Diseño de un Controlador Adaptativo por Modelo de Referencia Usando la Regla del MIT Aplicado a un Convertidor DC-DC Reductor de Voltage

Medina, Martín[1, *]; Naranjo, Marjorie[2]; Rodríguez-Flores, Jesús[3]

[1]*Universidad de Vigo, Departamento de Tecnología Electrónica, Vigo, España*
[2]*Universidad Politécnica Salesiana, Electrónica y Automatización, Quito, Ecuador*
[3]*Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Facultad de Informática y Electrónica, Riobamba, Ecuador*

Resumen: Los convertidores electrónicos de potencia se encuentran presentes en una gran cantidad de sistemas electrónicos modernos, y son utilizados en aplicaciones que exigen cada vez más una mayor eficiencia energética. Los convertidores DC-DC reductores de voltage poseen elementos capacitivos e inductivos, y un interruptor que conmuta y cambia la dinámica del convertidor, estas características resultan de gran interés desde el punto de vista del control automático. El presente trabajo tiene como objetivo desarrollar e implementar un controlador adaptativo directo por modelo de referencia (MRAC, por sus siglas en inglés) para controlar un convertidor reductor de corriente continua. El trabajo comienza con el análisis matemático de la dinámica de la planta del convertidor y luego se muestra la metodología para el diseño del controlador MRAC, los parámetros del controlador se ajustan utilizando la regla MIT. El rendimiento del controlador se evalúa mediante simulación numérica y experimentación. Los resultados muestran que el desempeño del controlador es exitoso en escenarios con cambios en: el voltaje de referencia, voltaje de alimentación y resistencia de carga.

Palabras clave: Control adaptativo, MRAC, Regla del MIT, Convertidor reductor

Design of a Model Reference Adaptive Controller Using the MIT Rule Applied to a Buck Converter

Abstract: Power electronic converters are present in a large number of modern electronic devices and are used in applications that increasingly demand greater energy efficiency. Buck converters have capacitive and inductive elements, and a switch that switches and changes the converter dynamics, these characteristics are of great interest from the point of view of automatic control. The present work aims to develop and implement a direct model reference adaptive controller (MRAC) to control a buck converter. The work begins with the mathematical analysis of the converter plant dynamics, then the methodology for the design of the MRAC controller is shown. The parameters of the controller parameters using the MIT rule. The performance of the controller is evaluated by numerical simulation and experimentation. The results show that the performance of the controller is successful in scenarios with changes in: the reference voltage, supply voltage and load resistance.

Keywords: Adaptive Control, MRAC, MIT rule, Buck converter

1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores DC-DC reductores de voltaje son dispositivos ampliamente utilizados en aplicaciones en las que se requiere disminuir el voltaje de entrada y mantenerlo dentro de las especificaciones de diseño. Están presentes en cargadores de baterías, vehículos eléctricos y en aplicaciones relacionadas con energías renovables. En Roy et al. (2017) y Aliaga et al. (2019), se presenta un estudio detallado del rendimiento de convertidores reductores aplicados en el control de motores de corriente continua y sistemas fotovoltaicos, respectivamente.

El reto en el modelado y control del convertidor radica en que la dinámica de este cambia por la apertura y cierre de un conmutador, es por esto que la planta del convertidor es no lineal y discontinua. Además, la rápida dinámica del convertidor obliga a que la estrategia de control deba

*msmartind@gmail.com
Recibido: 30/12/2020
Aceptado: 20/07/2022
Publicado en línea: 02/02/2023
10.33333/rp.vol51.n1.02
CC 4.0

resolverse en intervalos de tiempo en el orden de los microsegundos.
El convertidor reductor puede funcionar en un modo de conducción continua y discontinua, y existen varias formas de representar matemáticamente la dinámica del convertidor, entre las más destacables se pueden mencionar (Erickson y Maksimović, 2020): modelo no lineal, reducido y de pequeña señal. Otros trabajos recientes proponen modelos matemáticos basados en lógica difusa (Cervantes et al., 2015). Si el convertidor funciona en conducción continua, éste se puede representar mediante el modelo matemático de pequeña señal. Dicho modelo es ampliamente usado en sistemas de control que requieren de un modelo lineal e invariante en el tiempo (Gaouzi et al., 2018), (Ardhenta et al., 2018). Este modelo posee una dinámica de segundo orden, por lo que existe la presencia de sobreimpulsos en la respuesta al escalón. Un análisis detallado en el dominio de la frecuencia del modelo promedio de pequeña señal se puede encontrar en Suskis y NiKonorov (2018).

Es común que, en un convertidor cambie el voltaje de alimentación, el voltaje de referencia y la resistencia de carga, esto representa un reto adicional para el diseño de la estrategia de control. Por lo tanto, el controlador debe lidiar con la incertidumbre de los parámetros del convertidor.

El controlador clásico proporcional, integral y derivativo (PID) ha demostrado ser eficiente en la corrección del error en estado estacionario, frente a cambios tanto en el voltaje de referencia como en la resistencia de carga (Shinde et al., 2018). Por otro lado, la respuesta dinámica depende de los parámetros de la planta, y si estos cambian, la respuesta transitoria bajo el controlador clásico PID se vuelve impredecible. Los controladores basados en lógica difusa han logrado resolver esta problemática (Swathy et al., 2018), (Patil y Jagtap, 2015), (Bendaoud et al., 2017), debido a que el diseño de estos no requiere del modelo matemático de la planta, sin embargo, se requiere del conocimiento de un experto para plantear la base de reglas de inferencia difusa.

