

Esquema de control predictivo DMC aplicado a convertidor Boost Cuadrático

Almaguer, J.¹, Reyes, I.¹, Gómez C.²

¹ Universidad Politécnica de San Luis Potosí, C. Urbano Villalón 500, La Ladrillera, 78369 San Luis Potosí, S.L.P., México, alberto.almaguer@upslp.edu.mx, ivan.reyes@upslp.edu.mx

² 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., México, clau.egomez8@gmail.com

Resumen

Una parte fundamental de los sistemas de control automático es el modelado del sistema, dado que este se implementa para el cálculo de ganancias de control, la creación de observadores para la estimación de variables no medibles, entre otros. Esquemas clásicos como el control en cascada con controladores proporcional, proporcional-integral o proporcional-integral-derivativo (P, PI, PID respectivamente) usualmente son las estrategias preferidas en la industria debido a su simplicidad y robustez. Sin embargo, en caso de presentarse algunos factores exógenos que afecten al sistema o planta, o la adición de redes de compensación, tales como filtros para evitar el efecto de aliasing de las señales o la degradación de la planta por efecto del tiempo, impactan directamente el desempeño del sistema junto con el control, al agregar polos no considerados durante el diseño del control. Una alternativa que puede ser implementada es el modelado por señal de prueba, donde el algoritmo de control envía una señal tipo escalón a la planta y, mediante la retroalimentación de la señal de salida, construye el modelo del sistema internamente, pudiendo incorporar nueva información ante cualquier cambio realizado dentro de la planta o sistema. De la misma manera, puede incorporar información que fue desechada durante el proceso de modelado, tal como temperatura ambiental, presión atmosférica, fallas que no afecten por completo la operación de la planta, entre otros.

Palabras clave— Control automático, Control predictivo, Electrónica de potencia, Convertidores CD/CD.

Abstract

A fundamental part of automatic control is the mathematical modeling of the system, as this is used for the calculation of control gains, the creation of observers for the estimation of non-measurable variables, and other purposes. Classical schemes, such as cascade control with proportional, proportional-integral, or proportional-integral-derivative controllers (P, PI, PID respectively), are usually the preferred strategies in the industry due to their simplicity and robustness. However, some exogenous factors affecting the system/plant or the addition of compensation networks, such as filters to avoid the aliasing effect of the signals or even the degradation of the plant over time, have a direct impact on the system's performance with feedback control. This occurs by adding poles not considered during the control design. An alternative that can be implemented is modeling by test signal, where the control algorithm sends a step-type signal to the plant and, through the feedback of the output, the system is capable of building an internal model of the plant. This model can incorporate new information during each modeling process to account for any changes made within the plant or system. In the same way, it can incorporate information that was discarded during the initial modeling process, such as ambient temperature, atmospheric pressure, or failures that do not fully affect the plant's operation.

Keywords— Automatic Control, Predictive Control, Power Electronics, DC/DC converters.

I. INTRODUCCIÓN

El modelado de sistemas es la piedra angular dentro de los sistemas clásicos de control, teniendo como consigna principal que, mediante la retroalimentación del sistema en conjunto con el control, los polos del sistema queden dentro del semiplano izquierdo, logrando que la respuesta del sistema converja hacia un punto de operación estable, evitando oscilaciones [1].

Por lo tanto, el modelado del sistema es vital para lograr encontrar las ganancias del controlador y que el desempeño del sistema sea adecuado. Mediante un buen cálculo y sintonización de dichas ganancias se pueden obtener desempeños adecuados en sobretiros, velocidad de estabilización y rechazo a perturbaciones.

Sin embargo, dado que dichas ganancias fueron calculadas

para un punto de operación exacto, pueden existir problemas de desempeño si se altera la planta o el proceso. Además, factores como variables ambientales no consideradas, tales como la presión, la temperatura y la degradación física de la planta o el proceso, pueden afectar el desempeño. También puede influir la incorporación de nuevos esquemas a la planta, por ejemplo, la adición de filtros a las señales medidas para evitar efectos de convolución de señales, lo cual puede ocasionar principalmente retrasos en la operación del control y oscilaciones al incorporar nuevos polos al sistema retroalimentado. Por otro lado, existen técnicas de control moderno que fueron propuestas hace varias décadas; sin embargo, la cantidad de cálculos necesarios para llevar a cabo los algoritmos de control era excesiva para los dispositivos de cómputo de esa época. Sin embargo, debido a la aparición de nuevos sistemas de cómputo capaces de procesar mayores cantidades de cálculos, se abre la posibilidad de aplicar dichas técnicas de control [2]. Dichas estrategias de control

representan una ventaja ante sistemas de múltiples entradas múltiples salidas (MIMO por sus siglas en inglés).

Unas de técnicas de control discretos que fueron beneficiadas por el incremento en la capacidad de cómputo son las técnicas de control predictivo basado en modelo (MPC por sus siglas en inglés) [3], teniendo origen al final de la década de los 70[4], las cuales nacieron dentro de la industria petroquímica como un control para torres de destilación.

