ESTUDIO DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE CONVERTIDORES MATRICIALES DIRECTO E INDIRECTO.

TRABAJO FINAL DE MAESTRÍA

UNIVERSIDAD DEL CONO SUR DE LAS AMÉRICAS
Maestría en Ingeniería Electrónica con énfasis en Energías Renovables y Eficiencia Energética

ESTUDIO DE TÉCNICAS DE MODULACIÓN DE CONVERTIDORES MATRICIALES DIRECTO E INDIRECTO.

Marcos Alberto Gómez Redondo
Autor

Raúl Igmar Gregor Recalde
Tutor

Sergio Ramón Toledo Gallardo
Jorge Esteban Rodas Benítez
Cotutor/es

2020

TRIBUNAL EXAMINADOR

JORGE RODAS, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

SERGIO TOLEDO, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

DAVID CABALLERO, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

EDGAR MAQUEDA, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

Octubre 2020
Asunción, Paraguay

RESUMEN

Los convertidores matriciales han sido considerados recientemente para varias aplicaciones industriales y comerciales, debido a su tamaño y peso reducido, ya que no requieren un dc-link, comparándolo con la topología back-to-back tradicional. Como consecuencia, varias técnicas de control han sido propuestas para motores alimentados por convertidores matriciales. Este trabajo brinda una descripción detallada de la etapa de modulación y muestra el modo de aplicación en un esquema de control de corriente. Con el fin de validar el funcionamiento, se incluyen simulaciones de la modulación con el convertidor matricial directo en un esquema de control no lineal. Se simula, además, el mismo esquema anterior en un convertidor matricial indirecto, a fin de comprobar una equivalencia de estados. Se concluyen, en base a los resultados, las ventajas e inconvenientes que presenta la modulación y las condiciones para aplicar un mismo esquema de modulación a través de una equivalencia de estados en ambos convertidores.

MARCOS GÓMEZ REDONDO

Octubre, 2020. Asunción, Paraguay.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, agradezco a mi querida esposa, Elena, por su incansable apoyo durante mi estudio, cuidando de mí y de mi amada hija, Estefanía. En segundo lugar, agradezco a mi madre por permitirme la educación necesaria para iniciar estudios de post-grado, y por su constante apoyo incondicional. En último lugar, pero no menos importante, agradezco a todos los compañeros y todos los profesores que tuve en éste curso de maestría, que me dieron su apoyo en mi crecimiento profesional y personal; en especial a los compañeros Enrique y Larizza, con quienes trabajé mas cercanamente y a Bruno por la guía y soporte en diversas cuestiones logísticas, y a los profesores Jorge Rodas, Sergio Toledo y Raúl Gregor, por la incansable tutoría.

M.G.

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

Agradezco al Gobierno Paraguayo por el apoyo financiero a través de CONACYT para impulsar el programa de Maestría en Ingeniería Electrónica (POSG17-69).
Agradezco a las autoridades, organizadores y profesores de la Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA), por su iniciativa en la formación del programa de Maestría en Ingeniería Electrónica, y a la vez los felicito por tan distinguible resultado.
Agradezco al LSPyC de la FIUNA y a sus miembros por sentar las bases y darme un espacio para el desarrollo de éste trabajo final de Maestría.

M.G.

Dedicado a Estefanía, por
sus risas y juegos...

ÍNDICE GENERAL

ÍNDICE DE FIGURAS

ÍNDICE DE TABLAS

ACRÓNIMOS

Bi-Sw	Interruptor Bidireccional.
CSI	Inversor Fuente de Corriente.
CSR	Rectificador Fuente de Corriente.
DMC	Convertidor Matricial Directo.
FCS-MPC	Control Predictivo basado en el Modelo con Conjunto de Control Finito.
FOC	Control de Campo Orientado.
IM	Motor de Inducción.
IMC	Convertidor Matricial Indirecto.
PWM	Modulación por Ancho de Pulso.
SMC	Controlador en Modo Deslizante.
VSI	Inversor Fuente de Voltaje.
VSR	Rectificador Fuente de Voltaje.

Parte I

GENERALIDADES

CAPÍTULO 1

INTRODUCCIÓN

Debido al creciente interés en los sistemas de generación distribuída, que son amigables con el medio ambiente, y centrándose en los sistemas aerogeneradores, los convertidores matriciales son aún jugadores potenciales para la próxima generación de convertidores de potencia [1] por su reducido tamaño comparado con la topología tradicional back-to-back, así como por su menor peso y no requerir dc-link, que implica menores costos en fallas de capacitores. También es completamente adaptable, siendo capaz de trabajar como fuente de voltaje [1, 2] o como fuente de corriente [3] con pocas modificaciones.

