

Control Predictivo de Par con Inversor Multinivel Virtual para una Máquina Eléctrica de Inducción.

Pozo M.* Pacas M.*

* Universidad de Siegen-Alemania, Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computación, Cátedra de Electrónica de Potencia y Accionamientos Eléctricos, Hölderlinstr. 3, DE-57068, Siegen-Alemania (e-mail: marcelo.pozo@uni-siegen.de ; jmpacas@ieee.org)

Resumen: En el presente trabajo se desarrolla un control predictivo de par aplicado a una máquina eléctrica de inducción, asumiendo un inversor multinivel virtual y utilizando un modulador de ancho de pulsos (PWM) convencional. Por medio del modelo matemático de la máquina y en base a las mediciones de la corriente y de la posición angular del eje del motor y a las referencias de par y flujo, se realiza una primera estimación del fasor espacial de voltaje que se debe aplicar al inversor. El patrón de conmutación se calcula asumiendo que el inversor tiene un alto número de niveles. A continuación se selecciona una malla de puntos de fasores espaciales de voltaje cercanos a la primera estimación dentro del plano del inversor multinivel virtual, los cuales se utilizan para el control predictivo. El fasor espacial de la malla de puntos que minimice la función de costo del control predictivo será usado para el cálculo de la señal de conmutación de un inversor de dos niveles que a su vez se calculan por medio de un modulador convencional. La implementación del esquema propuesto es sencilla y demuestra un buen comportamiento dinámico del par electromagnético de la máquina.

Palabras clave: Control Predictivo; Inversor Multinivel Virtual; Máquina Eléctrica Asíncrona; Accionamientos Eléctricos.

Abstract: The present paper presents a predictive torque control that assumes a virtual multilevel inverter and utilizes a conventional pulse width modulator (PWM) for feeding an induction machine. A first estimation of the voltage space phasor that has to be synthesized by the inverter is computed by using the equations of the mathematical model of the machine based on the measured currents, shaft position and on the reference value for the torque and the flux. The switching patterns are calculated by assuming that the inverter has an arbitrary high number of levels. By selecting a mesh of voltage space phasors close to the first calculated value according to the "virtual" multilevel inverter, a cost function in a predictive control scheme is minimized. The voltage space phasor selected in this way is then used for the calculation of the switching signals in a conventional space phasor modulator and sent to the two-level inverter. The proposed scheme results in an easy implementation and delivers good dynamics in the torque behavior.

Keywords: Predictive Torque Control; Virtual Multilevel Inverter; Coordinate Reference Transformation; Induction Machine; Variable-Speed Drives.

1. INTRODUCCIÓN

En los últimos veinte años la teoría de control predictivo ha sido ampliamente utilizada y desarrollada con buenos resultados en la industria química [1]-[3]; actualmente a nivel investigativo, el control predictivo tiene un alto interés de aplicación en áreas como la electrónica de

potencia y accionamientos eléctricos. Un análisis detallado de las aplicaciones en estas áreas se puede encontrar en la bibliografía básica [4]-[7].

En el campo de las máquinas eléctricas, por ejemplo en el caso de una máquina eléctrica de inducción (ASM), la teoría de control predictivo se puede desarrollar en base al control directo de par (DTC) [8].

En los esquemas convencionales de control predictivo de par, se define una función objetivo o función de costo;

El actual trabajo es apoyado por la Secretaria Nacional de Educación Superior, Ciencia, Tecnología e Innovación del Ecuador (SENESCYT) a través del programa "ACADEMIA 2010" y por la Escuela Politécnica Nacional de Quito-Ecuador.

su minimización se puede realizar acorde a criterios pre-determinados con el objeto de determinar el patrón de conmutación de los IGBT's (Insulated-Gate Bipolar Transistor) del inversor; en base a este procedimiento una modulación para el control del inversor no es necesaria [9]-[14] y dependiendo de la ejecución del mismo, tampoco se necesitan controladores convencionales adicionales (como por ejemplo controladores de corriente).

El horizonte de predicción es por lo general limitado debido a la capacidad de cómputo y a la complejidad de las ecuaciones de la máquina aunque se reportan horizontes de predicción de hasta N=3 puntos es decir con un cálculo de las variables de estado para los tres tiempos de muestreo subsiguientes [15]-[18]. La minimización de la función de costo se ejecuta por medio de métodos complejos y de alto consumo de tiempo de procesamiento.

El presente trabajo describe un método sencillo que combina las ventajas de la teoría de control predictivo y del uso de moduladores de ancho de pulsos (PWM) convencionales. La idea principal de éste trabajo es la definición de un inversor multinivel virtual, el cual discretiza toda el área de voltaje en un número finito de puntos, en función de un número predeterminado de niveles del inversor multinivel virtual. Por medio de este procedimiento es posible una minimización sencilla y rápida de la función de costo del control predictivo manteniendo una alta resolución del voltaje de control de salida. Por razones prácticas en un primer análisis se examina el esquema de control con un horizonte de predicción muy limitado, es decir de un paso de predicción.

En otros trabajos de los mismos autores se presentan variantes del mismo esquema de control que utilizan un predictor de Smith para compensar los tiempos de ejecución del sistema digital. En el presente trabajo y como investigación previa al control sin sensor de posición se ha implementado un observador de tipo Luenberg que utiliza la señal de voltaje de control y las corrientes medidas para estimar los flujos de la máquina tanto del estator como del rotor.

2. MODELO MATEMÁTICO

Una ASM con rotor tipo jaula de ardilla se puede describir por las siguientes ecuaciones referidas al lado del estator (sistema de coordenadas $\alpha\beta$) [19] [20]:

$$\underline{u}_1 = R_1 \cdot \underline{i}_1 + \frac{d\underline{\psi}_1}{dt} \quad (1)$$

$$0 = R'_2 \cdot \underline{i}'_2 - j \cdot \dot{\gamma} \cdot \underline{\psi}'_2 + \frac{d\underline{\psi}'_2}{dt} \quad (2)$$

con $\dot{\gamma} = p \cdot \Omega$, donde $\dot{\gamma}$ y Ω son respectivamente las velocidades eléctricas y mecánicas y p es el número de par de polos; \underline{u}_1 , \underline{i}_1 , $\underline{\psi}_1$ son los fasores espaciales de

voltaje, corriente y flujo del estator; \underline{i}'_2 , $\underline{\psi}'_2$ son los fasores espaciales de la corriente y flujo del rotor referidos al lado del estator; R_1 y R'_2 son las resistencias de los devanados tanto del estator como del rotor, también referidos al lado del estator.