Los esquemas de control adaptativo directo e indirecto, han demostrado ser una buena solución al control de plantas con una dinámica cambiante en el transcurso del tiempo (Anfinsen y Aamo, 2019). Un controlador adaptativo indirecto estima los parámetros de la planta y luego modifica la estrategia de control (Andries et al., 2017). Este controlador se puede combinar con otras estrategias de control, como el control por modos deslizantes (Kannabiran y Alagarsamy, 2016) y predictivo (de León Puig et al., 2020).

El controlador adaptativo directo modifica los parámetros del controlador de tal manera que se minimiza una función de costo. Los métodos más usados para el ajuste de parámetros en el control adaptativo es la regla del MIT y la teoría de estabilidad de Lyapunov. Este último método garantiza la estabilidad del sistema, y en recientes trabajos ha sido aplicado con éxito en esquemas de control inteligente adaptativo (Nizami y Mahanta, 2016), (Khan Nizami et al., 2017). El método de ajuste de los parámetros del controlador utilizando la regla del MIT tiene la ventaja de ser un método matemático relativamente sencillo, lo cual permite evaluar sin contratiempos, la estabilidad del sistema mediante ensayos de simulación antes de su implementación.
En concreto, el aporte de este artículo es aprovechar las características del control adaptativo para regular el voltaje de salida de la planta de un convertidor DC-DC reductor de voltaje. Además, se presenta detalladamente la metodología para desarrollar un controlador adaptativo por modelo de referencia (MRAC, por sus siglas en inglés). Mediante simulación se verifica la estabilidad del control en múltiples escenarios, y finalmente la teoría se verifica mediante experimentos.

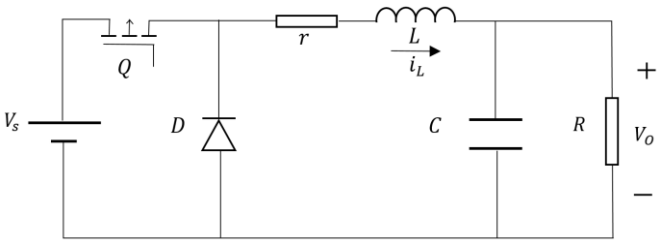

Figura 1. Convertidor DC-DC reductor de voltaje

El artículo se estructura como sigue. En la sección 2 se presenta el modelado matemático del convertidor reductor. En la sección 3 se muestra la metodología del diseño del controlador MRAC. El ajuste de los parámetros del controlador se realiza mediante la regla del MIT. En la sección 4, mediante simulación numérica, se evalúa el rendimiento del controlador frente a escenarios donde cambia: el voltaje de referencia, el voltaje de alimentación, la resistencia de carga, y los parámetros de la planta en general. Finalmente, en la sección 5 se muestran los resultados del controlador funcionando en un convertidor reductor real. Las conclusiones se resumen en la sección 6.

2. MODELADO MATEMÁTICO DEL CONVERTIDOR REDUCTOR

El convertidor reductor mostrado en la Figura 1 es un dispositivo conmutado de corriente continua. El voltaje de salida (V_O) es la variable a controlar y siempre es menor al voltaje de entrada (V_s). El circuito consta de un interruptor (Q), un diodo (D), un inductor (L) con resistencia en serie (r), un capacitor (C) y la resistencia de carga (R).

Cabe recalcar que, en aplicaciones prácticas, los capacitores e inductores presentan características no ideales. En el caso del capacitor, estas características se pueden modelar mediante un resistor R_c conectado en serie a dicho capacitor. Sin embargo, R_c toma valores típicos en el rango de los mili ohmios (Kimball et al., 2005), y al estar conectado en paralelo a R, su efecto puede ser despreciado siempre que $R \gg R_c$. Por otro lado, el efecto de la resistencia parásita del inductor r puede provocar caídas de tensión (dadas por ri_L) considerables en la carga, sobre todo para corrientes relativamente grandes.

En lo siguiente, se asumirá que Q, D y C son ideales, y que la fuente reductora funciona en modo de conducción continua ($i_L > 0$). Se considera $x_1 = i_L$ y $x_2 = V_O$.

2.1 Modelo no lineal

Cuando el interruptor Q cierra, D se polariza en inversa, se obtiene el siguiente modelo:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B_1 V_s \tag{1}$$

Donde:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$
$$B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{2}$$
$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 & \dot{x}_2 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$

Cuando el interruptor Q abre, D se polariza en inversa, el sistema se puede expresar como:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} \tag{3}$$

El modelo no lineal conmuta entre los subsistemas de la Ecuación (1) y (3), según el estado de Q.

2.2 Modelo no lineal reducido

A continuación, se muestra el modelo matemático no lineal del convertidor expresado en forma reducida, tomando en cuenta el modelo del convertidor con el interruptor abierto y con el interruptor cerrado de las Ecuaciones (1) y (3), respectivamente:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B_1 V_s u' \tag{4}$$

Donde u' es una variable discreta adimensional, que toma únicamente dos valores: $u' = 1$ cuando Q permanece cerrado y $u' = 0$ cuando Q se encuentra abierto.

