

# Análisis y Desarrollo de un Esquema de Control DMC para Convertidores CC-CC

Claudia Gómez, Homero Miranda–Vidales, Jorge Almaguer,  
Víctor M. Cárdenas–Galindo

*Centro de Investigación y Estudios de Posgrado  
Facultad de Ingeniería – UASLP. Manuel Nava No. 8, CP: 78290,  
Zona Universitaria, San Luis Potosí, S.L.P., MEXICO,  
(e-mail: claudia.gomez@alumnos.uaslp.edu.mx, hmirandav@uaslp.mx,  
jorge.almaguer@alumnos.uaslp.edu.mx, vcardena@uaslp.mx)*

---

**Abstract:** En este trabajo se presenta el desarrollo de un algoritmo de control predictivo basado en modelo, a través de un controlador de matriz dinámica (DMC), aplicado a convertidores de electrónica de potencia CC-CC. Los objetivos de control para cada uno de los convertidores es mantener la tensión de salida regulada ante cambios de carga. La motivación para el uso estructura del control DMC radica en que no se requiere el uso de un modelo matemático para la sintonización del mismo, siendo una ventaja para sistemas cuyo modelado es complejo o con un número elevado de estados, siempre y cuando su dinámica sea estable.

*Keywords:* Voltage amplifiers, Power converters, Power electronics, Automatic control, Predictive control.

---

## 1. INTRODUCCIÓN

Desde hace varias décadas la electrónica de potencia es una herramienta fundamental para la conversión y acondicionamiento de la energía eléctrica. Gracias a la gran familia de convertidores electrónicos de potencia y a los avances tecnológicos; especialmente en el desarrollo de semiconductores de potencia, así como dispositivos digitales con prestaciones de gran velocidad de cómputo y capacidad de almacenamiento, es posible lograr objetivos de control que demandan las aplicaciones en los sistemas de conversión de la energía eléctrica; especialmente en micro-redes y redes inteligentes. Entre los convertidores electrónicos de potencia se encuentran los convertidores corriente continua a corriente continua (CC-CC) cuyas aplicaciones que se reportan van desde las fuentes de alimentación reguladas, accionamientos eléctricos, cargadores de baterías, acoplamiento y acondicionamiento de energía en vehículos híbridos, vehículos eléctricos, aeroespacial, entre otros. En este tipo de convertidores, la fuente de entrada puede ser no regulada y el esquema de control deberá ajustar la tensión de salida mediante técnicas de modulación por ancho de pulso (PWM); a través del encendido y apagado de los interruptores de potencia, se logra que la tensión de salida así como la corriente de carga se mantengan en sus valores deseados. Entre los convertidores más utilizados se encuentran los convertidores elevadores (*Boost*), en el cual la tensión de entrada  $V_i$  es menor a la tensión de salida  $V_o$ . En la literatura especializada se encuentran entre otras aplicaciones, que la topología boost se emplea como etapa intermedia en el acoplamiento de paneles solares y en conjunto con un inversor el arreglo de paneles se interconectan a la red de suministro eléctrico (Walker and Sernia (2004); Sankar et al. (2013)), también se reportan aplicaciones

para generación termoeléctrica de alta eficiencia (Carlson et al. (2010)). Aplicaciones como gestores de energía en las microredes en CC se estudian en (Claudio et al. (2015)), asimismo es implementado para el control de vehículos eléctricos (Nakahama et al. (2010)). Las estrategias de control que se emplean en este tipo de convertidores y que han sido estudiadas, se encuentran los basados en lógica difusa (Jawhar et al. (2006); Panda et al. (2015); Deepa et al. (2014)) en los cuales no se requiere del conocimiento a *priori* del modelo del proceso a controlar; sin embargo se precisa de un periodo de aprendizaje del control para optimizar los resultados. También se reportan esquemas basados en redes neuronales (Wai et al. (2012); Konghuay-rob and Kaitwanidvilai (2012)), donde se requiere de un arduo entrenamiento al esquema de redes para lograr la sintonización de los pesos de las interconexiones de la estructura neural; así mismo, se reportan esquemas basados en compensadores PI, donde el modelado de la topología, así como la síntesis del mismo es necesaria para la adecuada sintonización del esquema de control (Fereshtehpoor et al. (2014); Halder (2014)); en (Morales-Saldana et al. (2014)) se desarrolla un controlador de corriente programada, el cual consta de dos lazos, uno externo para la regulación de la tensión de salida, este lazo permite construir la referencia en corriente para el seguimiento del lazo interno. En este artículo se analiza y desarrolla una ley de control basada en el esquema de control de matriz dinámica DMC; el cual tiene la ventaja, sobre los esquemas de control anteriormente mencionados, de que no requiere de un proceso de modelado de la topología en cuestión para alcanzar los objetivos de control. El esquema DMC se aplica a tres topologías de convertidores CC-CC: Boost, flyback y cuadrático, los cuales tienen la característica de elevar la tensión de entrada. Este trabajo está organizado de la siguiente manera: la