Los fasores espaciales de los flujos tanto del estator como del rotor se puede expresar por medio de:

$$\underline{\psi}_1 = L_1 \cdot \underline{i}_1 + L_{1h} \cdot \underline{i}'_2$$

$$\underline{\psi}'_2 = L_{1h} \cdot \underline{i}_1 + L'_2 \cdot \underline{i}'_2 \quad (3)$$

donde L_1 , L'_2 son las inductancias totales tanto del estator como del rotor referidos al lado del estator, y L_{1h} es la inductancia de magnetización.

La ecuación del par electromagnético en función de los fasores espaciales de flujo del estator y rotor, está dada por:

$$M_e = \frac{3}{2} p \cdot \frac{L_{1h}}{\sigma L_1 L'_2} \cdot \text{Imag}\{\underline{\psi}_1 \cdot \underline{\psi}'_2\} \quad (4)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p \cdot \frac{L_{1h}}{\sigma L_1 L'_2} \cdot |\underline{\psi}_1| \cdot |\underline{\psi}'_2| \cdot \sin(\vartheta_{12}) \quad (5)$$

donde $\underline{\psi}'_2$ es el complejo conjugado del fasor espacial $\underline{\psi}'_2$, ϑ_{12} es el ángulo entre los fasores espaciales del flujo del estator y del rotor, y $\sigma = 1 - L_{1h}^2/(L_1 L_2)$ es el factor de dispersión total.

Para tener una descripción completa del sistema, es necesario conocer la relación entre el sistema eléctrico y el mecánico:

$$M_e - M_L = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (6)$$

donde M_L es el par de carga y J es el momento de inercia del conjunto motor-carga. Operando las ecuaciones (1), (2) y (3), se pueden expresar las ecuaciones del sistema electromagnético en términos de los fasores espaciales de los flujos:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\underline{\psi}_1}{dt} \\ \frac{d\underline{\psi}'_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} & R_1 \cdot \frac{L_{1h}}{\sigma L_1 L'_2} \\ R'_2 \cdot \frac{L_{1h}}{\sigma L_1 L'_2} & -\frac{R'_2}{\sigma L'_2} + j \cdot \dot{\gamma} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{\psi}_1 \\ \underline{\psi}'_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{u}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

3. ESTRATEGIA DE CONTROL

3.1 Principio de operación

La estructura del esquema de control propuesto se muestra en la Fig. 1. Los fasores espaciales de los flujos del estator y del rotor se estiman por medio de un observador en base al modelo matemático de la ASM que tiene como entradas las señales de voltaje de control aplicada al inversor y las corrientes medidas. Un controlador de velocidad entrega el

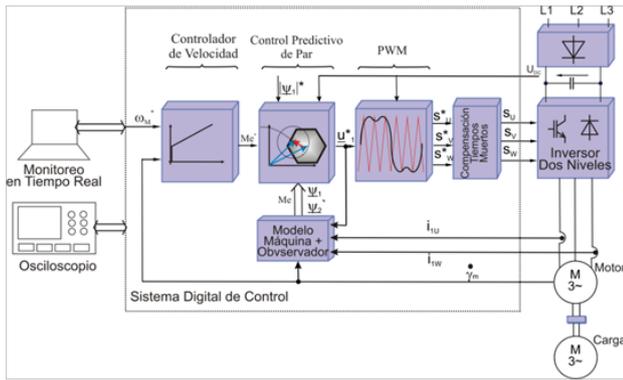


Figura 1. Esquema del control predictivo de par.

valor de referencia del par y la referencia de la magnitud del flujo del estator corresponde a su valor nominal. Las señales de conmutación del inversor se obtienen por medio de un modulador espacial fasorial (SPM) convencional. Los tiempos muertos en el inversor son también compensados tal como se detalla en [21].

Las ideas básicas de control predictivo para accionamientos eléctricos son [5]:

- El uso de un modelo para predecir el comportamiento futuro de las variables hasta un horizonte de predicción en el tiempo (a fin de minimizar la desviación entre la referencia y la solución).
- Una función de costo que represente el comportamiento deseado del sistema en régimen estacionario y en régimen dinámico.
- La selección de la señal de control óptima que minimice la función de costo.

Para el presente proyecto, el control predictivo de par se basa en una función objetivo o función de costo la cual minimiza el error del par electromagnético y del rizado de la magnitud del flujo del estator.

Para la evaluación de la función de costo por medio del modelo matemático de la máquina se realiza una primera estimación del fasor espacial de voltaje que se debería aplicar a la ASM en un punto de operación determinado, es decir la trayectoria del flujo del estator se supone que sea circular manteniendo la amplitud constante de esta forma el ángulo entre los fasores espaciales de flujo del estator y del rotor es proporcional al par electromagnético.

El siguiente paso del control predictivo es la minimización de la función de costo. En el presente caso se asume que se dispone de un inversor de un alto número de niveles virtuales (>3). Basándose en ésta hipótesis, el procedimiento de minimización es la selección del fasor espacial de voltaje que se encuentre entre el número finito de puntos cercanos a la primera estimación y que dé como resultado un mínimo de la función de costo del control predictivo. Para simplificar el cálculo en el presente trabajo se ha considerado una malla de puntos cercanos a la

primera referencia dentro del plano del inversor virtual de n -niveles. Finalmente el valor del fasor espacial de voltaje seleccionado se aplicará a la ASM a través de un PWM convencional y un inversor real de dos niveles.

La Fig. 2 muestra el diagrama de flujo de la descripción del control predictivo de par.