2.3 Modelo lineal

A partir del modelo de la Ecuación (4), se puede obtener el modelo matemático lineal de la planta, o modelo promedio de pequeña señal. Para esto, es necesario tomar en consideración que el interruptor es controlado mediante modulación de ancho de pulsos. Si el ciclo de trabajo de Q se escribe como d, el modelo promedio se expresa como:

$$\dot{\mathbf{x}} = A\mathbf{x} + B_2 V_s \tag{5}$$

Donde:

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{6}$$

2.4 Función de transferencia

A continuación, derivado de la Ecuación (5) se expresa la relación entre la salida ($y = V_0$) y la entrada ($u = dV_s$) de la

Tabla 1. Valores de los elementos del convertidor

Elemento	Valor
R	5 (Ω)
r	0,18 (Ω)
C	1,7E − 03 (F)
L	1,12E − 03 (H)
f	3, E + 04 (Hz)
V_s	12 (V)

planta en el dominio complejo s de la transformada de Laplace:

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{R}{(RLC)s^2 + (L + rRC)s + (r + R)} \tag{7}$$

Como caso de estudio, los valores de los elementos del convertidor fueron tomados de tal manera que el convertidor funcione en modo de conducción continua (Erickson y Maksimović, 2020), y se muestran en la Tabla 1. La frecuencia de conmutación de Q se simboliza con f.

Si se reemplazan los valores de la Tabla 1 en la Ecuación (7), se obtiene:

$$\frac{y(s)}{u(s)} = \frac{(4{,}058\mathrm{E}{+}05)}{s^2 + 251{,}6s + 4{,}205\mathrm{E}{+}0.5} \tag{8}$$

$$\frac{y(s)}{u(s)} = G(s) = \frac{a}{s^2 + bs + c} \tag{9}$$

Donde $a = 4{,}058\mathrm{E} + 05$, $b = 251{,}6$ y $c = 4{,}205\mathrm{E} + 05$.

3. DISEÑO DEL CONTROLADOR MRAC

3.1 Modelo de referencia

Un paso preliminar al diseño del controlador adaptativo es elegir un modelo de referencia $Gm(s)$ que debe ser realizable por la planta del convertidor (Astrom y Wittenmark, 2008). Como modelo de referencia se ha escogido una planta de segundo orden (Ecuación (10)), con un factor de amortiguamiento relativo $\xi = 0.7$ y frecuencia angular natural $\omega_n = 648.46$ rad/s:

$$\frac{y_m(s)}{w(s)} = Gm(s) = \frac{\omega_n^{\,2}}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^{\,2}} \tag{10}$$

$$Gm(s) = \frac{4{,}205\mathrm{E} + 05}{s^2 + 907{,}84s + 4{,}205\mathrm{E} + 05} = \frac{a_m}{s^2 + b_m s + c_m} \tag{11}$$

Donde $a_m = 4,205\text{E}+05$, $b_m = 907,84$, $c_m = 4,205\text{E}+05$ y $w(s)$ es la entrada de referencia.

Para que la planta de la Ecuación (9) sea capaz de reproducir el modelo de la Ecuación (11), se propone el siguiente controlador:

$$u(t) = \theta_1 \frac{dy}{dt} + \theta_2 y + \theta_3 w \tag{12}$$

$$u(s) = \theta_1 s y(s) + \theta_2 y(s) + \theta_3 w(s) \tag{13}$$

Donde θ_1, θ_2 y θ_3 son los parámetros del controlador que serán optimizados usando la regla del MIT, de tal manera que el sistema reproduzca el modelo de referencia. Si se reemplaza el controlador $u(s)$ en la planta de la Ecuación (9), se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$\frac{y(s)}{w(s)} = \frac{a\theta_3}{s^2 + (b - a\theta_1)s + (c - a\theta_2)} \tag{14}$$

Por simple inspección, al comparar las Ecuaciones (11) y (14) se puede concluir que la planta imitará perfectamente el modelo de referencia, si se cumple que:

$$\begin{aligned} b - a\theta_1 &= b_m \\ c - a\theta_2 &= c_m \\ a\theta_3 &= a_m \end{aligned} \tag{15}$$

3.1 Ley de adaptación del MIT

La ley de adaptación del MIT tiene por objetivo ajustar los parámetros θ_i del controlador para minimizar una función de costo $J(\theta)$ (Astrom y Wittenmark, 2008). La función de costo elegida en el presente trabajo es:

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \tag{16}$$

Donde *e* es la diferencia entre la salida de la planta y y el modelo de referencia y_m:

$$e = y - y_m \tag{17}$$

La ley de adaptación del MIT para el controlador propuesto, se establece como:

$$\frac{d\boldsymbol{\theta}}{dt} = -\boldsymbol{\alpha} \frac{\partial J}{\partial \boldsymbol{\theta}} \tag{18}$$

Donde:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\alpha} &= \begin{bmatrix} \alpha_1 & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_2 & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_3 \end{bmatrix} \\ \boldsymbol{\theta} &= \begin{bmatrix} \theta_1 & \theta_2 & \theta_3 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \end{aligned} \tag{19}$$

Los valores α_i son cantidades escalares adimensionales y positivas, que determinan la velocidad con la que se ajustan los parámetros θ_i. Valores relativamente pequeños de α_i provocan una convergencia lenta, valores relativamente altos pueden llevar al sistema a la inestabilidad, por lo tanto, dichos valores tienen una gran importancia en la sintonización del controlador y deben ser determinados mediante simulación usando un procedimiento de ensayo y error.

