

# Controlador de Modos Deslizantes Integral para un Sistema de Conversión de Energía Eólica

D. Memije, J. J. Rodríguez, and F. E. Rodarte  
Instituto Politécnico Nacional  
Escuela Superior de Ingeniería Mecánica y Eléctrica  
Ciudad de México  
dmemijeg@alumno.ipn.mx, jjrodriguezr@ipn.mx,  
frodg01@hotmail.com

O. Carranza, and R. Ortega  
Instituto Politécnico Nacional  
Escuela Superior de Cómputo  
Ciudad de México  
ocarranzac@ipn.mx, rortegag@ipn.mx,

**Resumen**— La inyección de energía de alta calidad es una de las características más importante de cualquier sistema renovable. Debido a esto, se propone un controlador integral de modos deslizantes de alto desempeño, diseñado para mejorar la calidad de la energía inyecta a la red por un sistema eólico. El controlador deslizante propuesto es robusto contra perturbaciones y variación de parámetros. La propiedad de robustez es demostrada mediante la simulación de un convertidor compuesto de IGBTs, en el cual las pérdidas por conducción de los transistores son consideradas. El desempeño del sistema de control propuesto es evaluado mediante simulaciones llevadas a cabo en MATLAB/Simulink.

**Keywords** – Three-phase converter, Integral sliding mode control, Vector control.

## I. INTRODUCCIÓN

El convertidor back to back (CBB), como el que se muestra en la fig. 1, es comúnmente empleado en diversas aplicaciones, tales como: microrredes [1], accionamiento de máquinas de CA de velocidad variable [2], compensación activa de armónicos [3] y sistemas de conversión de energía eólica (SCEE) [4]. El CBB permite el control bidireccional del flujo de potencia entre dos sistemas, los cuales pueden ser de diferente frecuencia, o de diferente número de fases. Adicionalmente, el CBB permite el control del factor de potencia y del contenido armónico total (THD) de cada uno de los sistemas interconectados, independientemente. Estas propiedades hacen del CBB un dispositivo flexible y atractivo en muchos campos [5]-[6].

Dependiendo de la aplicación, cada convertidor que componen a un CBB es referido con un nombre distinto. En este artículo, el convertidor que controla al generador es conocido como convertidor del lado de la máquina (CLM), mientras que, el convertidor que se encuentra conectado a la red eléctrica es conocido como convertidor del lado de la red (CLR) [4].

Un sistema de control en cascada es empleado para controlar al CLR. El lazo externo se encarga de regular la tensión en el lado de CD, mientras que, el lazo interno controla las corrientes de CA. El lazo de control de tensión determina la estabilidad del sistema, mientras que el lazo de control de corriente se encarga de regular la calidad de la energía inyectada a la red [7].

Recientemente, un creciente interés se ha prestado al control no lineal del CLR, debido a su robustez y su alto desempeño [8]-

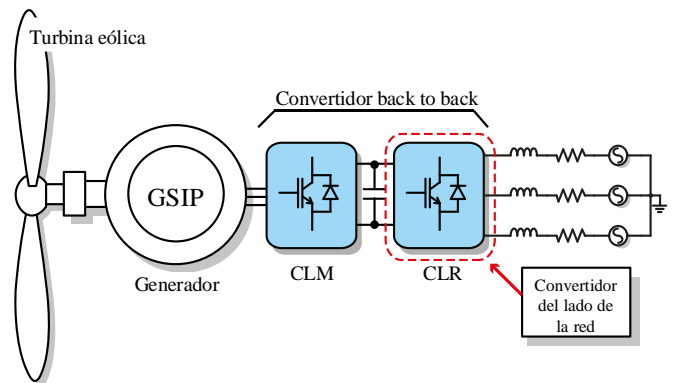


Fig. 1. Sistema de conversión de energía eólica investigado.

[10]. En la literatura existes diversos controladores no lineales empleados para controlar las corrientes del CLR; por ejemplo: control predictivo [11], control directo de la potencia [12], control de modos deslizantes (CMD) [3], [6]-[7]. El CMD es popular, debido a su robustez [6]. Sin embargo, el chattering es la principal desventaja de este controlador en una implementación real [13]-[14]. A pesar de esto, CMD es el controlador no lineal más aplicado en el CLR [14]. Un sistema de CMD de primer orden es capaz de seguir referencias no lineales con error igual a cero. Además, este tipo de controlador es robusto, rápido y fácil de diseñar. A pesar de que el CMD tienen muchas ventajas, el rizado que se presenta en la respuesta del sistema es un problema que aún necesita una solución [14]. Existen algunas aproximaciones que permiten reducir los efectos negativos del rizado [7]. Sin embargo, estas aproximaciones deterioran el desempeño final del controlador.