sección 2 muestra las principales características de los convertidores de potencia. El esquema de control DMC se explica y desarrolla en la sección 3, los resultados de aplicación se exhiben en la sección 4 y finalmente las conclusiones se exponen en la sección 5.

## 2. TOPOLOGÍAS DE LOS CONVERTIDORES CC-CC ELEVADORES

En esta sección se describen las características principales de los convertidores. En la figura 1 se ilustran las tres topologías; tal como se puede apreciar, cada una de ellas está gobernada por el encendido y apagado del interruptor de potencia (MosFET) y otros dispositivos semiconductores, así como condensadores e inductores. En todos los casos el esquema de control debe cumplir con los objetivos establecidos para la correcta regulación de la tensión de salida. El lograr el objetivo de control se traduce en manipular el encendido y apagado del interruptor mediante el ciclo de trabajo  $d$  del mismo. En la figura 1(a) se muestra el convertidor *boost* tradicional, el cual consta de un inductor, un condensador y un diodo rectificador. Que de acuerdo a los objetivos operativos los elementos pasivos y activos se seleccionan con el fin de trabajar dentro de los límites de seguridad permisibles sin ocasionar daño al circuito. La figura 1(b) corresponde a un convertidor *flyback*. Esta topología es un convertidor aislado, que tiene la posibilidad de lograr un incremento en el ratio de conversión en comparación con el convertidor *boost* gracias a la relación de transformación ( $N_T$ ) que el transformador de acoplamiento presenta. Finalmente la figura 1(c) muestra la topología de un convertidor cuadrático con un sólo interruptor. En esta topología la estructura está compuesta por tres diodos rectificadores de alta velocidad de respuesta, dos inductores y un condensador. En (Morales-Saldana et al. (2014)) se explican las características a detalle en donde el modelo, a diferen-

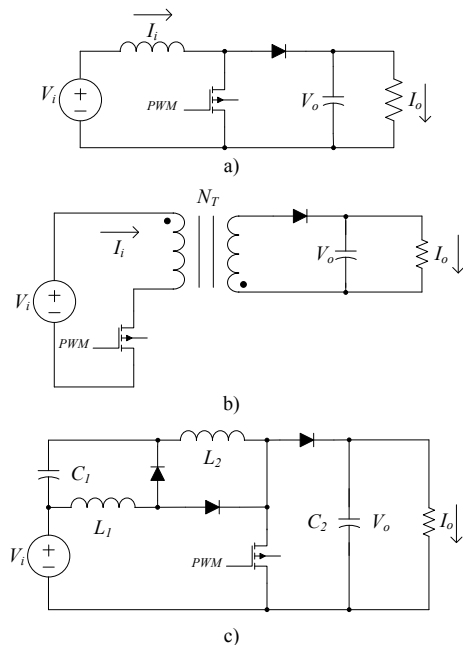


Fig. 1. Topologías CC-CC elevadoras a) Convertidor boost, b) Convertidor *Flyback*, c) Convertidor cuadrático.

cia de las topologías anteriores, corresponde a un sistema de cuatro estados.

## 3. ANÁLISIS Y DESARROLLO DEL ESQUEMA DE CONTROL DE MATRIZ DINÁMICA – DMC

El control DMC es un esquema que está clasificado dentro de los esquemas de control predictivos basados en modelo (MPC). Una de las principales ventajas del control DMC es que no requiere la información del sistema para realizar el control, el modelado se obtiene a través de la aplicación de un escalón unitario de prueba; mediante el cual se adquiere el conocimiento del sistema a controlar. Siendo una característica ideal para plantas en las cuales la obtención de su modelo matemático es complejo; de la misma manera, es útil en plantas cuyos parámetros pueden variar por la acción del tiempo. Posee además una sintonización sencilla de los parámetros de desempeño del controlador. A continuación se describen las partes del algoritmo DMC.