Para obtener la ley de adaptación, es necesario desarrollar la Ecuación (18):

$$\frac{\partial J}{\partial \boldsymbol{\theta}} = e \frac{\partial e}{\partial \boldsymbol{\theta}} = e \frac{\partial y}{\partial \boldsymbol{\theta}} \tag{20}$$

$$\frac{\partial y}{\partial \boldsymbol{\theta}} = \begin{bmatrix} \dfrac{a^2 \theta_3 s}{(s^2 + (b - a\theta_1)s + (c - a\theta_2))^2} w(s) \\ \dfrac{a^2 \theta_3}{(s^2 + (b - a\theta_1)s + (c - a\theta_2))^2} w(s) \\ \dfrac{a}{s^2 + (b - a\theta_1)s + (c - a\theta_2)} w(s) \end{bmatrix} \tag{21}$$

Si se considera los resultados obtenidos en la Ecuación (14):

$$\frac{\partial y}{\partial \boldsymbol{\theta}} = \begin{bmatrix} \dfrac{a}{s^2 + (b - a\theta_1)s + (c - a\theta_2)} s y(s) \\ \dfrac{a}{s^2 + (b - a\theta_1)s + (c - a\theta_2)} y(s) \\ \dfrac{a}{s^2 + (b - a\theta_1)s + (c - a\theta_2)} w(s) \end{bmatrix} \tag{22}$$

La Ecuación (22) no puede usarse directamente, y es necesario hacer las siguientes aproximaciones (Astrom y Wittenmark, 2008):

$$\frac{a}{s^2 + (b - a\theta_1)s + (c - a\theta_2)} \approx \frac{a_m}{s^2 + b_m s + c_m} = Gm(s) \tag{23}$$

Se obtiene:

$$\frac{\partial y}{\partial \boldsymbol{\theta}} = \begin{bmatrix} Gm(s) s y(s) \\ Gm(s) y(s) \\ Gm(s) w(s) \end{bmatrix} \tag{24}$$

Finalmente, la ley de adaptación de los parámetros del controlador es:

$$\frac{d\boldsymbol{\theta}}{dt} = -\boldsymbol{\alpha} e \begin{bmatrix} Gm(s)sy(s) \\ Gm(s)y(s) \\ Gm(s)w(s) \end{bmatrix} \tag{25}$$

En la Figura 2 se muestra el diagrama de bloques de la planta con el controlador MRAC. Como se puede observar, se consideran los valores iniciales de los parámetros del controlador $\theta_i(0)$, mismos que juegan un papel importante en

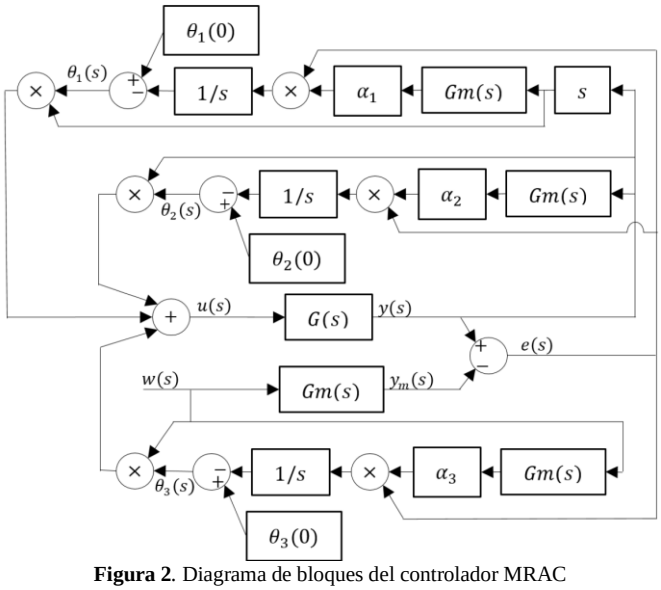

Figura 2. Diagrama de bloques del controlador MRAC

el rendimiento inicial del controlador. Los valores $\theta_i(0)$ se escogen de tal manera que se cumpla la Ecuación (15).

4. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN NUMÉRICA

Con el propósito de evaluar el rendimiento del controlador MRAC en condiciones cercanas a las reales, se presentan los resultados obtenidos mediante simulación de la planta de la Figura 1 usando el software Simulink. Dicha planta simulará factores que no han sido tomados en cuenta en la fase del modelado matemático del convertidor, como: caída de voltaje en el diodo, pérdidas de conmutación y modo de conducción discontinua del convertidor. Las señales de disparo de Q se generan mediante una modulación de ancho de pulsos (PWM, por sus siglas en inglés) clásico, es decir, comparando u con una portadora triangular de frecuencia f.

Los ensayos que se enumeran a continuación son de gran utilidad para escoger los valores adecuados de las constantes α_i, que como se mencionó anteriormente, son importantes para la sintonización del controlador MRAC.

4.1 Cambios tipo escalón en el voltaje de referencia

En la presente sección, se muestra la respuesta de la planta con el controlador MRAC cuando hay cambios del tipo escalón en el voltaje de referencia. Un escenario realista para esta prueba es, por ejemplo, cuando se utiliza el convertidor reductor para controlar la velocidad de un motor de corriente continua (Roy et al., 2017). En la Figura 3, se puede observar que, con el transcurso del tiempo, la respuesta de la planta con el controlador MRAC se acerca a la del modelo de referencia, y la función de costo tiende a cero.

La función de costo toma su máximo valor en el instante inicial, debido a que hay un rápido cambio de la referencia de