La contribución en este artículo es la propuesta de un CMD integral para el control de la inyección de energía eléctrica a la red en el SCEE mostrado en la Fig. 1. Se presta particular atención al sistema de control del CLR, el cual es un convertidor trifásico de tres hilos. La técnica de CMD propuesta se basa en la teoría de control vectorial y la sincronización a la red eléctrica. Diversas simulaciones son llevadas a cabo, donde se demuestran las principales propiedades del sistema CMD propuesto. El efecto de incertidumbres, comúnmente encontradas durante la implementación física, son analizadas y discutidas.

## II. DISEÑO DEL CONTROLADOR DE MODOS DESLIZANTES

### A. Modelo matemático del convertidor

La Fig. 2 muestra el diagrama eléctrico del CLR, donde se emplea un filtro  $L$  es empleado para controlar las corrientes y limitar el contenido armónico (THD) inyectado a la red [15]. Este filtro es descrito mediante la siguiente expresión:

$$\mathbf{v}_{abc} = R\mathbf{i}_{abc} + L\frac{d\mathbf{i}_{abc}}{dt} + \mathbf{e}_{abc} + \boldsymbol{\xi}_{abc} \quad (1)$$

donde  $\mathbf{v}_{abc}$  es el vector de tensiones del convertidor,  $\mathbf{i}_{abc}$  es el vector de corrientes de la red,  $\mathbf{e}_{abc}$  es el vector de tensiones de la red,  $R$  y  $L$  son la resistencia e inductancia, respectivamente, del filtro empleado y  $\boldsymbol{\xi}_{abc}$  es el vector de incertidumbres y perturbaciones, normalmente desconocido. Aplicando la transformada de Clark [16] a (1), se obtiene:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = R\mathbf{i}_{\alpha\beta} + L\frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{e}_{\alpha\beta} + \boldsymbol{\xi}_{\alpha\beta} \quad (2)$$

Aplicando la transformada de Park [16] a (2), se obtiene:

$$\mathbf{v}_{dq} = R\mathbf{i}_{dq} + L\frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} - \mathbf{J}\omega_s L\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{e}_{dq} + \boldsymbol{\xi}_{dq} \quad (3)$$

donde  $\omega_s$  es la frecuencia de la red y  $\mathbf{J}$  es una matriz de rotación [16]. En espacio de estados, la expresión (3) es descrita como:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} &= \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} + \mathbf{B}(\mathbf{v}_{dq} - \mathbf{e}_{dq} - \boldsymbol{\xi}_{dq}) \quad (4) \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -R/L & \omega_s \\ -\omega_s & -R/L \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L & 0 \\ 0 & 1/L \end{bmatrix} \quad (5) \end{aligned}$$

### B. Superficie deslizante

El diagrama de control vectorial basado en el algoritmo CMD propuesto es mostrado en la Fig. 3, donde  $\theta_s$  es la señal de sincronización del sistema. En este artículo se considera el diseño de un controlador de modos deslizantes de primer orden. Por lo tanto, se propone una superficie deslizante integral, expresada por la siguiente relación:

$$\boldsymbol{\sigma}_{dq} = \mathbf{e} + k \left( \int_0^t \mathbf{e} \cdot d\tau + \mathbf{e}_0 \right); \quad \mathbf{e} = \mathbf{i}_{dq}^* - \mathbf{i}_{dq} \quad (6)$$

donde  $\boldsymbol{\sigma}_{dq}$  es la superficie deslizante,  $\mathbf{e}$  es el error del sistema,  $\mathbf{e}_0$  es la condición inicial del integrador,  $k$  es la constante de tiempo de convergencia de la superficie deslizante,  $\mathbf{i}_{dq}$  y  $\mathbf{i}_{dq}^*$  son las corrientes medidas y de referencia, respectivamente.

