

Induction Motor Driven by a CAMC Using Predictive Control

S. A. Verne, S. A. González and M. I. Valla, *Fellow Member, IEEE*

Abstract— This work presents a control strategy for an induction motor fed by a Cascade Asymmetric Multilevel Converter (CAMC). The approach is based on the Finite-States Model Predictive Control technique and uses the dynamic motor model and the converter model to pre-calculate the evolution of the variables of interest. These target variables are jointly compared with their reference values by means of an optimization function which allows to determine the best state among all switching combinations. This selection is carried out in a direct way, in each sampling period without modulator.

Keywords— multilevel converters, predictive torque control.

I. INTRODUCCIÓN

LOS ACCIONAMIENTOS constituyen un tópico de gran interés en el ámbito industrial para casi todos los niveles de potencia. El modelado de las máquinas y el incremento de la capacidad computacional de las microcomputadoras ha hecho posible la implementación de sofisticados algoritmos de control para todo tipo de motores. En el rango de media tensión, los convertidores multinivel aparecen como una solución interesante debido a que son capaces de operar a tensiones mayores que las de sus propias llaves de conmutación. Sin embargo, estos convertidores poseen un elevado número de elementos de potencia e interconexiones que hacen disminuir la confiabilidad del conjunto. En este sentido, es de interés optimizar la relación entre el número de niveles del convertidor y la cantidad de llaves. Existen antecedentes en los que se introducen celdas multinivel operando a distintas tensiones con esquemas de modulación híbridos [1]-[2]. A su vez las estructuras híbridas pueden explotar convenientemente las características de diferentes tipos de llaves como sus tensiones de bloqueo y frecuencias de conmutación [3]-[10]. En [6] se introdujo el Convertidor Multinivel en Cascada Asimétrica (CAMC) el cual se caracteriza por sintetizar 5 niveles en su tensión de columna. Esto se logra con un reducido número de llaves y con la ventaja de poseer un bus común a todas las columnas. Además el control del convertidor se realiza a partir de un esquema de modulación híbrida con portadoras desplazadas. Otros esquemas de control también han sido ensayados sobre este convertidor, como la modulación vectorial [7] y también controladores predictivos [8],[9]. Este último enfoque ha demostrado ser capaz de regular las tensiones internas de los

capacitores y simultáneamente las corrientes de salida del convertidor. En este sentido una aplicación de esta estrategia orientada al aumento de niveles se presenta en [10], donde se han considerado diferentes progresiones en un convertidor de capacitores flotantes (FC). En esta referencia se demuestra cómo las tensiones de los diferentes capacitores flotantes pueden ser reguladas a razones arbitrarias aumentando el número de niveles en la tensión de salida.

En este trabajo se presenta el control de par y flujo de una máquina de inducción en conjunto con la regulación de las tensiones internas del CAMC por medio de un algoritmo predictivo de estados finitos. En particular se analiza un caso especial de la tensión del capacitor flotante que permite aumentar el número de niveles de 5 a 7 sin aumentar el número de componentes.

II. EL CONVERTIDOR EN CASCADA ASIMÉTRICA

Una columna del convertidor se muestra en la Fig. 1. La estructura puede verse como una conexión en cascada de dos semipuentes compuestos por los transistores T_1 a T_4 junto con los capacitores C_1 y C_2 , y una celda de capacitor flotante (FC) de tres niveles compuesta por T_5 a T_8 junto con C_{fl} . Los capacitores C_1 y C_2 se cargan a $V_{DC}/2$ mientras que el valor estándar de tensión para el capacitor flotante C_{fl} es $V_{DC}/4$. En estas condiciones, la topología es capaz de sintetizar 5 niveles a la salida (v_{iN}). De acuerdo con las señales de disparo s_1, s_2, s_3 , se observa que T_1 a T_4 comprenden una etapa de alta tensión, en virtud que dichos transistores deben soportar una tensión igual a $V_{DC}/2$, mientras que T_5 a T_8 comprenden una etapa de baja tensión debiendo soportar éstos $V_{DC}/4$. Se observa también que existen estados redundantes para la síntesis de la tensión de columna. Esto es, dos estados de conmutación provocan el mismo valor de v_{iN} .

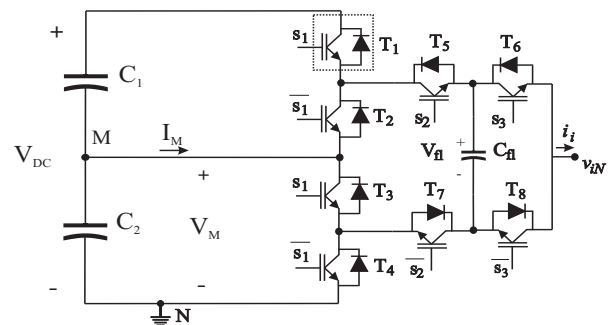


Figura 1. Una columna del convertidor en cascada asimétrica.