En la actualidad las técnicas MPC tienen grandes campos de aplicación tales como Energía solar fotovoltaica [5,6], energía eólica [7,8], de la misma manera hay reportadas aplicaciones para destilación [9, 10]. En estas técnicas se tiene la ventaja de que se pueden incorporar restricciones de la operación de la planta al controlador; por ejemplo, el máximo punto de extracción de energía, el límite de la velocidad de rotación, y los límites de temperatura de operación o presión, respectivamente. Dichas estrategias de control digital se basan en la reducción numérica de una señal de costo o función objetivo, en conjunto con el modelo de la planta para obtener la señal de control. Dentro de dicha función se puede incluir cualquier variable dentro de los objetivos de control (sobretiros, velocidad de regulación, error de seguimiento, velocidad del control) mientras se conozca su modelo matemático, y además se incorporan las penalizaciones de los mismos. Por ejemplo, si se desea que la salida del control digital no presente grandes incrementos entre instantes de muestreo, puede considerarse la penalización dentro de dicha función. O si se desea que el control sea más rápido al regular las variables deseadas, se puede agregar una penalización mayor al error de seguimiento. Por lo tanto, al finalizar el proceso de optimización numérica de la función de costo, se obtiene una ley de control que posee la información suficiente para lograr los objetivos propuestos dentro de la función objetivo.

Por lo anterior, el modelado matemático del sistema es de vital importancia para lograr los objetivos de control dentro de los MPC. Esto puede representar un problema en sistemas de orden elevado, donde tener un gran número de estados del sistema presenta un reto en la obtención del modelo matemático. Particularmente en la Electrónica de Potencia, y con el objetivo de trabajar con modelos de orden reducido, en algunos casos se desprecian dinámicas que no impactan la salida del sistema, y se suelen implementar modelos promedio o eliminar elementos parásitos.

De la misma manera, en la aplicación física de los sistemas, pueden presentarse comportamientos que no fueron considerados dentro del modelado. Por ejemplo, en el caso de los convertidores de alta frecuencia, es común la aparición de capacitancias e inductancias parásitas dentro de las tarjetas impresas (PCB, por sus siglas en inglés), lo que representa pérdidas de potencia y la posible aparición de dinámicas no consideradas durante el proceso de modelado [11]. Si el control no posee una buena robustez, puede ocasionar sobretiros, oscilaciones no deseadas o la pérdida de estabilidad. Por lo tanto, aunque se tenga un buen modelado del sistema, puede haber condiciones no previstas que afecten al desempeño del controlador. Un caso particular dentro de las técnicas de control predictivo es el Control de Matriz Dinámica (DMC, por sus

siglas en inglés). Dicho control usa una señal de prueba tipo escalón que es alimentada al proceso, y mediante la retroalimentación de la misma al algoritmo de control, se realiza internamente el modelado de la planta.

Por lo anterior, dentro del modelo interno de la planta se incorporan todos los comportamientos presentes durante el proceso de muestreo, incluyendo factores como la temperatura ambiente, la presión atmosférica, señales de ruido eléctrico por la operación de máquinas en alta frecuencia en la vecindad del proceso, filtros incorporados para suavizar las señales medidas, elementos parásitos del sistema, entre otros. Además, su operación práctica requiere que el usuario final únicamente necesite ajustar parámetros mínimos de penalización de la función objetivo para lograr los objetivos del control, sin requerir ser experto en el modelado del sistema. Cabe mencionar que dentro de los controles clásicos también existen técnicas para evitar el modelado del sistema para la sintonización del control, como las metodologías Ziegler-Nichols o Cohen-Coon. Sin embargo, pueden ser imprecisas y pueden no tomar en cuenta no linealidades, ruido o perturbaciones, y también suelen dar ganancias que pueden causar sobretiros excesivos y oscilaciones [12].

Y al ser sintonizaciones llevadas a cabo sobre la planta física, el sobretiro generado para la sintonización puede llegar a dañar los componentes. En el caso de convertidores de alta frecuencia, al tener inductores reducidos, pueden llevar a altos niveles de corriente.

La idea general de este artículo es mostrar la operación del control DMC ante una planta con una estructura de control simple basada en un convertidor de Corriente Directa a Corriente Directa (CD/CD) tipo *Boost* de cuarto orden. Se presenta el modelado del mismo y la comparación del desempeño del control DMC con una estructura clásica de esquema de control de lazo de voltaje por compensador PI, se proponen algunos escenarios de prueba, incluyendo entre ellos la respuesta de ambos controladores ante una falla parcial del convertidor.

II. MOLDEADO DEL CONVERTIDOR

El convertidor propuesto se muestra en la Fig. 1 tomado de [3], es un convertidor tipo *Boost* cuadrático de cuarto orden, controlado mediante una técnica de modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) [13]. El cual presenta dos modos de operación, el Modo de Conducción Continua (MCC) donde las corrientes de los inductores son positivas diferentes de cero durante la operación y el Modo de Conducción Discontinua (MCD) donde la corriente de los inductores es cero en una fracción del periodo de conmutación. El convertidor está conformado por dos capacitores (C_1 y C_2), dos inductores (L_1 y L_2), un bus de CD (E) y una carga (R).

Para el convertidor propuesto en MCC se presentan dos estados de operación, el "Estado ON" que consiste en el encendido de los interruptores Q_1 y Q_2 , mientras que los diodos S_1 y S_2 no conducen corriente y el "Estado OFF" cuando se abren los interruptores Q_1 y Q_2 mientras que los diodos S_1 y S_2 conducen. En este trabajo únicamente se analiza el MCC y se considera que los elementos son ideales; es decir, no se

consideraron elementos parásitos (resistencias, capacitancias e inductancias). En la Fig. 2 se muestra las redes eléctricas correspondientes a los estados de operación del convertidor *Boost* cuadrático.

