

Recibido 13 Septiembre 2019. Aceptado 25 Noviembre 2019. Publicado 20 Diciembre 2019.

ISSN 2448-7775

# Diseño y Evaluación de Controles PID Discreto y Modos Deslizantes Discreto para un Convertidor CD-CD *Push-Pull*.

MARCO ANTONIO JIMÉNEZ QUIROZ, MARTÍN ALFREDO ALARCÓN CARBAJAL, JOEL JOSUÉ ONTIVEROS MIRELES\*, GUILLERMO JAVIER RUBIO ASTORGA.

Tecnológico Nacional de México campus Culiacán  
14171091@itculiacan.edu.mx  
alarchemn@gmail.com  
joelontiveros@itculiacan.edu.mx (\* Autor de correspondencia)  
guillermo.rubio@itculiacan.edu.mx

**RESUMEN** En este trabajo se presenta la comparativa del desempeño de dos algoritmos de control en tiempo discreto para un convertidor CD-CD *Push-Pull*: PID y modos deslizantes. Se analizan las ventajas y desventajas de ambos algoritmos de control aplicados al modelo dinámico *Push-Pull* en simulación para una posterior implementación en sistemas fotovoltaicos aislados.

**PALABRAS CLAVE**— CD-CD, *Push-Pull*, PID, modos deslizantes.

## I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores CD-CD se utilizan de forma recurrente en tecnologías emergentes como energías renovables, autos eléctricos y robótica, esto porque los dispositivos requieren de una fuente de voltaje CD regulada para su funcionamiento. Los convertidores CD-CD conmutan de manera binaria entre dos circuitos lineales para realizar una conversión de energía. El comportamiento de los interruptores en el convertidor implica que trabajan fuera de la región lineal lo que resulta en una conversión eficiente de la energía [1].

El convertidor *Push-Pull* CD-CD es de tipo aislado y utiliza dos transistores, se deriva de la topología *Buck*. Con un mayor número de transistores es posible incrementar la potencia de operación del *Push-Pull*. La inclusión de un transformador le proporciona aislamiento galvánico entre el voltaje de entrada y voltaje de salida. Además, permite elevar o reducir el voltaje de entrada según su relación de vueltas en los devanados primario y secundario [2].

En el convertidor CD-CD *Push-Pull* lazo abierto no es posible establecer el ciclo de trabajo a un valor específico y obtener un voltaje constante bajo condiciones típicas de operación como variación de parámetros y perturbaciones en el voltaje de salida. La idea de utilizar un controlador a lazo

cerrado es de tener un algoritmo que ajuste el ciclo de trabajo por sí mismo para obtener el voltaje de salida con precisión [3].

En la actualidad y durante varias décadas, los controladores se han realizado de forma continua y de forma discreta. Las ventajas del control discreto ante el control continuo son mayor precisión por la inmunidad al ruido, flexibilidad al ser implementados en código de programación y no en *hardware* y menor costo debido a la producción en masa de circuitos de alta escala de integración [4].

El control PID es uno de los controladores más versátiles por su simplicidad y adaptabilidad. Es posible discretizar este tipo de control lo que permite su posterior aplicación en plataformas digitales.

El Control por Modos Deslizantes (CMD) es un controlador multivariable, esta característica lo vuelve altamente compatible con el principio de operación de los convertidores CD-CD, además de estabilizar el sistema, permite mejorar el desempeño del sistema al seleccionar una superficie de deslizamiento, a pesar de perturbaciones externas y discrepancias paramétricas. La forma discreta de este controlador se puede implementar en plataformas digitales. Utkin [5] propone dos formas de realización del CMD discreto: la realización discreta de un algoritmo continuo o un diseño completamente discreto. La primera opción introduce

*chattering* por discretización, mientras en la segunda no presenta este efecto indeseado.