S. A. Verne, Universidad Nacional de La Plata, Buenos Aires, Argentina, santiago.verne@ing.unlp.edu.ar

S. A. González, Universidad Nacional de La Plata, Buenos Aires, Argentina, sag@ing.unlp.edu.ar

M. I. Valla, Universidad Nacional de La Plata, Buenos Aires, Argentina, m.i.valla@ieee.org

La Fig. 2 muestra la síntesis de $v_{iN}=V_{DC}/4$ y $v_{iN}=3/4V_{DC}$ los cuales pueden obtenerse a partir de dos estados diferentes. Más aún, observando el camino de circulación de la corriente en la Fig. 2(a) se muestra cómo el capacitor flotante puede cargarse y en la Fig. 2(b) cómo puede descargarse. Este razonamiento es extensible a las Fig. 2(c) y (d). Esto significa que si cada par de estados redundantes se aplica en forma alternada a alta velocidad, puede esperarse un balance de carga nulo en $C_{\bar{n}}$. Sin embargo, si el valor de $V_{\bar{n}}$ es distinto a $V_{DC}/4$, el número de niveles puede aumentarse. En este trabajo se considera $V_{\bar{n}}=V_{DC}/6$ en lugar de $V_{DC}/4$. La Tabla 1 muestra los valores de tensión de salida v_{iN} para ambos valores de $V_{\bar{n}}$. Puede verse el efecto de separación entre SW2 y SW3 y entre SW6 y SW7 el cual redundará en un incremento del número de niveles de 5 a 7. Sin embargo, la eliminación de la redundancia invalida la posibilidad de balancear la carga del capacitor flotante a través de la aplicación alternada de dichos estados. Pero considerando un CAMC trifásico conectado a una carga sin conductor de neutro surge la posibilidad de balancear los capacitores flotantes utilizando la redundancia en las tensiones de línea. Esta técnica ha sido utilizada en trabajos previos para balancear el bus de continua del convertidor multinivel con enclavamiento por diodos [11].

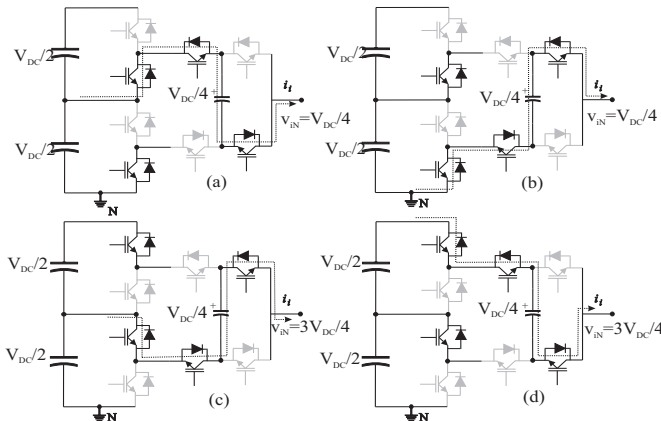


Figura 2. Estados redundantes del CAMC, a), b): $v_{iN}=1/4V_{DC}$; c), d): $v_{iN}=3/4V_{DC}$.

TABLA I. TENSIONES DE SALIDA DEL CAMC PARA DIFERENTES VALORES DE V_{FL} Y ESTADOS DE CONMUTACIÓN.

S_1	S_2	S_3	v_{iN}	$v_{iN} (V_{\bar{n}})$		Estado
				$V_{\bar{n}}=V_{DC}/4$	$V_{\bar{n}}=V_{DC}/6$	
0	0	0	0	0	0	SW ₁
0	0	1	$V_{\bar{n}}$	$1/4V_{DC}$	$1/6V_{DC}$	SW ₂
0	1	0	$V_M - V_{\bar{n}}$	$1/4V_{DC}$	$1/3V_{DC}$	SW ₃
0	1	1	V_M	$1/2V_{DC}$	$1/2V_{DC}$	SW ₄
1	0	0	V_M	$1/2V_{DC}$	$1/2V_{DC}$	SW ₅
1	0	1	$V_M + V_{\bar{n}}$	$3/4V_{DC}$	$2/3V_{DC}$	SW ₆
1	1	0	$V_{DC} - V_{\bar{n}}$	$3/4V_{DC}$	$5/6V_{DC}$	SW ₇
1	1	1	V_{DC}	V_{DC}	V_{DC}	SW ₈

La Fig. 3 ilustra un ejemplo de dos combinaciones de conmutación que provocan idénticas tensiones de línea definiendo distintos caminos para la circulación de las corrientes de carga. De aquí que ambas combinaciones

generan distintas desviaciones de tensión en los capacitores flotantes, siendo posible seleccionar aquella que mejor contribuya a acercar dichas tensiones a sus valores de referencia.

