

A Robust Model Predictive Control For Grid-Connected Voltage-Source Inverters

M. G. Judewicz, *Student Member*, IEEE, J. R. Fischer, *Student Member*, IEEE, M. A. Herrán, *Student Member*, IEEE, S. A. González, *Member*, IEEE and D. O. Carrica, *Member*, IEEE

Abstract— Model predictive control is a new alternative in the control of power converters. The practical application of this controller demands a correct compensation of the computation delay. This compensation requires an estimation of the load current, usually attained in an open-loop manner, i. e. without error feedback of the model parameters. However, this strategy gives rise to diverse perturbations in the waveform, when there is a certain amount of parameter variation. In this work, the effects of this variation are analyzed and a way to reduce the distortion is proposed, using a Luenberger observer. This new approach is called Robust Model Predictive Control. The proposal is applied to a grid-connected voltage-source inverter. To validate the proposal, simulations are included in the paper.

Keywords— voltage source inverter, nonlinear control, predictive control, parameter variation, state observers.

I. INTRODUCCIÓN

EN LA actualidad, los sistemas de generación distribuida, p. ej., molinos eólicos, paneles fotovoltaicos, etc., están teniendo una mayor importancia debido a la demanda energética creciente. Este crecimiento, sobre todo en los países desarrollados, se debe a que su implementación es rápida, descentralizada y de bajo costo en comparación con los sistemas de generación centralizados. Sin embargo, los sistemas distribuidos generan energía de forma intermitente, que debe ser regulada para cumplir con las estrictas normas de calidad energética. Es por esta razón que se utilizan sistemas electrónicos para la conexión de estos recursos a la red eléctrica existente, y es aquí donde entra en juego la utilización de convertidores de potencia [1].

El control de convertidores de potencia es un área clave de investigación, y especialmente, las estrategias de control de corriente son las que deben garantizar la calidad de la energía inyectada a la red, sobre todo en lo que respecta al nivel de distorsión armónica generada por el propio convertidor [2]. En este contexto, el control predictivo es una estrategia que ha surgido recientemente en el campo de la electrónica de potencia, debido al avanzado estado de desarrollo de los microprocesadores actuales [3].

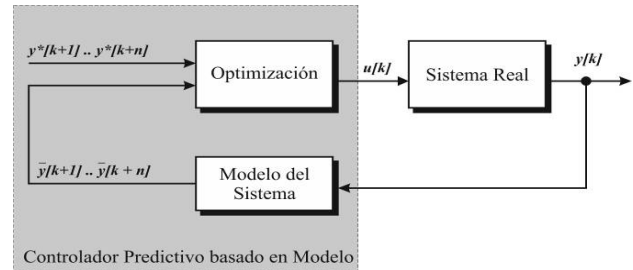


Figura 1. Esquema general de un controlador predictivo basado en modelo.

Uno de los controladores es el Control Predictivo basado en Modelo (MPC, *Model Predictive Control*), que ha sido ampliamente usado en el control de procesos [4], pero se presenta como una alternativa reciente para el control de convertidores de potencia, y posee un desempeño superior a expensas de un mayor requerimiento computacional [5]. Esta estrategia necesita un modelo del sistema para predecir las trayectorias de estado futuras para un conjunto de acciones de control, hasta alcanzar un horizonte de predicción. Las acciones de control son el resultado de un algoritmo de optimización que consiste en la minimización de una función de costo, en la cual se evalúa el error entre la referencia y la trayectoria predicha. De la totalidad de las acciones de control futuras, tan sólo la primera es aplicada al sistema, es decir, solo se aplica la acción de control en el instante $k+1$. Esta secuencia es repetida en cada instante de muestreo, utilizando una estrategia de horizonte recesivo, la cual desplaza la predicción hacia el futuro, aplicando sólo la primera acción de control predicha [6]. Al aumentar el horizonte de predicción, se incrementa exponencialmente la complejidad del algoritmo. Asimismo, un incremento en la complejidad de la función de costo reduce considerablemente el desempeño del controlador. Un diagrama en bloques de este tipo de controladores se muestra en la Fig. 1.