El determinar el modelo matemático del sistema es el primer paso para diseñar un controlador, es decir conocer la planta para poder controlarla. En [6] se modela un convertidor *Buck* utilizando el promediado de estados y se diseña un control PID discreto. En [7] se realiza una digitalización de un control por modos deslizantes de frecuencia fija para un convertidor *Buck*. En [8] se compara un control PID ante un controlador no lineal (predictivo) para un convertidor aislado *Forward*. En [9] se controla el ciclo de trabajo de un convertidor *Buck* con CMD.

En este trabajo a diferencia de [6], [7], [8] y [9] se obtiene el modelo promediado del convertidor *Push-Pull* cuya entrada es un ciclo de trabajo y su salida el voltaje que se convierte, en tiempo continuo y discreto, se realiza la comparativa entre un controlador PID discreto y un CMD de diseño discreto para evitar el efecto del *chattering*.

En la sección II se describe el modelo del sistema, en III se desarrolla el controlador PID discreto, en IV se desarrolla el controlador por modos deslizantes, en V se presentan los resultados y finalmente en la sección VI se presentan las conclusiones del trabajo.

## II. MODELADO DEL SISTEMA

El objetivo de la metodología de promediado de estados propuesta en [10] para el convertidor CD-CD es obtener un solo modelo en espacio de estados controlado por el ciclo de trabajo de la manera siguiente,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (1)$$

donde:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1(D_C) - \mathbf{A}_2(1 - D_C)$$

es la matriz de parámetros de estado promediada.

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_1(D_C) - \mathbf{B}_2(1 - D_C)$$

es la matriz de parámetros de control promediada.

$D_C$ , es el ciclo de trabajo.

### A. CONVERTIDOR PUSH-PULL

En la Fig.1 se muestra el diagrama de circuito del convertidor *Push-Pull*. El circuito posee dos interruptores activos, el transformador eleva el voltaje y otorga aislamiento

galvánico. En el análisis, el transformador se considera ideal. En este tipo de convertidores ambos interruptores comparten la potencia, el *Push-Pull* se utiliza para aplicaciones de alta potencia, a diferencia de otros convertidores que se derivan del *Buck*, que solo utilizan un transistor. El convertidor tiene un ciclo de trabajo máximo de 0.5 para cada interruptor. Es importante que ambos interruptores conmuten de manera simétrica, y que exista un tiempo muerto, para evitar saturación en el transformador [11]. En la Tabla I se muestran las etapas del circuito según el estado de conducción de los interruptores.

Los transistores nunca deben conducir en modo de conducción o activación al mismo tiempo, la etapa 4 se descarta. Del análisis de circuito en [1] se procede a modelar en espacio de estados.

Los estados de  $\mathbf{x}$  son:

$$x_1 = V_o(t) \quad (2)$$

$$x_2 = i_L(t) \quad (3)$$

#### 1. Condición de operación 1 – $Sw_1$ conduce.

El circuito equivalente es el de la Fig.2, se aplica la Ley de Corrientes de Kirchoff (LCK) en  $V_o$ .

$$i_C(t) = i_L(t) - i_R(t)$$

$$C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{1}{R} V_o(t)$$

$$\frac{dV_o(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{RC} V_o(t) \quad (4)$$

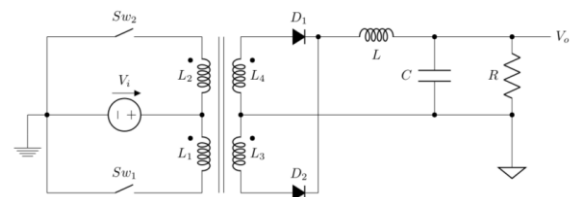


Fig. 1. Diagrama de circuito del convertidor *Push-Pull*.

TABLA I. CONDICIONES DE OPERACIÓN DEL CONVERTIDOR

Condición de operación	Sw <sub>1</sub>	Sw <sub>2</sub>
1	ON	OFF
2	OFF	OFF
3	OFF	ON
4	ON	ON

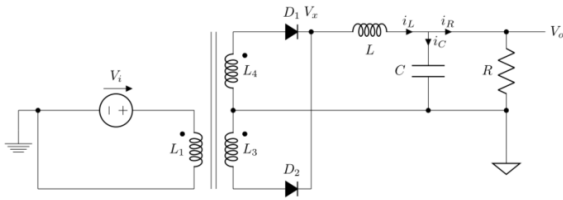


Fig. 2. Diagrama de circuito del convertidor *Push-Pull*, etapa 1.