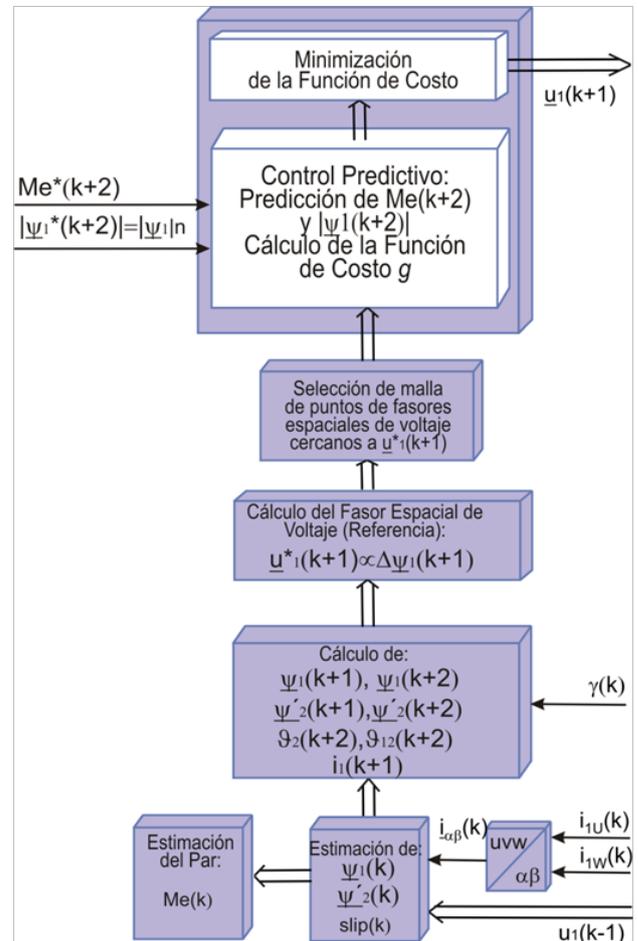


Figura 2. Diagrama de flujo del control predictivo de par.

3.2 Modelo de la ASM con observador en tiempo discreto en sistema de referencia del estator

Para obtener una mejor estimación de los fasores espaciales de flujo del estator y del rotor se ha utilizado un observador de tipo Luenberger cuyas entradas son la señal de control (voltaje) aplicada al inversor y las corrientes medidas en un instante de tiempo t_{k-1} . Entonces a partir de (7), el observador para la ASM se puede describir como:

$$\hat{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L\tilde{y} \quad (8)$$

$$\hat{y} = C\hat{x} \quad (9)$$

Donde $\hat{\hat{x}}$ representa los valores estimados con el observador, con:

$$\hat{\underline{x}} = \begin{bmatrix} \hat{\underline{\psi}}_1 & \hat{\underline{\psi}}_2' \end{bmatrix}^T \quad (10)$$

$$\hat{\underline{y}} = [\hat{\underline{l}}_1] \quad (11)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{\sigma L_1} & R_1 \cdot \frac{L_{1h}}{\sigma L_1 L_2'} \\ R_2' \cdot \frac{L_{1h}}{\sigma L_1 L_2'} & -\frac{R_2'}{\sigma L_2'} + j \cdot \dot{\gamma} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$B = [0 \quad 1]^T \quad (13)$$

$$\underline{u} = [u_1] \quad (14)$$

$$C = \left(L_{1h} - \frac{L_1 L_2'}{L_{1h}} \right)^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -\frac{L_2'}{L_{1h}} & 1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$L = \begin{bmatrix} \underline{k}_{\psi_1} & \underline{k}_{\psi_2'} \end{bmatrix}^T \quad (16)$$

$$\tilde{\underline{y}} = \underline{y} - \hat{\underline{y}} = [\hat{\underline{l}}_1 - \underline{l}_1] \quad (17)$$

Donde \underline{k}_{ψ_1} y $\underline{k}_{\psi_2'}$ son las constantes complejas de estimación del observador; sus valores se los determinó en base a los criterios descritos en [21], la velocidad se obtiene de la medición de variación de posición angular en un periodo de muestreo.

Aplicando el método convencional y simple tipo Euler para discretizar (8) y (9) para un instante de tiempo t_k , las variables de estado estimadas $\hat{\underline{x}}$ se pueden describir entonces como:

$$\hat{\underline{x}}(k) = \hat{\underline{x}}(k-1) + Ts \cdot (A\hat{\underline{x}}(k-1) + B\underline{u}(k-1) + L\tilde{\underline{y}}(k-1)) \quad (18)$$

$$\hat{\underline{y}}(k) = C\hat{\underline{x}}(k) \quad (19)$$

A partir de los valores estimados mediante el observador en el instante t_k y por medio del modelo matemático de la ASM, se podría estimar los valores para el instante t_{k+1} :

$$\hat{\underline{x}}(k+1) = \hat{\underline{x}}(k) + Ts \cdot (A\hat{\underline{x}}(k) + B\underline{u}(k)) \quad (20)$$

$$\hat{\underline{y}}(k+1) = C\hat{\underline{x}}(k+1) \quad (21)$$

Como la constante de tiempo mecánica está determinada por la inercia de la máquina y tiene generalmente un valor alto comparado con el tiempo de muestreo, se puede asumir que $\dot{\gamma}(k+2) = \dot{\gamma}(k+1)$ es decir la velocidad se considera constante durante el corto tiempo de muestreo. Así, para un paso de cómputo Ts , las trayectorias de

los flujos del estator y rotor en el instante t_{k+2} pueden definirse por:

$$\underline{\psi}_2'(k+2) = \underline{\psi}_2'(k+1) \cdot e^{j \cdot (\dot{\gamma}(k+1) + slip(k+1)) \cdot Ts} \quad (22)$$

$$\underline{\psi}_1(k+2) = |\underline{\psi}_1^*(k+2)| \cdot e^{j \cdot (\vartheta_2(k+2) + \vartheta_{12}(k+2))} \quad (23)$$