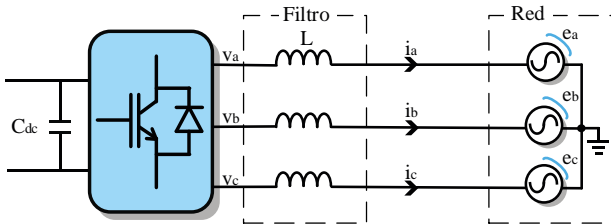


Fig. 2. Diagrama del convertidor del lado de la red.

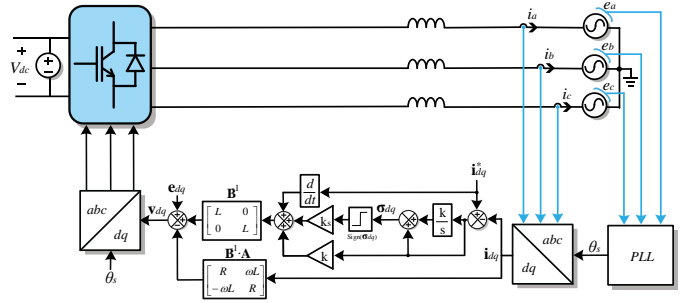


Fig. 3. Diagrama de control vectorial de modos deslizantes integral.

### C. Demostración de la estabilidad del controlador

Para demostrar la estabilidad cuadrática del controlador propuesto, la siguiente función de Lyapunov es propuesta:

$$V = \frac{1}{2} \boldsymbol{\sigma}_{dq}^T \boldsymbol{\sigma}_{dq} \quad (7)$$

La cual tiene la siguiente derivada con respecto del tiempo:

$$\frac{dV}{dt} = \boldsymbol{\sigma}_{dq}^T \frac{d\boldsymbol{\sigma}_{dq}}{dt} = \boldsymbol{\sigma}_{dq}^T \left( \frac{d\mathbf{i}_{dq}^*}{dt} - \frac{d\mathbf{i}_{dq}}{dt} + k\mathbf{e} \right) \quad (8)$$

Sustituyendo (4) en (8), se obtiene:

$$\frac{dV}{dt} = \boldsymbol{\sigma}_{dq}^T \left[ \frac{d\mathbf{i}_{dq}^*}{dt} - \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} - \mathbf{B}(\mathbf{v}_{dq} - \mathbf{e}_{dq} - \boldsymbol{\xi}_{dq}) + k\mathbf{e} \right] \quad (9)$$

Para que (7) sea una función de Lyapunov válida, se emplea el concepto de *control equivalente* [13], obteniéndose así la respuesta del sistema de control:

$$\mathbf{v}_{dq} = \mathbf{B}^{-1} \left[ \frac{d\mathbf{i}_{dq}^*}{dt} - \mathbf{A}\mathbf{i}_{dq} + k\mathbf{e} + p \cdot \mathbf{sign}(\boldsymbol{\sigma}_{dq}) \right] - \mathbf{e}_{dq} \quad (10)$$

donde  $p$  es una ganancia y  $\mathbf{sign}(\boldsymbol{\sigma}_{dq})$  es la función signo. Sustituyendo (10) en (9), se obtiene la siguiente desigualdad:

$$\frac{dV}{dt} = \boldsymbol{\sigma}_{dq}^T [-\boldsymbol{\xi}_{dq} - p \cdot \mathbf{sign}(\boldsymbol{\sigma}_{dq})] \leq (\xi - p) |\boldsymbol{\sigma}_{dq}| < 0 \quad (11)$$

donde  $|\boldsymbol{\xi}_{dq}| \leq \xi$  es la acotación superior de la perturbación. Si  $p$  es lo suficientemente grande (p. eje.  $p > \xi$ ), entonces el controlador será globalmente estable.

