

# Diseño, Simulación e Implementación de un Control por Modo Deslizante para un Convertidor Buck CD-CA

Jorge Espinosa, *Universidad de las Fuerzas Armadas- ESPE*, Paúl Ayala, *Universidad de las Fuerzas Armadas- ESPE*,

*jorge\_espinosa9@hotmail.com*

*jpayala@espe.edu.ec*

*Universidad de las Fuerzas Armadas- ESPE*

**Resumen**—En este artículo se presenta un análisis orientado a la implementación de un doble controlador en modo deslizante para un convertidor Buck DC-AC. Mediante una lógica de activación de los mosfets se obtiene un control independiente para el semiciclo positivo y negativo de la onda de salida en CA. Se ingresan perturbaciones en la entrada de tensión del convertidor y se produce una variación de la carga para probar la robustez del sistema propuesto.

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

## I. INTRODUCCIÓN

La necesidad de realizar un control por modo Deslizante nace por la característica primordial de los convertidores estáticos de ser sistemas de estructura variable[9], lo que se traduce como la variación en su funcionamiento en función del estado de la llave semiconductor (conducción o no conducción).

El convertidor Buck permite transformar una tensión de entrada fija en una tensión de salida regulada, con la particularidad de que la tensión de salida nunca será mayor que la tensión de entrada y además esta magnitud siempre estará relacionada con el ciclo de trabajo  $D$ . Para un convertidor reductor ideal se tiene que cuando el ciclo de trabajo es del 50% la magnitud de salida será la mitad de la magnitud de entrada. La particularidad del convertidor propuesto de ser inversor se produce debido a la presencia del puente H completo, que permite cambiar la tensión continua en tensión alterna [7].

El Modo Deslizante cumple la función de controlar el sistema mediante una lógica de conmutación de la llave semiconductor que se manipula en función de las ecuaciones diferenciales que caracterizan al sistema, y que puede ser presentado como la aplicación de una señal de control conmutando a una alta frecuencia, idealmente infinita, que conducirá la respuesta del sistema (trayectoria del comportamiento del sistema de estructura variable) hacia una superficie  $S = 0$  denominada superficie de deslizamiento y una vez alcanzada ésta superficie debe mantenerse la trayectoria el resto del tiempo. De esta manera se pueden definir según[3]dos comportamientos en bucle cerrado:

- Modo de alcanzabilidad: Durante el cual la trayectoria de estado se mueve hacia la superficie de conmutación y la alcanza.
- Modo deslizante: Es el comportamiento en el que la trayectoria del estado se encuentra deslizando sobre la superficie.

Los estados de conmutación de los mosfets permiten realizar 2 funciones específicas que son:

- La conversión de tensión continua a alterna, tomando en cuenta que la tensión alterna tiene una frecuencia de 60Hz para la aplicación propuesta.
- El controlador por modo deslizante, que conmuta a una frecuencia máxima de 30KHz y que permite tener una variación en tensión positiva y negativa.

## II. EL CONVERTIDOR BUCK CD-CA

Este tipo de convertidor proporciona una tensión de salida regulada inferior a la tensión de entrada, para obtener las características del convertidor buck se debe tomar en cuenta la disposición física de los elementos electrónicos con el fin de determinar sus ecuaciones de estado y poder dimensionar los parámetros del convertidor.

El estudio se lo realiza cuando el sistema se encuentra en estado continuo, es decir, el análisis se realiza tomando en cuenta que la bobina siempre se mantiene cargada o en otras palabras nunca se descarga completamente, por lo que la corriente que pasa por la bobina siempre es mayor que 0 A[4].

La conmutación de los mosfets del puente H son los que dan origen al convertidor buck, como se observa en la Figura 1 el sentido de la corriente esta dado por 2 momentos de conmutación que son:

- Positivo: se produce cuando el mosfet  $Q3$  se encuentra desactivado y el mosfet  $Q2$  actúa como un diodo para el sentido positivo.
- Negativo: se produce cuando el mosfet  $Q1$  se encuentra desactivado y en éste caso el mosfet  $Q4$  actúa como diodo dando lugar a la tensión negativa en la carga.

Tomando en cuenta este tipo de conmutación se obtiene la configuración típica de un convertidor buck positivo y negativo, el sentido de la corriente depende propiamente del

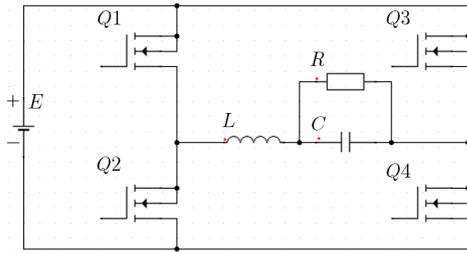


Figura 1. Puente completo en configuración H.

momento de conmutación de los mosfets. Para el diseño y modelado del convertidor se propone que el sentido de la corriente sea positivo (sentido de las agujas del reloj) y se toma como referencia que el mosfet  $Q2$  se comporta como un diodo, como se muestra en la Figura 2.

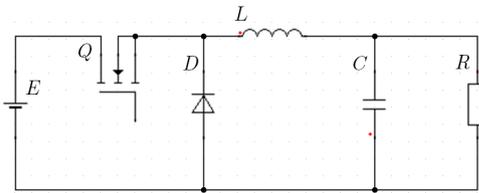


Figura 2. Convertidor Buck.

Este sistema de estructura variable permite que la bobina trabaje siempre en estado continuo, como se observa en las Figuras 3 y 4, se puede notar que en el primer periodo el Mosfet  $Q1$  se encuentra en conducción (estado ON), donde la bobina se energiza por medio de la fuente ( $E$ ) y el segundo periodo es cuando el Mosfet  $Q1$  se desactiva y la bobina transmite la energía a la carga por medio del diodo  $D$ [7].