III. CONTROL PREDICTIVO DE ESTADOS FINITOS

La estrategia de control predictivo de estados finitos realiza la selección directa de los estados de conmutación del convertidor a través de la evaluación conjunta de todas las variables objetivo y sus respectivos valores de referencia. Los estados candidatos se ingresan al modelo dinámico de la planta para obtener los valores futuros estimados para ser éstos, en conjunto con los valores de referencia, evaluados mediante la función de optimización de la forma:

$$g(S) = \sum_i K_i (f_{i\text{ref}} - f_{i\text{pred}}(S))^2 \quad (1)$$

Aquí, f_i son las variables controladas, S es el estado de conmutación considerado, para el cual se calculan las predicciones $f_{i\text{pred}}$ y las restas cuadráticas (a veces reemplazadas por el operador valor absoluto), mide la diferencia entre la señal de referencia y el valor precalculado.

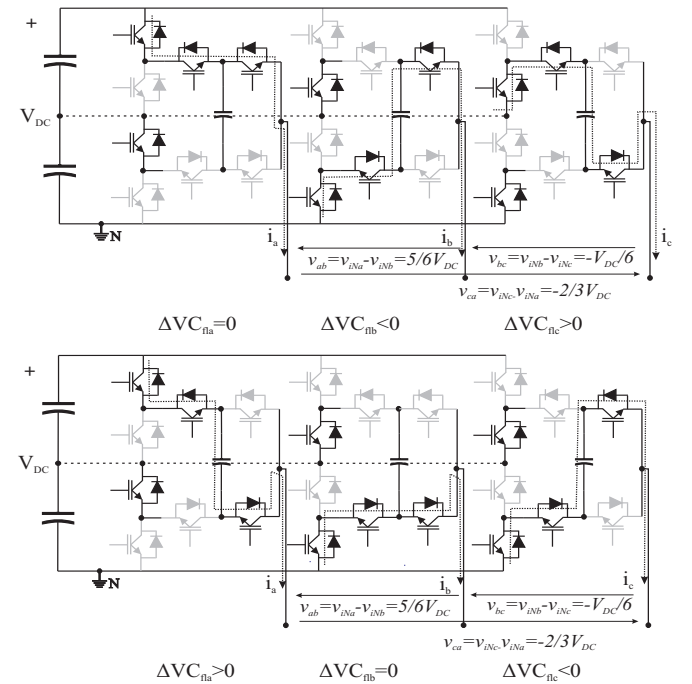


Figura 3. Dos estados de conmutación con tensiones de línea idénticas.

Cada componente se multiplica por un factor de peso y normalización K_i , el cual asigna diferente énfasis a cada variable controlada.

En este trabajo, las variables a controlar por el algoritmo FS-MPC son el par y flujo de la máquina y las tensiones internas del CAMC. Por simplicidad se dividen las variables controladas en dos grupos: las externas o variables de salida del motor y las tensiones en todos los capacitores internos del

convertidor (variables internas). Las variables externas gobiernan la dinámica de la máquina y son evaluadas mediante la función de costo:

$$g_{ext} = K_T \cdot g_T + K_\psi \cdot g_\psi \quad (2)$$

donde g_T y g_ψ son las funciones de costo de flujo y par y K_T y K_ψ sus correspondientes factores de peso. Por otra parte, las variables internas del convertidor son las tensiones en los tres capacitores flotantes y la tensión en el punto medio del bus de continua. Esto es necesario para prevenir tensiones excesivas en las llaves y también para asegurar igual amplitud en los saltos de tensión a la salida. En forma similar a g_{ext} , se define:

$$g_{int} = K_{fl} \cdot g_{fl} + K_M \cdot g_M \quad (3)$$

g_{fl} es la función de costo asociada con las tensiones en los capacitores flotantes, mientras que g_M mide el error de tensión del nodo M respecto del negativo del bus de continua. La función de optimización global se obtiene combinando ambos objetivos mediante la suma en una única función global g :

$$g = g_{ext} + g_{int} \quad (4)$$

El diagrama de flujo para los cálculos del algoritmo se muestra en la Fig. 4. El proceso comienza con la generación del conjunto de estados candidatos S_1 a S_j a partir del estado actual $S[k]$. Cada estado se ingresa al modelo dinámico del sistema y se calcula el estado predicho a partir de datos muestreados o estimados. Estos valores se incorporan a las funciones de costo parciales y luego a g , en conjunto con los valores de referencia. Aquel estado de conmutación que minimiza g es seleccionado para su aplicación en el próximo periodo de muestreo.

