

Control por Modos Deslizantes en un Conversor DC-DC Buck

Robinson Chicaiza, Oscar Gonzales, Marcelo Pozo, Escuela Politécnica Nacional (EPN), Quito - Ecuador

Resumen – En el presente trabajo se describe el proceso para aplicación e implementación de un control por modos deslizantes en un conversor DC-DC Buck para el control del valor de voltaje en una carga resistiva. El modelamiento de la planta se realiza a través de un equivalente en función de transferencia y se valida dicho modelo con la identificación del proceso a través de datos de entrada y salida en el conversor. El modelo de la planta sirve como base para plantear el algoritmo de control por modos deslizantes. Finalmente, se presentan los resultados obtenidos en la aplicación de la técnica de regulación en el conversor DC-DC Buck.

Índices–*Conversor Buck, SMC, modelo matemático, identificación, PI.*

I. INTRODUCCIÓN

En el campo de la ingeniería de control, se encuentran propuestas muy amplias sobre la aplicación de técnicas de regulación en diferentes procesos. Esto ha generado propuestas diversidad de algoritmos de control en diferentes sistemas. En el presente artículo, se propone la aplicación de un control por modos deslizantes (SMC en inglés) en una planta de dinámica rápida como lo es un conversor DC-DC Buck.

Los convertidores estáticos son sistemas que cada día ocupan un lugar destacado en los desarrollos de la tecnología en el área de ingeniería eléctrica y electrónica. Dentro de este grupo de desarrollo, los convertidores DC-DC se destacan en aplicaciones diversas, desde el uso en teléfonos celulares hasta el manejo de energía en celdas fotovoltaicas [1].

Por otra parte, el control por modos deslizantes es una técnica que ha venido ganando espacio a nivel industrial debido a sus prestaciones en cuanto a robustez [2]. Esta técnica basa su funcionamiento en dos enfoques: alcanzabilidad y deslizamiento. Por lo tanto, existen dos etapas en las cuales el controlador hace que la planta llegue a desempeñarse en el punto de trabajo y se mantenga el él pese a tener la influencia externa de perturbaciones en algunos casos [2].

La aplicación del SMC en sistemas de electrónica de potencia es una rama que ha venido ganando espacio debido a que muchas de las aplicaciones de sistemas electrónicos de potencia, se reflejan en tópicos de interés mundial como: redes inteligentes, eficiencia energética, automóviles eléctricos, entre otros; por lo tanto, se pueden observar trabajos como los desarrollados en [3], [4] o [5].

Por consiguientes, se presenta el desarrollo del presente trabajo dividido en las siguientes secciones: el estudio del conversor se presenta en la sección II, el desarrollo del controlador SMC en la sección III, los resultados obtenidos en

la sección IV y finalmente las conclusiones del trabajo en la sección V.

II. CONVERTOR DC-DC BUCK

A continuación, se presentan los aspectos teóricos para el estudio del conversor DC-DC Buck y los datos experimentales que forman parte de su identificación.

A. Descripción del conversor

El convertidor Buck es un sistema electrónico que entrega una salida de voltaje menor o igual que el nivel de voltaje de entrada [6]. La topología del conversor se muestra en la Fig.1.

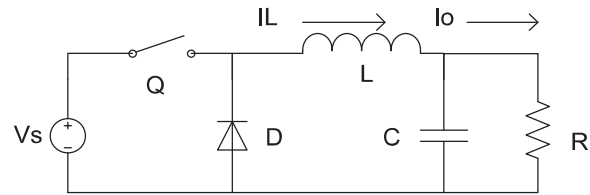


Fig. 1 Topología del conversor DC-DC Buck.

Cuando el interruptor de potencia (Q) está activo, la energía proveniente de la fuente (V_s). Dicha energía se traslada hacia la inductancia (L) y posteriormente a la carga (R). En el instante en que el interruptor de potencia está inactivo, la energía almacenada en L se transfiere a la carga y se encierra a través del diodo rectificador. El capacitor (C) es empleado para evitar el rizado de voltaje en la carga proporcionando una tensión constante a la salida del conversor. El accionamiento del interruptor de potencia se realiza por medio de una señal de modulación por ancho de pulso (PWM) a alta frecuencia en el orden de los KHz [6].