El ángulo del fasor espacial del flujo del estator $\vartheta_1(k+1)$ está definido por:

$$\vartheta_1(k+1) = \arctan \left(\frac{\psi_\beta(k+1)}{\psi_\alpha(k+1)} \right) \quad (24)$$

El deslizamiento se puede obtener por medio de:

$$slip(k+2) = \frac{R_2'}{\frac{3}{2} \cdot p} \cdot \frac{M_e^*(k+2)}{|\underline{\psi}_2'^*(k+2)|^2} \quad (25)$$

y el ángulo entre los fasores espaciales de flujo del estator y rotor está dado por (5):

$$\vartheta_{12}(k+2) = \arcsin \left(\frac{\sigma L_1 L_2' \cdot M_e^*(k+2)}{\frac{3}{2} \cdot p \cdot L_{1h} \cdot |\underline{\psi}_1^*(k+2)| \cdot |\underline{\psi}_2'^*(k+2)|} \right) \quad (26)$$

Entonces es posible encontrar una referencia del fasor espacial de voltaje que podría ser aplicado a la ASM en el próximo tiempo de muestreo para obtener un par electromagnético de acuerdo a la referencia $M_e^*(k+2)$:

$$\underline{u}_1^*(k+1) = R_1 \cdot \hat{\underline{l}}_1(k+1) + \frac{\underline{\psi}_1(k+2) - \underline{\psi}_1(k+1)}{Ts} \quad (27)$$

El voltaje de control en el estator será entonces proporcional a la variación del flujo del estator. La Ecuación (19) se puede aproximar como:

$$\underline{u}_1^*(k+1) \cong \frac{\underline{\psi}_1(k+2) - \underline{\psi}_1(k+1)}{Ts} = \frac{\Delta \underline{\psi}_1(k+1)}{Ts} \quad (28)$$

En la Fig. 3 se muestra un ejemplo de la trayectoria de los fasores espaciales del flujo del estator y del rotor para instantes t_k , t_{k+1} , y t_{k+2} . Si la referencia del par fuera cero, el ángulo entre los fasores espaciales de flujo del estator y rotor sería prácticamente cero (sin tomar en cuenta la fricción del sistema); de otra manera existe un ángulo entre los fasores espaciales de flujo del estator y del rotor que gobernará el control, tal como se ha definido en (26), el cual aplicará el valor apropiado del fasor espacial de voltaje a la ASM.

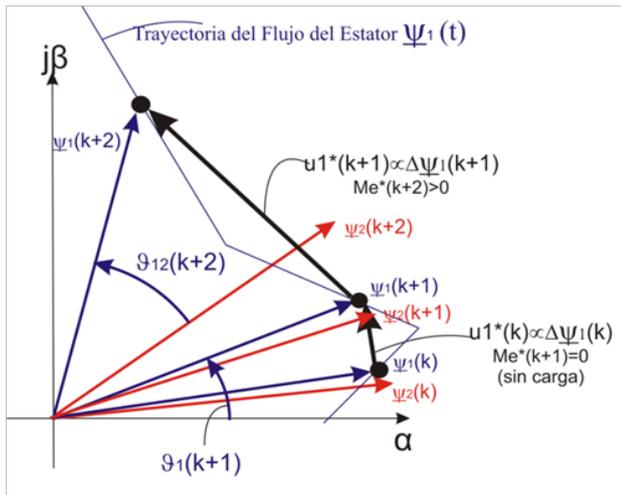


Figura 3: Fasores espaciales del flujo del estator y rotor para los instantes t_k , t_{k+1} y t_{k+2}

3.3 Inversor Multinivel Virtual

En el presente trabajo se utiliza un inversor de dos niveles. Para obtener un alto número de fasores espaciales de voltaje en el proceso de discretización, se emula la estructura de un inversor multinivel de alto orden (>3), lo que permite una sencilla selección de puntos cercanos al voltaje de referencia y así obtener una malla de puntos que se utilizarán en la minimización de la función costo del control predictivo.

Para obtener los puntos discretos de voltaje, que se toman en cuenta en el cálculo de la función de costo primero se normaliza el plano α - β al máximo valor de salida del inversor, luego dependiendo en el número de niveles que se ha asumido, se divide todo el plano en un número de pequeños triángulos equiláteros, cuyos vértices corresponden a los posibles fasores espaciales de voltaje que un inversor con el número de niveles dado puede producir. En la Fig. 4 se detalla el procedimiento de discretización para diferentes números de niveles del inversor virtual.

3.4 Malla de puntos de fasores espaciales cercanos al óptimo

La referencia del fasor espacial de voltaje $\underline{u}_1^*(k+1)$ estimada con (27) es localizada dentro en uno de los triángulos del inversor multinivel virtual; los puntos cercanos a éste forman una malla de fasores espaciales de voltaje que se los puede encontrar a través de una transformación algebraica de sistema de coordenadas, tal como fue propuesto en [22]-[24], es decir cambiando del sistema de coordenadas $(\alpha\beta)$ al sistema $(\alpha'\beta')$.

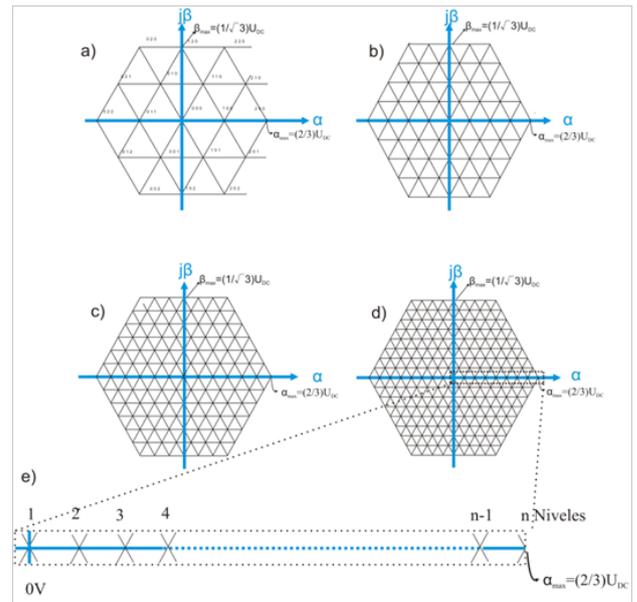


Figura 4: Ejemplos de inversores multinivel. a) 3-Niveles b) 5-Niveles c) 7-Niveles d) n-Niveles e) División del máximo valor de salida del inversor en $(n-1)$ partes enteras.