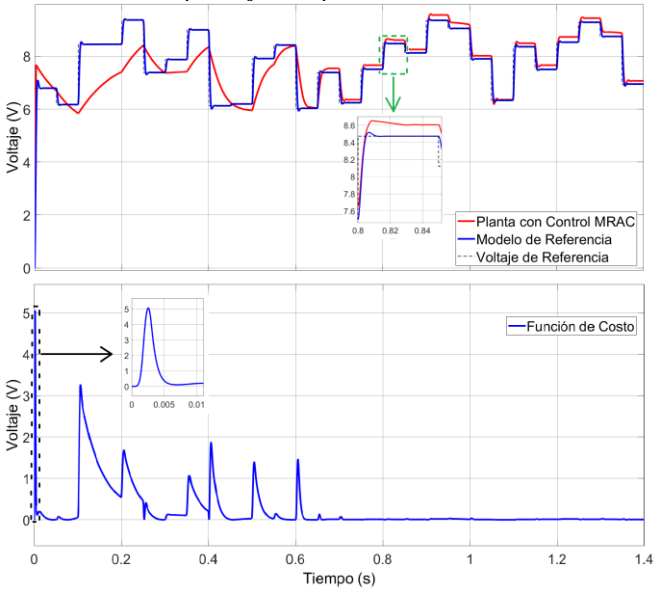

Figura 3. Respuesta a cambios tipo escalón en el voltaje de referencia

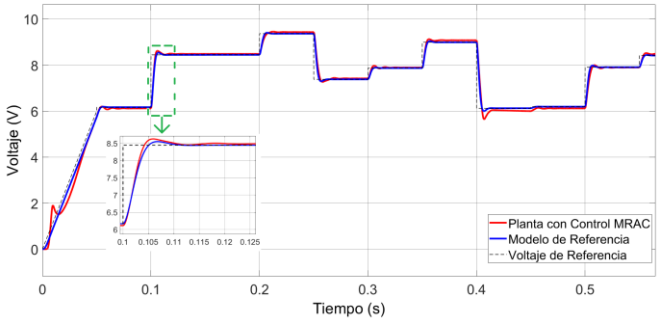

Figura 4. Respuesta a cambios tipo escalón en el voltaje de referencia con entrada inicial tipo rampa

0 a 7V. Esto provoca que los parámetros θ_i comiencen a cambiar rápidamente, aun cuando no haya necesidad de ello.

Para evitar este efecto adverso presente en el algoritmo de adaptación, se recomienda que la entrada de referencia sea del tipo rampa hasta alcanzar el punto de trabajo, como se muestra en la Figura 4.

4.2 Cambios tipo escalón en el voltaje de alimentación

A continuación, se evaluará la capacidad del controlador para corregir el error de estado estacionario cuando cambia el voltaje de alimentación V_s, escenario común en aplicaciones fotovoltaicas (de León Puig et al., 2020). En el siguiente experimento numérico, se mantiene el voltaje de referencia a 6V. Inicialmente, V_s es 12V cuando el tiempo de simulación t es de 0,2s V_s cambia a 10V para volver nuevamente a 12V cuando $t = 0{,}5$s.

En la Figura 5, se puede observar que el controlador es capaz de corregir el error en estado estacionario, y le toma un tiempo de 0,11s llevar el error en estado estacionario a un valor menor del 3%, sin importar si el voltaje de alimentación aumenta o disminuye.

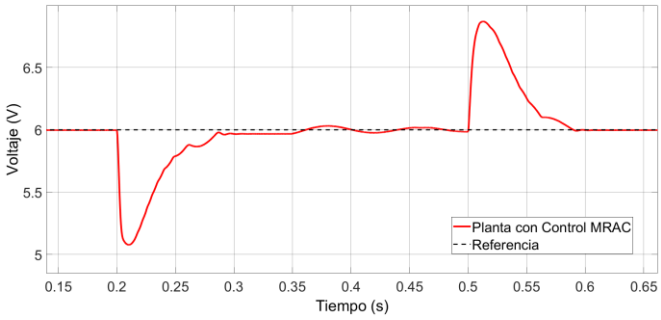

Figura 5. Respuesta en estado estacionario a cambios del voltaje de alimentación

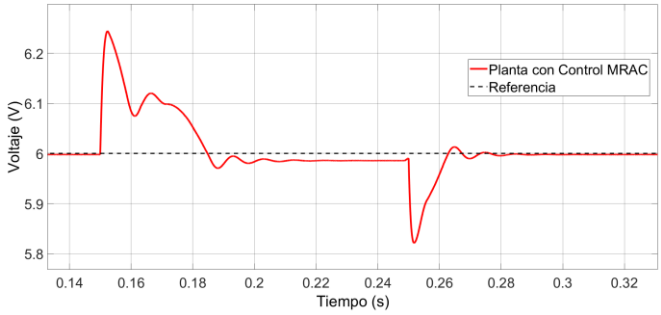

Figura 6. Respuesta en estado estacionario a cambios de la resistencia de carga

4.3 Cambios tipo escalón en la resistencia de carga

En el siguiente experimento numérico, se mantiene constante el voltaje de alimentación y referencia, y se modifica la resistencia de carga R. Un escenario real de esta prueba es cuando el convertidor funciona como fuente de alimentación y se conectan o desconectan dispositivos. Inicialmente $R = 5\Omega$, cuando $t = 0{,}15$s la resistencia de carga cambia a $R = 10\Omega$, finalmente cuando $t = 0{,}25$s la resistencia de carga vuelve a ser $R = 5\Omega$.

En la Figura 6, se observa que el controlador es capaz de corregir el error en estado estacionario, el mismo es llevado a un valor menor al 3% en un tiempo aproximado máximo de 60 ms.

4.4 Dinámica no modelada y variabilidad en los parámetros

Finalmente, se simula la respuesta del controlador frente a dinámicas no modeladas y a variabilidad de los parámetros de la planta en general. Condiciones que están presentes en una implementación real por múltiples factores, por ejemplo, cambios de resistencia por temperatura, mala estimación en los parámetros de la planta, ruido de medición, conducción discontinua del convertidor, etc. Para esta prueba, se han aumentado los valores de R, r, C y L de la Tabla 1 en un 10% respecto a sus valores iniciales. En este apartado, la respuesta del control MRAC se contrasta con un control PID clásico. Este último ha sido diseñado a partir del método de cancelación de polos y ceros, como se detalla en Medina y Naranjo (2021), tomando en cuenta el modelo con los parámetros originales y las especificaciones de diseño de la Sección 3.1, es decir, $\xi = 0.7$ y $\omega_n = 648.46$ rad/s.