### D. Tiempo de convergencia del controlador

La propiedad de convergencia en tiempo finito es demostrada considerando que:

$$|\boldsymbol{\sigma}_{dq}| = \sqrt{\boldsymbol{\sigma}_{dq}^T \boldsymbol{\sigma}_{dq}} = \sqrt{2}V^{\frac{1}{2}} \Rightarrow \frac{dV}{dt} \leq \sqrt{2}(L - p)V^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

La solución de (12) es descrita por la desigualdad:

$$V^{\frac{1}{2}}(t) \leq \frac{(L - p)}{\sqrt{2}} t + V^{\frac{1}{2}}(0) \quad (13)$$

Lo que implica que, el tiempo necesario ( $t_r$ ) para que la energía del sistema sea cero, dada por (7), es expresada por la desigualdad:

$$t_r \leq -\frac{|\sigma_{dq}(0)|}{(L-p)} \quad (14)$$

Una vez que el Sistema ha alcanzado la superficie deslizante, lo que significa que la superficie deslizante y su derivada son cero, las siguientes relaciones son obtenidas:

$$\dot{\sigma} = \dot{e} + ke = 0 \Rightarrow e(t) = e(t_r)e^{-kt} \quad \forall t > t_r \quad (15)$$

donde  $k$  es la constante de tiempo que determina la velocidad de convergencia del error a cero, y  $t_r$  es el tiempo que tarda superficie deslizante, dada por (6), en llegar a cero.

### III. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Los modelos de simulación empleados en este artículo son mostrados en las fig. 4, 5 y 6. La fig. 4 presenta el Sistema de control de modos deslizantes propuesto. El modelo en espacio de estados mostrado en la fig. 5 es empleado para demostrar la propiedad de tiempo finito de convergencia del controlador. El modelo presentado por la fig. 6 es empleado para estudiar las incertidumbres que son introducidas en el sistema debido al uso de transistores no ideales. Los parámetros empleados son:

$$R = 0.5; L = 2.5e^{-3}; p = 1; k = 2\pi \cdot 10; \omega_s = 377 \quad (16)$$

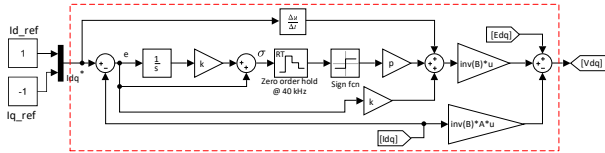


Fig. 4. Modelo de simulación del control de modos deslizantes dado por (10).

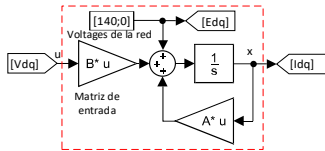


Fig. 5. Modelo de simulación del CLR dado por (4) y (5).

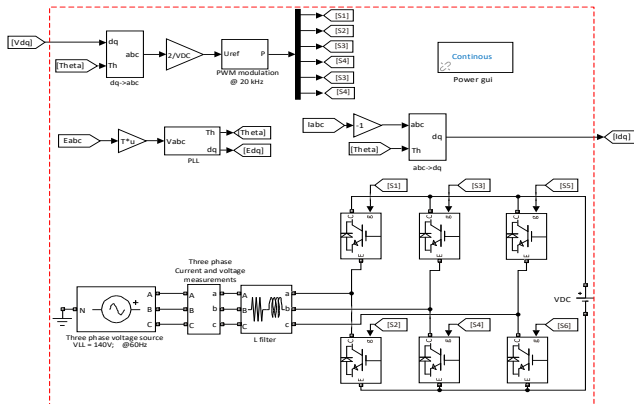


Fig. 6. Modelo de simulación del CLR basado en transistores.

#### A. Convergencia de tiempo finito

Empleando los modelos de simulación dados por la fig. 4 y 5, se obtienen los resultados mostrados en la Fig. 7. En la fig. 7(a) se muestra la respuesta del sistema a las referencias  $i_d^* = 1$  and  $i_q^* = -1$ . Fig. 7(b) muestra el error y la respuesta de las superficies deslizantes, donde se observa que el error inicia su convergencia a cero en el instante que la superficie deslizante se vuelve cero. Bajo la suposición de que ninguna perturbación está presente en el sistema simulado, el tiempo de convergencia puede ser predicho exactamente por (14), dado como:

$$t_r \leq \frac{|\sigma(0)|}{p} = \frac{1}{p} \left| e(0) + k \int_0^0 e \cdot dt \right| = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Lo que implica que el tiempo necesario para que las superficies deslizantes sean cero es de un segundo para cada una.

Una de las propiedades principales de un sistema de CMD integral es que la superficie deslizante puede ser iniciada en cero desde el inicio del sistema de control [7], [15].