### 3.1 Modelo del Sistema

El modelado del sistema es un factor clave del esquema DMC, existen diversos tipos de modelado para la dinámica del proceso; el DMC implementa un modelo basado a través de la respuesta al escalón, es decir el control entrega una señal escalón de prueba a la planta y mediante un muestreo constante la respuesta del sistema se almacena en la variable  $g$ . El proceso de muestreo se ilustra en la figura 2, donde la salida del sistema queda expresada como (1).

$$y[n] = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u[n-i] \quad (1)$$

### 3.2 Función Objetivo

Dentro del esquema de control una parte primordial es la función objetivo, en dicha función pueden incluirse entre otros; el error de seguimiento entre la salida y referencia  $\omega$ , la cual está dada para alcanzar a la señal de referencia  $r[n]$ , además es posible penalizar el esfuerzo del control. Dependiendo de los pesos seleccionados, la señal  $\omega$  puede presentar una tendencia de incremento suave o un comportamiento más abrupto en el seguimiento. En

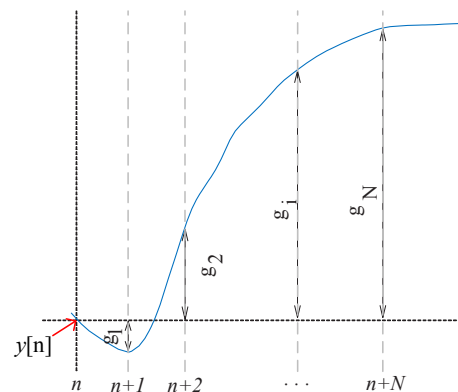
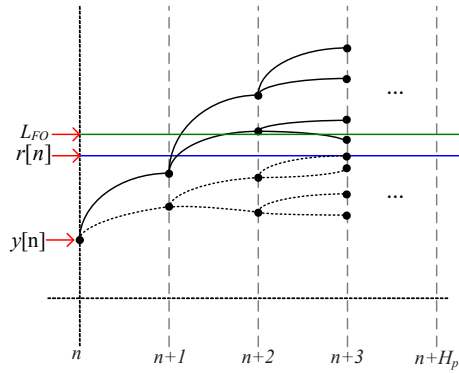


Fig. 2. Respuesta al escalón.


 Fig. 3. Horizontes  $H_c$  y  $H_p$ .

(2)  $\delta$  marca los errores de seguimiento y  $\lambda$  penaliza los esfuerzos en control.

$$J = \sum_{j=n}^{n+H_p} \delta [j] (\hat{y}[n+j] - \omega[n+j])^2 + \sum_{j=1}^{H_c} \lambda [j] (\Delta u[n+j-1])^2 \quad (2)$$

Donde  $\hat{y}$  es la predicción de la salida,  $H_c$  se define como el horizonte de control,  $H_p$  es el horizonte de predicción, y  $\Delta u$  es el control diferencial equivalente a  $\Delta[u] = u[n] - u[n-1]$ . Cada uno de los horizontes se ilustra en la figura 3, en donde se aprecia que para el instante de muestreo  $n$  se predicen dos acciones de control. La respuesta correspondiente a la línea continua se aproxima más a la referencia  $r[n]$  en  $y[n+1]$ ; sin embargo dicha acción provoca que en  $y[n+2]$  el control supere la referencia, provocando que la acción de control salga de los límites físicos de operación ( $L_{FO}$ ) de la planta. Por otro lado, la trayectoria punteada posee en  $y[n+1]$  un punto de menor magnitud que el trazo continuo, teniendo un comportamiento más suave en el seguimiento de  $r[n]$  sin excederla en  $y[n+2]$ , el número de muestras que se predicen se define como el horizonte de predicción  $H_p$ , y la cantidad de leyes de control que se estiman por cada punto en cada muestra se define por el horizonte de control  $H_c$ , la determinación de dichos horizontes para el control depende de cada proceso, sin embargo en este trabajo se considera que  $H_p$  contiene las muestras necesarias para llegar al estado estable.