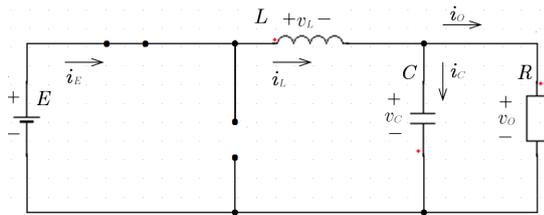


Figura 3. Estado  $u = 0$  en el convertidor

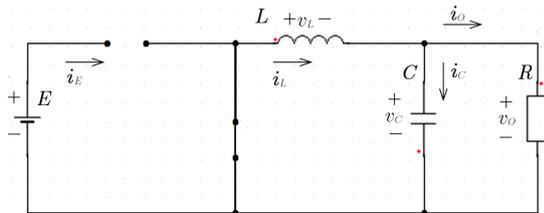


Figura 4. Estado  $u = 1$  en el convertidor.

Las formas de onda del comportamiento deseado del convertidor se presenta en la Figura 5.

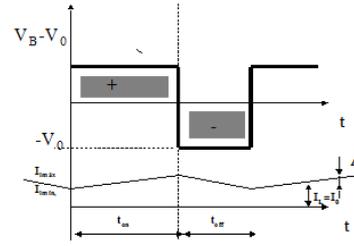


Figura 5. Formas de Onda Resultantes del convertidor.

Partiendo de las formas de onda se obtienen la ecuaciones que describen la corriente y la tensión aplicables a este convertidor, cuando  $T = T_{on} \Rightarrow T = D.T$ [4].

$$V_l = E - V_o \tag{1}$$

$$I_c = I_l - I_o \tag{2}$$

$$I_l = I_E \tag{3}$$

$$R = \frac{V_o}{I_o} \tag{4}$$

Conociendo el valor de la corriente en el inductor, se obtiene la ecuación 5.

$$I_l = \frac{1}{L} \int v_l . dt \tag{5}$$

De las formas de onda de la Figura 5 se hace el análisis para  $T_{on} = D.T$ , donde  $D$  es el ciclo de trabajo y se reemplaza el valor de la tensión del inductor de (1) en (5) para obtener la corriente.

$$\Delta i_{l(+)} = \frac{1}{L} \int_0^{D.T} (E - V_o) . dt \tag{6}$$

Se realiza la integral para  $\Delta t [0 - D.T]$  y se obtiene:

$$\Delta i_{l(+)} = \frac{(E - V_o) . D.T}{L} \tag{7}$$

Y tomando en cuenta la Figura 4 se obtienen las siguientes ecuaciones cuando  $T = T_{off} \Rightarrow T = (1 - D).T$ .

$$V_l = -V_o \tag{8}$$

$$I_c = I_l - I_o \tag{9}$$

De las formas de onda de la Figura 5 se realiza el análisis para  $T_{off} = (1 - D).T$ , y se reemplaza el valor de la tensión del inductor de (8) en (5).

$$\Delta i_{l(-)} = \frac{1}{L} \int_{D.T}^T V_o . dt \tag{10}$$

Realizando la integral para  $\Delta t [D.T - T]$  se obtiene:

$$\Delta i_{l(-)} = \frac{V_o.T.(1-D)}{L} \quad (11)$$

Cuando el convertidor se encuentra trabajando en régimen permanente se tiene la siguiente relación:

$$\Delta i_{l(+)} = \Delta i_{l(-)} \quad (12)$$

Reemplazando (7) y (11) en (12) se obtiene:

$$\frac{(E - V_o).D.T}{L} = \frac{V_o.T.(1-D)}{L} \quad (13)$$

Despejando  $V_o$  de (13) se obtiene:

$$V_o = D.E \quad (14)$$

La ecuación (14) es la que representa la tensión de salida  $V_o$  en función de la tensión de entrada  $E$  que se encuentra directamente proporcional al ciclo de trabajo  $D$ , sin depender de ningún otro elemento del circuito. Para el análisis se han considerado despreciables las pérdidas asociadas a los elementos del circuito, por lo que:

$$P_E = P_o$$

$$E.I_E = V_o.I_o \quad (15)$$

Se reemplaza el valor  $V_o$  de (14) en (15) y despejando  $I_E$  se obtiene:

$$I_E = D.I_o \quad (16)$$

Esto significa que en el modo de conducción continua el convertidor reductor es equivalente a un transformador, donde la relación de transformación sería  $D$ , la que puede ser controlada variando el ciclo de trabajo del conmutador. Para el diseño del inductor se despeja  $L$  en (7) y se obtiene:

$$L = \frac{(E - V_o).D.T}{\Delta i_l} \quad (17)$$

Se conoce que el teorema de valor medio es:

$$I_l \geq \frac{\Delta i_l}{2} \quad (18)$$

Y además el valor de  $T = \frac{1}{f_s}$ , entonces, se reemplazan (18) y (14) en (17) y se obtiene:

$$L \geq \frac{E.D.(1-D)}{2.I_l.f_s} \quad (19)$$

En (19) se reemplaza el valor de la  $I_l$  de (16) y se obtiene la relación en la bobina en función de la resistencia de carga, ciclo de trabajo y frecuencia de conmutación[4].

$$L \geq \frac{R.(1-D)}{2.f_s} \quad (20)$$

La ecuación 20 es la que servirá para el cálculo del valor del inductor. Si se supone que la componente ondulatoria de la corriente por la carga es muy pequeña y despreciable, entonces  $\Delta I_l = \Delta I_c$ ; teniendo en cuenta que la corriente media por el

capacitor es cero, en el intervalo de  $\Delta t [0 - \frac{t}{2}]$ , la corriente media por el capacitor es  $\frac{\Delta I}{4}$  [2].