Una de las variantes de MPC es la denominada FCS-MPC, (*Finite Control Set - Model Predictive Control*) que hace uso de la naturaleza de estados finitos del sistema a ser controlado, siendo el caso de un inversor trifásico en el que la salida depende de la combinación de un número finito de llaves. Además del ejemplo anterior [7], ha sido utilizado en el control de diferentes tipos de convertidores de potencia, incluyendo convertidores multinivel [8]-[10], convertidores matriciales [11], y rectificadores [12]. En este caso, el problema de optimización se reduce a la búsqueda exhaustiva de la entrada de control, perteneciente a un conjunto finito de entradas posibles, que minimiza una función de costo en la

M. G. Judewicz, Universidad Nacional de Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, marcosj@fi.mdp.edu.ar

J. R. Fischer, Universidad Nacional de Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, jfischer@fi.mdp.edu.ar

M. A. Herrán, Universidad Nacional de Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, herran@fi.mdp.edu.ar

S. A. González, Universidad Nacional de Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, sagonzal@ieeee.org

D. O. Carrica, Universidad Nacional de Mar del Plata, Buenos Aires, Argentina, carrica@fi.mdp.edu.ar

que se incluyen las variables a controlar. Para una comparación entre FCS-MPC y otros tipos de controladores de corriente, véase [5].

Una ventaja importante de esta estrategia es su inherente flexibilidad para incluir una cantidad arbitraria de variables y restricciones del sistema en la función de costo [3]. Sin embargo, este tipo de controladores, como se dijo anteriormente, demanda un elevado esfuerzo computacional que se incrementa exponencialmente con la longitud del horizonte de predicción [6] y con funciones de costo más complejas. Esto deriva en un prolongado tiempo de cálculo que, si no es tomado en cuenta, degrada el desempeño general del sistema. La compensación del retardo de cálculo ha sido considerada en trabajos anteriores [13], [14]. Su solución implica realizar una predicción adicional para controlar la corriente en el instante $k+2$, en lugar de hacerlo al final del periodo de conmutación actual, es decir en el instante $k+1$. Con esto, la aplicación de la acción de control no se ve alterada por el retardo de cálculo. Sin embargo, esta predicción adicional se realiza con un modelo fijo, y cualquier variación en los parámetros del sistema conlleva un error que ocasiona distorsión en la corriente.

En [15]-[18], los autores proponen la inclusión de un observador de estado para reducir la distorsión inducida por la variación de parámetros, en un controlador predictivo del tipo dead-beat. El observador predice un estado futuro a lazo cerrado, es decir, corrigiendo la estimación actual con el error de la predicción previa, multiplicada esta última por una ganancia modificable que afecta su dinámica [19]. Esta adición al controlador disminuye su sensibilidad a la variación de parámetros mejorando su robustez. Es por ello que en este trabajo se decidió utilizar un observador para realizar la predicción adicional que requiere la compensación mencionada en el párrafo anterior, lo que efectivamente disminuye la distorsión ocasionada por desviaciones paramétricas del modelo utilizado en el controlador. En [20], los parámetros de la carga son estimados utilizando un algoritmo adaptativo, pero su implementación demanda una elevada carga computacional.

En el presente trabajo, FCS-MPC es aplicado al control de corriente de un VSI en el marco de referencia abc . Esto corresponde a la aplicación de un control monofásico. También, los efectos de la variación de parámetros en el modelo predictivo de FCS-MPC son analizados, y se presenta una solución a este problema agregando un observador de estados. La inclusión de este observador resulta en un controlador más robusto, lo que da lugar a una estrategia de MPC robusto (RMPC).

En la sección II se presenta el diseño del control predictivo, es decir, el modelo utilizado y la función de costo a evaluar. Luego, en la sección III, se expone la expresión que modela el funcionamiento del observador. Por último, en la sección IV, se presentan simulaciones para mostrar la efectividad de este tipo de controlador comparado con la estrategia previa.

II. CONTROL PREDICTIVO BASADO EN MODELO

FCS-MPC necesita un modelo predictivo de las variables a ser controladas y un algoritmo de optimización, para decidir qué entrada de control es óptima en términos de una función de evaluación definida en un funcional de costo. La actuación que minimiza este funcional es aquella que se aplica a la entrada del sistema. Las siguientes subsecciones sintetizan el diseño de la estrategia FCS-MPC.

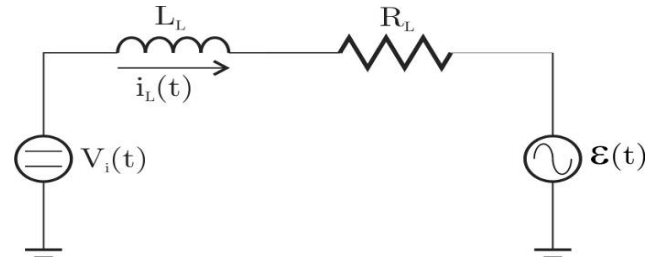


Figura 2. Circuito eléctrico de la carga incluyendo la tensión de red como perturbación.