En los convertidores estáticos pueden presentarse agentes externos que derivan en condiciones indeseables de funcionamiento del sistema tales como: perturbaciones en el voltaje de alimentación o variaciones de la carga que afectan al nivel de energía entregado a la salida del conversor [6]. Debido estas razones se añade un lazo de control al sistema a fin de compensar los efectos no deseados sobre la carga (R) como el controlador PI que se aprecia en la Fig.2.

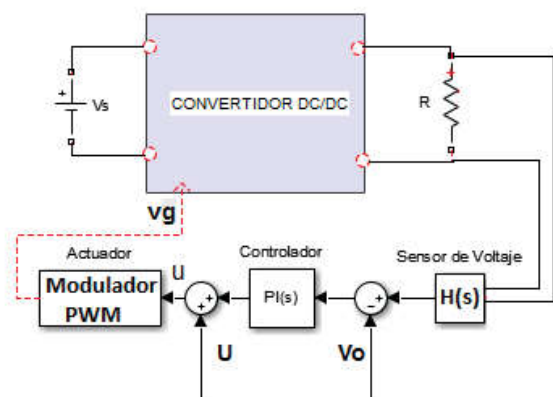


Fig. 2 Esquema de control del convertor DC-DC Buck.

En el esquema, la señal de realimentación se toma a través de un sensor de voltaje. Estas señales junto con la referencia proporcionan la señal de error que recibe el controlador para calcular la acción de regulación que se traduce en una señal PWM para modificar el voltaje de salida al nivel deseado.

B. Modelo Matemático

En el modelado matemático del convertor se considera que el sistema se encuentra trabajando en conducción continua. Es decir, la corriente en el inductor y voltaje en el capacitor están entre valores promediados netamente positivos y en ningún momento se presenta un valor de cero de dichas variables.

La condición de operación continua está ligada a los parámetros del sistema como: inductancia, resistencia, frecuencia de conmutación y relación de trabajo [7], la misma que se muestra en (1).

$$\frac{2Lf}{R} > 1 - \delta \tag{1}$$

Para obtener las ecuaciones matemáticas del convertidor se analiza el funcionamiento del sistema en las conmutaciones de encendido y apagado [8] que se muestran en la Fig. 4. A partir de los circuitos equivalentes, se deducen (2) y (3):

$$\frac{diL}{dt} = -\frac{vo}{L} + \frac{vs}{L} \delta \tag{2}$$

$$\frac{dvo}{dt} = -\frac{vo}{RC} + \frac{iL}{C} \tag{3}$$

De esta forma, se obtiene el modelo lineal en espacio de estados que se aprecia en (4) y (5).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} vs/L \\ 0 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \delta/L \\ 0 \end{bmatrix} vs \tag{4}$$

$$y = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \tag{5}$$

Donde:

- x1 Corriente en el inductor
- x2 Voltaje en el capacitor

C. Identificación

Debido a que la técnica de control a usarse es el SMC, se plantea un modelo más sencillo de la planta es su equivalente en funciones de transferencia. Este equivalente proviene de un proceso de identificación del sistema [9], en el cual se plantea al convertor como una caja negra en el cual la entrada al mismo es la relación del trabajo y la salida es el voltaje de la carga Fig. 3.

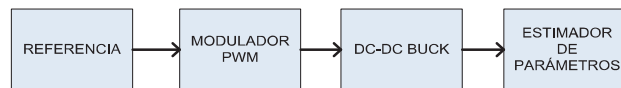


Fig. 3 Modelo del sistema a identificar.

Donde la función de transferencia se aprecia en (6):

$$Gp(s) = \frac{499175}{s^2 + 1049.63s + 1048885.28} \tag{6}$$

Para obtener la ecuación anterior, se establece un modelo en el cual se consideran dos polos y ningún cero de acuerdo al trabajo desarrollado por [10], por lo cual, el modelo es generado por MATLAB [11].

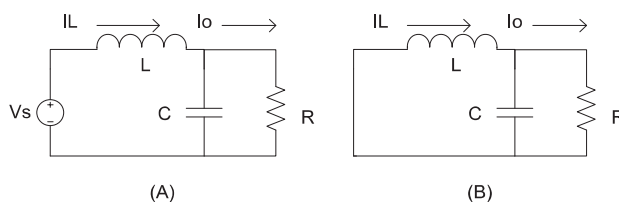


Fig. 4 Equivalentes del convertor: (A) cierre del interruptor de potencia y (B) apertura del interruptor de potencia.