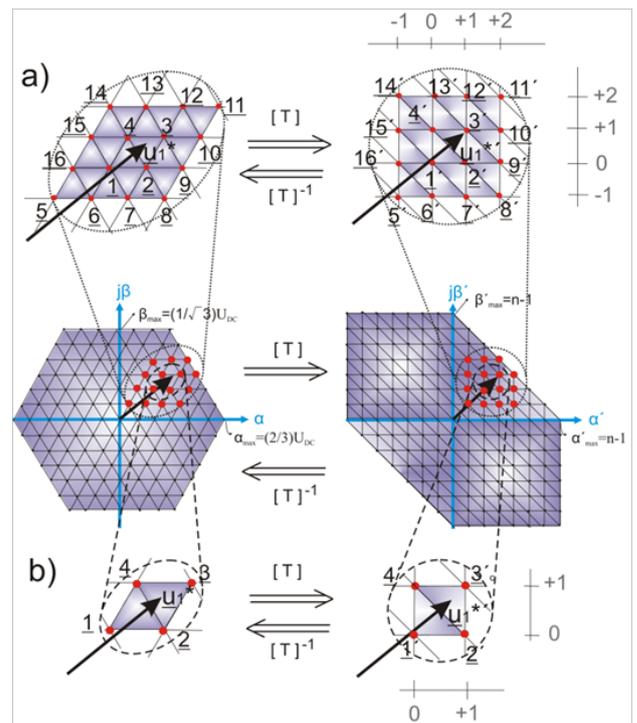


Figura 5: Transformación algebraica del sistema de coordenadas de referencia para encontrar una malla de a) 16-puntos, b) 4-puntos.

En éste nuevo sistema de coordenadas es posible de una manera extremadamente sencilla encontrar los puntos aledaños mediante el uso de la función *floor* en C , y obtener una malla como se indica en la Fig. 5. Así el fasor espacial $\underline{1}'$ se definiría como:

$$\underline{1}' = \lfloor \text{Real}\{\underline{u}_1^*(k+1)\} \rfloor + j \lfloor \text{Imag}\{\underline{u}_1^*(k+1)\} \rfloor \quad (29)$$

donde $\lfloor \cdot \rfloor$ se define como “el mayor entero de los menores que o iguales a”. Los otros puntos de la malla de fasores

espaciales de voltaje son calculados en base a $\underline{1}'$ añadiendo pasos discretos enteros de voltaje en el sistema de referencia ($\alpha'\beta'$). La Fig. 5a muestra un ejemplo para una malla de 16-puntos, y la Fig. 5b muestra para una malla de 4-puntos.

3.5 Control predictivo de par

Se define una función objetivo o función de costo en el control predictivo que logre obtener una desviación mínima entre el valor real y el valor de consigna tanto del par electromagnético así como de la magnitud del flujo del estator, de esta forma la función de costo se expresa como:

$$g = \left(\frac{M_e^*(k+2) - M_e(k+2)}{M_{en}} \right)^2 + w \left(\frac{|\psi_1|_n^2 - |\psi_1(k+2)|^2}{|\psi_1|_n^2} \right)^2 \quad (30)$$

Es necesario reconocer que la aplicación de esa función de costo no contempla los límites que hay que imponer a corriente de la máquina por razones prácticas. Se parte sin embargo de la hipótesis de un flujo de estator que siga la trayectoria de la consigna no conlleva corrientes que excedan los valores permitidos. Esta suposición es común en los esquemas de control directo del par (DTC).

3.6 Modulaci3n

En el presente trabajo se utiliza un modulador fasorial espacial convencional, es decir un PWM-sinusoidal con inyecci3n del tercer arm3nico [25]. La influencia de los tiempos muertos debido al inversor es adicionalmente tambi3n compensado.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En el presente trabajo se ha utilizado para el control digital un sistema embebido comercial dSPACE DS1104. Para la medici3n de la posici3n angular del eje del motor se utiliz3 un encoder incremental de 1024 pulsos por revoluci3n. Para la medici3n de corriente se utiliz3 transductores tipo efecto Hall. El inversor usado fue un m3dulo de IGBT's de potencia Mitsubishi de la serie PM50CSD. El voltaje intermedio DC de alimentaci3n al inversor fue de 565VDC. Los par3metros de la m3quina se detallan en el Ap3ndice.

Utilizando este sistema experimental se han obtenido resultados para mallas de 4 y 16 puntos, usando una frecuencia de conmutaci3n en el inversor de 4.3kHz (tiempo de muestreo $T_s=230\mu s$). Los resultados en ambos casos fueron desarrollados para pasos en la referencia de la velocidad angular de $n=0rpm$ a $n=500rpm$; as3 mismo para ambos casos tambi3n se ha realizado experimentos con rotor bloqueado para pasos en el par de referencia de 0 a 1(p.u.). Se ha trabajado con diferentes valores del factor de peso w en la funci3n de costo del control predictivo de

0.1, 0.5 y 1.0, a fin de realizar un an3lisis de sensibilidad en funci3n de w .

Para el caso de una malla de 16 puntos de fasores espaciales de voltaje se obtuvieron los mejores resultados con 200 niveles en el inversor virtual, y para el caso de una malla de 4 puntos, los mejores resultados se los obtuvo con 300 niveles en el inversor virtual.

Para la prueba de rotor bloqueado, en la Fig. 6 se muestran los resultados para una malla de 4 puntos, y en la Fig. 7 para una malla de 16 puntos. En ambos casos (tanto para una malla de 4 como de 16 puntos) se obtiene una buena respuesta din3mica del par electromagn3tico, con un primer pico de sobrepasamiento del 0.4% para todos los valores de w y tiempo de establecimiento de tres periodos de muestreo. La respuesta din3mica para el caso de la magnitud del flujo es as3 mismo muy buena.