A. Modelo Predictivo

Para poder implementar el controlador es necesario obtener un modelo apropiado de la totalidad del sistema. El modelo del sistema puede ser subdividido en un modelo de la corriente de carga y un modelo del inversor trifásico.

1) Modelo de la corriente en la carga:

El modelo de la corriente en la carga se describe en la Fig. 2. Aquí V_i con $i = \{a, b, c\}$ es la tensión aplicada por el inversor en el nodo i , ϵ es la tensión de red, i_L es la corriente a través de la carga y L_L y R_L , la inductancia y resistencia de la carga, respectivamente. La inductancia de la carga es la suma de la inductancia de red y la de acoplamiento, y la resistencia está asociada con las pérdidas óhmicas del inductor de acoplamiento. Cabe aclarar que la tensión de red no es parte de la carga y se considera una fuente de perturbación para el control de la corriente del inversor. De la figura, es posible deducir la ecuación diferencial que gobierna el comportamiento de la corriente

$$\frac{d}{dt} i_L(t) = \frac{1}{L_L} (V_i(t) - \epsilon(t)) - \frac{R_L}{L_L} i_L(t) \quad (1)$$

En base al modelo anterior, en el dominio de tiempo continuo, se obtiene el modelo discreto de la corriente en la carga. De este modo, se puede insertar este modelo en un controlador digital. Debido a que el inversor mantiene la posición de las llaves durante todo el periodo de muestreo, se realiza la discretización con retenedor de orden cero,

$$i_L^p[k+1] = c_1 i_L[k] + c_2 (V_i[k] - \epsilon[k]) \quad (2)$$

$$c_1 = e^{-\frac{R_L}{L_L} T_s}$$

$$c_2 = \frac{1}{R_L} (1 - e^{-\frac{R_L}{L_L} T_s})$$

Usando la expresión previa, el controlador puede predecir el estado de la corriente en la carga en el siguiente instante de muestreo. Esta predicción necesita el sensado de la corriente en la carga $i[k]$ y la tensión trifásica $\varepsilon[k]$. La calidad de la predicción esta directamente conectada con la exactitud de los parámetros del modelo L_L y R_L . Por lo tanto, cualquier diferencia entre el modelo y los valores reales, da lugar a una predicción errónea.

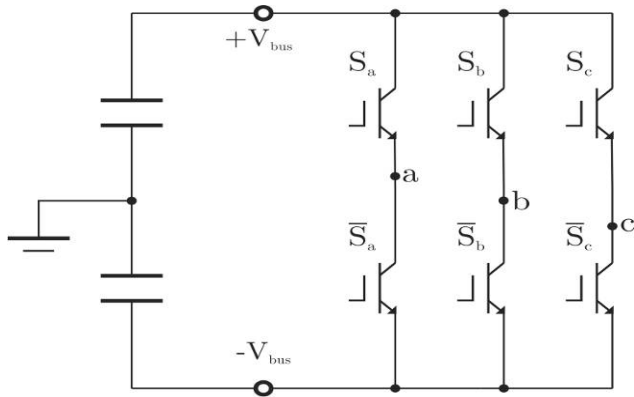


Figura 3. Circuito eléctrico del inversor trifásico.

1) Modelo del inversor trifásico:

En la Fig. 3, se observa el circuito de un inversor trifásico de dos niveles. El estado de las llaves S_x con $x = \{a, b, c\}$ y $S_x = \{0, 1\}$, define la tensión en los nodos a, b y c . Las llaves en la misma rama del inversor, operan de manera complementaria; de lo contrario, podría generarse un cortocircuito, posiblemente destruyendo el dispositivo. En consecuencia, la tensión en el nodo x puede ser expresada como,

$$V_x[k] = (2 \times S_x[k] - 1) V_{bus} \quad (3)$$

donde V_{bus} es la tensión en los capacitores del DC-Bus. Inspeccionando las ecuaciones (2) y (3), puede observarse que las actuaciones sobre las llaves influyen en la trayectoria de la corriente en la carga. Además, existe un número finito de estados de conmutación posibles, en particular, dos estados por pierna del inversor, dando lugar a dos valores posibles de la corriente por nodo. En esta aplicación particular, el controlador tiene que lidiar con un inversor trifásico, controlando cada fase por separado, lo que resulta en la predicción de seis valores futuros de la corriente. Estas predicciones se utilizan en la evaluación del funcional de costo que debe optimizarse, y del cual se obtiene la acción de control óptima en términos del error con respecto a la referencia.