III. DISEÑO DEL CONTROLADOR

La filosofía del control por modos deslizantes consiste en llevar las trayectorias de operación del sistema sobre una superficie de deslizamiento y forzarlas a evolucionar sobre ella [2]. Así, el comportamiento dinámico de la planta en estas condiciones queda determinado por las ecuaciones que definen dicha superficie. De este modo, se consideran los objetivos de control en tales ecuaciones mediante el diseño y la adecuada sintonización de los parámetros del SMC. Por lo tanto, es posible lograr la estabilidad del sistema, el seguimiento de referencias y la regulación de variables.

El diagrama de bloques de un sistema de control en modo de deslizamiento se muestra en la Fig. 5.

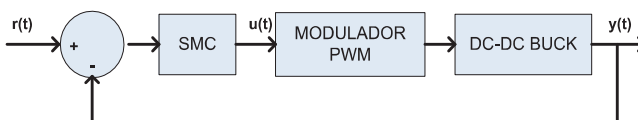


Fig. 5 Esquema de control SMC en la planta.

Por consiguiente, se empieza a diseñar el controlador a partir de la superficie (Fig. 6) de una etapa de alcanzabilidad la cual se encarga de generar una ley de control discontinua para forzar al sistema a moverse sobre la superficie deslizante en un tiempo finito. La segunda etapa consiste en la implementación de una etapa de deslizamiento la cual comprende la superficie de equilibrio del sistema, de modo tal que cualquier trayectoria de estados restringida a la superficie deslizante se caracterice por el seguimiento de trayectorias deseado.

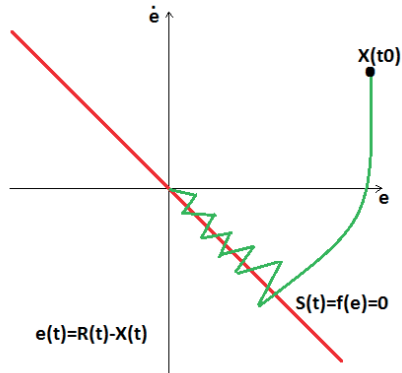


Fig. 6 Superficie de diseño del controlador SMC.

El SMC presenta ventajas como un mejor seguimiento de la señal de referencia ante cambios o perturbaciones que se presentan en comparación con el controlador PID [2].

La señal de control se formula a partir de (6):

$$U_{SMC} = U_{eq} + UD \quad (6)$$

Donde:

U_{SMC} es la señal de control del SMC

U_{eq} es la señal de control para la etapa de alcanzabilidad

UD es la señal de control para la etapa de deslizamiento

La señal de control para la etapa de alcanzabilidad se da a través de la función discontinua (7).

$$U_{eq} = \frac{Kd * S(t)}{|S(t)| + d} \quad (7)$$

Donde:

Kd es la constante de la función discontinua

$S(t)$ es la superficie de deslizamiento

d es una constante para suavizar la función discontinua y disminuir el fenómeno de chattering [2].

Este fenómeno se origina por la agresividad con la que actúa esta etapa del controlador, lo que origina oscilaciones de alta frecuencia y en algunos casos, el desgaste del actuador si este contiene elementos mecánicos. Sin embargo, como el actuador de este trabajo es un elemento de electrónica de

potencia (MOSFET), se calibrará adecuadamente este valor a partir de pruebas del sistema.

El plantamiento de la señal de control de deslizamiento se realiza a partir de la función en transferencia, la cual debe ser expresada en su equivalente de ecuación diferencial a través de la transformada inversa de Laplace. Por lo tanto, para una función de transferencia de dos polos y ningún cero se obtiene la expresión (8):

$$\tau t_0 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + (\tau + t_0) \frac{dx(t)}{dt} + x(t) = ku(t) \quad (8)$$

En [12] se proponen la siguiente superficie de deslizamiento (9):

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^n \int_0^t e(t) \quad (9)$$

En donde la variable n depende del orden de la ecuación diferencial. De esta manera, se reemplaza el valor de $n=2$ y se obtiene la expresión (10):

$$s(t) = \frac{d}{dt} e(t) + 2\lambda e(t) + \lambda^2 \int_0^t e(t) \quad (10)$$