### 3.3 Algoritmo de Control

La aplicación del algoritmo se realiza mediante la siguiente secuencia:

- (1) Se obtiene la salida del sistema  $y[n]$
- (2) Se estima la respuesta libre  $f$
- (3) Se determina el control  $\Delta u = \mathbf{L}(\omega - f)$
- (4) Se obtiene la señal de control  $u[n] = u[n-1] + \Delta u$

Con el fin de obtener la predicción de las futuras salidas del sistema, se toma el modelo reconstruido a partir de la respuesta al escalón. Dado que el objetivo es controlar la planta y no el modelo de predicción, se toma

en cuenta una perturbación  $\hat{p}$  la cual se considera la retroalimentación del sistema, ya que de no ser considerada únicamente se tendría el control en lazo abierto. Por lo tanto los valores de la predicción de la salida  $\hat{y}$  en cualquier instante  $k$  a lo largo del horizonte de control queda definido por:

$$\hat{y}[n+k] = \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i] + \hat{p}[n+k] \quad (3)$$

Separando el modelo de predicción (3) en términos pasados y futuros se obtiene:

$$\hat{y}[n+k] = \sum_{i=1}^k g_i \Delta u[n+k-i] + \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i] + \hat{p}[n+k] \quad (4)$$

Definiendo la perturbación como la desviación que existe en el instante actual entre la salida y la salida estimada, es decir:  $\hat{p}[n] = y_m[n] - \hat{y}[n]$ ; asumiendo que la perturbación se considera constante en todo el horizonte de predicción y recordando que  $\hat{y}[n]$  se desprende de (1) se obtiene:

$$\hat{y}[n+k] = \sum_{i=1}^k g_i \Delta u[n+k-i] + \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i] + y_m[n] - \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u[n-i] \quad (5)$$

El término  $f[n+k]$  se define como la respuesta libre del sistema y está dada por:

$$f[n+k] = \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i] + y_m[n] - \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u[n-i] \quad (6)$$

Realizando un cambio y tratamiento de variables en (6) resulta:

$$f[n+k] = \sum_{i=1}^{\infty} g_{i+k} \Delta u[n-i] + y_m[n] - \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u[n-i] \quad (7)$$

debido a que los índices en las sumatorias son idénticos y considerando que el proceso es asintóticamente estable, la respuesta en el  $i$ -ésimo instante  $g_i$  es aproximada con respecto a la  $k$ -ésima muestra, es decir  $g_i \approx g_{i+k}$ . Por lo tanto la respuesta al escalón tiende a ser estable después de  $N$  periodos; por lo cual no es necesario considerar para la respuesta libre todo el rango de valores, de manera que (7) queda expresada tal como sigue:

$$f[n+k] = y_m[n] + \sum_{i=1}^N (g_{k+i} - g_i) \Delta u[n-i] \quad (8)$$

En donde (8) representa la respuesta del sistema que no depende de las señales de control futuras, entonces el modelo de predicción puede definirse como:

$$\hat{y}[n+k] = \sum_{i=1}^k g_i \Delta u[n+k-i] + f[n+k] \quad (9)$$

A partir de (9) la predicción de la salida en cada instante  $k$  de  $\hat{y}[n+k]$  con un determinado horizonte de control  $H_c$  estará definido por (10),

$$\begin{aligned} \hat{y}[n+1] &= g_1 \Delta u[n] + f[n+1] \\ \hat{y}[n+2] &= g_2 \Delta u[n] + g_1 \Delta u[n+1] + f[n+2] \\ &\vdots \\ \hat{y}[n+H_p] &= \sum_{i=H_p-H_c+1}^{H_p} g_i \Delta u[n+H_p-i] + f[n+H_p] \end{aligned} \quad (10)$$

Con el fin de simplificar los cálculos se define la matriz dinámica  $\mathbf{G}$ ,

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & \dots & 0 \\ g_2 & g_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{H_c} & g_{H_c-1} & \dots & g_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{H_p} & g_{H_p-1} & \dots & g_{H_p-H_c+1} \end{bmatrix} \quad (11)$$

tal que  $\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f}$ . Como ya se mencionó previamente, el vector de control  $\mathbf{u}$  se obtiene a partir de la minimización de la función objetivo  $J$ . De tal forma que para encontrar  $\mathbf{u}$  únicamente se evalúa  $\frac{dJ}{d\mathbf{u}} = 0$ , por lo que resulta la siguiente expresión.

$$\mathbf{u} = (\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T \delta (\mathbf{f} - \mathbf{w}) \quad (12)$$

Cabe mencionar que el vector de control  $\mathbf{u}$  contiene las señales de control para la planta con un horizonte  $H_p$ ; sin embargo, únicamente el primer elemento de la señal de control correspondiente al control incremental  $\Delta \mathbf{u}$  se implementa. Lo anterior se debe a que durante el proceso pueden ocurrir perturbaciones las cuales no fueron contempladas por la estimación de salidas futuras; por lo tanto únicamente se envía la primera señal de control, se aplica y se recorre la muestra actual, así como los horizontes  $H_p$  y  $H_c$ , y en el siguiente periodo de muestreo se volverá a ejecutar el algoritmo. Por lo tanto el proceso de control se realiza entre cada instante de muestreo.