Conociendo que el valor de la tensión en el capacitor, se tiene la ecuación 21.

$$V_c = \frac{1}{C} \int \frac{\Delta I_l}{4}.dt + V_{c(0)} \quad (21)$$

Además se tiene que  $\Delta V_c = V_c - V_{c(0)}$  y se obtiene  $\Delta V_c$  de (21):

$$\Delta V_c = \frac{1}{C} \int \frac{\Delta I_l}{4}.dt \quad (22)$$

Realizando la integral para  $\Delta t [0 - \frac{t}{2}]$  se obtiene:

$$\Delta V_c = \frac{\Delta I_l}{8.C.f_s} \quad (23)$$

Reemplazado el valor de  $\Delta I_l$  de (17) en (23) y despejando el valor del capacitor ( $C$ ) se tiene:

$$C = \frac{E.D.(1-D)}{8.f_s^2.L.\Delta V_c} \quad (24)$$

El rizado de tensión ( $\Delta V_o$ ), se puede expresar de la siguiente manera:

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} \leq X \% \quad (25)$$

Tomando en cuenta que  $\Delta V_o = \Delta V_c$  y reemplazando el rizado de tensión de (25) en (24), se obtiene lo siguiente:

$$C = \frac{E.D.(1-D)}{8.f_s^2.L.X \% .V_o} \quad (26)$$

La ecuación (26) es la que define el valor del capacitor[2].

### III. MODO DESLIZANTE APLICADO AL CONVERTIDOR BUCK CD-CA

Para poder realizar el análisis del modo deslizante se debe partir desde el modelo matemático del convertidor Buck, tomando en cuenta las ecuaciones de estado para la tensión y la corriente. 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:

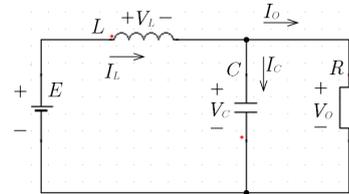


Figura 6. Diagrama de circuito en estado ON.

Aplicando las leyes de Kirchhoff para el circuito de la Figura 7, se obtiene la ecuación para la corriente :

$$I_c = -I_o + I_l \quad (27)$$

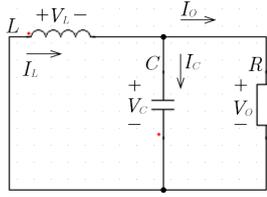


Figura 7. Diagrama de circuito en estado OFF.

Sabiendo que la corriente en el inductor es:  $i_c = C \cdot \dot{v}_c$  y la corriente de salida es:  $I_o = \frac{V_c}{R}$  se obtiene (28) reemplazando  $i_c$  e  $I_o$  en (27):

$$C \cdot \dot{v}_c = \frac{-v_c}{R} + i_l \quad (28)$$

Despejando el valor de  $\dot{v}_c$  en (28), se obtiene la primera ecuación de estados en función de la derivada de la tensión del capacitor:

$$\dot{v}_c = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot v_c + \frac{1}{C} \cdot i_l \quad (29)$$

Aplicando las leyes de Kirchhoff para el circuito de la Figura 6, se tiene la ecuación para la tensión:

$$V_l = E - V_c \quad (30)$$

Sabiendo que la tensión del inductor es:  $V_l = L \cdot \dot{i}_l$ , se obtiene (31) reemplazando  $V_l$  en (30):

$$L \cdot \dot{i}_l = E - v_c \quad (31)$$

Despejando el valor de  $\dot{i}_l$  de (32) se obtiene la segunda ecuación de estados en función de la derivada de la corriente del inductor:

$$\dot{i}_l = -\frac{1}{L} v_c + \frac{E}{L} u \quad (32)$$

El sistema se conforma por las 2 ecuaciones diferenciales de primer orden (29) y (32)[6].

$$\begin{cases} \dot{v}_c = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot v_c + \frac{1}{C} \cdot \dot{i}_l \\ \dot{i}_l = -\frac{1}{L} v_c + \frac{E}{L} u \end{cases}$$

Para empezar con el análisis del control por modo deslizante se debe tomar en cuenta que (29) y (32) tengan la forma:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (33)$$

ó

$$\dot{x} = A \cdot x + \alpha + u \cdot (B \cdot x + \beta) \quad (34)$$

Para lo cual se realiza un arreglo matemático para (29) y (32) donde  $v_c = x_1$  e  $i_l = x_2$ :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{R \cdot C} \cdot x_1 + \frac{1}{C} \cdot x_2 + 0 \cdot u \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{L} x_1 + 0 \cdot x_2 + \frac{E}{L} u \end{cases} \quad (35)$$

Y expresado matricialmente:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R \cdot C} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + u \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{pmatrix} \quad (36)$$

El sistema no lineal autónomo descrito por (33) al que se ha acomodado (37) cumple:  $x \in X$ , con  $X \subset \mathbb{R}^n$  conjunto abierto, es el vector de estados;  $u : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$  es la acción de control; y  $f$  y  $g$  son campos vectoriales locales suficientemente suaves y definidos en  $X$ , con  $g(x) \neq 0, \forall x \in X$  [1].

Se define la función de conmutación  $h$  como una función suave  $h : X \rightarrow \mathfrak{R}$ , 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:

$$S(x) = x_2 - x_{2ref} = h(x) \quad (37)$$

Donde  $i_l = x_2$ , es decir la superficie de deslizamiento  $s(x)$  dependerá del valor de corriente de la bobina y  $x_{2ref}$  equivale a un valor constante ingresado como consigna del comportamiento deseado del sistema.