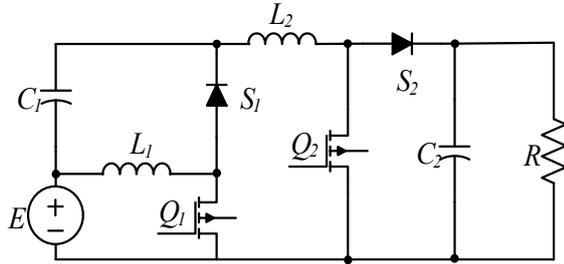


Fig. 1. Convertidor CD/CD tipo *Boost* cuadrático

El modelado del convertidor se realiza a través de la técnica de espacio de estados [14,15], analizando los diferentes estados de operación presentados en la Fig. 2. Las variables de estado se eligen como: $x_1=i_{L1}$, $x_2=i_{L2}$, $x_3=V_{C1}$, $x_4=V_{C2}$. Los estados corresponden a las corrientes en los inductores y voltajes en los capacitores.

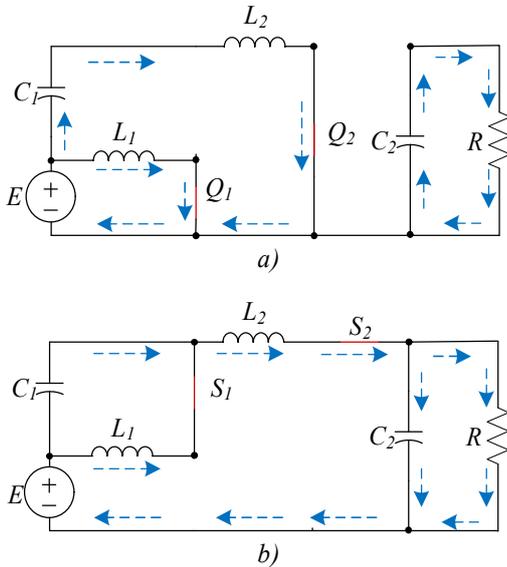


Fig. 2. Redes eléctricas correspondientes a los estados de operación del convertidor *Boost* cuadrático en MCC, a) Estado ON y b) Estado OFF.

Donde las expresiones (1) representan la operación del convertidor en estado ON.

$$\begin{aligned} L_1 \dot{x}_1 &= E \\ L_2 \dot{x}_2 &= E + x_3 \\ C_1 \dot{x}_3 &= -x_2 \\ C_2 \dot{x}_4 &= -\frac{x_4}{R} \end{aligned} \quad (1)$$

Por otro lado, en (2) se muestran las ecuaciones del estado de operación OFF del convertidor *Boost* Cuadrático.

$$\begin{aligned} L_1 \dot{x}_1 &= -x_3 \\ L_2 \dot{x}_2 &= E + x_3 - x_4 \\ C_1 \dot{x}_3 &= x_1 - x_2 \\ C_2 \dot{x}_4 &= x_2 - \frac{x_4}{R} \end{aligned} \quad (2)$$

Una vez obtenidas las expresiones de un periodo de conmutación (Estado ON y OFF) es posible obtener un modelo unificado, empleando una función de encendido y apagado de los interruptores controlados $u(t)$ que permite obtener un modelo promediado, dado por:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1-u}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{1-u}{L_2} \\ \frac{1-u}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-u}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u}{L_1} \\ \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} E \quad (3)$$

donde u corresponde al estado de ON y $(1-u)$ estado OFF. Con el fin de obtener un modelo lineal válido alrededor del punto de operación del sistema se perturban las variables con pequeñas señales de corriente alterna resultando en (4).

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_1 \\ \dot{\hat{x}}_2 \\ \dot{\hat{x}}_3 \\ \dot{\hat{x}}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1-D}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & \frac{1-D}{L_2} \\ \frac{1-D}{C_1} & \frac{-1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1-D}{C_2} & 0 & -\frac{1}{C_2 R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_1 \\ \hat{x}_2 \\ \hat{x}_3 \\ \hat{x}_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{E}{(1-D)L_1} & \frac{D}{L_1} \\ \frac{E}{(1-D)^2 L_2} & \frac{1}{L_1} \\ -\frac{E}{R(1-D)^4 C_1} & 0 \\ -\frac{E}{R(1-D)^4 C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{d} \\ \hat{e} \end{bmatrix} \quad (4)$$

III. CONTROL DE MATRIZ DINÁMICA

El Control de Matriz Dinámica DMC es un control discreto clasificado dentro de los controladores predictivos basados en modelo. Sin embargo, a diferencia de los controles MPC no requiere *a priori* el estudio del modelo para poder realizar el algoritmo de control. Dicho modelo se obtiene mediante una función de prueba tipo escalón inyectada a la planta, la cual se retroalimenta y mediante los datos obtenidos se realiza el modelado del sistema; el cual, será usado para estimar las salidas futuras del sistema.

Teniendo diversas ventajas como lo es el poder incorporar información que no es constante durante la operación diaria del proceso; tales como factores ambientales, ruido eléctrico por la operación de máquinas cercanas, ruido causado por vibraciones mecánicas, elementos parásitos, degradación de la planta, entre otros.