Uno de esquemas de control mas usados para las máquinas de inducción (IM) es el control de campo orientado (FOC). Ésta técnica utiliza un lazo interno de control de corriente, que típicamente es implementado con la técnica propocional-integral (PI) lineal. En años recientes, los esfuerzos de investigación se has conducido a mejorar el desempeño de el dicho lazo interno, por lo que técnicas de control no-lineales emergieron como una alternativa competitiva real a la tradicional técnica PI. Algunos ejemplos son el control predictivo basado en el modelo con conjunto de control finitos (FCS-MPC) [4] y el control en modo deslizante (SMC) [5, 6]. FCS-MPC posee una implementación sencilla y no posee una etapa de modulación. Sin embargo, al aplicar esta técnica con altos esfuerzos de conmutación no necesariamente producen una mejora en la calidad de la señal [7]. Por otro lado, el SMC y sus variantes requieren una etapa de modulación.

El control no lineal con modulación del vector de espacio (SVM) es considerado una buena combinación [8]. Las SVM aplicada al convertidor matricial directo (DMC) ha sido un asunto interesante y desafiante desde sus orígenes, que pueden ser rastreados a finales de los 80s [9, 10]. No obstante, estudios recientes aún toman ventaja de este procedimiento [11, 12, 13, 14], el cual tiene la mayor tasa de transferencia de voltaje teórica $q = 0.866$ sin sobremodulación, puede ocuparse no solamente del voltaje de salida sino también de la fase de la corriente de entrada, en otras palabras, del factor de potencia de entrada, y también es capaz de reducir la distorsión harmónica total (THD), al elegir diferentes combinaciones de duración de los vectores nulos, con dos grados de libertad. Como se explica en la literatura, otros métodos pueden obtenerse como casos especiales del SVM [15]; esta es la razón principal por la que se elige el SVM sobre los otros métodos, teniendo más grados de libertad para explotar.

Este trabajo analiza el comportamiento de la SVM con un control no lineal, tomando un SMC estándar como ejemplo ilustrativo. La mayor contribución del trabajo es la explicación detallada de la SVM para un DMC, la cuál es utilizable como referencia en la implementación de otros métodos de control no lineales (o lineales), dicho de otra manera, SMC de órdenes superiores [16], y control con back-stepping [17].

En el presente capítulo se explica la motivación del trabajo de maestría. Posteriormente, se definen los objetivos de la tesis. Luego, se define el alcance del trabajo y se finaliza con una presentación de la organización del libro.

1.1 Motivación

Teniendo disponible en el país, en el LSPyC un DMC basado en dispositivos SiC-MOSFET, se propone estudiar métodos de modulación del mismo, de tal manera a poder implementar técnicas de control que requieren de un esfuerzo de control continuo. Además se estudia la aplicabilidad de cada método al IMC, con las modificaciones necesarias para su simulación, de tal forma a brindar un método de modulación equivalente para ambas configuraciones y así realizar comparaciones más justas en estudios que involucren un método de control en ambas configuraciones.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de este trabajo de maestría consiste enAnalizar, diseñar e implementar un esquema de modulación adecuado para ser utilizado en sistemas de control no lineal con convertidores matriciales.

- Estudiar los distintos esquemas de modulación existentes para convertidores matriciales.
- Diseñar e implementar un esquema de modulación para un DMC utilizando un entorno de simulación computacional.
- Implementar el esquema de modulación propuesto en el IMC, utilizando la equivalencia entre los estados entre este y el DMC.

1.3 Alcance de la Tesis de maestría

- Este trabajo de maestría se centra en el estudio de métodos de modulación existentes para convertidores matriciales y se realizan simulaciones en el entorno MATLAB/Simulink para comprender su funcionamiento. Para dicho cometido se utilizan los modelos matemáticos del DMC y del IMC, y se incluyen estrategias de control con el fin de validar el funcionamiento de la modulación.

1.4 Organización del documento

En la Parte I del libro se presentan las generalidades. El primer capítulo introduce el trabajo, los objetivos y el alcance de este trabajo. El segundo capítulo incluye el estado del arte de los elementos estudiados, entre los cuales se incluyen los modelos de los convertidores matriciales, se explica la SVM y se explican algunos métodos de control estudiados.