La ley de conmutación utilizada para un convertidor buck dependerá del signo de la superficie de deslizamiento, es decir si  $S(x) > 0$  la ley de control forzará al vector de estados  $u$  a ser 0 y por lo contrario si  $S(x) < 0$  la ley de control forzará al vector de estados  $u$  a ser 1, donde  $u^+(x)$  siempre será diferente  $u^-(x)$ [8].

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } s(x) \geq 0 \\ 0 & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad u^+(x) \neq u^-(x), \quad (38)$$

Se dice que existe un régimen deslizante sobre la superficie de deslizamiento cuando, como resultado de la ley de control (38) el sistema alcanza la superficie de deslizamiento (37) 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 8) [10]:

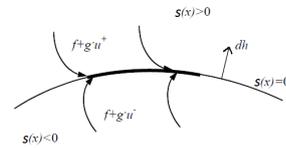


Figura 8. Régimen deslizante sobre una superficie de deslizamiento.

Para lo cual se calcula la derivada direccional o llamada derivada de Lie, que denota la derivada parcial de un campo escalar  $s : X \rightarrow \mathfrak{R}$  en la dirección de un campo vectorial  $f(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^n$ [10]

$$\begin{cases} L_f s(x) = \frac{\partial s}{\partial x_1} \cdot f_1 + \frac{\partial s}{\partial x_2} \cdot f_2 \\ L_g s(x) = \frac{\partial s}{\partial x_1} \cdot g_1 + \frac{\partial s}{\partial x_2} \cdot g_2 \end{cases} \quad (39)$$

Por lo tanto en la expresión matricial (36) se presenta:

$$L_f s(x) = 0 \cdot \left( \frac{-1}{R.C} + \frac{1}{C} \right) + (1) \cdot \left( -\frac{1}{L} \right) \Rightarrow L_f s(x) = -\frac{1}{L} \quad (40)$$

$$L_g s(x) = 0 \cdot (0) + (1) \cdot \left( -\frac{E}{L} \right) \Rightarrow L_g s(x) = \frac{E}{L} \quad (41)$$

Sabiendo que el sistema conmuta a una alta velocidad idealmente infinita, se tiene un sistema discontinuo en todo el rango de tiempo. Para obtener una solución óptima se dispone del método del Control Equivalente ( $u_{eq}$ ) [8], que consiste en reconocer que  $\dot{S}(x) = 0$  es condición necesaria para confinar la trayectoria de estados a la superficie de deslizamiento  $S(x) = 0$  esto se observa en la Figura 9.

La condición de Invariancia de la superficie de deslizamiento  $S(x)$  está dada por:

$$\begin{cases} S(x) = 0 \\ \dot{S}(x) = \langle \nabla S, f + g \cdot u_{eq}(x) \rangle = L_{f+g \cdot u_{eq}} S = 0 \end{cases} \quad (42)$$

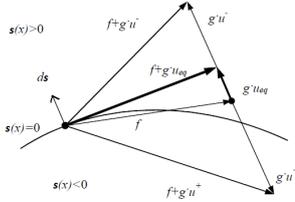


Figura 9. Método del control equivalente.

Entonces el control equivalente se obtiene directamente de (42) evaluado en  $h = 0$ , por lo que reemplazando (40) y (41) se tiene:

$$u_{eq} = -\frac{L_f s}{L_g s} = -\frac{-\frac{1}{L}}{\frac{E}{L}} \Rightarrow u_{eq} = \frac{1}{E} \quad (43)$$

Con lo que se puede decir que la condición suficiente para que exista un modo deslizante local en la superficie de deslizamiento es que se encuentre bien definida la  $u_{eq}$  [1].

$$0 < u_{eq} < 1 \quad (44)$$

$$0 < \frac{1}{E} < 1 \quad (45)$$

El criterio de estabilidad usado para el análisis es el método directo de Lyapunov, debido a que permite analizar el sistema en su totalidad. Para ello considere la cantidad escalar definida por (46) 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  $S$  [5].

$$\varepsilon(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (46)$$

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 [5]. Entonces se tiene que:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) \geq 0 \\ 0 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (47)$$

Donde la función de energía estará dada por:

$$\dot{\varepsilon}(x) = S \dot{S} = S \cdot [L_g S \cdot (u - u_{eq})] \quad (48)$$

Reemplazando (41) y (43) en (48) se obtiene la función de energía cuando  $u=1$  y  $S = -S$  entonces:

$$\dot{\varepsilon}(x) = -S \cdot \left[ \frac{E}{L} \cdot \left( 1 - \frac{1}{E} \right) \right] \quad (49)$$

Simplificando se tiene que:

$$\dot{\varepsilon}(x) = -S \cdot \left( \frac{E-1}{L} \right) \Rightarrow \dot{\varepsilon}(x) < 0 \quad (50)$$

Reemplazando (41) y (43) en (48) se obtiene la función de energía cuando  $u = 0$  y  $s = s$  entonces:

$$\dot{\varepsilon}(x) = S \cdot \left[ \frac{E}{L} \cdot \left( -\frac{1}{E} \right) \right] \quad (51)$$

Simplificando se tiene que:

$$\dot{\varepsilon}(x) = -\frac{S}{L} \Rightarrow \dot{\varepsilon}(x) < 0 \quad (52)$$

Considerando que en (50) y (52) sus elementos siempre tienen valores positivos y la tensión de entrada  $E$  siempre es mayor que uno, entonces se puede asegurar que la función de energía (46), hace asintóticamente estable al sistema (36) sobre la superficie de deslizamiento  $S$  propuesta (37), confirmando su validez.

#### IV. LÓGICA DE FUNCIONAMIENTO PARA UN OFFSET

El offset de tensión ( $V_{offset}$ ) en la carga se obtiene mediante un protocolo de conmutación para los mosfet, de tal manera que se pueda tener un set point controlado para el ciclo positivo y un set point controlado para el ciclo negativo de manera independiente.