El funcionamiento básico del control se describe en la Fig. 3, donde la idea básica del algoritmo de control es que se tienen dos parámetros básicos llamados Horizontes de control H_C y el horizonte de predicción H_P . La operación se realiza cuando en el instante presente (n) el algoritmo de control toma la salida actual del controlador $u[n]$, la salida de la planta $y[n]$, y la referencia o valor al cual se desea llegar Ref . Con dichos datos el control realiza el algoritmo, entonces calcula hacia la siguiente muestra $n+1$ usando el modelo interno de la planta, en este caso se estiman dos señales de control y se estima hacia donde llegarán cada una de ellas, en este caso al calcular 2 posibles salidas el control tiene un horizonte de control $H_C=2$, y se sigue calculando por cada punto de control dos puntos más

hacia el siguiente en el tiempo de muestreo hasta que alcance el número H_p de muestras hacia el futuro que se desea estimar (Horizonte de predicción), con dicha información y las penalizaciones otorgadas hacia los seguimientos, el control elige la próxima salida pensando en cual es la mejor trayectoria. Posteriormente se envía dicha salida a la planta y el proceso se repite para la siguiente muestra.

La operación del algoritmo de control se presenta en [16] y se explica a continuación. Se comienza por el muestreo de la planta para elaborar el modelo de la misma. Por lo que, el control lanza una señal de prueba tipo escalón, para este artículo dicha señal no es de valor unitario, se considera que es de valor $1/3$ dado que una señal unitaria llevaría al convertidor a operar en el límite de su capacidad.

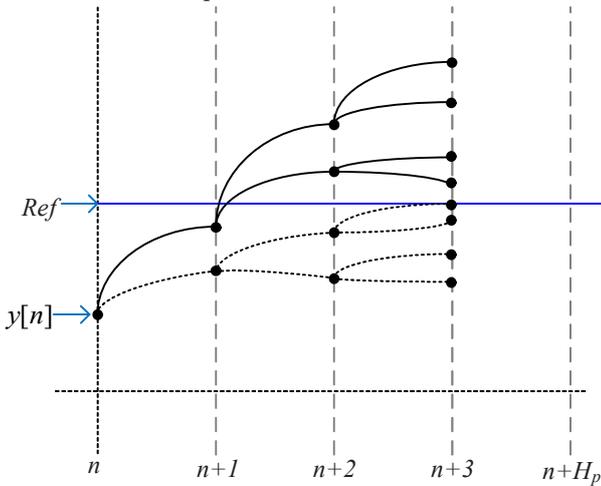


Fig. 3. Operación del control predictivo.

Mediante dicha señal se retroalimentan los valores de la respuesta de la planta para comenzar el modelado de la misma Fig. 4. Cabe mencionar que la frecuencia de muestreo de dicha señal debe obedecer a los principios de Nyquist [17]. Con los valores retroalimentado de la respuesta del sistema se crea el vector \mathbf{g}_i de longitud N el cual será usado por el algoritmo de control para realizar el modelo interno de predicción de salidas futuras.

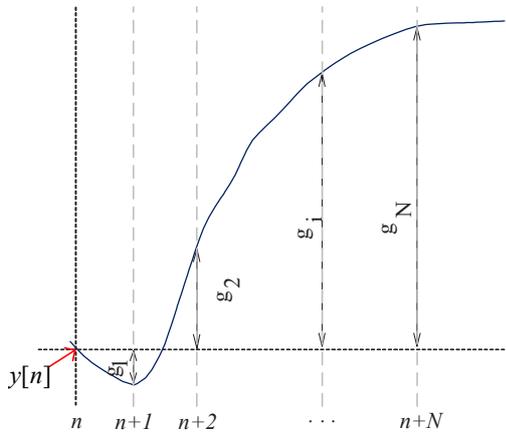


Fig. 4. Respuesta al escalón [15].

Con el fin de obtener la señal de control del algoritmo se realiza un proceso de optimización, donde se tiene una función objetivo la cual se optimiza para poder obtener el control diferencial $\Delta u = u[n] - u[n-1]$ la cual corresponde la diferencia entre la salida de control actual y la pasada.

La función propuesta queda definida por:

$$J = \sum_{j=n}^{n+H_p} \delta[j](\hat{y}[n+j] - \omega[n+j])^2 + \sum_{j=1}^{H_c} \lambda[j](\Delta u[n+j-1])^2 \quad (5)$$

Donde ω es una señal interna del control que se establece para seguir a la referencia que se tiene para la regulación de la variable a controlar. Por lo que, el primer término de la ecuación corresponde al error de seguimiento y δ es una penalización sobre el mismo; por lo que, la variación de dicho parámetro afecta el nivel de velocidad de regulación de la salida hacia la referencia, un control con mayor respuesta dinámica (mayor valor de δ) regulará más rápido, pero tendrá sobretiros.

Por otro lado, el segundo término de la ecuación asocia al control diferencial Δu y su penalización λ regula los incrementos entre la señal de control actual y pasada, haciendo que el mismo regule la velocidad con la que se incrementa o reduce la variable de control entre muestras.