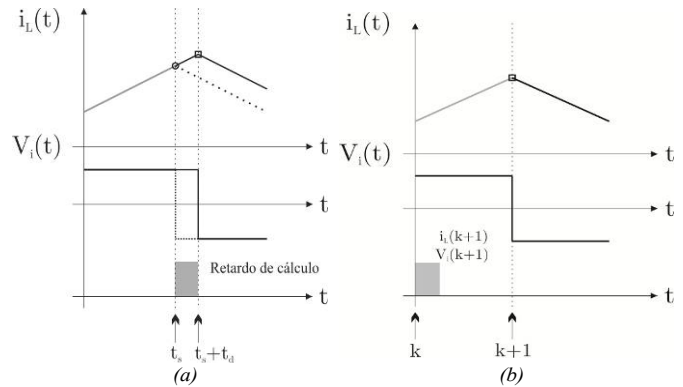


Figura 4. (a) Distorsión por retardo de cálculo. (b) Una posible solución al problema

B. Optimización

El modelo predictivo da un número de posibles trayectorias para cada una de las entradas de control que pueden ser aplicadas al sistema. Para poder determinar qué acción de control debe ser aplicada, las predicciones futuras deben ser evaluadas en una función de costo. Luego, la predicción que minimiza el funcional define la siguiente acción de control. La función de costo a ser optimizada es de la forma,

$$J = \hat{i}_L^* - i_{L^*} \quad (4)$$

donde el subíndice * denota la variable de referencia. Esta función de costo fue elegida para minimizar el error entre la referencia y la corriente predicha.

Este acercamiento inicial al diseño del controlador no toma en cuenta los retardos de cálculo inherentes a cualquier algoritmo, los cuales causan que las acciones de control no sean aplicadas en el mismísimo instante de muestreo, y esta situación induce una distorsión no deseada en la señal de salida. Este problema se describe gráficamente en la Fig. 4(a). En [13], los autores proponen un método para cancelar los efectos de este retardo en la secuencia de control. Las acciones de control son calculadas en el instante k y, en el instante $k+1$, la actuación aplicada minimiza el error de la trayectoria de corriente en el instante $k+2$. Este método se muestra en la Fig. 4(b). Luego, la predicción de la corriente en la carga puede ser expresada como,

$$i_L^p[k+2] = c_1 \hat{i}_L[k+1] + c_2 (V_i[k+1] - \hat{\varepsilon}[k+1]) \quad (5)$$

donde $\hat{i}[k+1]$ es la estimación de la corriente en la carga en el instante $k+1$, y $\varepsilon[k+1]$ es estimada usando extrapolación lineal [15]. Este método para estimar la tensión de red es adecuado cuando la frecuencia de muestreo es alta, p. ej. 20 kHz. Si no es ese el caso, se requiere un método más complejo [21].

El problema de este método es que, para poder predecir $i^p[k+2]$, $i[k+1]$ es estimada a lazo abierto, es decir, sin tener

en cuenta el error en la estimación. En otras palabras, la estimación es sensible a la variación de parámetros. Una solución posible a este problema es la inclusión de un observador de estados de Luenberger, el cual toma en consideración el error en la estimación.

III. OBSERVADOR DE ESTADOS.

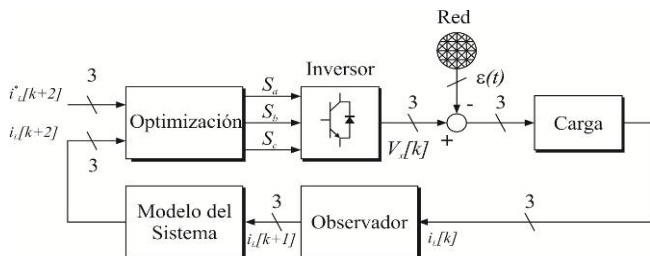


Figura 5. Diagrama en bloques del sistema con RMPC.