La configuración del puente H, Figura 1, permite tener 2 brazos que a su vez forman los 2 semiciclos de la señal CA ( $f=60\text{Hz}$ ), por lo que se ha dividido a esta sección en 2 partes: semiciclo positivo comprendido entre  $[0 - 8,33] \text{ms}$  y semiciclo negativo comprendido entre  $[8,33 - 16,66] \text{ms}$ .

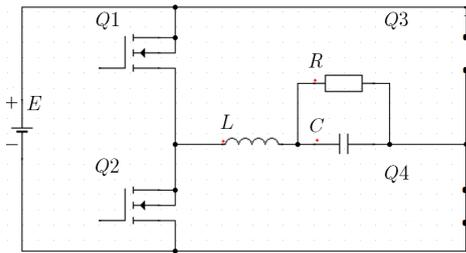


Figura 10. Puente H ciclo positivo.

IV-A. Semiciclo Positivo

El semiciclo positivo ocurre cuando el transistor mosfet  $Q3$  esta desactivado por un periodo entre  $[0 - 8,33] ms$  como se observa en la Figura 10.

Como se conoce el convertidor buck es un circuito de estructura variable, según sea la conmutación de los mosfets se obtienen los 2 estados del sistema variable que son: cuando la bobina se energiza, Figura 6 , y cuando la bobina entrega energía, Figura 7. Para obtener la configuración típica de un convertidor Buck, Figura 2, es necesario aplicar un protocolo de conmutación para el encendido y apagado de los mosfets del semiciclo positivo.

- El primer estado se produce cuando la bobina se energiza, es decir los mosfets  $Q1$  y  $Q4$  están activados ( $ON$ ) y por consecuencia los mosfets  $Q2$  y  $Q3$  están desactivados ( $OFF$ ).
- El segundo estado se produce cuando la bobina transmite, es decir los mosfets  $Q2$  y  $Q4$  están activados ( $ON$ ) y por consecuencia los mosfets  $Q1$  y  $Q3$  están desactivados ( $OFF$ ).

La activación y desactivación de los transistores mosfets forman el protocolo de conmutación para el semiciclo positivo, como se muestra en la tabla I.

$Q1$	$Q2$	$Q3$	$Q4$
$ON$	$OFF$	$OFF$	$ON$
$OFF$	$ON$	$OFF$	$ON$

Cuadro I  
LÓGICA DE CONMUTACIÓN CICLO NEGATIVO.

Es notable tomar en cuenta que los mosfets  $Q3$  y  $Q4$  no cambian de estado durante todo el semiciclo positivo.

Para este semiciclo los mosfets  $Q1$  y  $Q2$  conmutan inversamente a una frecuencia no mayor a 30 KHz como se observa en la figura 12 , la amplitud de la tensión del semiciclo positivo depende propiamente del tiempo de carga y descarga del inductor ,es decir, si el mosfet  $Q1$  está un mayor tiempo encendido con relación a  $Q2$ , la bobina se carga por un mayor tiempo y el voltaje es superior, y por lo contrario si el mosfet  $Q1$  está un menor tiempo encendido con relación a  $Q2$  la bobina se carga por un menor tiempo y el voltaje es inferior.

El control de modo deslizante del semiciclo positivo se propone para la conmutación de los mosfets  $Q1$  y  $Q2$ .

IV-B. Semiciclo Negativo

El semiciclo negativo ocurre cuando el transistor mosfet  $Q1$  esta desactivado como se observa en la figura 11.

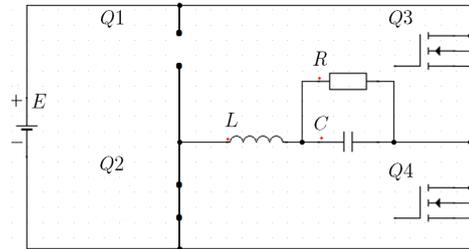


Figura 11. Puente H ciclo negativo.

Para el ciclo negativo de la Figura 11 se analiza de la misma manera que para el ciclo positivo, tomando en cuenta los 2 estados del circuito de estructura variable.

- El primer estado se produce cuando la bobina se energiza, es decir los mosfets  $Q3$  y  $Q2$  están activados ( $ON$ ) y por consecuencia los mosfets  $Q1$  y  $Q4$  están desactivados ( $OFF$ ).
- El segundo estado se produce cuando la bobina transmite, es decir los mosfets  $Q2$  y  $Q4$  están activados ( $ON$ ) y por consecuencia los mosfets  $Q1$  y  $Q3$  están desactivados ( $OFF$ ).

La activación y desactivación de los transistores mosfets forman el protocolo de conmutación para el semiciclo negativo, como se muestra en la tabla I.

$Q1$	$Q2$	$Q3$	$Q4$
$OFF$	$ON$	$ON$	$OFF$
$OFF$	$ON$	$OFF$	$ON$

Cuadro II  
LÓGICA DE CONMUTACIÓN CICLO NEGATIVO.

Para este caso  $Q1$  y  $Q2$  no cambian de estado,  $Q3$  y  $Q4$  están conmutando a una frecuencia no mayor a 30KHz , es decir, según el ciclo de trabajo que tengan los mosfets  $Q3$  y  $Q4$  depende la amplitud de la tensión en el semiciclo negativo, tomando en cuenta que conmutan inversamente como se muestra en la Figura 12.

El control por modo deslizante del semiciclo negativo se propone para la conmutación de los mosfets  $Q3$  y  $Q4$ .

La unión en funcionamiento de los semiciclos positivo y negativo permite obtener el protocolo de conmutación de  $V_{offset}$ .