El primer paso del algoritmo de control es estimar la salida $y[n]$, por tal motivo se agrega una perturbación \hat{p} al sistema, dado que de no agregarse el control estaría tratando de regular el modelo de predicción interno y no la planta. Dicha perturbación representa la desviación de la salida del modelo del control (y_m) y de la planta (\hat{y}) se representa como: $\hat{p}[n] = y_m[n] - \hat{y}[n]$. Con dicha perturbación el modelo de salidas futuras queda dado por:

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

Separando los términos en pasado y futuro se llega a (7):

$$\hat{y}[n+k] = \sum_{i=1}^k g_i \Delta u[n+k-i] + \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i] + \hat{p}[n+k] \quad (7)$$

Dado que la perturbación $\hat{p}[n]$ se calcula en el instante presente se considera constante para todos los cálculos futuros del algoritmo de control, de manera que es posible definir:

$$\hat{y}[n+k] = \sum_{i=1}^k g_i \Delta u[n+k-i] + \sum_{i=k+1}^{\infty} g_i \Delta u[n+k-i] + y_m[n] - \sum_{i=1}^{\infty} g_i \Delta u[n-i] \quad (8)$$

Donde, el término en azul corresponde a la respuesta natural del sistema definida por $f[n+k]$. Considerando que la respuesta de la señal \mathbf{g}_i se vuelve estable después de cierto tiempo, es posible modificar el límite superior de dicha sumatoria se puede limitar a N en lugar de infinito. Llegando entonces a:

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

Sustituyendo (9) en (8) se tiene:

$$\hat{y}[n+k] = \sum_{i=1}^k g_i \Delta u[n+k-i] + f[n+k] \quad (10)$$

Siendo que (10) representa las salidas para todo el futuro. Sin embargo, dado que únicamente se quieren estimar el número de salidas comprendidas dentro de los horizontes se puede reescribir como:

$$\hat{y}[n+H_p] = \sum_{i=H_p-H_c+1}^{H_p} g_i \Delta u[n+H_p-i] + f[n+H_p] \quad (11)$$

Con el fin de simplificar los cálculos se define la matriz \mathbf{G} [15].

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_1 & 0 & \dots & 0 \\ g_2 & g_1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{H_c} & g_{H_c-1} & \dots & g_1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{H_p} & g_{H_p-1} & \dots & g_{H_p-H_c+1} \end{bmatrix} \quad (12)$$

Por lo que con dicha simplificación la salida se puede definir como:

$$\hat{\mathbf{y}} = \mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{f} \quad (13)$$

Donde \mathbf{f} representa el vector de la respuesta libre. Usando la optimización de la función de costo se realiza $dJ/dt = 0$, sustituyendo 12 en la ecuación de costo se tiene:

$$\mathbf{u} = \left(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{G}^T \delta (\mathbf{f} - \omega) \quad (14)$$

Donde el primer término de la ecuación corresponde al incremento de control, por lo que se puede despejar el control incremental mediante:

$$\Delta u = \mathbf{L}(\omega - \mathbf{f}) \quad (15)$$

$$\mathbf{L} = \left(\mathbf{G}^T \delta \mathbf{G} + \lambda \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{G}^T \delta$$

IV. SIMULACIÓN

CASO I

Con el fin de mostrar el funcionamiento del controlador DMC en comparación con un controlador clásico con PI de voltaje, se propone realizar la simulación de ambos modelos. Dicha simulación se realiza en Plexim[®] mediante el cual se realiza la simulación del circuito completo, y mediante co-simulación con Matlab[®] el cual tiene programado en un bloque el control DMC en una S-function.

El convertidor se dimensiona para tener una respuesta en modo de conducción continua operando a una potencia nominal de 100W y considerando un rizo de voltaje del 5%, y los datos se presentan en la Tabla 1. Asimismo, se indican los valores correspondientes a los horizontes del control DMC, y el valor de las penalizaciones; cabe mencionar que a pesar de que la frecuencia de operación del convertidor es $f_{sw}=50$ kHz, la

frecuencia de muestreo del controlador es 500 Hz (dos décadas abajo). Esto es debido a que la respuesta dinámica del voltaje de salida del convertidor no se encuentra en el mismo orden que la frecuencia de conmutación de los interruptores de estado sólido; por lo que, no requiere una gran velocidad de muestreo por parte del control.

La Fig. 5 presenta los resultados del control por lazo de control PI cabe mencionar que se realizó la sintonización del mismo usando el modelo (4), considerando que la velocidad de respuesta del lazo de voltaje fuese tratando de tener una estabilización rápida del voltaje V_o .

TABLA I
PARÁMETROS DE SIMULACIÓN

Parámetros del convertidor		
Elemento	Abreviatura	Valor
Capacitor 1	C_1	5 μF
Capacitor 2	C_2	5 μF
Inductor 1	L_1	100 μH
Inductor 2	L_2	200 μH
Fuente de entrada	E	15 V
Voltaje de Salida pedido	V_o^*	60 V
Frecuencia de Operación	f_{sw}	50kHz
Parámetros de los controladores		
Control por PI		
Elemento	Abreviatura	Valor
Valor Proporcional	K_p	0.0002913
Valor integral	K_i	0.711
Control DMC		
Elemento	Abreviatura	Valor
Horizonte de control	H_c	5
Horizonte de predicción	H_p	10
Número de muestras para modelo interno	$N+H_p$	30
Penalización de control	λ	0.6
Penalización de seguimiento	δ	80
Frecuencia de muestreo	f_s	500 Hz

Para la Fig. 5 el inciso a presenta el voltaje de entrada V_i , el voltaje de salida V_o y se observa la regulación del voltaje de salida V_o en 0.15s aproximadamente, presentando un comportamiento suave sin sobretiros. Por otro lado, en el inciso b se indica la potencia de salida la cual corresponde a una carga de $R=38.5\Omega$ de salida. De la misma manera en el inciso c se indican las corrientes de entrada y salida mostrando la operación en modo continuo; finalmente, en el inciso d se muestra la señal de control del convertidor. Se trató de forzar el controlador proveer una regulación más rápida ajustando la velocidad de respuesta; sin embargo, se presentaron oscilaciones controladas a la salida, indicando que los polos del sistema retroalimentado se estaban acercando origen.