La corriente en el inductor  $L$  es,

$$i_L(t) = \frac{1}{L} \int (nV_i(t) - V_o(t)) dt \quad (5)$$

Se deriva (5) para obtener la segunda ecuación de estado,

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{n}{L} V_i(t) - \frac{1}{L} V_o(t) \quad (6)$$

Se sustituyen las variables de estado (2), (3) en (4) y (6),

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{L} \end{bmatrix} V_i(t). \quad (7)$$

De (7) se obtiene,

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{L} \end{bmatrix}.$$

2. Condición de operación 2 –  $Sw_2$  conduce.

El circuito equivalente es el de la Fig.3, se aplica LCK en  $V_o$ ,

$$i_c(t) = i_L(t) - i_R(t)$$

$$C \frac{dV_o(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{1}{R} V_o(t)$$

Se despeja la primer ecuación de estado definida por (4).

El voltaje en el inductor es,

$$i_L(t) = -\frac{1}{L} \int V_o(t) dt \quad (8)$$

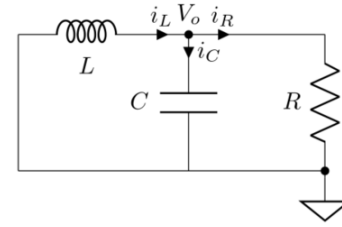


Fig. 3. Diagrama de circuito del convertidor *Push-Pull*, etapa 2.

Se deriva (8) para obtener la ecuación de estado,

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} V_o(t). \quad (9)$$

Se sustituyen las variables de estado (2) y (3) en (4) y (9),

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

De (10) se obtiene,

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = 0.$$

## B. PROMEDIADO DE ESTADOS

Utilizando las matrices  $A_1$  y  $A_2$  se obtiene  $A$ ,

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}$$

Utilizando las matrices  $B_1$  de (7) y  $B_2$  de (10) se obtiene  $B$ ,

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{L} D_C(t) \end{bmatrix}$$

Se presentan las matrices  $A$  y  $B$  en la forma de espacio de estados promediada de la ecuación (1),

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{n}{L} D_C(t) \end{bmatrix} V_i(t) \quad (11)$$

### C. LINEALIZACIÓN DEL MODELO PROMEDIADO

El modelo de la Ec. (11) es no lineal, a causa del producto de dos funciones del tiempo ( $D_c(t)V_i(t)$ ), se linealiza el sistema si se considera el voltaje de entrada constante al sustituir  $V_i(t)$  por una constante  $V_i > 0$ . El promediado de estados permite establecer el ciclo de trabajo como la entrada al sistema, se define entonces al ciclo de trabajo  $D_c(t)$  en la entrada  $u(t)$ ,

$$u(t) = D_c(t)$$

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{x}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{nV_i}{L} \end{bmatrix} u(t) \quad (12)$$

### D. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA

Se toman las ecuaciones diferenciales  $\dot{x}_1$  y  $\dot{x}_2$  de (12),

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{1}{RC}x_1 + \frac{1}{C}x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{1}{L}x_1 + \frac{nV_i}{L}u(t) \end{aligned}$$

se sustituye en  $x_1 = V_o(t)$  y  $x_2 = i_L(t)$ , se determina la transformada de Laplace de la ecuación resultante. Se consideran las condiciones iniciales cero para obtener la ecuación en forma de función de transferencia.

$$G(s) = \frac{V_o(s)}{D_c(s)} = \frac{\frac{nV_i}{LC}}{s^2 + \frac{1}{RC}s + \frac{1}{LC}} \quad (13)$$

### E. PARÁMETROS DEL SISTEMA

Los parámetros se muestran en la Tabla II y son los parámetros de los componentes de un circuito experimental.

