrada de la simulación, cuyos componentes electrónicos se ha seleccionado previamente según consideraciones de diseño expuestas anteriormente en el apartado 2.2, de tal forma que los componentes son:

*Bobina:*

Se ha seleccionado un toroide de ferrita, figura 10(a), el material, debido a la frecuencia en la que se está trabajando, superior a  $1KHz$ , y la forma, debido a la disminución de efectos parásitos como capacitancias. El bobinado se lo ha realizado con cable esmaltado #18AWG con capacidad para  $4 [A]$  en bobina, figura 10(b). El valor de inductancia es  $4.4 [mH]$ .

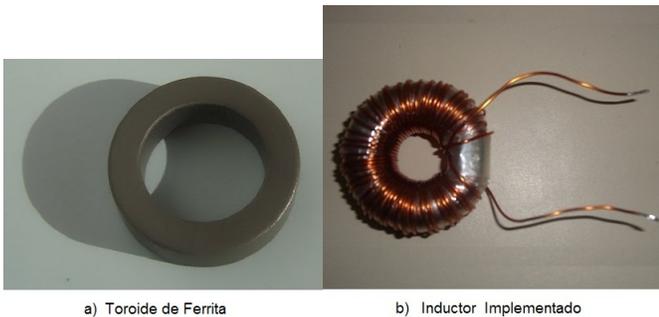


Figura 10. Inductor

*Montaje:*

Se usan los elementos propuestos en la simulación, considerando el capacitor a  $100[\mu F]$ . Además transistores mosfet IRF840 con sus respectivos disipadores, diodos rápidos FR307, como resistencia de carga un reóstato, cuyas características son  $70[\Omega]$  y  $3[A]$  y el montaje se lo hace en placa; figura 11.

V-B. Control Modo Deslizante

Para la implementación del control se encuentra por un lado, el circuito que permite la activación de los transistores mosfet, que contiene un circuito integrado IR2130, una compuerta 7404 y un optoacoplador 6N137; y, por otro lado, el circuito que genera el control contiene un sensor de corriente ACS712T que se encuentra en una placa que posee acoplamiento y ganancia necesarios para que la señal ingrese, por un canal de conversión análogo-digital, al microcontrolador PIC18F2550,

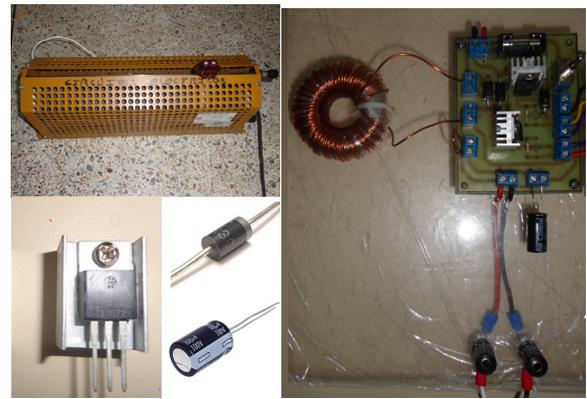


Figura 11. El convertidor Buck-Boost DC y sus componentes

el cual tiene implementada la superficie deslizante, mediante código C, figura 12.

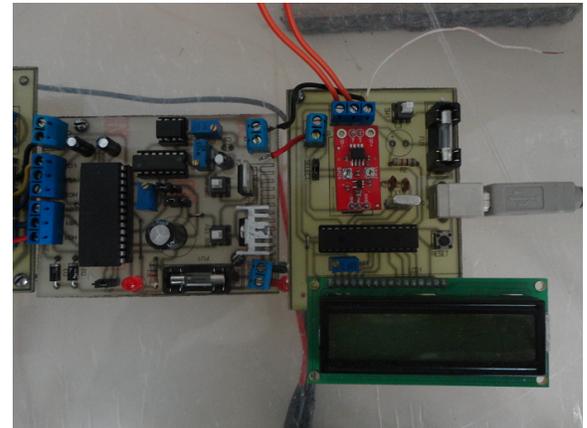


Figura 12. Implementación del controlador

V-C. Montaje Completo

Se observa en la figura 13 el montaje en su totalidad del circuito, Convertidor Buck-Boost DC controlado por modo deslizante, prototipo que servirá para pruebas.