Donde:

$$\lambda_1 = 2\lambda \quad (11)$$

$$\lambda_0 = \lambda^2 \quad (12)$$

El deslizamiento debe cumplir que su derivada sea igual a cero, por lo tanto se realiza el desarrollo de (13), (14) y (15):

$$\frac{ds(t)}{dt} = 0 \quad (13)$$

$$e(t) = R(t) - X(t) \quad (14)$$

$$\frac{ds(t)}{dt} = \frac{d^2 e(t)}{dt^2} + \lambda_1 \frac{de(t)}{dt} + \lambda_0 e(t) = 0 \quad (15)$$

Reemplazando las expresiones anteriores en la ecuación diferencial del modelo se obtiene (16):

$$\frac{d^2(R(t) - x(t))}{dt^2} + \lambda_1 \frac{d(R(t) - x(t))}{dt} + \lambda_0(R(t) - x(t)) = 0 \quad (16)$$

Considerando que las segundas derivadas de la referencia no afectan al comportamiento del sistema, se presenta la (17) para la fase de deslizamiento:

$$U_D(t) = \left(\frac{t_0 \tau}{K} \right) * \left\{ \left[\frac{t_0 + \tau}{t_0 \tau} - \lambda_1 \right] \frac{dX(t)}{dt} + \frac{1}{t_0 \tau} X(t) + \lambda_0 e(t) \right\} \quad (17)$$

Considerando como constante de sintonización de esta etapa del control (18) y (19):

$$\lambda_1 = \frac{t_0 + \tau}{t_0 \tau} \quad (18)$$

$$\lambda_0 \leq \frac{\lambda_1^2}{4} \quad (19)$$

La señal de control de SMC considerando las dos etapas anteriormente mencionadas se muestra en (20).

$$U_{SMC} = \left(-\frac{t_0 \tau}{K}\right) * \left\{\frac{1}{t_0 \tau} X(t) + \lambda_0 e(t)\right\} + \frac{Kd * S(t)}{|S(t)| + d} \quad (20)$$

IV. RESULTADOS

Para evaluar los resultados del controlador, se realiza una prueba del sistema en lazo abierto. El comportamiento en esta prueba se aprecia en la Fig. 7.

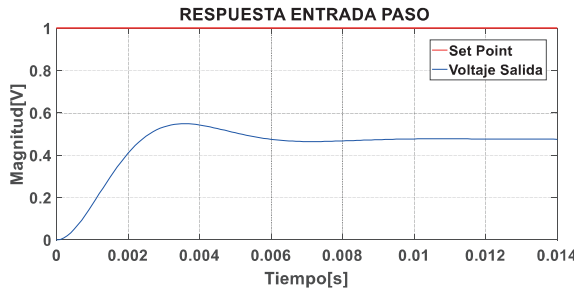


Fig. 7 Respuesta en lazo abierto de la planta.

El sistema presenta un tiempo de establecimiento de 0.0077 seg, un máximo sobreimpulso del 15% y un error de posición de 52.4% ante la entrada de una señal paso.

Posteriormente, se implementa el SMC y partiendo de la fase de deslizamiento, se establecen los siguientes valores para la señal de control en (21) y (22):

$$\lambda = \frac{\lambda_1}{16} = \frac{1049.6313}{16} = 65.602 \quad (21)$$

$$\lambda_0 = \lambda^2 = 65.602^2 = 4303.62 \quad (22)$$

Se observa que fue necesario sintonizar el valor de λ dividiendo λ_1 para 16 y no como previamente se establecía en (18) porque con estos valores se obtuvieron mejores resultados tras la prueba realizada en el sistema.