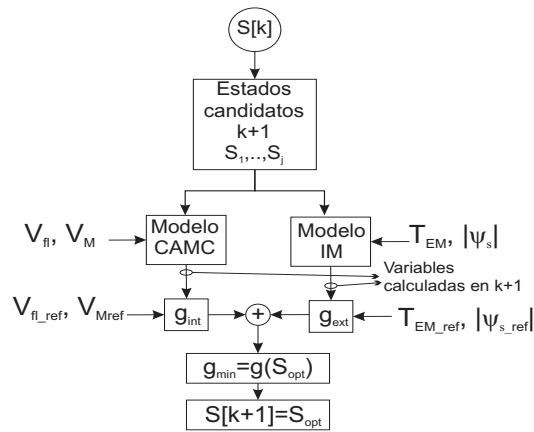


Figura 4. Diagrama de cálculo del controlador.

A. Modelo del CAMC

1) Tensión de los Capacitores Flotantes

La desviación de tensión en cada capacitor flotante es únicamente definida por el estado de conmutación de la

columna a la cual pertenece y depende si la corriente de fase circula por él o no. Esto puede observarse a partir de la expresión de v_{iN} (Tabla I), y permite sintetizar el diagrama *switch-case* de la Fig. 5. Dicho diagrama determina la desviación de tensión en C_{fl} dependiendo de si la corriente de salida circula o no por sus bornes, y considerando que la corriente permanece constante durante el periodo de muestreo T_s . Esta estructura se evalúa para C_{fla} , C_{flb} and C_{flc} . En el instante k las tensiones en los capacitores flotantes se muestrean y el precálculo de la desviación permite estimar el valor de tensión en el próximo intervalo de muestreo. La expresión (5) calcula el error promedio entre la tensión de referencia y las tensiones precalculadas.

$$g_{fl} = \frac{1}{3V_{fl_ref}} \sum_{i=a,b,c} (V_{fl_ref} - (V_{C_{fli}}[k] + \Delta V_{C_{fli}}))^2 \quad (5)$$

aquí, V_{fl_ref} es el valor de referencia, $V_{C_{fli}}[k]$ es la tensión muestreada y $\Delta V_{C_{fli}}$ es la desviación precalculada del capacitor i obtenida a partir de la Fig. 5.

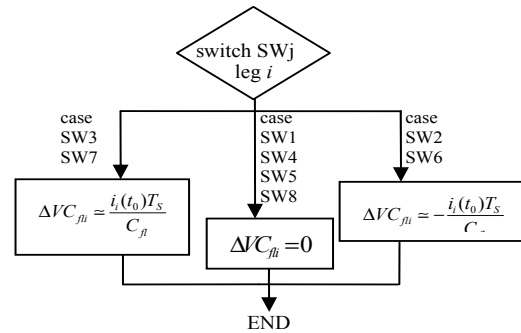


Figura 5. Diagrama de flujo para el cálculo de desviaciones de tensión en los capacitores flotantes.

2) Balance del Punto Medio del Bus DC

La fuente de tensión primaria V_{DC} alimenta el convertidor a través de dos bornes pero no fija la tensión intermedia del bus V_M . Entonces, dicha tensión puede sufrir fluctuaciones o deriva con origen en corrientes transitorias, diferencias entre C_1 y C_2 o incluso desapareamiento de características en las llaves. Luego, una parte del esfuerzo de control debe orientarse a mantener dicha tensión en el valor $V_{DC}/2$. El precálculo de la desviación es en este caso similar al analizado previamente. Volviendo a la Tabla I y observando la expresión de v_{iN} es posible ver que las combinaciones de conmutación SW1,2,7 y 8 no afectan la tensión del punto M en virtud que V_M no está involucrada en dicha expresión. Por el contrario, SW3,4,5 y 6 implican que la corriente de fase es inyectada o drenada del nodo M . En consecuencia, si se considera $C_1=C_2=C$ y variaciones lentas de la corriente de carga, en comparación con T_s , la desviación de tensión ΔV_M debida a la corriente de la columna i ($i=a,b,c$) puede calcularse a partir del diagrama de la Fig. 6.

Las contribuciones a la desviación de la tensión en el punto medio debido a las tres corrientes de fase se suman para dar la

desviación total ΔV_{MT} . La medida de balance del bus DC con respecto a su valor de referencia $V_{DC}/2$ se realiza mediante:

$$g_M = \frac{|V_{DC}/2 - (V_M[k] + \Delta V_{MT})|}{V_{DC}/2} \quad (6)$$

, donde $V_M[k]$ es el valor medido de tensión en el nodo M.