Por otro lado, en la Fig. 6 se indica la operación del controlador DMC, cabe mencionar que los primeros 0.6s corresponden a la señal de muestreo del convertidor. Por lo que, el tiempo de estabilización del voltaje de salida comienza a contarse a partir de dicho valor.

En caso de que se desee que el control no realice el muestreo de la planta en cada corrida de simulación, es posible realizarlo una sola vez y que el control almacene los datos arrancando con el modelo estimado desde $t=0$.

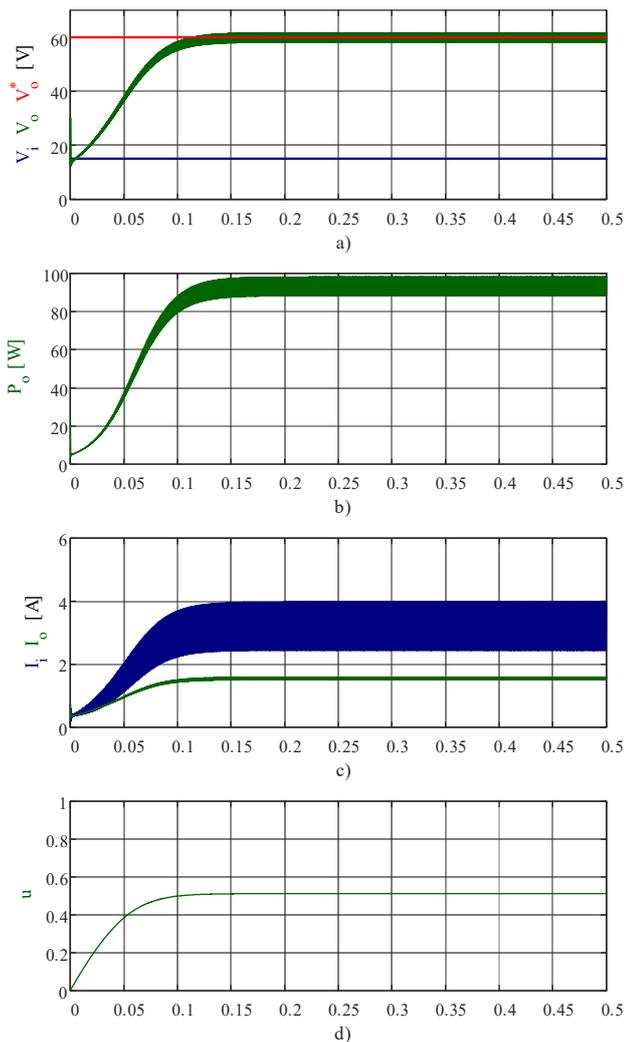


Fig.5. Operación del Control por PI. a) Voltajes. b) Potencia. c) Corrientes. d) Señal de control.

Para la Fig. 6 en el inciso a se muestra la regulación del voltaje de salida V_o , el cual muestra un rápido crecimiento logrando una regulación en 0.04s aproximadamente (0.1 de la simulación menos 0.06 de la toma de muestras). En el inciso b se indica la potencia de salida con el mismo resistor de la simulación con PI. Por otro lado, en el inciso c se presentan las corrientes teniendo un comportamiento de corriente continua, y finalmente se muestra en el inciso d las señales de control. Se observa que al terminar el muestreo en 0.06s se incrementa rápidamente la señal de control debido a la penalización del mismo, posteriormente el controlador se ajusta para realizar una acción más suave para llegar a la referencia de voltaje indicada. Como se puede ver el control DMC puede alterar su respuesta dinámica y ajustar su comportamiento durante el transcurso de su operación, incrementando o reduciendo su velocidad dependiendo de que tan alejado se encuentre de la referencia deseada.

CASO 2

Como caso 2 de operación se propone agregar un filtro a la señal de voltaje, lo cual es una práctica común en control digital para evitar el *aliasing* de las señales; de la misma manera la digitalización mediante muestreadores para convertidores analógicos-digitales se pueden considerar filtros paso-bajos, por lo que se considera colocar un filtro de primer orden con una frecuencia de corte en 50Hz.

En la Fig. 7 se muestran los resultados de la simulación para ambos controladores considerando el filtro de primer orden en el voltaje V_o , se observa en el inciso a que se tiene un pequeño sobretiro del 5.1% del valor nominal a causa de que el filtro agrega un retraso que el control PI no tiene contemplado dentro de su sintonización. Por otro lado, el control DMC logra mediante la retroalimentación de la señal incorporar el modelo matemático del filtro al modelo interno del algoritmo, consiguiendo llegar a los objetivos de control, logrando una respuesta aceptable en tiempos de estabilización y sobretiros.