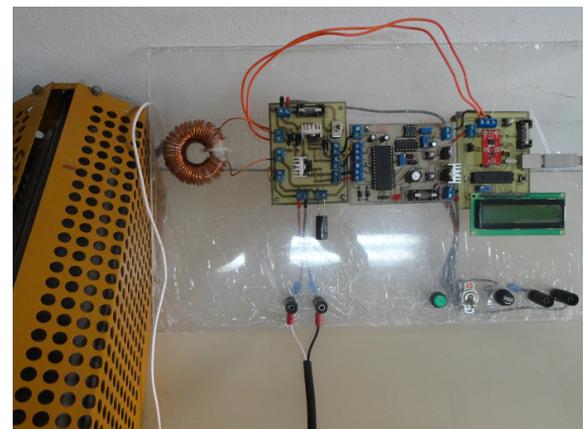


Figura 13. Montaje Completo

## VI. CONCLUSIONES

- El voltaje de salida del convertidor está en función de la variación del ciclo de trabajo de la señal que conmuta los transistores y sólo de ese valor, de tal forma que para  $D < 0.5$  se comporta como reductor y para  $D > 0.5$  se comporta como elevador. Este comportamiento es una ventaja, ya que si existe una caída de tensión en la entrada se puede regular el ciclo de trabajo para que la salida se mantenga en el valor deseado o si se requiere una salida de voltaje de valor menor a la de la entrada, se lo puede conseguir también.
- La implementación del convertidor Buck-Boost DC no es costosa y sus componentes se pueden conseguir en el mercado fácilmente a excepción del toroide de ferrita para la bobina.
- Una desventaja del convertidor en cuestión es que los requerimientos de los componentes son mayores que los que se necesita para otro tipo de convertidor, por ejemplo, el convertidor reductor (Buck).
- Un beneficio del control en modo deslizante es que no es necesario tener la función de transferencia del convertidor para iniciar el análisis, pues se puede comenzar por la ecuación diferencial que describe el comportamiento del convertidor y responde a la forma  $\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u$ .
- Existe un conjunto de superficies de deslizamiento que se pueden aplicar, sin embargo, no todas cumplen las condiciones de existencia del modo deslizante, y el análisis de estabilidad y robustez, por lo que no siempre la primera superficie que se propone funciona. Es así que en algunos casos serán dos o tres las fallidas, antes de encontrar la superficie de deslizamiento válida. Con esto se deduce que no existe una técnica para seleccionar dicha superficie.
- Para analizar la estabilidad se tiene algunas opciones siendo el método directo de Lyapunov una muy recomendable, sin embargo, al igual que con la superficie de deslizamiento se debe seleccionar, para este caso, la función de energía, pero afortunadamente se tiene el criterio que dicha función debe ser una señal de energía y no de potencia. También se puede escoger es una función de energía igual a la mitad de la superficie de deslizamiento elevada al cuadrado, ecuación 3.14, pero siempre debe ser positiva y su razón de cambio respecto al tiempo debe ser negativa para que el sistema sea estable, según Lyapunov.
- El control en modo deslizante es continuo, visto desde la perspectiva de las conmutaciones esto es posible a frecuencia infinita, para este caso y según la simulación estaría alrededor de los trescientos kilohertzios (300[KHz]). La desventaja se encuentra en los dispositivos electrónicos de potencia debido a las limitaciones de fabricación. Por lo tanto, el control trabajará a frecuencia finita, esto da lugar a la existencia de una banda de histéresis que se encuentra alrededor de la superficie de deslizamiento de tal forma que brinda un efecto de rizado sobre los valores de la variables de estado, corriente en el inductor y voltaje en el capacitor, para el caso del

convertidor implementado este efecto es mínimo, por lo que no se considera de forma significativa.

- Otra ventaja del control por modo deslizante es la robustez que presenta ante perturbaciones que pueden localizarse en la carga y/o en la fuente.
- En la implementación del circuito de potencia se añade un diodo en antiparalelo a cada transistor mosfet, se lo conoce también como diodo volante o diodo de libre circulación que permite reducir la pérdidas por conmutación que se producen cuando los transistor opera a alta frecuencia como es el caso de la aplicación de este proyecto.

## AGRADECIMIENTOS

Al Dr.C. Alexander Fernández Correa, profesor de la CU-JAE, quien con sus conocimientos facilitó de gran manera la ejecución del presente trabajo.

## REFERENCIAS

- [1] W. Gao y J.C. Hung Hung J.Y. Variable structure control: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40:1–22, 1993.
- [2] R.; Rivas-Echeverría F.; Llanes-Santiago O. Sira-Ramírez, H.; Márquez. *Control de Sistemas no lineales*. PEARSON EDUCATION, S.A., 2005.
- [3] Utkin V.I. Variable structure systems with sliding mode. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 22:212–222, 1977.

PLACE  
PHOTO  
HERE

**Jaime Paúl Ayala Taco** Ingeniero Electrónico graduado en la Escuela Politécnica del Ejército (ESPE) en 1997, obtuvo su MBA en la ESPE en 2000 y su maestría en Mecatrónica

en la Universidad Politécnica de Cataluña-España en 2004. Actualmente es candidato a Doctor en Ciencias en Automática y Controles por la CUJAE-Cuba. Su campo de investigación se encuentra en los accionamientos estáticos y control avanzado e inteligente en aplicaciones de electrónica de potencia.

PLACE  
PHOTO  
HERE

**Pablo Salazar** Egresado de la carrera de Ingeniería en Electrónica Automatización y Control en la Escuela Politécnica del Ejército (ESPE).