Con la inclusión de un observador de estados, es posible una estimación a lazo cerrado, es decir, considerando el error en la estimación previa y, por consiguiente, incrementando la robustez del sistema entero. Particularmente, un observador de Luenberger incluye una muestra del error en la estimación previa, en la iteración actual. Luego, la expresión de la corriente estimada es,

$$\begin{aligned} \hat{i}_L[k+1] &= c_1 i_L[k] + c_2 (V_i[k] - \varepsilon[k]) + K \hat{e} \\ \hat{e} &= i_L[k] - \hat{i}_L[k] \end{aligned} \quad (6)$$

y K es la ganancia del observador. Esta ganancia es un parámetro modificable que pesa el error de la estimación previa con respecto al valor actual de la variable. La ganancia óptima es aquella con la cual el error de la corriente es el menor para una dada desviación paramétrica del modelo con respecto a la planta. Además, al cambiar su valor, también se modifica la posición del polo del observador, afectando la dinámica de la estimación.

Un diagrama en bloques del Controlador Predictivo Robusto basado en Modelo (RMPC, *Robust Model Predictive Control*) se muestra en la Fig. 5, y el diagrama de flujo del algoritmo de control mejorado se muestra en la Fig. 6.

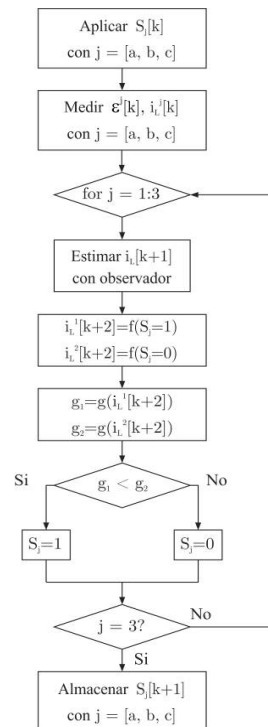


Figura 6. Diagrama en bloques del sistema con RMPC.

IV. RESULTADOS DE SIMULACIÓN.

Con propósitos comparativos, fueron realizadas simulaciones utilizando el algoritmo de control propuesto, con y sin el observador. La simulación fue implementada en la plataforma MATLAB/Simulink usando los parámetros que se muestran en la tabla I. El periodo de muestreo elegido, $25 \mu\text{s}$, tiene el mismo efecto que si utilizara un modulador PWM con periodo de $50 \mu\text{s}$, debido a que, en este caso, se realiza sólo una conmutación, a diferencia del PWM, en el cual dos conmutaciones se realizan por ciclo de muestreo. Además, en algunos periodos no se realizan conmutaciones, reduciendo la cantidad de conmutaciones en comparación con el caso de PWM. Esta reducción en el periodo de muestreo demanda una más elevada demanda computacional, pero que con un DSP o PAC [22] actual, puede lograrse fácilmente.

TABLA I. Parámetros de simulación.

Parámetro	Valor
Tensión del DC Bus	400 V
Inductancia	1,7 mH
Resistencia	0,7 Ω
Corriente Nominal	15 A
Tensión de red	311 Vp
Periodo de muestreo	25 μs

Las simulaciones fueron realizadas para poder visualizar los efectos de las variaciones paramétricas; en particular, la

variación del valor de la inductancia produce cierto efecto sobre la corriente de salida, en una de las fases del sistema. El resultado de la simulación de la corriente de salida fue filtrado para poder generar figuras con formas de onda suave, utilizando un filtro pasabajos arbitrario. Como puede verse en la Fig. 7, sin la presencia de variaciones paramétricas, la corriente de salida presenta las mismas características para ambos controladores. Sin embargo, en la presencia de desviaciones en los parámetros del controlador, resulta evidente de la Fig. 8 que la corriente de salida con el RMPC presenta menos ripple, mostrando un mejor desempeño que el controlador MPC estándar. Además, la respuesta al escalón en la referencia, aplicado en $t_0 = 0.04$ s, no se ve alterada por la inclusión del observador. En definitiva, el controlador RMPC supera al MPC estándar en términos de error medio de corriente como puede verse en la Fig. 9. Se han realizado pruebas incluyendo condiciones de distorsión en la red, tales como la presencia de armónicos y desbalances, para ambas estrategias, pero no se encontraron diferencias entre ambas en estos casos. Por lo tanto, la inclusión de estos resultados no resulta representativa con respecto a las mejoras de la propuesta.