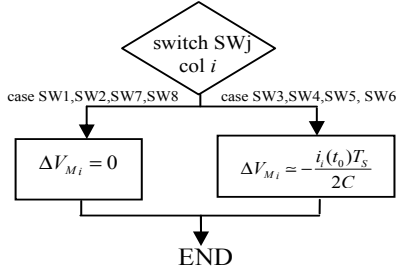


Figura 6. Cálculo de la desviación de tensión en el punto medio del bus DC.

B. Modelo del Motor de Inducción

El precálculo de los valores de flujo y par motor se realiza a partir de la representación del motor de inducción, tal cual se desarrolla en [12]. Esta referencia describe la dinámica de la corriente estática y el flujo de la máquina:

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \mathbf{V}_s - r_s \mathbf{i}_s \quad (a) \quad (7)$$

$$\tau_{sr} \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{i}_s = j\omega_r \tau_{sr} \mathbf{i}_s + \frac{1}{r_{sr}} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_s + \frac{1}{r_{sr}} \mathbf{V}_s \quad (b)$$

$$k_s = \frac{L_m}{L_s}, k_r = \frac{L_m}{L_r}, \sigma = 1 - k_s k_r, \tau_r = \frac{L_r}{r_r}, r_{sr} = r_s + \frac{L_s}{L_r} r_r, \tau_{sr} = \frac{\sigma L_s}{r_{sr}}$$

donde: \mathbf{V}_s : tensión estática
 \mathbf{i}_s : corriente estática L_s : inductancia estática
 ψ_s : flujo magnetizante L_r : inductancia rotórica
 ω_r : frecuencia rotórica r_r : resistencia rotórica
 L_m : inductancia magnetizante r_s : resistencia estática

Discretizando (7) mediante la aproximación de Euler y resolviendo para la corriente y el flujo en $k+1$:

$$\begin{cases} \mathbf{i}_s[k+1] = \left(\mathbf{i}_s[k] \left(\frac{\tau_{sr} - T_s}{\tau_{sr}} + j\omega_r T_s \right) \right) + \frac{T_s}{\tau_{sr}} \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega_r \right) \psi_s[k] + \frac{T_s}{\tau_{sr}} \mathbf{V}_s[k] \\ \psi_s[k+1] = (\mathbf{V}_s[k] - r_s \mathbf{i}_s[k]) T_s + \psi_s[k] \end{cases} \quad (8)$$

El par electromagnético de la máquina puede calcularse en términos de las partes real e imaginaria del flujo y la corriente en $k+1$ según:

$$T_{EM}[k+1] = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha}[k+1] i_{s\beta}[k+1] - \psi_{s\beta}[k+1] i_{s\alpha}[k+1]) \quad (9)$$

Las predicciones de flujo y par electromagnético (EM) para las diferentes tensiones \mathbf{V}_s (las cuales se determinan a partir de las funciones de conmutación según la Tabla I)

correspondientes a los estados de conmutación se comparan mediante g_T y g_ψ :

$$g_\psi = \frac{|\psi_{s_ref}^2 - |\psi_s^p|^2|}{\psi_{s_ref}^2} \quad \text{y} \quad g_T = \left| \frac{T_{EM_ref} - T_{EM}}{T_{ref}} \right| \quad (10)$$

Finalmente, luego del cálculo de (5), (6) y (10), la función de costo g se calcula y el estado de conmutación que la minimiza es seleccionado.

IV. EVALUACIÓN

La propuesta se evalúa mediante simulaciones. La Fig. 7 muestra un diagrama en bloques del sistema y los parámetros del mismo se listan en la Tabla 2.

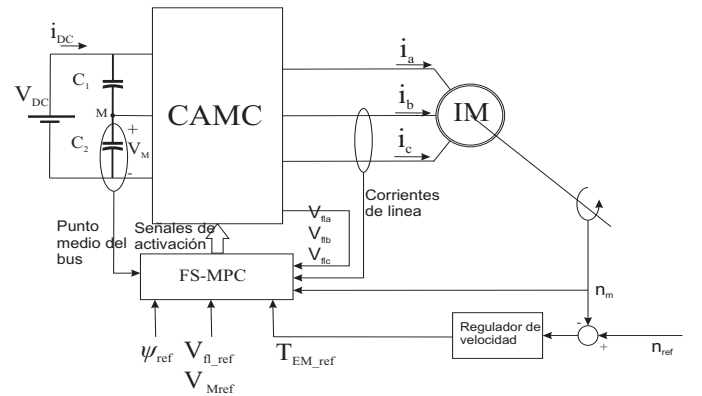


Figura 7. Esquema de prueba del algoritmo de control.