Esta propiedad es demostrada en la fig. 8, donde la condición inicial de la superficie deslizante es estipulada como  $e_0 = -e(0)/k$ . Sustituyendo esta condición inicial en (14), se obtiene que:

$$t_r = \frac{1}{p} \left| e(0) + k \left( \int_0^0 e \cdot dt - e(0)/k \right) \right| = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

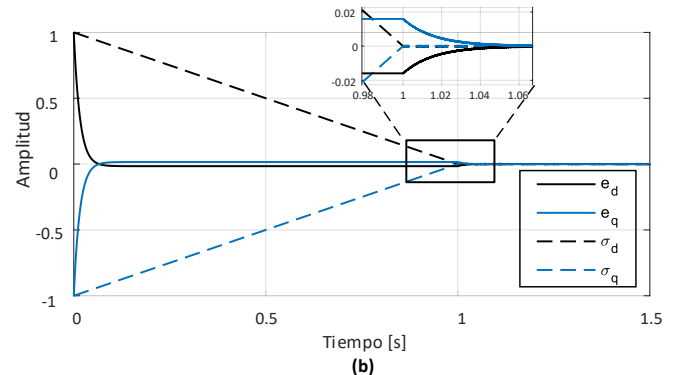
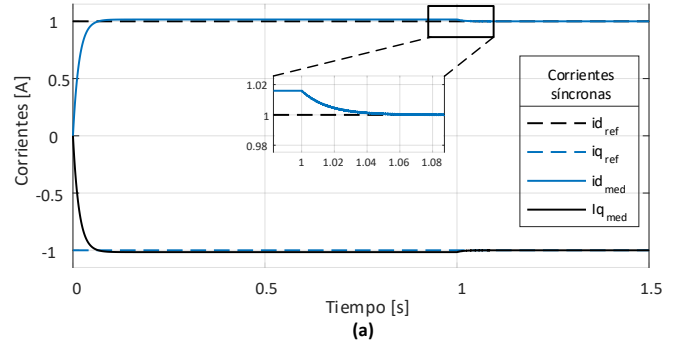


Fig. 7. Resultados de simulación ideal con condición inicial igual a cero de la superficie deslizante. a) Corrientes síncronas, y b) Error del controlador.

Los resultados de simulación obtenidos estipulando la condición inicial de la superficie deslizante son mostrados en la fig. 8. La fig. 8(a) muestra como la convergencia del error ocurre en aproximadamente 0.3 segundos, (i.e. tres veces la constante de tiempo  $k$ ). La fig. 8(b) muestra como las superficies deslizantes son igual con cero desde el inicio.

El controlador propuesto es capaz de seguir referencias no lineales, como lo demuestran los resultados presentados en la fig. 9, donde las corrientes de referencia del eje d y q son dos sinusoides en cuadratura. Estos resultados muestran que el controlador propuesto puede seguir referencias no lineales con error que converge asintóticamente a cero.

### B. Incertidumbres en el sistema

En esta sección se emplean los modelos de simulación mostrados por la fig. 4 y 6, con el propósito de demostrar el efecto que las incertidumbres tienen sobre el sistema de CMD propuesto. Las pérdidas por conducción de los transistores son simuladas mediante el uso de IGBTs de la librería Simscape de Simulink, cuyos parámetros son mostrados en la fig. 10.

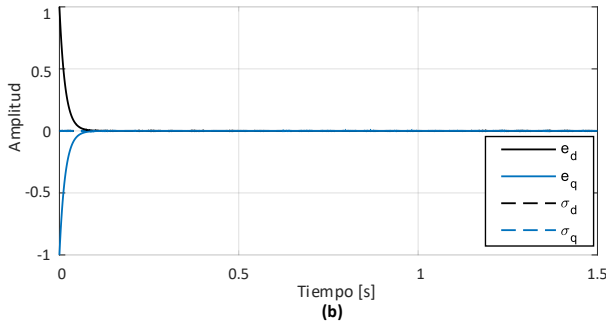
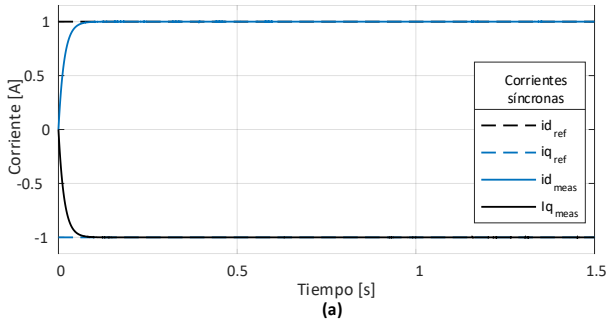


Fig. 8. Resultados de simulación ideal con condición inicial  $e_0 = -e(0)/k$  de la superficie deslizante. a) Corrientes síncronas, and b) Error del controlador.