### VALIDACIÓN Y COMPENSACIÓN DEL MODELO

Se realiza la validación del modelo matemático al compararse con la respuesta del simulador de circuitos Simscape, que funciona dentro del entorno de Simulink. Se utilizan los parámetros de la Tabla II para simular el circuito y el modelo matemático. Se considera lo expuesto en [12] que utiliza una metodología para mejorar el modelo promediado por medio de un factor de corrección basado en el voltaje de entrada, ciclo de trabajo y en el voltaje de salida.

Por lo anterior, se propone el factor de corrección  $K_G$ ,

$$K_G = 2.029 \times 10^{-7} (100D_c)^4 - 2.363 \times 10^{-5} (100D_c)^3 + 0.001003 (100D_c)^2 - 0.01917 (100D_c) + 2.123,$$

Con la corrección se obtiene una respuesta del modelo matemático similar a la simulación del circuito en Simscape, como lo muestra la Fig.4.

## III. CONTROL PID DISCRETO

Para el control PID discreto, se discretiza el algoritmo a partir de un diseño continuo y se utiliza la función de transferencia de la ecuación (13).

### A. REQUERIMIENTOS DE DISEÑO

Para diseñar y establecer los requerimientos de diseño del control PID se toman en cuenta las recomendaciones de [13]:

- Cero sobreimpulso,
- Error cero en estado estacionario
- Margen de fase entre 45 y 70°
- En el lugar de las raíces los polos no deben entrar en el semiplano derecho del plano complejo

El margen de ganancia debe ser mayor de 30dB.

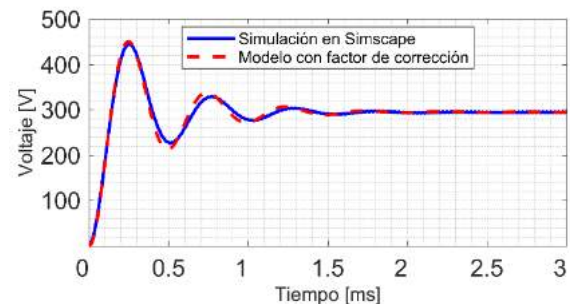


Fig. 4. Simulación de circuito y función de transferencia compensada en Simulink

TABLA II. PARÁMETROS DEL SISTEMA.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Carga	$R$	964	$[\Omega]$
Inductancia	$L$	29.7	$[mH]$
Capacitancia	$C$	200	$[nF]$
Voltaje de entrada	$V_i$	24	$[V]$
Relación de transformador	$n$	19	-
Frecuencia de conmutación	$f$	40	$[kHz]$

Se utiliza el Control System Designer de MATLAB para realizar el diseño en frecuencia del controlador (27) que cumple con los requerimientos de diseño,

$$C(s) = \frac{0.3106(s+3705)(s+16430)}{(s+12.89)(s-3156000)} \quad (14)$$

## B. DISCRETIZACIÓN

Para llevar a cabo la discretización del controlador de la ecuación (27) se considera la metodología que se desarrolla en [4]: se diseña un controlador para la planta continua, se transforma el controlador continuo a un controlador discreto al utilizar una técnica de transformación que retenga las propiedades de estabilidad y en frecuencia ( $0 \rightarrow f_s/2$ ), se sintoniza una ganancia proporcional hasta cumplir los requerimientos de diseño y se verifica la respuesta en el tiempo, se repite hasta cumplir los requerimientos. Se determina que la técnica de *Pole-zero matching* retiene las propiedades de (14) después del muestreo a la  $f_s = 40\text{kHz}$ . Se tiene un sobreimpulso en el sistema al usar el controlador de (15), el cual se corrige en (16) para obtener el controlador discreto sintonizado de (17).

$$C(z) = \frac{0.0043874(z-0.7713)(z-0.815)}{z(z-1)} \quad (15)$$

$$C_{\text{sim}}(z) = 0.9 \times C(z) \quad (16)$$

$$C_{\text{sim}}(z) = \frac{0.0039486(z-0.7713)(z-0.815)}{z(z-1)} \quad (17)$$

En la Fig. 5 se muestra la respuesta en el tiempo del continuo, del PID discreto y PID con sintonización proporcional. En la Fig. 6 se muestra la comparación de las respuestas en frecuencia del controlador continuo y su contraparte discreta, esta forma se valida la discretización del PID.