Para encontrar  $\Delta \mathbf{u}$  se considera la primer línea de  $(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{G}^T \delta = \mathbf{L}$  la cual multiplica al vector de la diferencia de la referencia  $\omega$  y la respuesta libre, por lo que  $\Delta \mathbf{u}$  se obtiene mediante (13).

$$\Delta u = \mathbf{L}(\omega - \mathbf{f}) \quad (13)$$

#### 4. IMPLEMENTACIÓN DEL ESQUEMA DMC A LOS CONVERTIDORES CC-CC ELEVADORES

Con el propósito de mostrar el comportamiento del esquema DMC, se realizan simulaciones para cada una de las topologías de la figura 1, los parámetros para cada escenario se muestran en la tabla 1 y los resultados de simulación se obtienen a partir de la co-simulación entre Simulink®/Matlab® y PLECS®. Con el fin de obtener mejores resultados, se añade ruido gaussiano de magnitud

Tabla 1. Parámetros de simulación.

Control					
Caso 1		Caso 2		Caso 3	
$N$	30	$N$	30	$N$	30
$H_p$	10	$H_p$	10	$H_p$	10
$H_c$	5	$H_c$	5	$H_c$	5
$\lambda$	40	$\lambda$	2100	$\lambda$	500
$f_s$	200 Hz	$f_s$	250 Hz	$f_s$	500 Hz
Convertidor					
Caso 1		Caso 2		Caso 3	
$V_i$	12 V	$V_i$	24 V	$V_i$	12 V
$V_o$	24 V	$V_o$	75 V	$V_o$	48 V
$f_{sw}$	50 kHz	$f_{sw}$	20 kHz	$f_{sw}$	50 kHz
$C_o$	320 $\mu$ F	$C_o$	320 $\mu$ F	$C_1$	220 $\mu$ F
$R$	12 $\Omega$	$R$	12 $\Omega$	$C_2$	470 $\mu$ F
$L_i$	480 $\mu$ H			$R$	96 $\Omega$
				$L_1$	150 $\mu$ H
				$L_2$	200 $\mu$ H

máxima de  $2V_p$ , como una perturbación en alta frecuencia, en la señal de tensión de salida. Esta señal de ruido se aplica a todos los casos de simulación. Cabe mencionar que la implementación física de dicho algoritmo permite la inclusión de filtros para las señales medidas, debido al proceso de muestreo; el cual incorpora la dinámica del filtro al modelo obtenido por la señal escalón de prueba.