TABLA II. PARÁMETROS DEL SISTEMA.

Parámetros del motor		Parámetros del CAMC	
r_r	0,56Ω	Tensión del bus DC	20kV
L_r	523mH	C_{β}	1500μF
r_s	1,26 Ω	C_1, C_2	1500μF
L_s	542mH	T_s	0,1ms
L_m	500mH	K_M	0,5
Potencia	1,1MW	K_{β}	3
U_{nom}	13,2kV	K_w	2,85
I_{nom}	100A	K_T	1
Numero de polos p	4		
Frecuencia nominal	50Hz		
PF (plena carga)	0,87		
Par nominal	6400Nm		

En el primer ensayo, la velocidad de la máquina es 1380RPM y funciona en vacío. En $t=2s$ una carga igual a la nominal (T_{rated}) se aplica en el eje y luego se reduce a $T_{rated}/2$ en $t=2,8s$ (Fig. 8(a)). La Fig. 8(b) muestra la señal de referencia de velocidad y la velocidad medida, la cual sufre una desviación aproximada de 30RPM. La Fig. 8(c) muestra la evolución de la señal T_{EMref} proveniente del regulador de velocidad, y, superpuesto, el par EM estimado. Las corrientes del motor se muestran en la Fig. 8(d). La envolvente muestra, para $t < 2s$, que la corriente magnetizante es aproximadamente 50A. A plena carga ($2 < t < 2,8s$) la corriente consumida asciende a 100A, de lo cual se deriva un factor de potencia aproximado de 0,86. Un detalle de la corriente puede verse en el recuadro inferior, donde puede apreciarse su forma de onda sinusoidal con ripple de alta frecuencia.

El segundo ensayo consiste en variar la señal de referencia de velocidad. Comenzando con una velocidad de eje de $1380RPM$ y cargado a $T_{rated}/2$, en $t=6,5s$ la señal de referencia decrece linealmente a tasa constante hasta $700RPM$ como se muestra en la Fig. 9(a). La tasa de caída se elije intencionalmente para limitar la corriente y al mismo tiempo ejercer par máximo. Dado que el par de carga no varía durante el periodo de ensayo, el par EM es constante y positivo antes y después del tiempo de frenado (Fig. 9(b)). Durante este periodo, el par EM es negativo y parte de la energía rotacional es transferida a la fuente V_{DC} . Esto se hace evidente a partir de la inversión de signo de la corriente del bus (promedio) la cual se muestra en la Fig. 9(d).

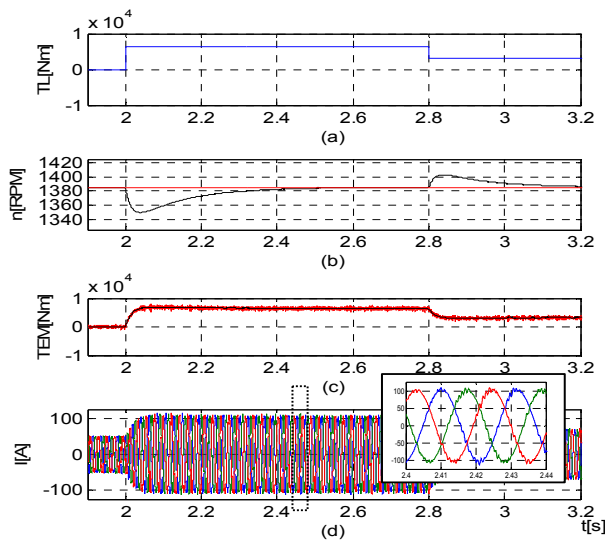


Figura 8. Escalones de par de carga en el eje. a) Par de carga, b) Velocidad de referencia del eje y velocidad medida, c) Par electromagnético, d) Corrientes de la máquina.

Para demostrar la capacidad del algoritmo para regular las tensiones internas del CAMC se introduce por medios externos una desviación en las tensiones de los capacitores flotantes y en el nodo M . En este caso el par de carga es $T_{rated}/2$ y la velocidad es $1380RPM$. La desviación introducida es del orden del 10% en todas las tensiones y se impone en $t=3,3s$. La Fig. 10(a) muestra la tensión V_M cuyo valor es $10kV$. La Fig. 10(b) muestra las tensiones en los tres capacitores flotantes cuyo valor de referencia es $3,33kV=V_{DC}/6$. Puede observarse que mientras la tensión del punto medio tarda casi un segundo en volver al valor de referencia, las tres tensiones V_{π} se restablecen en un tiempo de $100ms$. Un detalle de estas tensiones (Fig. 10(c)) muestra un *ripple* aproximado de $100V_{pp}$ (3%). En la Fig. 10(d) aparece un detalle de la tensión de línea. Puede observarse que el convertidor sintetiza 13 niveles de tensión, lo cual se corresponde con un convertidor de 7 niveles. Dicha tensión presenta casi en su totalidad transiciones entre niveles adyacentes, lo cual disminuye el dV/dt en bornes de la máquina.