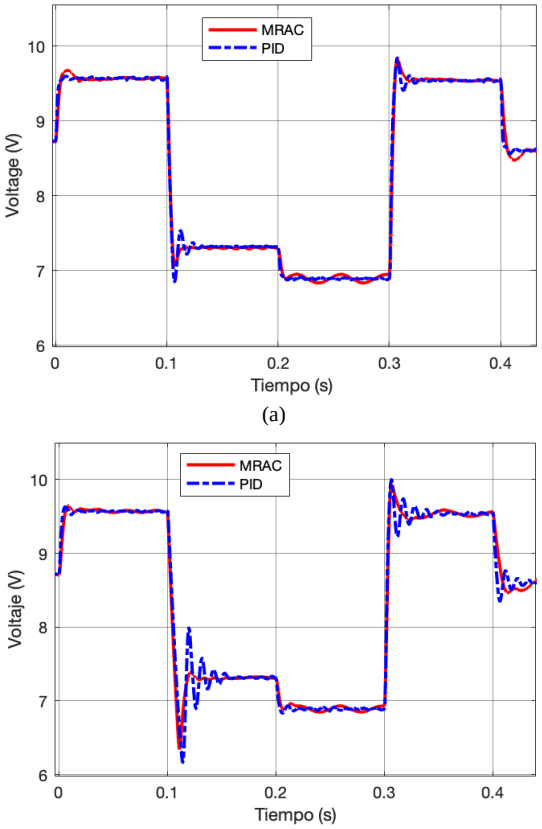

Figura 7. Comparación del controlador MRAC versus PID. a) Planta con los parámetros originales (ver Tabla 1). b) Planta con parámetros subestimados

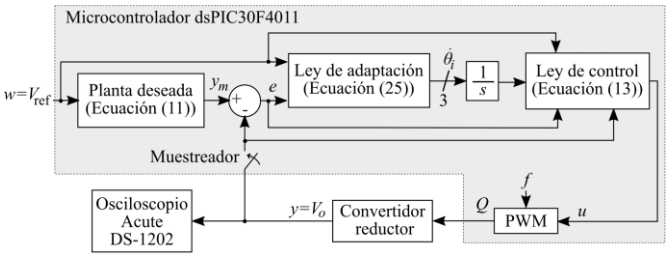

Figura 8. Esquema de la implementación práctica del sistema de control MRAC a la planta del convertidor reductor.

La respuesta de los controladores diseñados con los parámetros originales de la planta se puede observar en la Figura 7(a). Tanto el controlador MRAC como el PID tienen una respuesta transitoria y estacionaria aceptable y dentro de las especificaciones de diseño. Por otro lado, en la Figura 7(b) se observa la respuesta cuando se considera la variabilidad de los parámetros de la planta (aumentados en un 10%). En este caso, el control PID presenta un deterioro considerable en la respuesta transitoria, mientras que el controlador MRAC exhibe aproximadamente el mismo comportamiento que con la planta original.

5. RESULTADOS DE IMPLEMENTACIÓN PRÁCTICA

Con el objetivo de validar experimentalmente los resultados obtenidos en la fase de diseño y simulación, se implementó el controlador MRAC en un convertidor reductor real con las características mencionadas en la Tabla 1. El esquema de la Figura 8 resume la implementación práctica. El algoritmo de control es implementado en un microcontrolador dsPIC30F4011 funcionando a 30 mega instrucciones por segundo, con un tiempo de muestreo de 647μs. Para el registro de los voltajes de salida, se utilizó el osciloscopio de computador Acute DS-1202. A continuación, se exponen los detalles de los experimentos realizados.