Como se observa en la Figura 12 el protocolo de conmutación de los mosfets depende propiamente del funcionamiento individual de cada mosfet, variando su frecuencia entre 30KHz y 60Hz, además de su ciclo de trabajo.

Para obtener un Offset de tensión ( $V_{offset}$ ) hay que tomar en cuenta que el set point de ciclo positivo debe ser diferente al del ciclo negativo, es decir que el ciclo de trabajo debe ser diferente para los 2 casos.

Para obtener un offset positivo es necesario que el set point de tensión del semiciclo positivo sea mayor al del negativo y

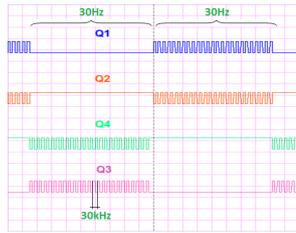


Figura 12. Lógica de conmutación de  $V_{offset}$ .

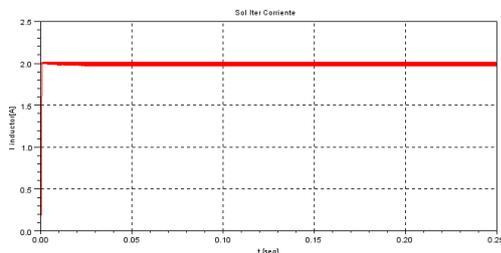
para un offset negativo es todo lo contrario es decir que el set point de tensión del semiciclo positivo sea inferior al del negativo.

## V. SIMULACIÓN

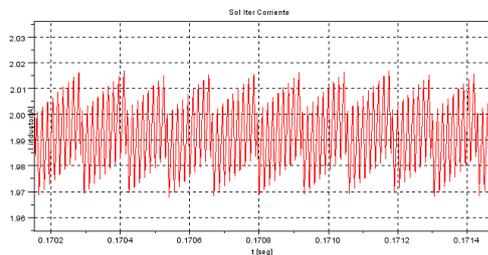
La simulación se realiza utilizando el Programa SCILAB 5, para obtener una respuesta en el tiempo de las variables Tensión y Corriente se ejecutan 2 scripts.

- El primero, es el programa que define los parámetros propios del convertidor Buck es decir  $L = 1\text{ mH}$ ,  $E = 50\text{ V}$ ,  $R = 200\ \Omega$ , y  $C = 2,6\ \mu\text{F}$ .
- El segundo, es el programa del controlador, donde las variables de estado se acercarán a la superficie de deslizamiento  $S$  y se mantienen al llegar al estado permanente, es muy necesario recalcar que la frecuencia depende propiamente del control por modos deslizantes[3].

La simulación se realiza para un medio periodo, tomando en cuenta que el ciclo negativo es similar.



(a) Respuesta Transitoria de la Corriente controlada.



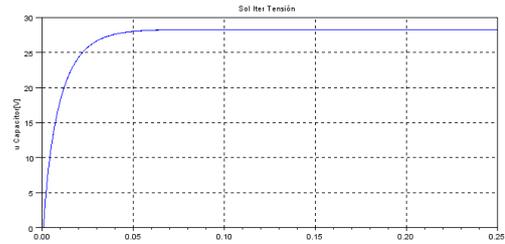
(b) Histéresis de la Corriente.

Figura 13. Corriente en el inductor con el control de modo deslizante.

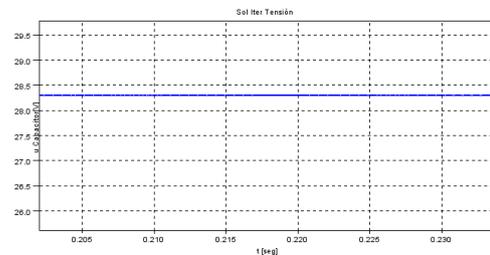
En la Figura 13a se observa la respuesta transitoria de la corriente, hasta que llega al valor deseado que en este caso es de  $2\text{ A}$  y luego se mantiene en este valor de corriente. El controlador de modo deslizante es un controlador robusto y como se observa en la Figura 13a el sistema alcanza la

superficie de deslizamiento en una forma casi inmediata. En el proceso de simulación no se ha empleado una frecuencia infinita por lo que es notable en la Figura 13b la presencia de una histéresis de corriente comúnmente llamada chattering.

Para el proceso de implementación es necesario depender de la variable de tensión que se encuentra reflejada con la variable de corriente, tomando en cuenta que la planta siempre es la misma.



(a) Respuesta Transitoria de la Tensión controlada.



(b) Histéresis de tensión .

Figura 14. Corriente en el inductor con el control de modo deslizante.

La Figura 14a muestra la respuesta transitoria de la tensión, al igual que la corriente alcanza su valor deseado y se mantiene deslizándose sobre dicho valor, para el caso de la tensión alcanza un valor aproximado de  $28\text{ V}$ , entonces es posible afirmar que el sistema se puede controlar por tensión de una forma indirecta, en función de la corriente.

## VI. IMPLEMENTACIÓN

El diseño de los circuitos electrónicos implementados se realiza en tres etapas y cada una se construyó en una tarjeta electrónica diferente.

La primera, corresponde al puente H con su respectivo inversor y la carga, es decir, la construcción de la planta o circuito de potencia.

La segunda, el circuito electrónico(IR2130) que controla los transistores mosfet (IRF1310N), los cuales controlan el circuito de potencia, este circuito es la interfaz de potencia.

La tercera etapa, donde se encuentra el circuito de control y el circuito que produce el protocolo de conmutación para los mosfets, aquí se encuentra el microcontrolador AVR Atmega164PA y además los filtros de tratamiento de la señal de sensado de tensión por medio de un transformador con relación 10:1.

El prototipo con sus 3 placas electrónicas (Puente H, Interfaz de Potencia, Controlador) queda implementado y se muestra en la Figura18.