En la Parte II se incluyen los resultados de simulaciones. El capítulo 3 incluye la metodología y los resultados obtenidos en distintas simulaciones. Finalmente, se citan conclusiones y se proponen trabajos futuros en el capítulo 4.

En la Parte III del libro se incluyen los anexos, entre los que encontramos los artículos publicados en el marco de la Maestría y por último se incluyen las referencias a los artículos consultados.

CAPÍTULO 2

ESTADO DEL ARTE

En este capítulo se presentan los modelos matemáticos de los elementos estudiados en el desarrollo de este TFM.

2.1 Convertidores Matriciales

Los convertidores AC/AC son convertidores flexibles ya que pueden trabajar como DC/AC, AC/DC o DC/DC, pueden clasificarse en 2 grandes grupos [18]:

- Con DC-Link de almacenamiento de energía: Configuración tradicional Back-to-back. (VSR/VSI, CSR/CSI).
- Sin DC-Link de almacenamiento de energía: Cicloconvertidores, Convertidores matriciales.

Los convertidores matriciales se clasifican, a su vez, en el DMC y el IMC, y éstos a su vez pueden tener distintas variaciones en la implementación, pudiendo tener una clasificación aún más completa [19]. A continuación se presentan los modelos básicos del DMC y el IMC.

2.1.1 Modelo matemático del Convertidor Matricial Directo.

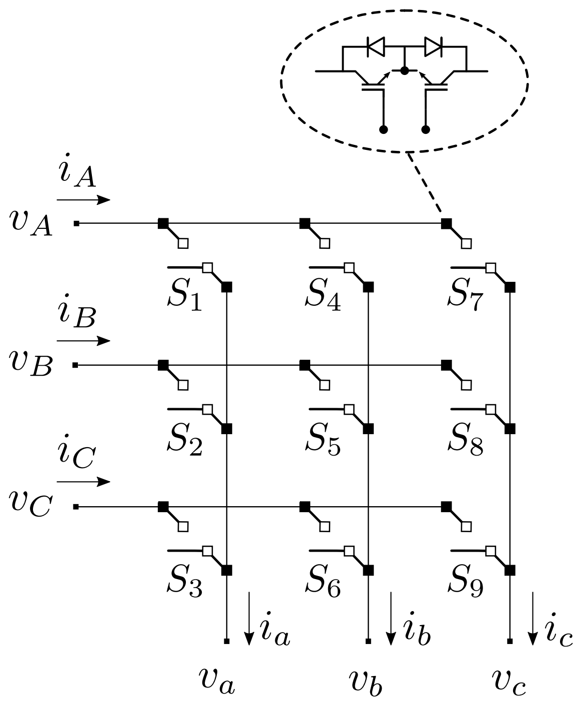


Figura 2.1: Representación de un DMC.

El DMC puede ser visto como la matriz de interruptores (de ahí su nombre), que se muestra en la Figura 2.1. Dos ecuaciones y algunas restricciones describen su comportamiento ideal. La primera ecuación es:

$$\mathbf{v_o} = \mathbf{S}\mathbf{v_i} \tag{2.1}$$

donde $\mathbf{v_o} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T$ es la tensión trifásica de salida del DMC y $\mathbf{v_i} = \begin{bmatrix} v_A & v_B & v_C \end{bmatrix}^T$ es la tensión de entrada desde la fuente de potencia trifásica, y

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 \\ S_4 & S_5 & S_6 \\ S_7 & S_8 & S_9 \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

Donde las distintas S_i, para $i \in \{1, 2, ..., 9\}$, son o 0 ó 1 y representan el estado de cada interruptor, y las condiciones: $S_1 + S_2 + S_3 = 1$, $S_4 + S_5 + S_6 = 1$, $S_7 + S_8 + S_9 = 1$ deben ser satisfechas para evitar sobre-tensiones y corto-circuitos. La segunda ecuación es:

$$\mathbf{i_i} = \mathbf{S^T i_o} \tag{2.3}$$

donde $\mathbf{i_i}$ es la corriente de entrada y depende de la corriente de salida $\mathbf{i_o}$, y $\mathbf{S^T}$ es la traspuesta de $\mathbf{S}$.