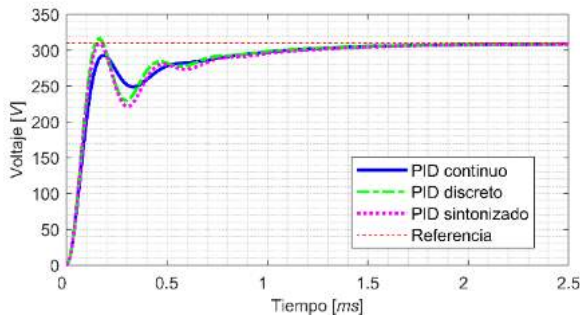


Fig. 5. Respuesta en el tiempo del SC continuo, discreto y sintonizado.

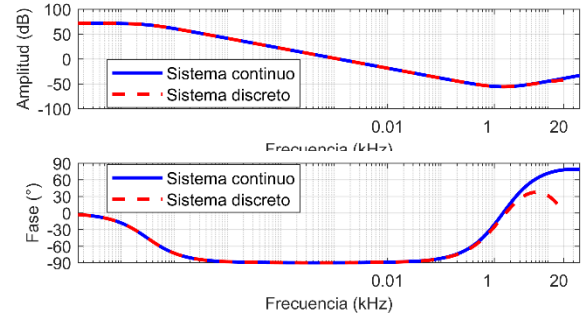


Fig. 6. Respuesta en frecuencia del controlador continuo y discreto

## IV. CMD DISCRETO

En [14] se propone una ley de control por modos deslizantes en tiempo discreto para un sistema incierto,

$$\mathbf{x}(k+1) = (A_s + \Delta A_s)\mathbf{x}(k) + B_s u(k) + f(k) \quad (18)$$

Donde  $\mathbf{x}$  es el vector de estados,  $A_s \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$  es la matriz de estados,  $\Delta A_s \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$  es la matriz de incertidumbre de estados,  $B_s \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$  es el vector de control,  $u(k) \in \mathbb{R}$  es la entrada de control,  $f(k) \in \mathbb{R}^{2 \times 1}$  es la función de perturbación.  $\Delta A_s$  y  $f(k)$  cumplen con las condiciones de *matching*

$$\Delta A_s = B_s \tilde{A}_s, \quad f = B_s \tilde{f}$$

entonces el sistema puede ser descrito como,

$$\mathbf{x}(k+1) = A_s \mathbf{x}(k) + B_s [u(k) + d(k)]$$

donde  $d(k) = \tilde{A}_s \mathbf{x}(k) + \tilde{f}(k)$ .

Se define  $\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}_d - \mathbf{x}(t)$ ,  $s(k) = C^T \mathbf{e}(t)$ .

La ley de control es,

$$u(k) = \{C^T B\}^{-1} \{C^T \mathbf{x}_d(k+1) - C^T A \mathbf{x}(k) + q s(k) - \eta \text{sgn}[s(k)]\} \quad (19)$$

donde  $\eta$ ,  $q$ ,  $c$  son constantes positivas,  $c$  debe ser Hurwitz,

$$C = [c \quad 1]^T, \quad 0 < q < 1, \quad |d| < D, \quad C^T B D < \eta.$$

Del análisis de estabilidad en [14], se concluye que si  $C^T B D < \eta$ ,  $s(k)$  converge a  $C^T B D + \eta$ .

### A. DISEÑO DEL CONTROLADOR

Para utilizar este controlador, se transforma (13) a espacio de estados y se redefine como,  $x_1 = V_o$ ,  $x_2 = \frac{dV_o}{dt}$ .