Figura 15. Circuito Convertidor Buck implementado



Figura 18. Prototipo Final

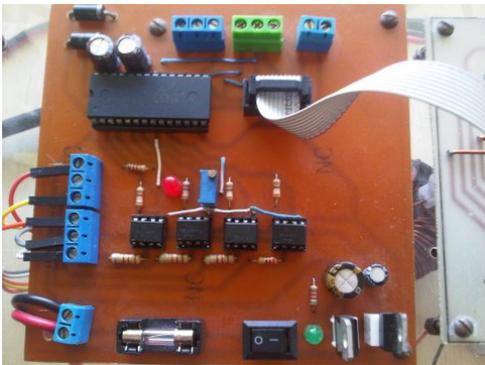


Figura 16. Circuito interfaz de Potencia implementado

VII. RESULTADOS

VII-A. Primera Prueba

El punto referencial o set point es una corriente circulante en el inductor de 0.034 A, para una tensión en la salida de 12.1 V.

Simulación

Se observa en la Figura 19a, que se alcanza el control de la corriente en el inductor alrededor de 0.034 A y con un rango de histéresis entre 0.029-0.041 A, aproximadamente. En tensión, la estabilización se produce en 12.1 V aproximadamente.

Práctica

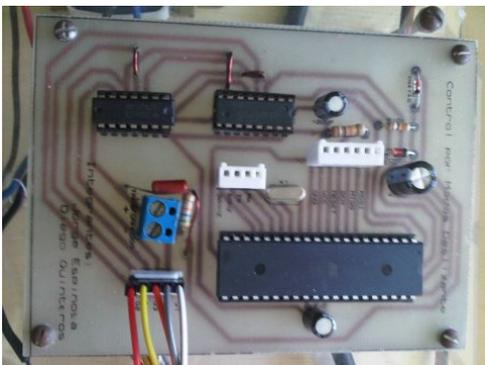
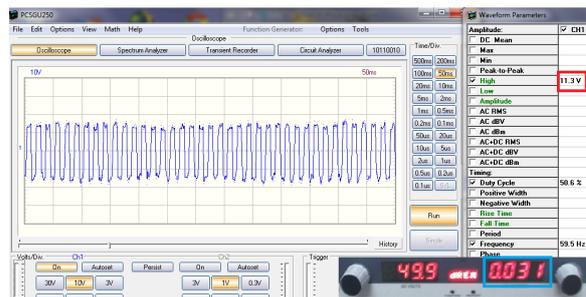


Figura 17. Circuito de control implementado

Una vez colocado en el programa implementado en el microcontrolador el valor referencial de 0.034 A, para una tensión en la salida de 12.1 V, se enciende el sistema controlado y se obtiene la imagen de la Figura 19b, la cual muestra una estabilización de corriente y tensión de 0.031 A y 11.3 V, respectivamente.



(a) Simulación



(b) Funcionamiento Práctico

Figura 19. Sistema controlado a 0.034 A y 12.1 V

VII-A1. Cálculo de errores:

- Corriente:  $Error \% = \left| \frac{I_{simul} - I_{pract}}{I_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{0,034 - 0,031}{0,034} \right| \cdot 100 = 8,82\%$
- Tensión:  $Error \% = \left| \frac{V_{simul} - V_{pract}}{V_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{12,1 - 11,3}{12,1} \right| \cdot 100 = 6,61\%$

### VII-B. Segunda Prueba

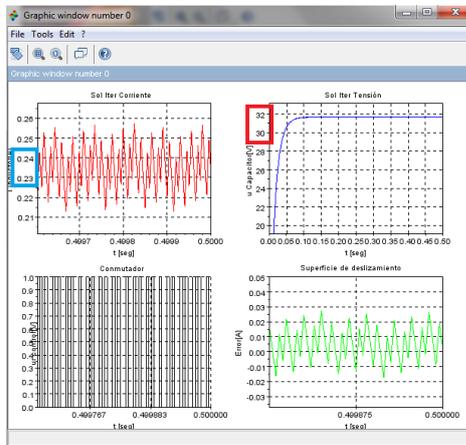
El punto referencial o set point es una corriente circulante en el inductor de 0.235 A, para una tensión en la salida de 31.3 V.

#### Simulación

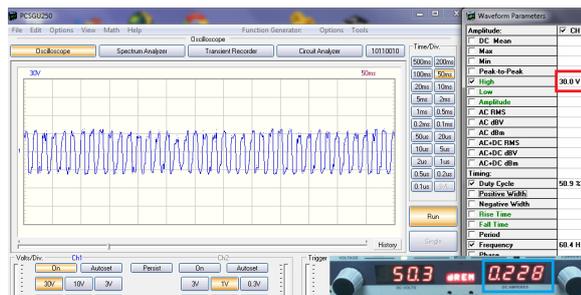
Se observa en la Figura 20a, que se alcanza el control de la corriente en el inductor alrededor de 0.235 A y con un rango de histéresis entre 0.215-0.255 A, aproximadamente. En tensión, la estabilización se produce en 31.3 V aproximadamente.

#### Práctica

Una vez colocado en el programa implementado en el microcontrolador el valor referencial de 0.235 A, para una tensión en la salida de 31.3 V, se enciende el sistema controlado y se obtiene la imagen de la figura 20b, la cual muestra una estabilización de corriente y tensión de 0.228 A y 30 V, respectivamente.