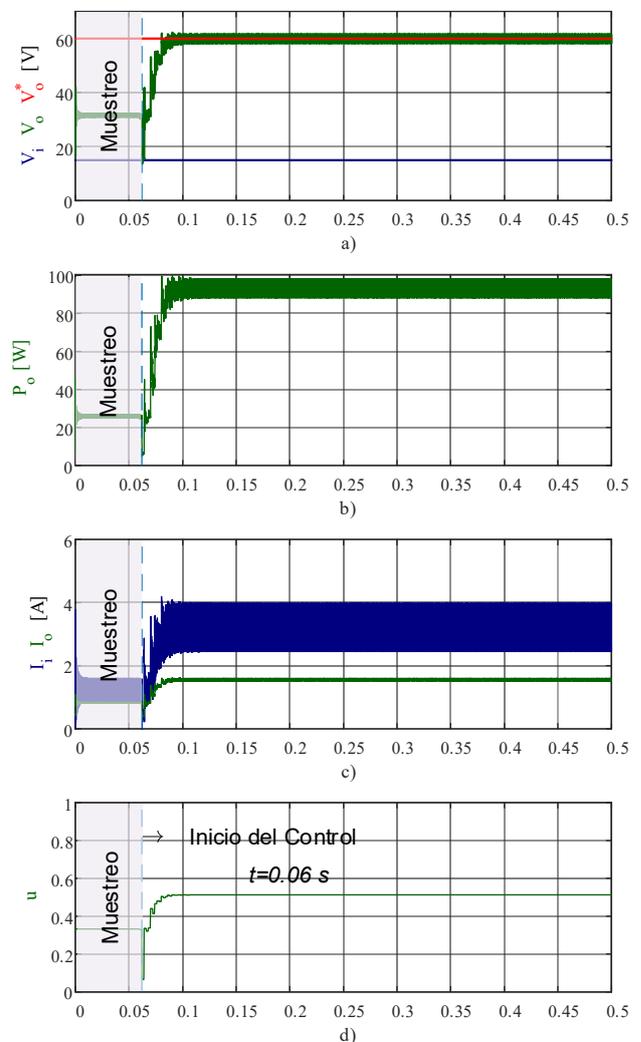


Fig.6. Operación del Control Predictivo. a) Voltajes. b) Potencia. c) Corrientes. d) Señal de control.

CASO 3

Como caso 3 se desconecta el interruptor de estado sólido Q₂ simulando una falla, dada la configuración del convertidor es posible realizar la operación de la topología únicamente con Q₁, dado que opera como un convertidor *Boost* de ganancia simple, la Fig. 8 inciso a, muestra que el control PI logra la tarea de regulación del voltaje de salida V_o. Sin embargo, el tiempo de estabilización se extiende hasta t=0.22s. Por otro lado, el controlador DMC mapea dentro del modelo interno la falla del interruptor y ajusta su dinámica a trabajar con el interruptor restante, logrando la estabilización del voltaje en tiempos similares a los casos anteriores mostrándose en la Fig. 8 inciso b. Cabe destacar que el modo de falla propuesto no causa una condición de inoperatividad del convertidor; por lo que, el control DMC es capaz de realizar las tareas regulación.

Se debe agregar que, en escenario de una falla que vuelva inoperable al convertidor, el control DMC no podrá lograr los objetivos de control.

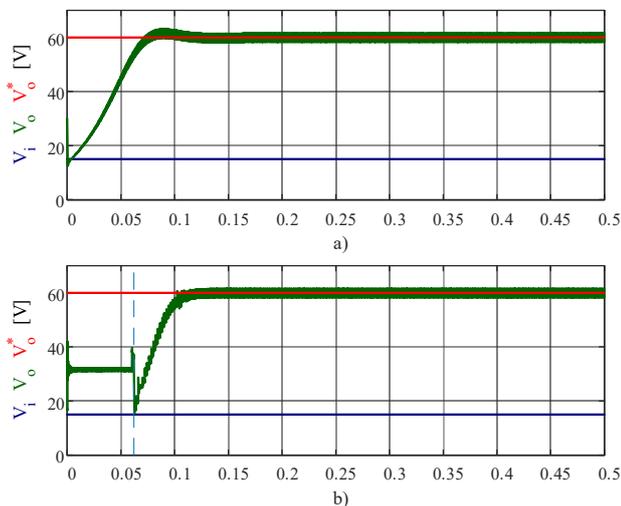


Fig.7. Operación del Control considerando un filtro para el voltaje a 60Hz para Vo a) Control PI. b) Control DMC

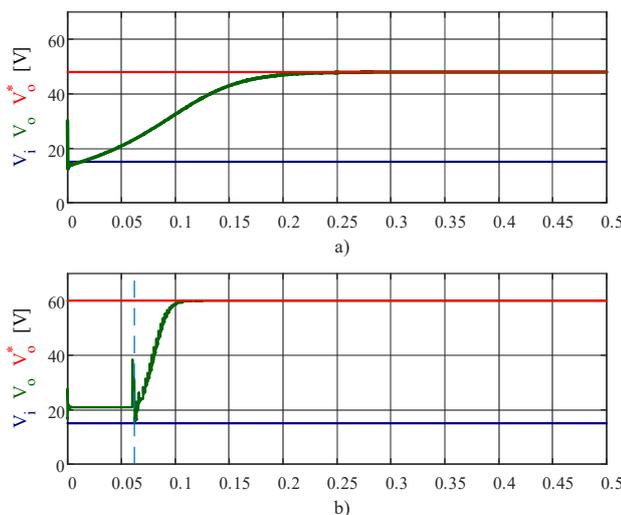


Fig.8. Operación en modo de falla de Q₂ a) Control PI. b) Control DMC.