V. CONCLUSIONES.

La sensibilidad en la variación de parámetros del algoritmo FCS-MPC estándar con un horizonte de predicción de una muestra ha sido analizado, y se ha propuesto una manera para mejorar su robustez, es decir, la inclusión de un observador de estados que predice el estado de la corriente en la carga en el instante $k + 1$. Este agregado al controlador brinda mejores resultados que el caso tradicional, en términos de calidad en la corriente de salida, como puede verse en las simulaciones incluidas en este trabajo. Más aún, este agregado puede ser extendido a estrategias FCS-MPC con horizontes de predicción más largos sin la necesidad de realizar cambios en el controlador. El observador no reduce significativamente el desempeño dinámico, incluso en el caso de variaciones paramétricas despreciables. Además, la complejidad del algoritmo no se ve significativamente alterada con la inclusión del observador, lo que resulta en un leve aumento en la carga computacional.

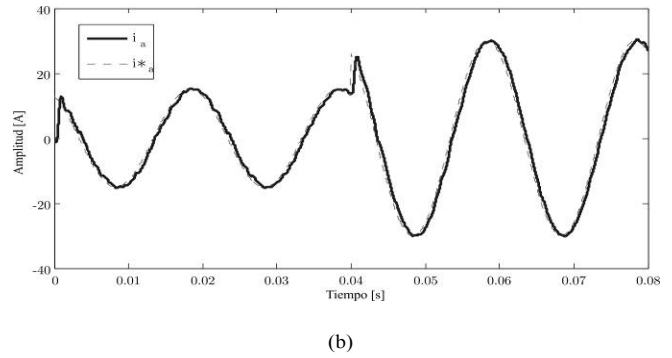
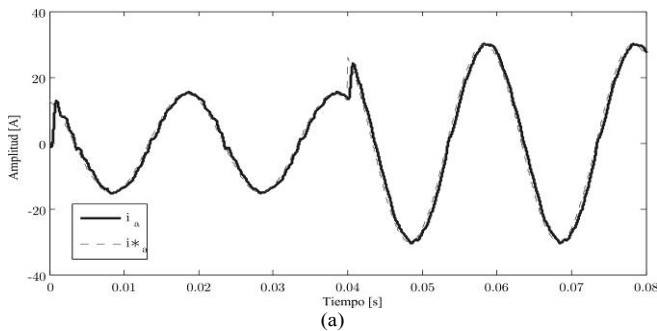


Figura 7. (a) Corriente de salida sin desviación paramétrica. (b) Lo mismo que (a) pero con el observador ($K = 0,1$).

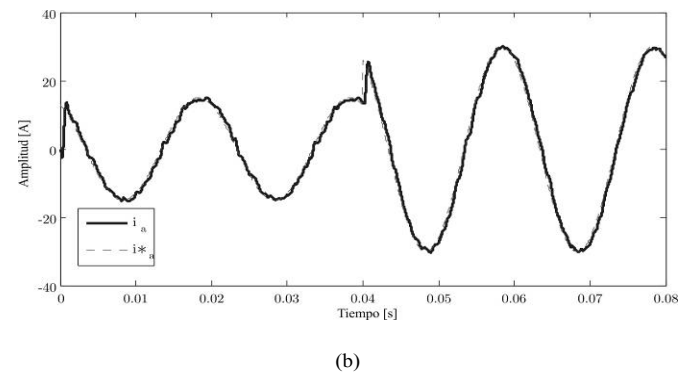
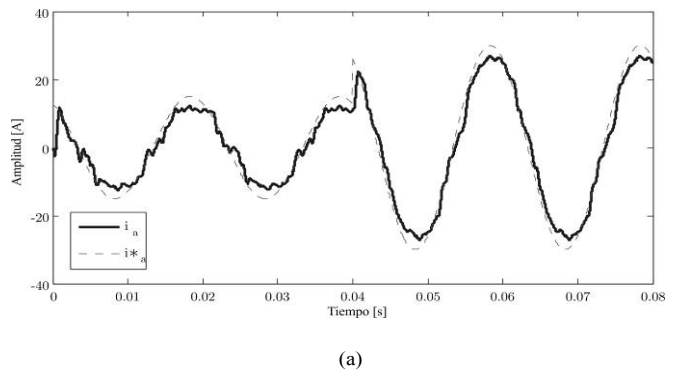


Figura 8. (a) Corriente de salida con una variación en la inductancia modelada del doble de. (b) Lo mismo que (a) pero con el observador ($K = 0,1$).