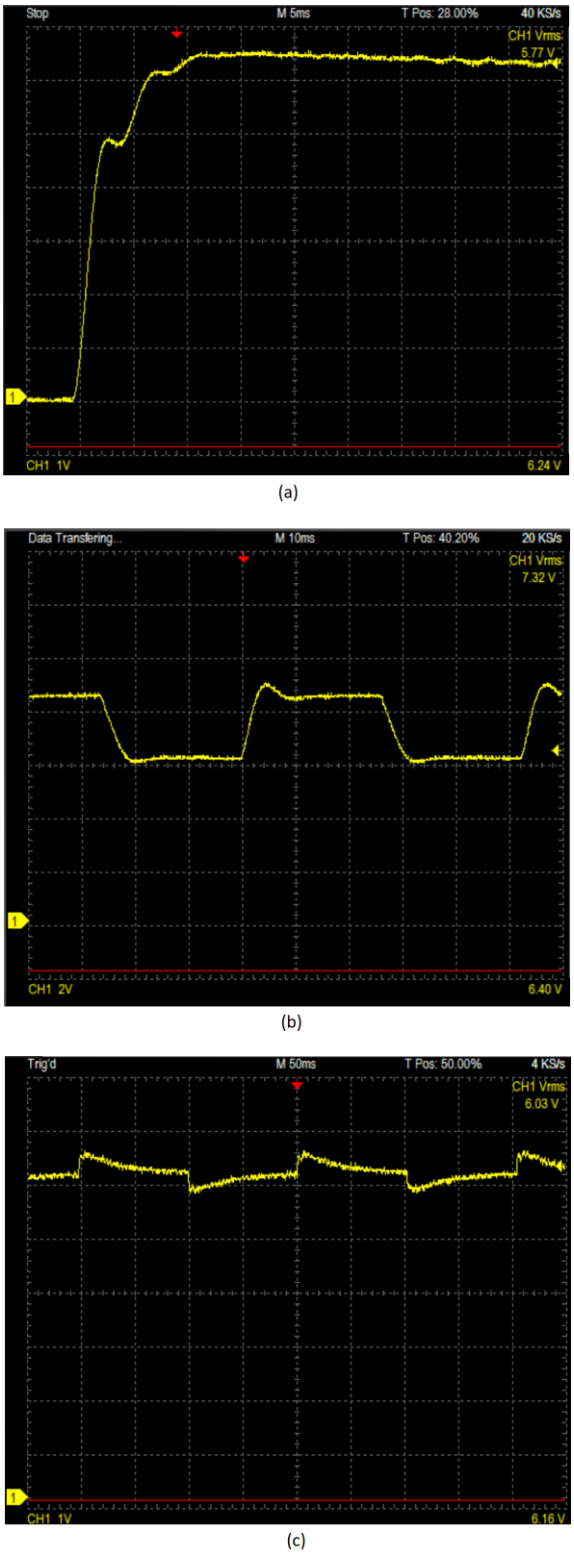

Figura 9. (a) Voltaje de salida a una entrada escalón. Escala: vertical 1V/Div; horizontal 5ms/Div. (b) Voltaje de salida frente a cambios en el voltaje de referencia. Escala: vertical 2V/Div; horizontal 10ms/Div. (c) Voltaje de salida frente a cambios de la resistencia de carga. Escala: vertical 1V/Div; horizontal 50ms/Div.

En la Figura 9(a), se observa la respuesta de la planta frente a una entrada de tipo escalón. El voltaje de referencia se fija a 6V. Se registra un tiempo de subida de 6,25ms, un sobreimpulso de 8,33% y un tiempo de establecimiento de 45,3ms. Luego de este tiempo, la planta alcanza la referencia. Cabe mencionar que el tiempo de establecimiento es relativamente largo debido a que los parámetros del controlador aún no han tenido tiempo para ajustarse finamente.

En la Figura 9(b), se muestra la respuesta de la planta frente a cambios de tipo escalón en el voltaje de referencia. El voltaje de referencia conmuta cada 30ms entre los valores de 6V y 8,5V. Se registra un tiempo de subida de 2,5ms, un tiempo de establecimiento de 8,13ms y un sobreimpulso del 20%. El algoritmo de control es capaz de seguir satisfactoriamente el voltaje de referencia.

La respuesta de la planta frente a cambios de carga se muestra en la Figura 9(c). El voltaje de referencia se mantiene fijo en 6V y la resistencia de carga cambia cada 100ms. En la gráfica, la resistencia inicialmente es de $R = 5\Omega$, luego cambia a $R = 10\Omega$, y el ciclo se vuelve a repetir. El error de estado estacionario toma un valor menor al 3% en un tiempo aproximado de 35ms. El controlador es capaz de corregir el error en estado estacionario cuando hay cambios en la resistencia de carga.

6. CONCLUSIONES

El controlador adaptativo aplicado a un convertidor reductor DC-DC reductor de voltaje, en múltiples escenarios, ha sido capaz de eliminar el error en estado estacionario, así como de cumplir con los requerimientos de una respuesta transitoria especificada por un modelo de referencia. Mediante la regla del MIT se ha derivado la ley de adaptación de los parámetros del controlador, y su estabilidad ha sido probada mediante simulación. Adicionalmente, presenta características superiores en la respuesta transitoria frente a un controlador PID convencional, en condiciones de dinámicas no modeladas o incertidumbre en los parámetros de la planta.

Adicionalmente, se proponen posibles temas derivados de la presente investigación con aplicación al convertidor reductor: aplicar sistemas de saturación de los integradores de la ley de control; diseñar un controlador con una planta de referencia de primer orden; desarrollar una regla de adaptación mediante teoría de estabilidad de Lyapunov, etc.

REFERENCIAS

Aliaga, R., Munoz, J., Rojas, D., Villalon, A., Troncoso, J., y Gaisse, P. (2019). Predictive Control of a Buck Converter for Photovoltaic Energy: An Experimental Implementation. *IEEE CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies, CHILECON 2019*, 1–6. https://doi.org/10.1109/CHILECON47746.2019.8988046

Andries, V., Goras, L., Buzo, A., y Pelz, G. (2017). Automatic tuning for a DC-DC Buck Converter with adaptive controller. *ISSCS 2017 - International Symposium on Signals, Circuits and Systems*, 1-5. https://doi.org/10.1109/ISSCS.2017.8034938

Anfinsen, H., y Aamo, O. M. (2019). Model Reference Adaptive Control. Cham, Switzerland: Springer International Publishing. https://doi.org/10.1007/978-3-319-56393-0

Ardhenta, L., Subroto, R. K., y Kuswiradyo, P. (2018). Adaptive Control for Buck Converter in Hybrid Power System based on DMRAC Method. *2018 Electrical Power, Electronics, Communications, Controls and Informatics Seminar, EECCIS 2018*, 282–286. https://doi.org/10.1109/EECCIS.2018.8692897

Astrom, K., y Wittenmark, B. (2008). *Adaptive Control*. New York, United States of América: Addison-Wesley Publishing Company.