V. CONCLUSIONES

Considerando lo anterior, el controlador DMC representa una alternativa atractiva para su aplicación, siendo un controlador versátil que puede cambiar su estructura interna para incorporar cambios dentro de los valores nominales de la planta o proceso. Dichas variaciones pueden originarse por problemas que se presentan durante su operación. Por ejemplo, la incorporación de filtros para evitar efectos de *aliasing* de las señales, el cambio de frecuencia de operación, el cambio en la frecuencia de muestreo en controladores digitales, la incorporación de convertidores analógico-digitales con filtrado de señales, la degradación de la planta o proceso con el tiempo y, como se mostró en el Caso 3, la operación en algunas condiciones de falla. De la misma manera, se pueden incorporar elementos que suelen omitirse durante el modelado matemático de la planta, tales como inductancias, resistencias y capacitancias parásitas, ya que generalmente se desprecian durante el modelado matemático debido a que incrementan la complejidad y, en algunos casos, el orden del modelo. Aunado a esto, el control DMC puede tomar en cuenta variables que usualmente se suelen despreciar por no ser controlables, como la temperatura ambiente, la temperatura de los materiales para máquinas, la presión atmosférica, entre otros. Esto es de gran utilidad en el modelado de procesos térmicos donde las variaciones de temperatura ambiente impactan en gran medida el desempeño del controlador. Las desventajas que posee son la escala de integración de cómputo requerida para lograr el algoritmo de control. Para aplicaciones prácticas y con el motivo de reducir la carga de procesamiento, los autores recomiendan usar horizontes de predicción menores a 5 y de control menores o iguales a 3 para dispositivos como DSP y FPGA, pudiendo incrementarse los mismos al hacer cómputo en paralelo.

REFERENCIAS

- [1] Katsuhiko Ogata. 2001. Modern Control Engineering (4th. ed.). Prentice Hall PTR, USA.
- [2] J. Rodriguez *et al.*, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003-1016, May 2013.
- [3] Carlos E. García, David M. Pretti, Manfred Morari, "Model predictive control: Theory and practice A survey", *Automatica*, Volume 25, Issue 3, 1989, Pages 335-348
- [4] Cutler, C.R., & Ramaker, B.L. (1979). "Dynamic matrix control, A computer control algorithm". *IEEE Transactions on Automatic Control*, 17, 72.
- [5] C. Smith, A. Gargoom, M. E. Haque and A. Oo, "Model Predictive Control of Grid Connected Solar PV Inverter," *2020 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, Hobart, Australia, 2020, pp. 1-6.
- [6] M. B. Shadmand, X. Li, R. S. Balog and H. A. Rub, "Model predictive control of grid-tied photovoltaic systems: Maximum power point tracking and decoupled power control," *2015 First Workshop on Smart Grid and Renewable Energy (SGRE)*, Doha, Qatar, 2015, pp. 1-6.
- [7] K. Chen, J. Lin, Y. Qiu, F. Liu and Y. Song, "Model Predictive Control for Wind Farm Power Tracking With Deep Learning-Based Reduced Order Modeling," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 18, no. 11, pp. 7484-7493, Nov. 2022.
- [8] Model predictive control of Wind Energy conversion systems, chapter 2: Modeling of Wind Generators for Model Predictive Control, Wiley, ISBN 9781118988589, pp 177-206.
- [9] Xing Qian, Qingmei Dang, Shengkun Jia, Yang Yuan, Kejin Huang, Haisheng Chen, and Liang Zhang "Operation of Distillation Columns Using Model Predictive Control Based on Dynamic Mode Decomposition

- Method", *Industrial & Engineering Chemistry Research* **2023** 62 (50), 21721-21739.
- [10] S. Chavan, N. Birnale and A. S. Deshpande, "Design and simulation of model predictive control for multivariable distillation column," 2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), Bangalore, India, 2018, pp. 764-768.
- [11] T. -h. Li, J. Wang and H. S. -h. Chung, "Effect of parasitic elements in a power converter on the switching performance of a MOSFET-snubber-diode configuration," 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Fort Worth, TX, USA, 2011, pp. 364-371.
- [12] O. Ibrahim, N. Z. Yahaya and N. Saad, "Comparative studies of PID controller tuning methods on a DC-DC boost converter," 2016 6th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS), Kuala Lumpur, Malaysia, 2016, pp. 1-5
- [13] Kazimierczuk, Marian. (2012). Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters.
- [14] Loera-Palomo, R., & Morales-Saldaña, J.A. (2015). Family of quadratic step-up dc-dc converters based on non-cascading structures. *IET Power Electronics*, vol. 8, issue 5, 793-801.
- [15] Morales-Saldaña, J. A., Loera-Palomo, R., Palacios-Hernández, E., & González-Martínez, J. L. (2014). Modelling and control of a DC-DC quadratic boost converter with R2P2. *IET Power Electronics*, 7(1), 11-22.
- [16] E. Camacho and C. Bordons, Model Predictive Control, ser. Advanced Textbooks in Control and Signal Processing. Springer London, 2007.
- [17] Proakis, J. G., Manolakis, D. K. (2006). Digital Signal Processing (4th Edition), 23-27. Prentice Hall. ISBN: 0131873741