(a) Simulación



(b) Funcionamiento Práctico

Figura 20. Sistema controlado a 0.235 A y 31.3 V

#### VII-B1. Cálculo de errores:

- Corriente:  $Error \% = \left| \frac{I_{simul} - I_{pract}}{I_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{0,235 - 0,228}{0,235} \right| = 2,97 \%$
- Tensión:  $Error \% = \left| \frac{V_{simul} - V_{pract}}{V_{simul}} \right| \cdot 100 = \left| \frac{31,3 - 30}{31,3} \right| = 4,15 \%$

### VII-C. Análisis de Errores

Los errores se presentan debido a que en la simulación se trabaja con valores ideales de capacitancia, inductancia y

resistencia, todos estos elementos tienen una tolerancia además de una pérdida de energía transformada en calor. A más de ello, no se han considerado las pérdidas de conmutación en las llaves semiconductoras.

El error promedio en la tensión del capacitor es 5,45 %, esto se produce por 2 aspectos, el primero, por la tensión de polarización de los diodos, que para el caso del diodo FR307 es 1.2 V y el segundo aspecto es la resistencia parásita que se encuentra en serie al inductor L.

El error promedio en la corriente que circula por el inductor es 5,67 %, esto se debe al rizado de carga y descarga de la bobina produciendo una histéresis en la corriente, este efecto al ser sensado, filtrado y rectificado impide tener un dato exacto que represente la magnitud de la corriente.

Al aplicar una perturbación sobre la resistencia de carga ( $\pm 20 \%$  de su valor nominal), la tensión de salida no varía significativamente, es decir el control de modo deslizante actúa óptimamente a perturbaciones en la carga.

## VIII. CONCLUSIONES

- La característica más significativa del control de modo deslizante es su robustez a estímulos externos, demostrándolo experimentalmente al producir variaciones físicas en la resistencia de carga y en la tensión de entrada.
- Para la elección de la superficie de deslizamiento se tuvo algunas superficies candidatas pero se debe tomar en cuenta una superficie que cumpla con las condiciones de existencia, transversalidad y que cumpla los criterios de estabilidad por el método de Lyapunov.
- El modo deslizante por seguimiento de señal es una gran opción para realizar el controlador, pero requiere de un mayor procesamiento de datos dentro del microcontrolador ATmega164PA, y ese es el mayor limitante para este tipo de controlador.
- El offset de tensión se lo puede obtener al invertir los ciclos de trabajo de los 2 semiciclos de la onda alterna, es decir por ejemplo cuando el ciclo de trabajo del semiciclo positivo sea del 70 %, el ciclo de trabajo del semiciclo negativo es del 30 % lo que quiere decir que la tensión positiva es mayor que la tensión negativa y por esta razón existe un offset de tensión; este cambio del ciclo de trabajo se lo realiza en el protocolo de conmutación.
- Se demuestra que la simulación del convertidor en cuestión es acertada, ya que el error de está respecto de los cálculos teóricos es mínimo.
- En el diseño de circuitos electrónicos con características de un sistema de estructura variable las pérdidas por conmutación siempre son mayores que las pérdidas por conducción, por lo que siempre se piensa en la forma de minimizar dichas pérdidas.
- El hecho de tener un puente H no significa que cada brazo conmutará completamente inverso al otro brazo, en este caso cada mosfet conmuta de una manera única y esto es debido al protocolo de conmutación propuesto. Esto permite obtener una onda alterna en la salida donde puede ser controlado independientemente el ciclo de trabajo en su semiciclo positivo y negativo, lo que a su

vez se traduce en una onda de variabilidad tanto de ciclo de trabajo como de offset.

- Para el diseño del convertidor fue necesario tomar en cuenta 2 aspectos importantes, el primero, que el convertidor es un reductor y el segundo que el convertidor actúa a la vez como filtro pasa bajos para eliminar la señal del control por modo deslizantes, esta señal se encuentra en un rango de 1[kHz] a 30[kHz], el filtro pasa bajos se lo realiza con la finalidad de obtener únicamente la señal de 60[Hz] requerida.



**Jorge Espinosa** Egresado de la carrera de Ingeniería en Electrónica Automatización y Control en la Universidad de las Fuerzas Armadas- ESPE.

#### AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen las facilidades prestadas en el laboratorio de Control Industrial, así como el equipamiento instrumental de la Universidad de las Fuerzas Armadas - ESPE del Ecuador que han servido para el adecuado desarrollo del presente trabajo.

#### REFERENCIAS

- [1] Hernán De Battista. *Control de la calidad de potencia en sistemas de conversión de energía eólica*. PhD thesis, Universidad Nacional de La Plata, 2000.
- [2] Gerardo de la Fuente Méndez. *Análisis de una fuente de poder conmutada*. Master's thesis, Universidad Veracruzana, 2009.
- [3] Ma de las Mercedes Pérez de la Parte. *Control Predictivo con Modos Deslizantes*. PhD thesis, Universidad de La Rioja, 2005.
- [4] José Luis Gamboa. *Guía de diseño y análisis de convertidores conmutados de alta frecuencia*. Master's thesis, Universidad de Costa Rica, 2008.
- [5] Sira-Ramírez & Márquez R & Rivas-Echeverría & Llanes-Santiago. *Control de Sistemas no lineales*. Pearson Education, S.A., 2005.
- [6] Carlos Augusto Ocampo Martínez. *Control de un conversor de potencia con modulador de ancho de pulso centrado usando modos deslizantes*. Master's thesis, Universidad Nacional de Colombia, 2003.
- [7] Ned Mohan. *Electrónica de Potencia. Convertidores, Aplicaciones y Diseño*. McGraw-Hill Interamericana Editores S.A. de C.V., 2009.
- [8] Hebertt Sira-Ramírez & Ramón Silva-Ortigoza. *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*. Springer, 2006.
- [9] Domingo Biel Solé. *Control en modo deslizante aplicado a la generación de señal en convertidores conmutados DC/DC*. PhD thesis, Universidad Politécnica de Cataluña, 1999.
- [10] V. Utkin. Variable structure systems with sliding modes. 22(2):212–222, 1977.



**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.