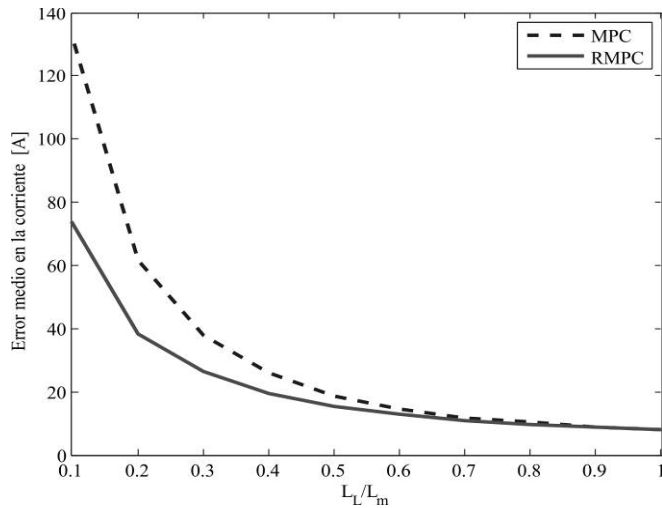
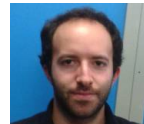


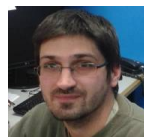
Figura 9. Comparación del error medio de la corriente en la carga entre el MPC estándar y RMPC.

REFERENCIAS

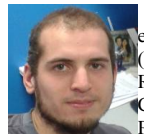
- [1] Carrasco, J.M.; Franquelo, L.G.; Bialasiewicz, J.T.; Galvan, E.; Guisado, R.C.P.; Prats, Ma.A.M.; Leon, J.I.; Moreno-Alfonso, N.; , "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.53, no.4, pp.1002-1016, June 2006.
- [2] "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources With Electric Power Systems," *IEEE Std 1547-2003* , vol., no., pp.0_1-16, 2003.
- [3] Cortes, P.; Kazmierkowski, M.P.; Kennel, R.M.; Quevedo, D.E.; Rodriguez, J.; , "Predictive Control in Power Electronics and Drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.12, pp.4312-4324, Dec. 2008 .
- [4] S.Joe Qin, Thomas A. Badgwell, "A survey of industrial model predictive control technology", *Control Engineering Practice*, Volume 11, Issue 7, July 2003, Pages 733-764.
- [5] Kouro, S.; Cortes, P.; Vargas, R.; Ammann, U.; Rodriguez, J.; , "Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.56, no.6, pp.1826-1838, June 2009 .
- [6] Camacho, E. F. and C. Bordons (2007). *Model Predictive Control*. Springer.
- [7] José Rodríguez; Jorge Pontt; César A. Silva; Pablo Correa; Pablo Lezana; Patricio Cortes; Ulrich Ammann; , "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.54, no.1, pp.495-503, Feb. 2007.
- [8] Perez, M.A.; Cortes, P.; Rodriguez, J.; , "Predictive Control Algorithm Technique for Multilevel Asymmetric Cascaded H-Bridge Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.12, pp.4354-4361, Dec. 2008.
- [9] Cortes, P.; Wilson, A.; Kouro, S.; Rodriguez, J.; Abu-Rub, H.; , "Model Predictive Control of Cascaded H-Bridge multilevel inverters," *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on* , vol., no., pp.1-9, 8-10 Sept. 2009.
- [10] Vargas, R.; Cortes, P.; Ammann, U.; Rodriguez, J.; Pontt, J.; , "Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.54, no.5, pp.2697-2705, Oct. 2007.
- [11] Correa, P.; Rodriguez, J.; Rivera, M.; Espinoza, J.R.; Kolar, J.W.; , "Predictive Control of an Indirect Matrix Converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.56, no.6, pp.1847-1853, June 2009.
- [12] Quevedo, D.E.; Aguilera, R.P.; Perez, M.A.; Cortes, P.; Lizana, R.; , "Model Predictive Control of an AFE Rectifier With Dynamic References," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.27, no.7, pp.3128-3136, July 2012 .
- [13] Cortes, P.; Rodriguez, J.; Silva, C.; Flores, A.; , "Delay Compensation in Model Predictive Current Control of a Three-Phase Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.59, no.2, pp.1323-1325, Feb. 2012.
- [14] Cortes, P.; Rodriguez, J.; Quevedo, D.E.; Silva, C.; , "Predictive Current Control Strategy With Imposed Load Current Spectrum," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.23, no.2, pp.612-618, March 2008.
- [15] Moreno, J.C.; Huerta, J.M.E.; Gil, R.G.; Gonzalez, S.A.; , "A Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.56, no.6, pp.1993-2004, June 2009.
- [16] Mohamed, Y.A.-R.I.; El-Saadany, E.F.; , "A Control Scheme for PWM Voltage-Source Distributed-Generation Inverters for Fast Load-Voltage Regulation and Effective Mitigation of Unbalanced Voltage Disturbances," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.55, no.5, pp.2072-2084, May 2008.
- [17] Espi, J.M.; Castello, J.; Garcia-Gil, R.; Garcera, G.; Figueres, E.; , "An Adaptive Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.58, no.8, pp.3537-3546, Aug. 2011 .
- [18] Kui-Jun Lee; Byoung-Gun Park; Rae-Young Kim; Dong-Seok Hyun; , "Robust Predictive Current Controller Based on a Disturbance Estimator in a Three-Phase Grid-Connected Inverter," *Power Electronics, IEEE Transactions on* , vol.27, no.1, pp.276-283, Jan. 2012 .
- [19] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems*. Prentice Hall, 1995.
- [20] Mohamed, Y.A.-R.I.; El-Saadany, E.F.; El-Shatshat, R.A.; , "Natural Adaptive Observers-Based Estimation Unit for Robust Grid-Voltage Sensorless Control Characteristics in Inverter-Based DG Units," *Power Engineering Society General Meeting, 2007. IEEE* , vol., no., pp.1-8, 24-28 June 2007.
- [21] Lee, K.; Jahns, T.M.; Lipo, T.A.; Blasko, V.; Lorenz, R.D.; , "Observer-Based Control Methods for Combined Source-Voltage Harmonics and Unbalance Disturbances in PWM Voltage-Source Converters," *Industry Applications, IEEE Transactions on* , vol.45, no.6, pp.2010-2021, Nov.-dec. 2009.
- [22] Torre, M.; Granado, E.; , "Design and Implementation of a Predictive Control strategy based on an Industrial Controller," *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)* , vol.9, no.5, pp.638-643, Sept. 2011.