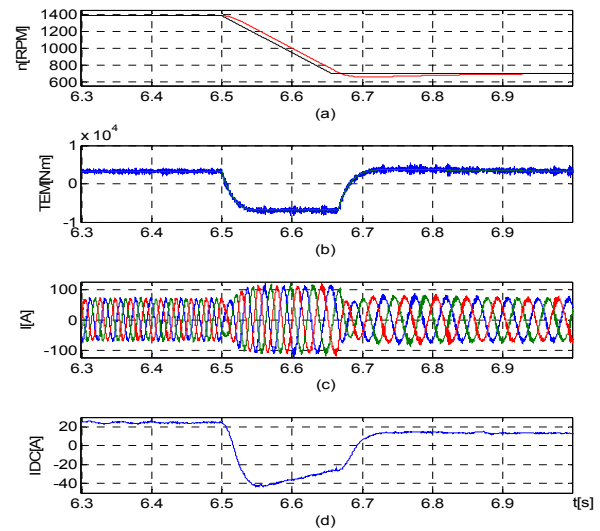


Figura 9. Variación de la señal de referencia de velocidad. a) Velocidad de referencia del eje y velocidad medida, b) Par electromagnético, c) Corrientes de la máquina, d) Corriente promediada tomada del bus DC por el CAMC.

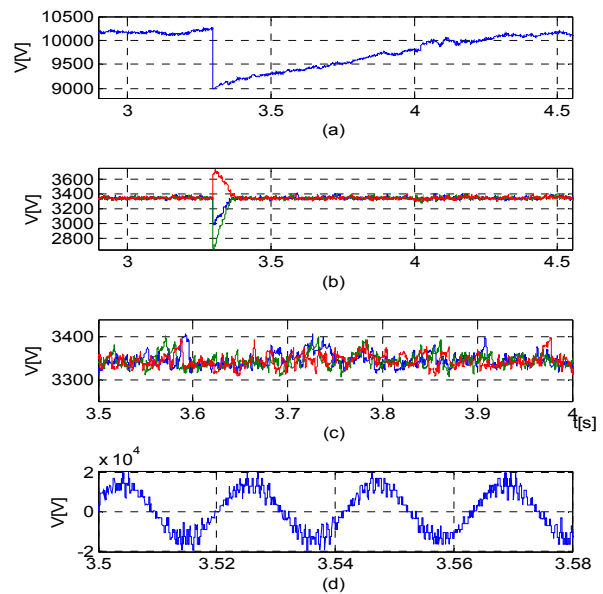


Figura 10. Perturbación en las tensiones internas del CAMC. a) Tensión del punto medio del bus DC, V_M , b) Tensión en los capacitores flotantes, c) Detalle de la tensión en los capacitores flotantes, d) Tensión de línea del motor.

V. CONCLUSIONES.

En este trabajo se presentó un control predictivo para un motor de inducción alimentado con un Convertidor Multinivel en Cascada Asimétrica. El controlador desarrollado es capaz de realizar la regulación del par y del flujo magnetizante de la máquina, y, simultáneamente regular las tensiones internas del

convertidor. En particular se establece un valor de tensión para los capacitores flotantes que permite aumentar el número de niveles de 5 a 7 sin aumentar el número de componentes. La estrategia de control se ejecuta en un único lazo sin moduladores ni controladores anidados.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo tuvo el apoyo de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP), CONICET y ANPCyT.