De esta manera, se sintoniza la ley de control de la etapa de deslizamiento considerando al sistema como un PID. Si se toma en cuenta (10), su expresión equivalente en un regulador PID es (23):

$$PID = kp * e(t) + \frac{kp}{ti} \int e(t) dt + kptd \frac{de(t)}{dt} \quad (23)$$

La sintonización del controlador se realiza a través de [13], por lo que se muestran los resultados de este proceso en (24), (25) y (26).

$$kp * td = 1; \quad td = \frac{1}{kp} = 6.21172 * 10^{-3} \quad (24)$$

$$\frac{kp}{ti} = \lambda^2; \quad ti = \frac{kp}{\lambda^2} = \frac{131.204}{65.602^2} = 0.03049 \quad (25)$$

$$kp = 2\lambda; \quad kp = 2 * 65.602 = 131.204 \quad (26)$$

Reemplazando los valores anteriormente calculados en la superficie de deslizamiento, se obtiene (27).

$$s(t) = \frac{dx(t)}{dt} + 1049.6313e(t) + 4303.62 \int_0^t e(t) \quad (27)$$

De acuerdo a (7), se debe calcular el factor k de la función discontinua. Por lo tanto, se muestra sus resultados en (28) y el valor final de la función continua en (29)

$$kp = k = 131.204 \quad (28)$$

$$U_D = \frac{1048885,2764X(t) + 4303.62 * e(t)}{131.204} \quad (29)$$

En cuanto a la fase de alcanzabilidad, se realiza la sintonización de Kd por medio de (30) y de d a través de (31).

$$Kd = \frac{0.75}{K} * \left(\frac{\lambda_1}{\lambda_0}\right)^{0.76} = 5.1414 * 10^{-7} \quad (30)$$

$$d = 0.68 + 0.12 * K * Kd * \lambda_1 = 33.006 \quad (31)$$

La expresión final de la fase de alcanzabilidad se aprecia en (32):

$$U_{eq} = \frac{Kd * S(t)}{|S(t)| + d} = \frac{5.1414 * 10^{-7} * S(t)}{|S(t)| + 33.006} \quad (32)$$

El SMC completo, se muestra en (33), uniendo las señales de control continua y discontinua.

$$U_{SMC} = \frac{1048885,2764X(t) + 4303.62 * e(t)}{131.204} + \frac{5.1414 * 10^{-7} * S(t)}{|S(t)| + 33.006} \quad (33)$$

A continuación se presenta en la Fig. 8 los resultados obtenidos.

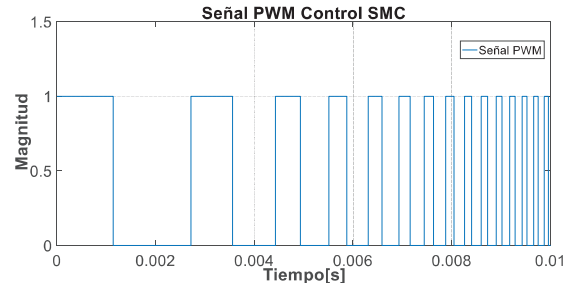


Fig. 8 Generación de la señal de control en el PWM con SMC.

Se aprecia la señal de voltaje en la carga y cómo la señal de control que se genera en el PWM varía su ancho de pulso hasta que este es mínimo cuando la planta alcanza la referencia deseada. En la Fig. 9 se presenta la respuesta del

sistema para una señal paso de 4V.

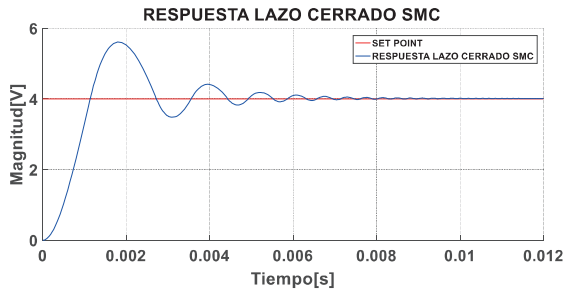


Fig. 9 Respuesta del sistema con el SMC.

El tiempo de establecimiento que se obtiene con el SMC es de 0.0063seg. El máximo sobre impulso es del 40% y el error en estado estable es de cero. Por lo tanto, se puede concluir que el controlador mejora de sobremanera los parámetros obtenidos de la planta en lazo abierto en cuanto a tiempo de establecimiento y error en estado estable.