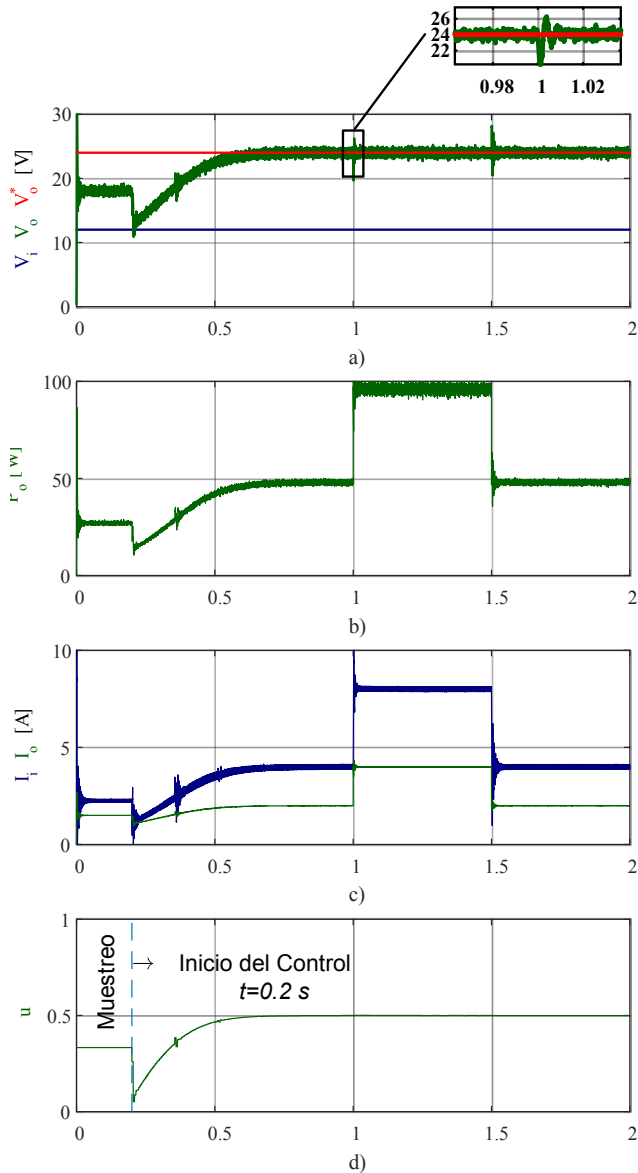
##### 4.1 Caso 1: Convertidor boost

Cabe destacar que las condiciones operativas así como los parámetros considerados para el desarrollo de la simulación corresponden al caso de operación en modo de conducción continua. Para la operación se requiere que en todo momento el controlador mantenga una salida de tensión regulada a un valor de  $V_o^* = 24$  V. En el tiempo  $t = 1$  s se aplica un escalón de carga del 100% y en  $t = 1.5$  s regresa a su estado nominal de operación. Los resultados de la simulación se muestran en la figura 4. La figura 4(a) muestra la tensión de entrada y salida del convertidor, así como la referencia  $V_o^*$ . En dicha figura es posible observar cuando en  $t = 1$  s ocurre el transitorio de carga, la señal  $V_o$  se estabiliza en un tiempo menor a 0.02s con un sobretiro de 2V. El trazo mostrado en 4(b) ilustra la potencia consumida por el resistor  $R$ . En la figura 4(c) se observa la corriente de entrada  $I_i$  y salida  $I_o$ . En el último nivel del gráfico se presenta la señal de control  $u$  y un trazo vertical en  $t = 0.2$  s el cual indica el final de la señal escalón para el modelado del sistema. Dicha señal es escalada por una ganancia de  $\frac{1}{3}$  para evitar que la señal de control  $u$  supere la magnitud de la señal portadora y el ciclo de trabajo  $d$  alcance la unidad (100%); subsecuentemente la señal de control se reestablece a cero y se realiza el algoritmo aplicando la primera acción de control en el siguiente periodo de muestreo.

##### 4.2 Caso 2: Convertidor Flyback

Los parámetros del esquema DMC y de simulación se presentan en la tabla 1, correspondientes al caso 2. Para este caso se pide al control que siga una referencia  $V_o^* = 75$  V. En el periodo de tiempo comprendido en  $t = 1$  s hasta  $t = 2$  s se demanda un escalón repentino de carga del 100%.

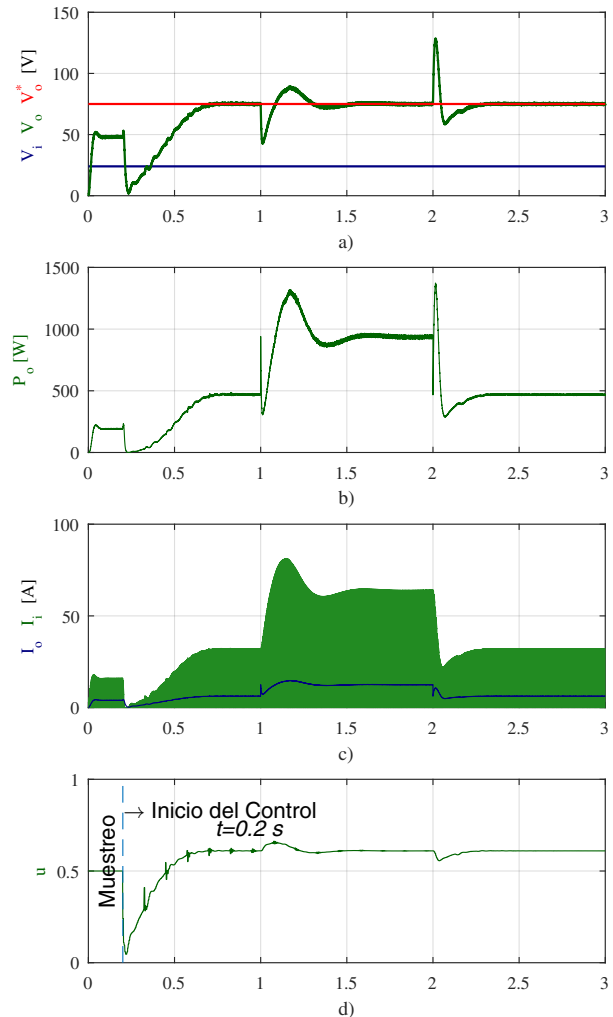
La figura 5 muestra los resultados de simulación del convertidor *flyback*, en donde se aprecia que la tensión