Bendaoud, K., Krit, S., Kabrane, M., Ouadani, H., Elaskri, M., Karimi, K., y Elmaimouni, L. (2017). Fuzzy logic controller (FLC): Application to control DC-DC buck converter. In *2017 International Conference on Engineering & MIS (ICEMIS)*, 1–5. https://doi.org/10.1109/ICEMIS.2017.8272980

Cervantes, M. H., Montiel, M. F., Marin, J. A., Anguiano, A. C. T., y Ramirez, M. C. G. (2015). Takagi-Sugeno fuzzy model for DC-DC converters. In *2015 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, 1–6. https://doi.org/10.1109/ROPEC.2015.7395109

de León Puig, N. I. P., Bozalakov, D., Acho, L., Vandevelde, L., y Rodellar, J. (2020). An Adaptive–Predictive control scheme with dynamic Hysteresis Modulation applied to a DC–DC buck converter. *ISA Transactions*, *105(1)*, 240–255. https://doi.org/10.1016/j.isatra.2020.05.015

Erickson, R. W., y Maksimović, D. (2020). *Fundamentals of Power Electronics*. Cham, Switzerland: Springer International Publishing. https://doi.org/10.1007/978-3-030-43881-4

Gaouzi, K., El Fadil, H., Rachid, A., Belhaj, F. Z., y Giri, F. (2018). Constrained model predictive control for DC-DC buck power converters. *2017 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, 1–5. https://doi.org/10.1109/EITech.2017.8255245

Kannabiran, K., y Alagarsamy, S. (2016). Unified control of DC-DC buck converter using dynamic adaptive controller for battery operated devices. *Revista Facultad de Ingenieria*, *81*(1), 35–46. https://doi.org/10.17533/udea.redin.n81a04

Khan Nizami, T., Chakravarty, A., y Mahanta, C. (2017). A Fast Learning Neuro Adaptive Control of Buck Converter driven PMDC Motor: Design, Analysis and Validation. *IFAC-PapersOnLine*, *50*(1), 37–42. https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2017.08.007

Kimball, J.W., Krein, P.T., y Cahill, K.,C. (2005). Modeling of capacitor impedance in switching converters. *IEEE Power Electronics Letter*, *3*(4), 136–140. https://doi.org/10.1109/LPEL.2005.863603

Nizami, T. K., y Mahanta, C. (2016). An intelligent adaptive control of DC-DC buck converters. *Journal of the Franklin Institute*, *353*(12), 2588–2613. https://doi.org/10.1016/j.jfranklin.2016.04.008

Medina, M., y Naranjo, M. (2021). Diseño de un Controlador Predictivo Aplicado a un COnvertidor Reductor de Corriente Continua. *Revista Politécnica*, *47(1)*, 27-34. https://doi.org/10.33333/rp.vol47n1.03

Patil, B. U., y Jagtap, S. R. (2015). Adaptive fuzzy logic controller for buck converter. *4th IEEE Sponsored International Conference on Computation of Power, Energy, Information and Communication, ICCPEIC*, 78–82. https://doi.org/10.1109/ICCPEIC.2015.7259444

Roy, T. K., Pervej, M. F., Tumpa, F. K., y Paul, L. C. (2017). Nonlinear adaptive controller design for velocity control of a DC motor driven by a DC-DC buck converter using backstepping approach. *2016 2nd International Conference on Electrical, Computer and Telecommunication Engineering (ICECTE)*, 1–4. https://doi.org/10.1109/ICECTE.2016.7879598

Shinde, N., Sankad, S., y Patil, S. L. (2018). Design and Study Voltage Characteristics of Buck Converter by Matlab Simulink. *2018 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics (ICOEI)*, 680–683. https://doi.org/10.1109/ICOEI.2018.8553695

Suskis, P., y Nikonorov, D. (2018). Buck converter digital control system design and performance evaluation. *2018 IEEE 6th Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering, AIEEE*, 1–4. https://doi.org/10.1109/AIEEE.2018.8592368

Swathy, K., Jantre, S., Jadhav, Y., Labde, S. M., y Kadam, P. (2018). Design and Hardware Implementation of Closed Loop Buck Converter Using Fuzzy Logic Controller.

2018 Second International Conference on Electronics, Communication and Aerospace Technology (ICECA), 175–180. https://doi.org/10.1109/ICECA.2018.8474570

BIOGRAFÍA

Martín Damián Medina Sánchez, Ingeniero en electrónica y control (2015) y magister en sistemas de control y automatización industrial (2017) por la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo, Ecuador. Merecedor de varios reconocimientos al mérito académico, entre ellos, mejor graduado de la carrera de ingeniería electrónica. Actualmente desarrolla su tesis en el programa de Doctorado en Investigación en Tecnologías y Procesos Avanzados en la Industria, Mención hacia la Excelencia, afiliado al grupo de investigación de Tecnología de Electrónica de Potencia Aplicada (APET), en la Universidad de Vigo, España.

Marjorie Carolina Naranjo Cevallos, Ingeniera Electrónica en control y redes Industriales graduada en 2019, ha participado en concursos nacionales de robótica obteniendo los primeros lugares desde el 2013 hasta el 2015. Fue becaria dos años en su carrera de grado por distinción académica. Actualmente desarrolla su trabajo de fin de master en Electrónica y Automatización, en la Universidad Politécnica Salesiana, Ecuador.

Jesús Rodríguez Flores, Nació en Puerto Ordaz, Venezuela en 1971, se graduó de Ingeniero Electrónico en Control e Instrumentación en el año 1995, posteriormente recibió el grado de Magister Scientiaurum en Electrónica Control e Instrumentación Especializada en el año 2003, ambas en la Universidad Nacional Experimental "Antonio José de Sucre" (UNEXPO), Venezuela. Recibió el grado de Doctor, en el Programa de Ingeniería de Sistemas y Automática, especializándose en inteligencia artificial aplicada al control en la Universidad de Málaga, España, en 2010. Hasta el 2015 trabajó para CORPOLEC. Actualmente se dedica a la docencia en la Escuela Superior Politécnica de Chimborazo.