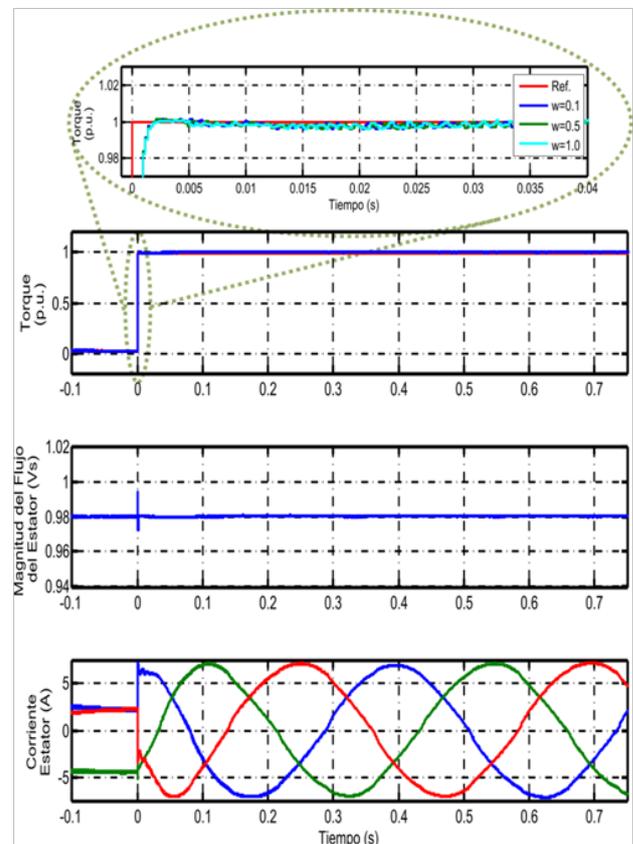


Figura 6: Ampliación del par, y resultados de par, magnitud del flujo del estator y corrientes para rotor bloqueado a cambio de referencia en el par desde $T_e^* = 0$ a 1(p.u.) para una malla de fasores espaciales de 4-puntos.

En el caso de una malla de 4 puntos de voltaje, el rizado de par para valores de 0.1, 0.5 y 1.0 del peso w fueron respectivamente de 0.3%, 0.4% y 0.6%. Para el caso de la magnitud el flujo del estator el rizado fue aproximadamente 0.05%.

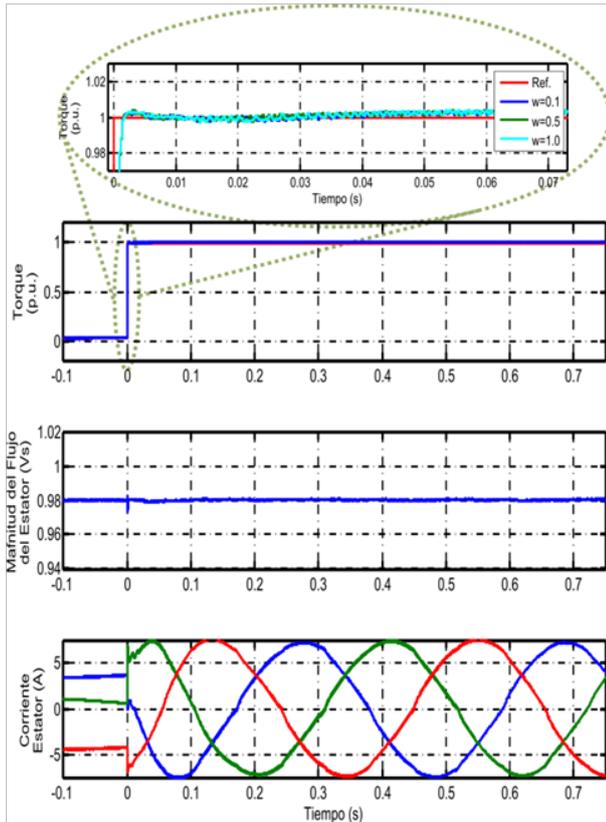


Figura 7: Ampliación del par, y resultados de par, magnitud del flujo del estator y corrientes para rotor bloqueado a cambio de referencia en el par desde $T_e^* = 0$ a 1 (p.u.) para una malla de fasores espaciales de 16-puntos.

En el caso de una malla de 16 puntos de voltaje, el rizado de par para valores de w de 0.1, 0.5 y 1.0 fueron respectivamente 0.5%, 0.6% y 0.8%, y 0.05% de rizado en el caso de la magnitud del flujo del estator.

Para la prueba de un paso en la referencia de velocidad se presentan los resultados experimentales en la Fig. 8 para una malla de 4 puntos, y en la Fig. 9 para una malla de 16 puntos.

De igual manera en ambos casos se obtiene una buena respuesta dinámica del par electromagnético, con 0.5% del primer pico de sobrepasamiento en todos los casos de w . Así mismo la respuesta dinámica para el caso de la magnitud del flujo es muy buena.

El rizado de par, (en el caso de una malla de 4 puntos de voltaje) para valores de 0.1, 0.5 y 1.0 del peso w fueron respectivamente de 0.5%, 0.6% y 0.8%. Para el caso de la magnitud el flujo del estator el rizado fue aproximadamente 0.05%.

Para una malla de 16 puntos de voltaje, el rizado de par para valores de w de 0.1, 0.5 y 1.0 fueron respectivamente 0.7%, 0.8% y 1.0%, y 0.05% de rizado en el caso de la magnitud del flujo del estator.