Se obtienen las matrices,

$$A_c = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{1}{LC} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix}, \quad B_c = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{nV_i}{LC} \end{pmatrix}.$$

Se discretizan las matrices al utilizar la transformada bilineal a una  $f_s = 40kHz$ .

$$A_{c_s} = \begin{pmatrix} 0.9518 & 1 \times 10^{-5} \\ -3857 & 0.8329 \end{pmatrix}, \quad B_{c_s} = \begin{pmatrix} 43.53 \\ 3.483 \times 10^6 \end{pmatrix}.$$

En [15] se propone una metodología de diseño de superficie de deslizamiento para sistemas lineales discretos en espacio de estados en la forma de (18).

Los pasos para el diseño son:

1. Selección de una matriz  $Q \geq 0$  al considerar el peso relativo de cada estado.
2. Obtener una ganancia estabilizadora  $K$ .  
Se resuelve de manera computacional la ecuación de Lyapunov para obtener  $P$ .

$$(A_{c_s} - B_{c_s}K)^{-1}P(A_{c_s} - B_{c_s}K) - P + Q = 0 \quad (20)$$

3. Se calcula el coeficiente de deslizamiento  $c_1 = P_{22}^{-1}P_{12}$ .

Se selecciona la matriz,

$$Q = \begin{pmatrix} 500000000 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

En la cual el mayor peso se encuentra en  $x_1 = V_o$ . Con esta matriz también se obtiene una ganancia estabilizadora  $K$ . Se utiliza  $LQR$  al sustituir parámetros  $A_s$ ,  $B_s$ ,  $Q$  y  $R$ , donde  $R$  es una matriz positiva definida y denota el costo del control.

Sea  $R = 1$ , se calcula  $K$  con  $LQR$  con las matrices  $A_{c_s}$ ,  $B_{c_s}$ ,  $Q$ ,

$$K = \begin{pmatrix} 0.0039 \\ 3.019 \times 10^{-7} \end{pmatrix}$$

Se resuelve de forma computacional (20) para obtener  $P$

$$P = \begin{pmatrix} 1.3944 \times 10^9 & 1.1180 \times 10^4 \\ 1.1180 \times 10^4 & 1.1398 \end{pmatrix}$$

Para obtener el coeficiente de deslizamiento  $c$  con los elementos de  $P$ ,

$$c = 9.8094 \times 10^3$$

Se considera una cota máxima de perturbación  $D = 50$ , para calcular  $\eta = C^T B D + 0.1$ ,

$$\eta = 1.9541 \times 10^8$$

Finalmente se define  $q = 0.5$  el cual es un parámetro de sintonización.

## V. RESULTADOS

### A. CONDICIONES IDEALES

En la Fig.7 se muestra la respuesta en el tiempo del CMD discreto y del PID discreto para una referencia de 310 V en condiciones iniciales, es decir, sin ruido ni variaciones de parámetros.

El CMD converge más rápido, ambos cumplen con el requerimiento de cero sobreimpulso.

### B. VARIACIONES PARAMÉTRICAS

En la Fig. 8 se muestra la respuesta en el tiempo del CMD discreto y del PID discreto para una referencia de 310 V ante un sistema con los parámetros de la Tabla III.

El CMD converge más lento, sin embargo, no tiene sobreimpulso. A diferencia del PID que es estable, pero presenta un transitorio.

### C. RUIDO

En la Fig. 9 se muestra la respuesta en el tiempo del CMD discreto y del PID discreto para una referencia de 310 V, con ruido aleatorio de  $\pm 5V$  a una frecuencia de 20kHz en la realimentación de voltaje.

TABLA III. PARÁMETROS DEL SISTEMA 2.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidades
Carga	$R$	100	[ $\Omega$ ]
Inductancia	$L$	100	[ $mH$ ]
Capacitancia	$C$	100	[ $nF$ ]
Voltaje de Entrada	$V_i$	23	[ $V$ ]
Relación de transformador	$n$	19	-



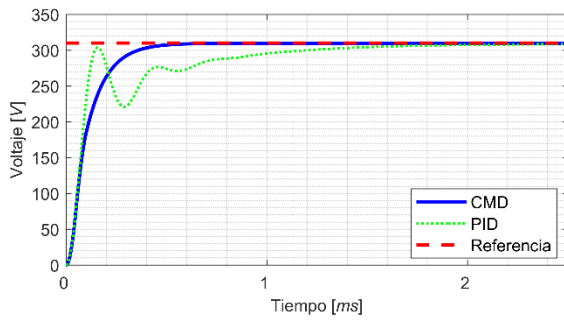


Fig. 7. Respuesta ideal del CMD y PID discretos.