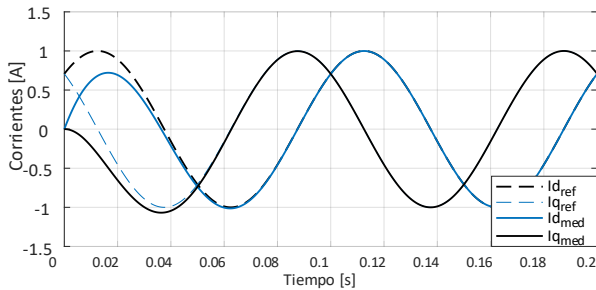


Fig. 9. Respuesta del sistema a referencias no lineales.

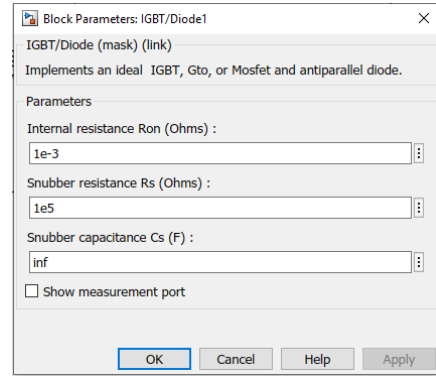


Fig. 10. Parámetros de los transistores.

La respuesta del sistema a una referencia no lineal es mostrada en la Fig. 11(a), donde se observa que la referencia es seguida sin ningún problema apreciable. Sin embargo, la fig. 10(b) muestra que, en lugar de que el error converja exactamente a cero, este converge a una vecindad alrededor de cero debido a la caída de tensión en los transistores.

Esta caída de tensión puede ser modelada como una incertidumbre multiplicativa como:

$$\xi_{dq} = \Delta A i_{dq} \quad (19)$$

$$\dot{i}_{dq} = (A + \Delta A) i_{dq} + B(v_{dq} - e_{dq}) \quad (20)$$

donde  $\Delta A$  es la matriz de resistencia interna de los transistores:

$$\Delta A = \begin{bmatrix} -R_T & 0 \\ 0 & -R_T \end{bmatrix} \quad (21)$$

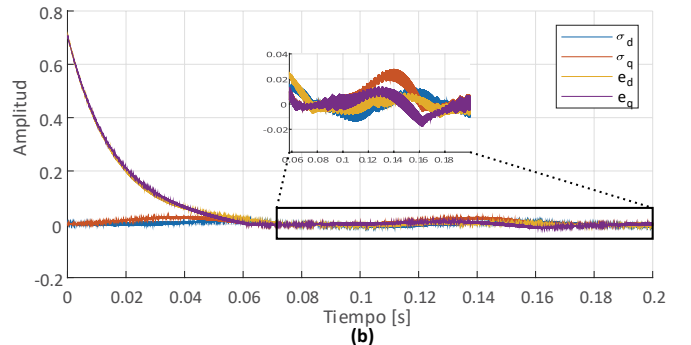
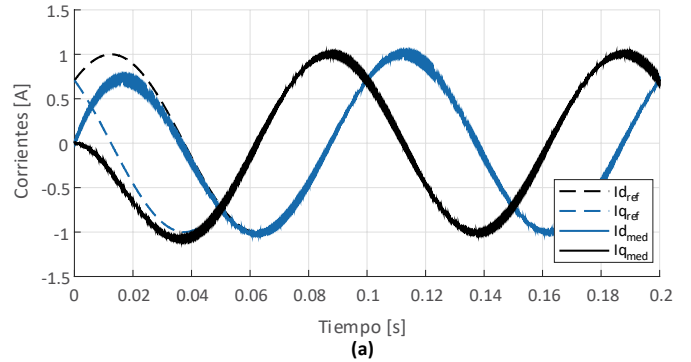


Fig. 11. Resultados de simulación no ideal usando la ganancia  $p$  dada por (16). a) Corrientes síncronas, and b) Error del controlador.