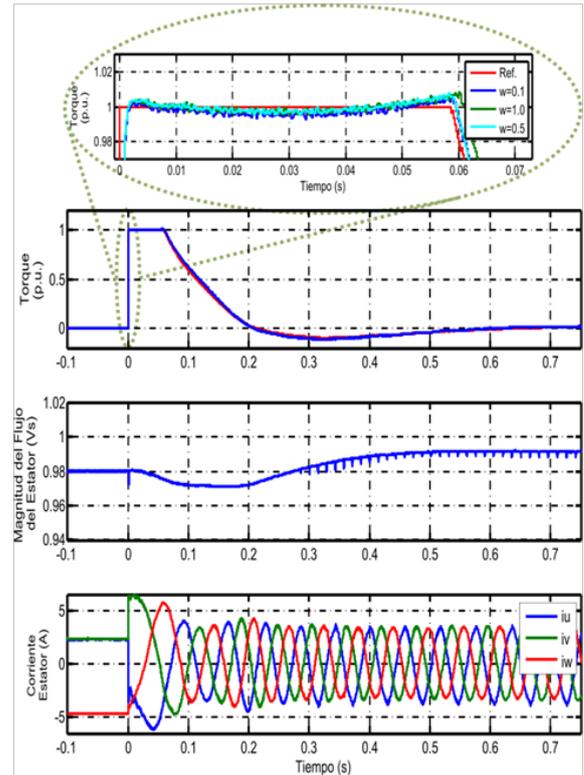


Figura 8: Ampliación del par, y resultados de par, magnitud del flujo del estator y corrientes para cambio de referencia en la velocidad desde $n=0$ a 500rpm para una malla de fasores espaciales de 4-puntos.

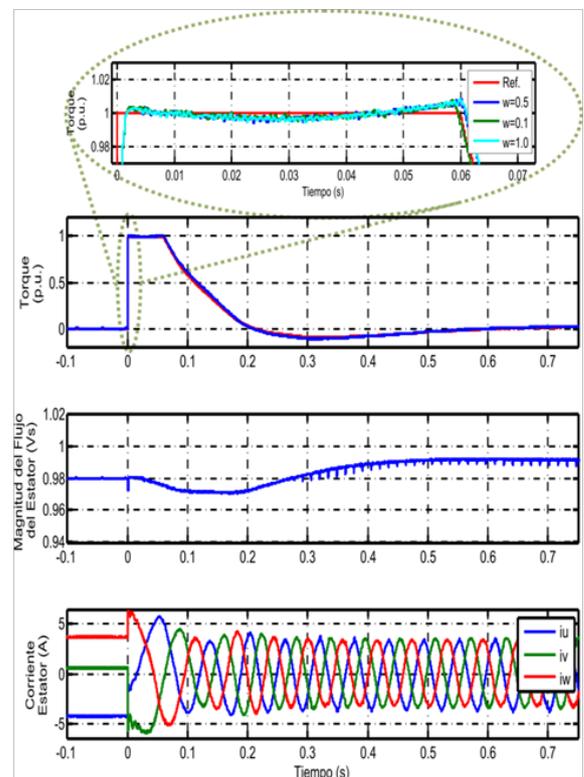


Figura 9: Ampliación del par, y resultados de par, magnitud del flujo del estator y corrientes para cambio de referencia en la velocidad desde $n=0$ a 500rpm para una malla de fasores espaciales de 16-puntos.

Para la prueba de un paso en la referencia de velocidad se presentan los resultados experimentales en la Fig. 8 para una malla de 4 puntos, y en la Fig. 9 para una malla de 16 puntos. De igual manera en ambos casos se obtiene una buena respuesta dinámica del par electromagnético, con 0.5% del primer pico de sobrepaso en todos los casos de w y así mismo el tiempo de establecimiento es de tres periodos de muestreo. De la misma manera la respuesta dinámica para el caso de la magnitud del flujo es muy buena.

El rizado de par, (en el caso de una malla de 4 puntos de voltaje) para valores de 0.1, 0.5 y 1.0 del peso w fueron respectivamente de 0.5%, 0.6% y 0.8%.

Para el caso de la magnitud del flujo del estator el rizado fue aproximadamente 0.05%.

Para una malla de 16 puntos de voltaje, el rizado de par para valores de w de 0.1, 0.5 y 1.0 fueron respectivamente 0.7%, 0.8% y 1.0%, y 0.05% de rizado en el caso de la magnitud del flujo del estator.

5. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se ha desarrollado un esquema de control predictivo de par utilizando un modulador convencional.

Como primer paso, la presente propuesta usa el modelo matemático de la máquina con observador para estimar los fasores espaciales del flujo tanto del estator como del rotor en instantes de tiempo discretos; luego se calcula una primera estimación de la referencia del fasor espacial de voltaje, el cual se utiliza para hallar puntos cercanos dentro de un inversor multinivel virtual y formar una malla de los puntos de voltaje que pertenecen al conjunto de las posibles soluciones.

Para encontrar los puntos de esta malla se utiliza una transformación algebraica del sistema de coordenadas. Finalmente se utiliza la malla de puntos para minimizar la función de costo del control predictivo; el fasor espacial de voltaje de esta malla que minimiza dicha función se aplica a la ASM de tal manera que se obtiene una alta respuesta dinámica del par electromagnético, así como un bajo rizado tanto para el par como para la magnitud del flujo del estator, demostrando así que el esquema de control propuesto funciona con muy buenas prestaciones.

Es importante hacer notar que la propuesta de control predictivo no utiliza pre-controladores, ni parámetros de control, en comparación con controladores clásicos como por ejemplo la orientación de campo, entre otros. Además, dado que se utiliza el modelo de la máquina, se incluyen no linealidades, siendo esto una mejora respecto así mismo a controladores clásicos.

La minimización de la función de costo del control predictivo en el presente trabajo es muy sencilla en su implementación, reduciendo así los tiempos de procesamiento en comparación con otros métodos de minimización como mínimos cuadrados, programación dinámica, etc.; más aún, es posible un afinamiento en la selección de posibles puntos a través de un alto número de niveles en el inversor virtual.

Buenos resultados experimentales se obtuvieron para 200 y 300 niveles en el inversor virtual para mallas de 4 y 16 puntos respectivamente. Un alto número de niveles no tiene sentido ya que los puntos son tan cercanos a la referencia; caso contrario un número bajo de niveles en el inversor virtual se manifiesta con un alto rizado y baja dinámica.