 Fig. 4. Resultados de simulación del convertidor *boost*.

de salida  $V_o$  logra estabilizarse respecto a la referencia  $V_o^*$ ; cabe destacar que dada la dinámica del convertidor, la tasa de crecimiento de la tensión  $V_o$  es elevada; al no incorporar elementos inductivos que limiten el  $\frac{di}{dt}$  de la corriente de entrada, causando sobretiros en la tensión de salida cuando se le demanda al convertidor la potencia nominal de operación. Por lo que es necesario establecer un valor elevado para la penalización del control  $\lambda$ . La figura 5(b) ilustra la potencia de salida del convertidor, el comportamiento de las corrientes de entrada y salida se presentan en la figura 5(c), y por último se expone el comportamiento del algoritmo de control, el cual toma las muestras de la respuesta al escalón en el intervalo  $t < 0.2$  s, dicha señal es escalada por un factor de 0.5 para evitar operar con un ciclo de trabajo del 100%.

#### 4.3 Caso 3: Convertidor Cuadrático

Los parámetros del convertidor cuadrático considerados en este caso se tomaron directamente de (Morales-Saldana


 Fig. 5. Resultados de simulación del convertidor *flyback*.

et al. (2014)) y se presentan en la tabla 1 para el caso 3, de igual manera los parámetros del *DMC* se indican en la misma. Al igual que en las pruebas anteriores el convertidor se somete a un escalón de carga del 100% en un periodo de tiempo comprendido en  $1 < t \leq 1.5$  s.

La figura 6(a) muestra los resultados de la tensión de entrada  $V_i$  y salida  $V_o$ , donde  $V_o$  logra estabilizarse respecto a la referencia  $V_o^*$ ; la figura 6(b) ilustra la potencia de salida del convertidor, el comportamiento de las corrientes de entrada y salida se muestran en la figura 6(c). El último trazo ilustra la evolución de la señal  $u$ , donde el control tiene un desempeño adecuado en comparación con el propuesto por (Morales-Saldana et al. (2014)), teniendo un tiempo de asentamiento en el transitorio y sobretiro similares a los mostrados. Es pertinente mencionar que el esquema *DMC* demuestra la ventaja de que no se requiere conocimiento previo del modelo del convertidor para realizar la síntesis de la ley de control.

## 5. CONCLUSIONES

Como se mostró a través de los resultados obtenidos, el esquema basado en el Control de Matriz Dinámica (*DMC*) es una opción atractiva para lograr el control de cualquier

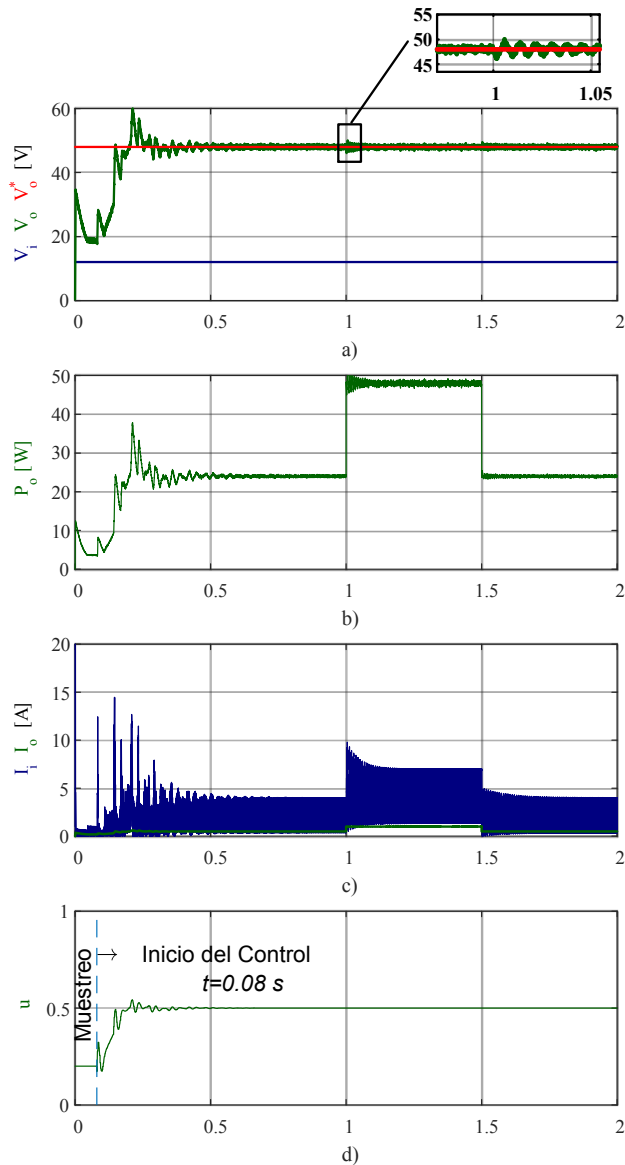


Fig. 6. Resultados de simulación del convertidor cuadrático.