siendo  $R_T$  dos veces la resistencia interna de los transistores. Esta incertidumbre normalmente es desconocida para el sistema de control. Por lo tanto, incluyendo el efecto de los transistores, la siguiente función de Lyapunov es obtenida:

$$\dot{V} = \sigma^T (\dot{i}_{dq}^* - (\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A})i_{dq} - \mathbf{B}(v_{dq} - e_{dq}) + ke) \quad (22)$$

Sustituyendo (10) en (22), se obtiene:

$$\dot{V} = \sigma^T (\Delta\mathbf{A}i_{dq} - \mathbf{B}^{-1}p \cdot \text{sign}(\sigma)) \quad (23)$$

Asumiendo que la perturbación  $\Delta\mathbf{A}i_{dq}$  está acotada, la siguiente desigualdad es obtenida:

$$\dot{V} = (|\Delta\mathbf{A}i_{dq}| + |\mathbf{B}^{-1}p|)|\sigma| < (R_T i_{max} - Lp)|\sigma| < 0 \quad (24)$$

donde  $i_{max}$  es la corriente máxima esperada del CLD.

Finalmente, para lograr que el convertidor sea insensible a esta perturbación, la ganancia  $p$  deberá ser diseñada suficientemente grande. Por lo tanto, dicha ganancia  $p$  es seleccionada para que cumpla la siguiente relación:

$$(R_T i_{max} - Lp)|\sigma| < 0 \quad p > \frac{R_T}{L} i_{max} \quad (25)$$

sustituyendo (16) en (25) y considerando la resistencia de los transistores, mostrada en la fig. 9, se obtiene:

$$p > \frac{R_T}{L} \cdot 1 A = \frac{2e^{-3}\Omega}{2.5e^{-3}H} \cdot 1 A > 0.8 V \quad (26)$$

En este caso, la corriente máxima a través de cada transistor es  $i_{max} = 1A$ . Por lo tanto, la ganancia propuesta es:

$$p = 1.8 \quad (27)$$

Con esta ganancia se logra llevar al error a cero, como se muestra en la fig. 12.

#### IV. CONCLUSIONES

A través de este artículo, las propiedades de convergencia en tiempo finito y robustez son demostradas para el diseño del controlador de un CLR de modos deslizantes integral. El estudio propuesto en este artículo fue llevado a cabo exclusivamente a nivel de simulación; sin embargo, los resultados obtenidos en este trabajo demuestran la capacidad del controlador propuesto de ser implementado físicamente en un convertidor real.

El control de modos deslizantes posee muchas ventajas en comparación con control clásico. Sin embargo, una desventaja es el chattering, el cual en un controlador de primer orden es de frecuencia variable. Para lograr que la frecuencia del chattering sea de frecuencia fija es necesario emplear algoritmos de segundo orden. A pesar de esta desventaja, el efecto negativo

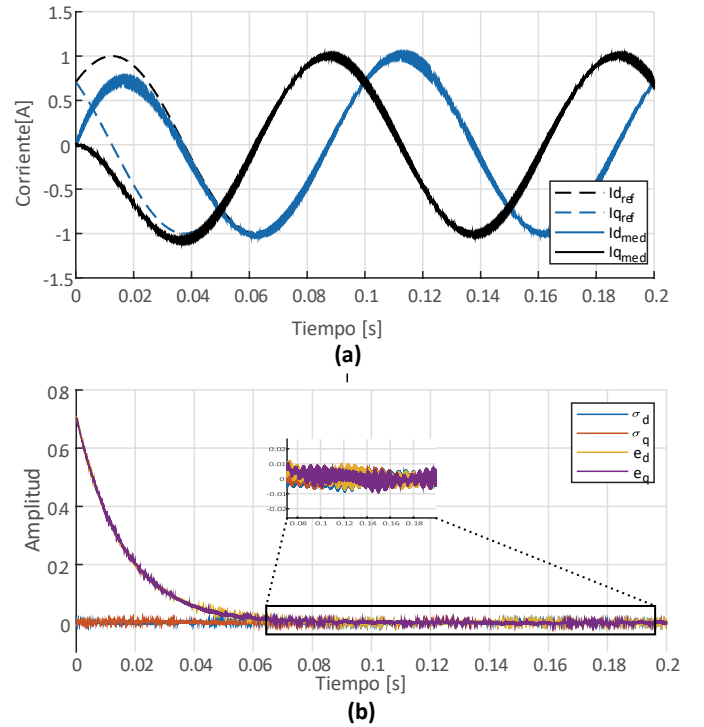


Fig. 12. Resultados de simulación no ideal usando la ganancia  $p$  dada por (27). a) Corrientes síncronas, and b) Error del controlador.