Los resultados experimentales demuestran que no hay mucha diferencia entre los diferentes valores del peso w de la función de costo en el control predictivo, sin embargo los mejores resultados se obtuvieron para un valor de $w=0.1$, demostrando así que se da mayor importancia al par electromagnético que a la magnitud del flujo del estator.

Un análisis en la sensibilidad de la propuesta a la dinámica de los parámetros de la máquina se lo realizará en trabajos futuros; así mismo no se ha hecho un estudio en el ámbito de debilitamiento de campo, que queda para trabajos posteriores.

El valor del peso así como la definición de los términos que se deben incluir en la función de costo en el control predictivo es muy amplia, haciendo que éste tipo de esquemas de control sea muy flexible, ya que se podrían tomar en cuenta otros aspectos importantes que no se pueden incluir en controladores clásicos, como por ejemplo la energía, la optimización de la frecuencia de conmutación del inversor, la minimización de pérdidas en el inversor, etc., abriendo así las puertas a futuras investigaciones y propuestas. En este contexto se realizan investigaciones del control predictivo para un sistema con filtro a la salida del inversor con el propósito de tener voltajes sinusoidales de la máquina y utilizar los pesos de la función de costo para influenciar la distorsión armónica total del voltaje (THD).

Otro tema complementario de investigación es extender el observador presentado en este trabajo para la estimación de la posición del flujo del rotor sin medir la posición del ángulo del rotor y reducir de esta forma el número de sensores y obtener un sistema más robusto.

REFERENCIAS

- [1] M. Morari and J. Lee, "Model predictive control: past, present and future," *Computers and Chemical Engineering*, 1999.

- [2] E. F. Camacho and C. Bordons, Model Predictive Control, Springer, 2003.
- [3] J. Maciejowski, Predictive Control with Constraints, Prentice-Hall, 2002.
- [4] P. Cortés, M. Kazmierkowski, R. Kennel, D. Quevedo and J. Rodríguez, "Predictive Control in Power Electronics and Drives," IEEE Transactions on industrial Electronics, Vol. 55, NO. 12., pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [5] J. Rodríguez and P. Cortes, Predictive Control Of Power Converters and Electrical Drives, Singapore: John Wiley Sohns, Ltd, 2012.
- [6] R. Kennel and A. Linder, "Predictive Control of Inverter Supplied Electrical Drives," 31st IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, 2000.
- [7] A. Linder and R. Kennel, Model-Based Predictive Control of Electrical Drives, Germany: Cuvillier Verlag Göttingen, 2010.
- [8] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," IEEE Transactions on Industry Applications, Sep.-Oct. 1986.
- [9] T. Geyer, G. Papafotiou and M. Morari, "Model Predictive Direct Torque Control—Part I: Concept, Algorithm, and Analysis," IEEE Transactions on Industrial Electronics, June 2009.
- [10] G. Papafotiou, J. Kley, K. Papadopoulos and M. Morari, "Model Predictive Direct Torque Control—Part II: Implementation and Experimental Evaluation," IEEE Transaction on Industrial Electronics, June 2009.
- [11] T. Geyer, "Model Predictive Direct Torque Control: Derivation and Analysis of the Explicit Control Law," IEEE, pp. 355-362, 2011.
- [12] T. Geyer, "Model Predictive Direct Current Control," IEEE Industry Application Magazine, 2012.
- [13] G. Papafotiou, "Model Predictive DTC Computational Control Methods for MV Motor Drives," in speaker talks 2013, ETHZ, 2012.
- [14] S. Mastellone, G. Papafotiou and E. Liakos, "Model Predictive Direct Torque Control for MV Drives with LC Filters," URL: <http://www.abb.com>, 2012.
- [15] S. Almér, S. Mariéthoz und M. Morari, "Sampled Data Model Predictive Control of a Voltage Source Inverter for Reduced Harmonic Distortion", Control Systems Technology, IEEE Transactions on , Sep. 2012.
- [16] S. Mariéthoz, A. Domahidi und M. Morari, "High-Bandwidth Explicit Model Predictive Control of Electrical Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 1980 - 1992 , 2012.
- [17] S. Mariéthoz, A. Domahidi and M. Morari, "Sensorless Explicit Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Motors," IEEE, 2009.
- [18] C. Fischer, S. Mariéthoz und M. Morari, "Multi-sampled Hybrid Model Predictive Control for Pulse-Width Modulated Systems", in 50th IEEE Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC), Orlando, FL, USA, 2011.
- [19] W. Leonhard, Control of Electrical Drives, Germany: Springer, 2001.
- [20] U. Nuß, Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe, Germany: VDE Verlag GmbH, 2010.
- [21] N. P. Quang and J.-A. Dittrich, Vector Control of Three-Phase AC Machines, Germany: Springer, 2008.
- [22] P. Correa, Fault Tolerant Operation of Series Connected H-Bridge Multilevel Inverters, Siegen-Germany: Ph.D. Thesis, 2006.
- [23] M. Pacas, P. Correa and J. Rodríguez, "A Predictive Torque Control for Inverter-fed Induction Machines," IEEE, 2005.
- [24] M. Pacas, P. Correa and J. Rodríguez, "Predictive Torque Control for Inverter-Fed Induction Machines," IEEE Transaction on Industrial Electronics, April 2007.
- [25] P. Krause, O. Wasynczuk and S. Sudhoff, Analysis of Electrical Machinery and Drive Systems, IEEE Press Power Engineering Series, 2002.

APÉNDICE

<i>Parámetros de la ASM</i>	Valor	Unidad
Potencia Nominal	2.2	kW
Voltaje Nominal	400	V
Frecuencia	50	Hz
Corriente Nominal	5.1	A
Velocidad Nominal	1410	min ⁻¹
Resistencia del Estator	3.4	Ω
Resistencia del Rotor	2.3	Ω
Inductancia de fuga del Estator	11.4	mH
Inductancia de fuga del Rotor	12.9	mH
Inercia	0.00407	kg m ²
Factor de Potencia	0.8	