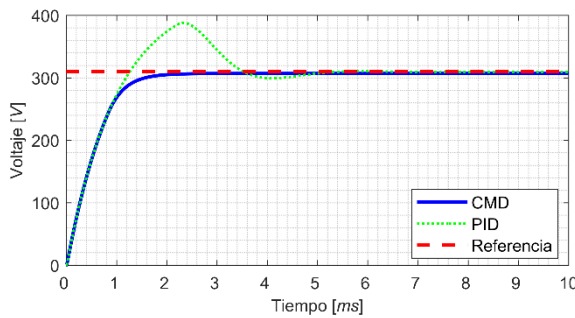


Fig. 8. Respuesta con variación paramétrica del CMD y PID discretos.

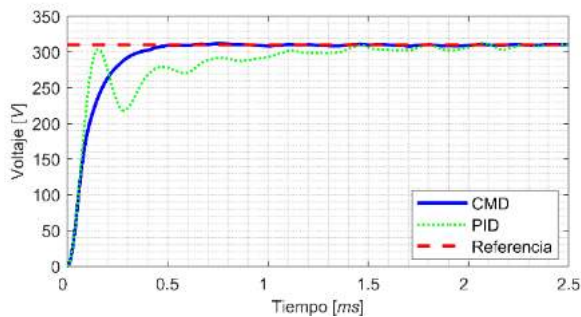


Fig. 9. Respuesta con variación paramétrica del CMD y PID discretos.

El CMD y el PID se desempeñan de forma adecuada ante la señal de ruido en su realimentación.

## VI. DISCUSIÓN

Con respecto a los trabajos [6], [7], [8] y [9] se tiene como aporte en este trabajo la utilización del circuito *Push-Pull* y la comparación de ambos controles en tiempo discreto. Con los resultados anteriores se muestra que el CMD discreto otorga un desempeño superior al PID discreto bajo condiciones de operación típicas.

## VII. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se diseñaron y simularon dos estrategias de control, PID discreto y CMD discreto. Los cuales se emplean para controlar el ciclo de trabajo del convertidor CD-CD *Push-Pull*. Los controladores soportan el ruido en la realimentación, sin embargo, el CMD discreto se comporta de manera adecuada ante discrepancias paramétricas a diferencia del PID.

En la Tabla IV se sintetizan las ventajas y desventajas de ambos controladores.

TABLA IV. VENTAJAS Y DESVENTAJAS DEL PID DISCRETO Y CMD DISCRETO.

CONTROL	VENTAJAS	DESVENTAJAS
CMD	<ul style="list-style-type: none"> <li>Se ajusta el comportamiento del sistema con la selección de la superficie de deslizamiento.</li> <li>Soporta variaciones paramétricas.</li> <li>Soporta ruido en las mediciones.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Posible <i>chattering</i>.</li> </ul>
PID	<ul style="list-style-type: none"> <li>Requiere bajo poder computacional.</li> <li>Sintonizable en el campo.</li> <li>Soporta ruido en las mediciones.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>Sensible a perturbaciones paramétricas.</li> </ul>