del chattering no fue significativo a través de todas las simulaciones presentadas, esto se debió a que, en el diseño del controlador, todas las perturbaciones conocidas fueron compensadas por el sistema de control. El resultado de estas compensaciones fue que la ganancia no lineal, responsable del chattering, fuera mantenida pequeña. Los resultados de simulación no consideran muchas incertidumbres presentes en una implementación física, por lo que se espera que el chattering sea un problema serio al implementar experimentalmente el algoritmo propuesto en el laboratorio.

#### REFERENCIAS

- [1] X. Guo et al., "Space Vector Modulation for DC-Link Current Ripple Reduction in Back-to-Back Current-Source Converters for Microgrid Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, Issue:10, Oct. 2015.
- [2] M. Chen et al., "Current control method of six-phase PMSM drive system with parallel back-to-back converters", 2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS).
- [3] N. Dehkordi, N. Sadati, and M. Hamzeh, "A Robust Backstepping High-Order Sliding Mode Control Strategy for Grid-Connected DG Units With Harmonic/Interharmonic Current Compensation Capability", IEEE Transactions on Sustainable Energy, Vol. 8, Issue 2, April 2017.
- [4] Z. Zhang et al., "Robust Predictive Control of Three-Level NPC Back-to-Back Power Converter PMSG Wind Turbine Systems With Revised Predictions", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, Issue 11, Nov. 2018, pp. 9588 – 9598.
- [5] C. Euzeli and R. Edison, "Advanced Power Electronics Converters: PWM Converters Processing AC Voltages", Forty-Fifth Edition, The Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. Published 2015 by JohnWiley&Sons, Inc.

- [6] M. Ikram, W. Mohamed, and M. Najiba, "Model Predictive-Sliding Mode Control for Three-Phase Grid-Connected Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, Issue 2, Feb. 2017.
- [7] B. Aurobinda, S. Bidyadhar, and K. Pravat, "An adaptive sliding mode control scheme for grid integration of a PV system", *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, Vol 3, Issue: 4, Dec. 2018.
- [8] J. Hamidreza, k. Namwon, and P. Babak, "Decentralized Control Strategy for AC-Stacked PV Inverter Architecture Under Grid Background Harmonics", *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 6, Issue 1, March 2018.
- [9] B. Aurobinda, S. Bidyadhar, and K. Pravat, "Model Predictive-Sliding Mode Control for Three-Phase Grid-Connected Converters", *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, Vol. 3, Issue 4, Dec. 2018.
- [10] M. Tsili and S. Papathanassiou, "A review of grid code technical requirements for wind farms," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 3, no. 3, pp. 308–332, Sep. 2009.
- [11] S. Sergio et al., "Evaluation of a Trapezoidal Predictive Controller for a Four-Wire Active Power Filter for Utility Equipment of Metro Railway, Power-Land Substations", *Hindawi Publishing Corporation, Mathematical Problem in Engineering*, Vol. 2016, Article ID 2712976.
- [12] B. Bouaziz and F. Bacha, "Direct power control of grid-connected converters using sliding mode controller", in *Proc. 2013 Int. Conf. Elect. Eng. Softw. Appl.*, 2013, pp. 1–6.
- [13] S. Yuri et al, "Sliding Mode Control and Observation", 2015 IEEE, John Wiley, New Jersey, Cap 1 pp.
- [14] M. Axaykumar and N. Brijesh, "Sliding Mode Controllers for Power Electronic converters", *Lecture notes in electrical engineering*, Springer Nature Singapore Pte Ltd. 2019.
- [15] T. Remus, L. Marco, and R. Pedro, "Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems", *John Wiley & Sons, Ltd.* ISBN: 978-0-470-05751-3, 2011.
- [16] G. Alain, M. Jesús, "Sensorless AC Electric Motor Control, Robust Advanced Design Techniques and Applications", *Springer International Publishing Switzerland* 2015.