Para establecer las bondades del SMC en la planta de estudio, se realiza un contraste aplicando un controlador PI en el convertor. El controlador PI después de su proceso de calibración se representó con la expresión que se observa en (34):

$$G_c = P + I \frac{1}{s} = 1.23 + \frac{1.22e + 03}{s} \quad (34)$$

En la Fig. 10 se observa el efecto del PI en la regulación de la planta:

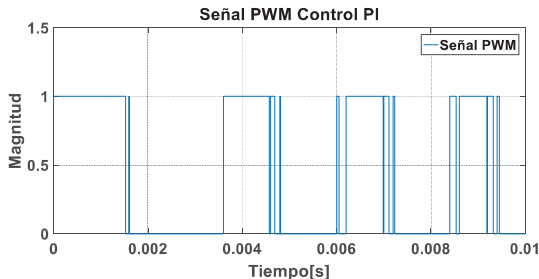


Fig. 10 Generación de la señal de control en el PWM con PI.

Se observa cómo la señal PWM no varía con la misma intensidad como lo hizo el SMC en la etapa de alcanzabilidad. En la Fig. 11 se observa la señal del voltaje de salida del convertor ante una referencia de 4V.

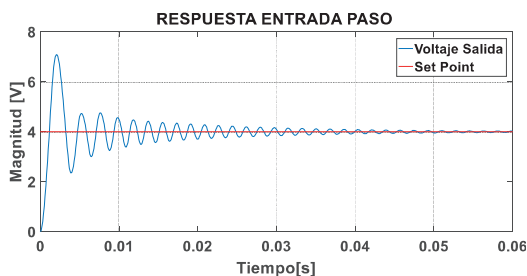


Fig. 11 Respuesta del sistema con el PI.

La planta oscila más que en el SMC y esto origina que se tarde en alcanzar el estado estable. Se obtuvo un máximo sobre impulso del 75%, un tiempo de establecimiento de 0.032 seg. y un error de estado estable de cero. En la Tabla I, se observa un resumen sobre los controladores implementados y cómo influyeron en las respuestas presentadas por el convertor para mejorar los parámetros de máximo sobre impulso en porcentaje (Mp), tiempo de establecimiento en segundos (Ts) y error en estado estable adimensional en voltios (Ess).

TABLA I.
RESUMEN DE LOS CONTROLADORES IMPLEMENTADOS.

Sistema	Mp(%)	Ts(s)	Ess(V)
Lazo abierto	15	0.0077	52.4
SMC	40	0.0063	0
PI	75	0.032	0

Se puede concluir que, pese a que aumentó el Mp en la implementación de ambas técnicas de control, mejoraron los parámetros de Ts y Ess. Especialmente, el SMC demostró ser más rápido que el PI debido al efecto de la etapa de alcanzabilidad en la planta.

V. CONCLUSIONES

Las especificaciones de parámetros en estado transitorio y estable de los sistemas dependerán del conocimiento de la planta, es decir en algunos sistemas no se los puede someter a valores pequeños de tiempo de establecimiento puesto que la naturaleza del proceso hace que sea en muchos casos una misión imposible de realizar.

Un controlador SMC por sus características robustas es aplicable a sistemas dinámicos lineales y no lineales, son más rápidos en su respuesta y por ende gracias a sus prestaciones son adecuadas para cierto tipo de plantas en las cuales la no linealidad está presente. Por lo tanto, para sistemas electrónicos como el del presente trabajo se convierte en una gran alternativa debido a que el actuador no sufre desgastes mecánicos por la acción de la etapa de alcanzabilidad.

Es primordial que la fase de alcanzabilidad del SMC no llegue a generar oscilaciones de alta frecuencia. Si bien el sistema de accionamiento no se ve afectado por las conmutaciones realizadas por el interruptor de potencia, lo que sí afectaría a la planta son las emisiones de interferencia electromagnética.

El controlador SMC presenta un mejor desempeño que el PI en el seguimiento de la referencia en un menor tiempo. Esto se debe a que la acción de control discontinua tiene un efecto agresivo hasta que la planta esté cerca de la referencia deseada y la señal de control de deslizamiento se encargará de llevar al sistema hacia la superficie de trabajo elegida.

VI. REFERENCIAS

- [1] S. Saravanan and N. Babu, "A modified high step-up non-isolated DC-DC converter for PV application", *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 15, no. 3, pp. 242-249, 2017.
- [2] Y. Shtessel, C. Edwards, L. Fridman and A. Levant, *Sliding Mode Control and Observation*. New York, NY: Springer New York, 2014.