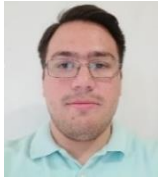
## REFERENCIAS

- [1] D. Hart, Power electronics, New York: McGraw-Hill, 2011.
- [2] D. Czarkowski, «DC-DC Converters,» de *Power Electronics Handbook : Devices, Circuits and Applications*, M. Rashid, Ed., Burlington, Elsevier, 2006, pp. 249-256.
- [3] R. Erickson and D. Maksimović, Fundamentals of power electronics, Norwell, Mass: Kluwer Academic, 2001.
- [4] M. Sami Fadali y A. Visioli, Digital control engineering : analysis and design, Waltham, Mass: Academic Press, 2013.
- [5] V. Utkin, J. Guldner y J. Shi, Sliding mode control in electromechanical systems, Boca Raton, FL London: CRC Press Taylor & Francis distributor, 2009.
- [6] D. Maksimovic y R. Zane, «Small-Signal Discrete-Time Modeling of Digitally Controlled PWM Converters,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 2552-2556, 11 2007.
- [7] S. Guo, X. Lin-Shi, B. Allard, Y. Gao y Y. Ruan, «Digital Sliding-Mode Controller For High-Frequency DC/DC SMPS,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1120-1123, 5 2010.
- [8] J. Liu, Y. Shen, X. Li, H. Su y J. Chen, «Comparison of two control algorithms for forward DC-DC converters,» de *Proceedings of the 33rd Chinese Control Conference*, 2014.

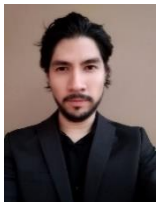
- [9] Y. Zhao, W. Qiao y D. Ha, «A Sliding-Mode Duty-Ratio Controller for DC/DC Buck Converters With Constant Power Loads.» *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 1448-1458, 3 2014.
- [10] R. D. Middlebrook y S. Cuk, «A general unified approach to modelling switching-converter power stages.» de *1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1976.
- [11] I. Batarseh y A. Harb, *Power electronics : circuit analysis and design*, Cham: Springer, 2018.
- [12] A. K. Jha, S. Gairola, R. Gupta y R. K. Saxena, «Compensated average modeling for a buck converter control.» de *2014 Innovative Applications of Computational Intelligence on Power, Energy and Controls with their impact on Humanity (CIPECH)*, 2014.
- [13] J. F. Silva y S. Ferreira Pinto, «Advanced Control of Switching Power Converters.» de *Power Electronics Handbook : Devices, Circuits and Applications*, M. Rashid, Ed., Burlington, Elsevier, 2006, pp. 249-256.
- [14] J. Liu y X. Wang, *Advanced sliding mode control for mechanical systems : design, analysis and MATLAB simulation*, Berlin Beijing: Springer Tsinghua University Press, 2012.
- [15] B. Bandyopadhyay, F. Deepak y K.-S. Kim, *Sliding Mode Control Using Novel Sliding Surfaces*, Springer Berlin Heidelberg, 2009.

profesor con el departamento de Eléctrica-Electrónica en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen el control no lineal de máquinas eléctricas.

## BIOGRAFÍAS



**MARCO ANTONIO JIMÉNEZ QUIROZ** actualmente es estudiante de Ingeniería Mecatrónica en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen el control no lineal de convertidores CD-CD.



**MARTÍN ALFREDO ALARCÓN CARBAJAL** recibió el título de Ingeniero Mecatrónico por el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 2016. Actualmente se encuentra matriculado en el programa de Maestría en Ciencias de la Ingeniería en el Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán. Sus líneas de investigación actuales incluyen: control digital, algoritmos de control no lineal, sistemas electrónicos de potencia y energías renovables.



**JOEL JOSUÉ ONTIVEROS MIRELES** en 2010 obtuvo el grado de Ingeniero Eléctrico por el Tecnológico Nacional de México/Campus Culiacán. El grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería, en la especialidad de Mecatrónica y Control por el Tecnológico Nacional de México en el 2016. Actualmente es estudiante del Doctorado en Ciencias de la Ingeniería en la línea de Instrumentación y Control. Las líneas de interés son: el control de inversores para aplicaciones en sistemas fotovoltaicos y generación de energía eléctrica mediante fuentes renovables.



**GUILLERMO JAVIER RUBIO ASTORGA** recibió el título de Ingeniero Eléctrico del Tecnológico Nacional de México, Campus Culiacán en 1998, obtuvo el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Eléctrica y el grado de Doctor en Ciencias en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios Avanzados del IPN, Campus Guadalajara en 2001 y en 2013 respectivamente. Es