REFERENCIAS

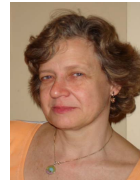
- [1] D. Ruiz-Caballero, L. Martinez, R.A. Reynaldo, S.A. Mussa, "New Asymmetrical Multilevel Voltage Inverter", *In proc. of the Brazilian Power Electronics Conference (COBEP '09)*, Bonito, Brazil, pp. 354-361, 2009.
- [2] J.I. Leon, Franquelo, L.G.; Kouro, S.; Bin Wu; Vazquez, S., "Simple Modulator with Voltage Balancing Control for the Hybrid Five-level Flying-Capacitor Based ANPC Converter", *in proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'2011)*, pp. 1887-1892, 2011.
- [3] M.D. Manjrekar, P.K. Steimer, and T.A. Lipo, "Hybrid Multilevel Power Conversion System: A Competitive Solution for High-Power Applications," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, Vol. IA-36, pp. 834-841, 2000.
- [4] M. Veenstra and A. Rufer, "Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 41, No. 2, pp. 655-664, 2005.
- [5] S. A. González, M. I. Valla and C. F. Christiansen C.F., "Analysis of a Cascade Asymmetric Topology for Multilevel Converters", *IEEE Int. Symp. Industrial Electronics (ISIE 2007)*, Vigo, Spain, pp. 1027-1032, 2007.
- [6] S. A. Gonzalez, M. I. Valla and C.F. Christiansen, "Five-level Cascaded Asymmetric Multilevel Converter," *IET Power Electr.*, Vol. 3, no. 1, pp. 120-128, 2010.
- [7] F.Kiefendorf, M. Basler, L. A. Serpa, J.-H. Fabian, A. Coccia and A. Scheuer, "A New Medium Voltage Drive System Based on ANPC-5L Technology", *in Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 2010)*, pp. 643-649, March 2010, Valparaiso (Chile).
- [8] T. Geyer and S. Mastellone, "Model Predictive Direct Torque Control of a Five-Level ANPC Converter Drive System", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol 48, No. 5, pp. 1565-1575, 2012.
- [9] Kieferndorf, F., Karamanakos, P., Bader, P., Oikonomou, N. and Geyer, T., "Model Predictive Control of the Internal Voltages of a Five-level Active Neutral Point Clamped Converter", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1676-1683, 2012.
- [10] P. Lezana, R. Aguilera, D. Quevedo, "Model Predictive Control of an Asymmetric Flying Capacitor Converter", *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, Vol. 56, No. 6, 2009.
- [11] Marchesoni, P. Tenca, "Diode-Clamped Multilevel Converters: A Practicable Way to Balance DC-Link Voltages", *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, Vol. 49, No. 4, pp. 752-765, 2002.
- [12] J. Holtz, "The Representation of AC machine Dynamics by Complex Signal Flow Graphs", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 42, N° 3, pp. 263-271, 1995.



Santiago A. Verne obtuvo los títulos de Ingeniero en Electrónica en 2003 y Doctor en Ingeniería en 2012, ambos de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP). Desde 2003 trabaja en el Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI), UNLP. Realiza docencia como Profesor Asistente en los cursos regulares de Circuitos Electrónicos y Electrónica Industrial dentro del Departamento de Electrotecnia, Facultad de Ingeniería, UNLP. Su línea de investigación se centra en el estudio de convertidores multinivel y sus aplicaciones en accionamientos y sistemas de generación de energía limpia.



Sergio A. González obtuvo los títulos de Ingeniero en Electrónica en 1992, Master en Ingeniería en 2000 y Doctor en Ingeniería en 2010, todos de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP). Desde 1992, es parte del Laboratorio de Electrónica Industrial, Control e Instrumentación (LEICI), UNLP. En la actualidad se desempeña como Profesor de Electrónica de Potencia y Control de Motores en la Universidad Nacional de Quilmes (UNQ). Su temática de interés son los sistemas electrónicos de conversión de energía y sus aplicaciones en sistemas de alta y baja potencia.



María I. Valla (S'79-M'80-SM'97-F'10) Obtuvo los títulos de Ingeniero en Telecomunicaciones en 1980 y Doctora en Ingeniería en 1994 ambos de la Universidad Nacional de La Plata (UNLP). Actualmente es profesora Titular en el Departamento de Electrotecnia de la Facultad de Ingeniería de la UNLP e investigadora Principal del CONICET. Trabaja en investigación y enseñanza en Electrónica de Potencia.

La Dra. Valla es miembro Titular de la Academia de la Ingeniería de la Provincia de Buenos Aires. En el IEEE la Dra. Valla ha desarrollado una extensa actividad como Co-Editor in Chief del IEEE Transactions on Industrial Electronics (2013-2015), miembro del IEEE Fellows Committee (2012-2014), miembro de31 IEEE Power Systemes Medal Committee (2014-2015), Miembro del IEEE Ethics and Membership Conduct Committee (2006-2008), Vice-Presidenta de la Sección Argentina (2001-2002), Presidenta del Joint Chapter in Argentina (CSS-IAS-IES-PELS-RAS) (1997-1999). Vice Presidenta y co-creadora del mismo capitulo (1992-1996). VP for Membership de la IEEE Industrial Electronics Society (IES) (2010-2012), Editor Asociado del IEEE Transactions on Industrial Electronics, miembro del Administrative Committee de la IEEE-IES desde 2001.