Marcos Gabriel Judewicz received the Ing. degree in Electronics Engineering from the Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMdP), Mar del Plata, Argentina, in 2011, where he is currently working towards the Ph.D. degree. His current research interests are industrial electronics, control systems and model identification.



Jonatan Roberto Fischer received the Ing. degree in electronics engineering from the Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMdP), Mar del Plata, Argentina, in 2008, where he is currently working towards the Ph.D. degree. His research interests are power electronics, control systems, and digital signal processing.



Mario Herrán (S'09) received the Ing. degree in electronic engineering from the Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMdP), Mar del Plata, Argentina. Currently, he is a Research Assistant with the Laboratorio de Instrumentación y Control, UNMdP, where he has been an Assistant Professor in Power Electronics with the School of Engineering since 2009. He is also with the Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), Buenos Aires, Argentina.



Sergio Alejandro González (M'01) was born in Mar del Plata, Argentina, in 1972. He received the Ing. and Dr.Ing. degrees in electronic engineering from the Universidad Nacional de Mar del Plata (UNMDP), Mar del Plata, in 1999 and 2006, respectively. Since 1999, he has been an Assistant Professor of control systems in the School of Engineering, UNMDP. He is currently a Research Assistant with the Laboratorio de Instrumentación y Control, Departamento de Electrónica, UNMDP, and a member of the National Scientific and Technical Research Council (CONICET), Buenos Aires, Argentina. His scientific interests include hardware design, digital signal processing, digital control techniques for electrical and electromechanical systems. Dr. González is a member of CONICET and the International Federation of Automatic Control.



Daniel O. Carrica was born in Dolores, Argentina, in 1958. He was awarded his B.S. degree in Engineering from the Universidad Nacional de Mar del Plata, Argentina, in 1984 and the M.Sc. Degree in electronics from the Universidad Politécnica de Madrid, Spain, in 1992. In 1984, he joined the Department of Electronics, Universidad Nacional de Mar del Plata, as a Research Assistant. From 1990 to 1991, he was an Associate Scientist at the European Organization for Nuclear Research (CERN), Geneva, Switzerland. From 1994 to 1996, he was Head of the Department of Electronics, UNMDP where he is currently an Associate Professor. His current research interests include motion control and power electronics