planta, posee la ventaja de no requerir conocimiento previo del modelo en cuestión, permitiendo particularmente en los convertidores estudiados la estabilización de la variable de tensión de salida. El DMC es un esquema útil para el control de sistemas con dinámicas lentas; sin embargo, la aplicación del mismo en ciertos convertidores de electrónica de potencia en algunos casos reduce la velocidad de respuesta del convertidor. Por otro lado, existen aplicaciones en las cuales la dinámica de salida del convertidor no requiere una tasa de cambio rápida, tal es caso de las celdas de combustible, cargadores de baterías, accionamientos para algunos motores de CC, entre otros. Finalmente, tal como se mencionó anteriormente, la ventaja del esquema de control basado en DMC radica en que no se requiere de un modelo matemático para la derivación y sintonización del mismo; lo cual es atractivo para sistemas cuyo modelado es complejo o que poseen un número elevado de estados, sin embargo la única restricción para aplicar el DMC es que la respuesta dinámica sea estable.

## REFERENCIAS

- Carlson, E.J., Strunz, K., and Otis, B.P. (2010). A 20 mv input boost converter with efficient digital control for thermoelectric energy harvesting. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 45(4), 741–750.
- Claudio, J., Pires, L., Freitas, L.C.G., Coelho, E.A.A., Freitas, L.C., Farias, V.J., Lima, G.B., and Rodrigues, D.B. (2015). Dc microgrid with bi-directional multi-string solar inverter performing active power injection into the ac grid and dc bus voltage stabilization. In *2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 1–6.
- Deepa, K., Jeyanthi, R., Mohan, S., and Kumar, M.V. (2014). Fuzzy based flyback converter. In *Advances in Electrical Engineering (ICAEE), 2014 International Conference on*, 1–4.
- Fereshtehpoor, V., Almasi, O.N., and Monfared, M. (2014). A bump-less multi-level pi controller for a boost converter. In *Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2014 5th*, 518–523.
- Halder, T. (2014). Pi controller tuning amp; stability analysis of the flyback smps. In *2014 IEEE 6th India International Conference on Power Electronics (IICPE)*, 1–6.
- Jawhar, S.J., Marimuthu, N.S., and Singh, N.A. (2006). An neuro-fuzzy controller for a non linear power electronic boost converter. In *2006 International Conference on Information and Automation*, 394–397.
- Konghuayrob, P. and Kaitwanidvilai, S. (2012). Maximum power point tracking using neural network in fly-back mppt inverter for pv systems. In *Soft Computing and Intelligent Systems (SCIS) and 13th International Symposium on Advanced Intelligent Systems (ISIS), 2012 Joint 6th International Conference on*, 1504–1507.
- Morales-Saldana, J.A., Loera-Palomo, R., Palacios-Hernandez, E., and Gonzalez-Martinez, J.L. (2014). Modelling and control of a dc-dc quadratic boost converter with r2p2. *IET Power Electronics*, 7(1), 11–22.
- Nakahama, M., Yamamoto, M., and Satake, Y. (2010). Trans-linked multi-phase boost converter for electric vehicle. In *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2458–2463. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617935.
- Panda, B., Sarkar, A., Panda, B., and Hota, P.K. (2015). A comparative study of pi and fuzzy controllers for solar powered dc-dc boost converter. In *Computational Intelligence and Networks (CINE), 2015 International Conference on*, 47–51.
- Sankar, A., Nag, S.S., and Mishra, S.K. (2013). A multi-input single-control (misc) battery charger for dc nanogrids. In *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*, 304–310.
- Wai, R.J., Lin, Y.W., and Shih, L.C. (2012). Design of adaptive fuzzy-neural-network control for dc-dc boost converter. In *The 2012 International Joint Conference on Neural Networks (IJCNN)*, 1–6.
- Walker, G.R. and Sernia, P.C. (2004). Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(4), 1130–1139.