- [3] K. Kumar and S. Jeevananthan, "Sliding Mode Control for Current Distribution Control in Paralleled Positive Output Elementary Super Lift Luo Converters", *Journal of Power Electronics*, vol. 11, no. 5, pp. 639-654, 2011.
- [4] J. Liu, F. Xiao, W. Ma, X. Fan and W. Chen, "PWM-Based Sliding Mode Controller for Three-Level Full-Bridge DC-DC Converter that Eliminates Static Output Voltage Error", *Journal of Power Electronics*, vol. 15, no. 2, pp. 378-388, 2015.
- [5] N. Abdelfatah, H. Abdeldjebar, I. Bousserhane, S. Hadjeri and P. Sicard, "Two wheel speed robust sliding mode control for electric vehicle drive", *Serbian Journal of Electrical Engineering*, vol. 5, no. 2, pp. 199-216, 2008.
- [6] M. Rashid, *Electrónica de potencia* (4a. ed.). Distrito Federal: Pearson Educación, 2015.
- [7] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, *Power electronics*. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003. X. Wei, K. Tsang and W. Chan, "DC/DC Buck Converter Using Internal Model Control", *Electric Power Components and Systems*, vol. 37, no. 3, pp. 320-330, 2009.
- [8] L. Ljung, *System identification*. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2012.
- [9] D. Campos. *Experimentos en teoría de control: convertidores CD-CD*, Facultad de Ciencias (UASLP), (sf).
- [10] L. Ljung, *System identification toolbox for use with MATLAB*. Natick, Mass.: MathWorks, Inc., 2005.
- [11] J. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*. Taipei: Pearson education Taiwan, 2005.
- [12] F. De la Cruz, O. Camacho. "Controlador de Modos Deslizantes basado en Predictor de Smith y Modelo de Segundo Orden para Procesos con Elevado Retardo." *Revista Politécnica* 35.2 (2015): 18.

Dresden-Alemania obteniendo el título de M.Sc.E.E en septiembre del 2002. Entre el 2003 y 2009 se dedicó al trabajo en la industria. A partir de Septiembre del 2009 se desempeña en el cargo de Profesor Principal a tiempo completo en el Departamento de Automatización y Control Industrial (DACI) de la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Escuela Politécnica Nacional-Quito, Ecuador. Entre finales del 2010 y principios del 2015 realizó su proyecto de Doctorado en Ingeniería en la Universidad de Siegen, Alemania, especializándose en Electrónica de Potencia y Control Electrónico de Máquinas Eléctricas.

Sus áreas de interés son: Electrónica de Potencia, Control Electrónico Industrial, Control de Máquinas Eléctricas, Calidad y Uso Eficiente de la Energía, Conversión Estática a partir de Fuentes de Energía Alternativas, Regenerativas y Renovables, Sistemas de Transporte y Vehículos Eléctricos. (marcelo.pozo@epn.edu.ec)

VII. BIOGRAFÍAS



Robinson Chicaiza, nació en Latacunga-Ecuador el 10 de diciembre de 1992. Realizó sus estudios secundarios en el Colegio Nacional Primero de Abril. Cursa la carrera de Ingeniería en Electrónica y Control en la Escuela Politécnica Nacional.

Áreas de interés: automatización y control de procesos, microcontroladores, robótica móvil e instrumentación industrial.(robinson.chicaiza@epn.edu.ec)



Oscar Gonzales, nació en la ciudad de Quito, se graduó como Ingeniero en Electrónica y Control en la Escuela Politécnica Nacional. Finalizó sus estudios de Maestría en Automatización y Control Electrónico Industrial en la EPN. Ha trabajado como Auxiliar de Laboratorio en el Laboratorio de Energías Alternativas y Eficiencia Energética y como Ayudante de

Laboratorio en el Laboratorio de Automatización Industrial de Procesos Mecánicos, en Ingeniería Mecánica de la EPN y actualmente como Profesor Ocasional 2 en el Departamento de Automatización y Control Industrial (DACI) en la misma institución de educación superior. Sus áreas de interés son la automatización industrial, electrónica de potencia y sistemas de control avanzado. (oscar.gonzalesz@epn.edu.ec)



Marcelo Pozo, nació en Quito-Ecuador. Se graduó en la Escuela Politécnica Nacional como Ingeniero en Electrónica y Control en 1999. Gracias a una beca del Servicio Alemán de Intercambio Académico (DAAD) estudió su Masterado en la Universidad Técnica de