Como estas ecuaciones no son muy prácticas para el diseño, los resultados de cada estado posible son tabulados en la Tabla 2.1, en la cual se muestran tres grupos de vectores; 18 vectores estáticos, que tienen dirección fija y magnitud variable, 3 vectores cero y 6 vectores rotativos, con magnitud fija y dirección variable. Las magnitudes y ángulos corresponden a los vectores complejos de tensión de salida y corriente de entrada, calculados con la expresión:

$$\mathbf{x} = \frac{2}{3}(x_a + x_b e^{\frac{2\pi}{3}j} + x_c e^{\frac{4\pi}{3}j}) \tag{2.4}$$

donde x_a, x_b y x_c son las componentes trifásicas de la tensión o corriente en cuestión, y $\mathbf{x}$ el vector complejo asociado.

Tabla 2.1: Vectores de la representación en el espacio de vectores para todas las configuraciones posibles del DMC.

vector	$\mathbf{v_o}$	$[S_1 - S_9]$	$\|\mathbf{v_o}\|$	$\angle\mathbf{v_o} = \alpha_o$	$\|\mathbf{i_i}\|$	$\angle\mathbf{i_i} = \beta_i$
$+1$	$v_A v_B v_B$	100 010 010	$\frac{2}{3}v_{AB}$	0	$\frac{2}{3}i_a$	$-\frac{\pi}{6}$
-1	$v_B v_A v_A$	010 100 100	$-\frac{2}{3}v_{AB}$	0	$-\frac{2}{3}i_a$	$-\frac{\pi}{6}$
$+2$	$v_B v_C v_C$	010 001 001	$\frac{2}{3}v_{BC}$	0	$\frac{2}{3}i_a$	$\frac{\pi}{2}$
-2	$v_C v_B v_B$	001 010 010	$-\frac{2}{3}v_{BC}$	0	$-\frac{2}{3}i_a$	$\frac{\pi}{2}$
$+3$	$v_C v_A v_A$	001 100 100	$\frac{2}{3}v_{CA}$	0	$\frac{2}{3}i_a$	$\frac{7\pi}{6}$
-3	$v_A v_C v_C$	100 001 001	$-\frac{2}{3}v_{CA}$	0	$-\frac{2}{3}i_a$	$\frac{7\pi}{6}$
$+4$	$v_B v_A v_B$	010 100 010	$\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_b$	$-\frac{\pi}{6}$
-4	$v_A v_B v_A$	100 010 100	$-\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_b$	$-\frac{\pi}{6}$
$+5$	$v_C v_B v_C$	001 010 001	$\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_b$	$\frac{\pi}{2}$
-5	$v_B v_C v_B$	010 001 010	$-\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_b$	$\frac{\pi}{2}$
$+6$	$v_A v_C v_A$	100 001 100	$\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_b$	$\frac{7\pi}{6}$
-6	$v_C v_A v_C$	001 100 001	$-\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_b$	$\frac{7\pi}{6}$
$+7$	$v_B v_B v_A$	010 010 100	$\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_c$	$-\frac{\pi}{6}$
-7	$v_A v_A v_B$	100 100 010	$-\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_c$	$-\frac{\pi}{6}$
$+8$	$v_C v_C v_B$	001 001 010	$\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_c$	$\frac{\pi}{2}$
-8	$v_B v_B v_C$	010 010 001	$-\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_c$	$\frac{\pi}{2}$
$+9$	$v_A v_A v_C$	100 100 001	$\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_c$	$\frac{7\pi}{6}$
-9	$v_C v_C v_A$	001 001 100	$-\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_c$	$\frac{7\pi}{6}$
0_a	$v_A v_A v_A$	100 100 100	0	-	0	-
0_b	$v_B v_B v_B$	010 010 010	0	-	0	-
0_c	$v_C v_C v_C$	001 001 001	0	-	0	-
r_1	$v_A v_B v_C$	100 010 001	V_p (constante)	variable	I (constante)	variable
r_2	$v_A v_C v_B$	100 010 001	V_p (constante)	variable	I (constante)	variable
r_3	$v_B v_C v_A$	100 010 001	V_p (constante)	variable	I (constante)	variable
r_4	$v_B v_A v_C$	100 010 001	V_p (constante)	variable	I (constante)	variable
r_5	$v_C v_A v_B$	100 010 001	V_p (constante)	variable	I (constante)	variable
r_6	$v_C v_B v_A$	100 010 001	V_p (constante)	variable	I (constante)	variable

2.1.2 Modelo matemático del Convertidor Matricial Indirecto.

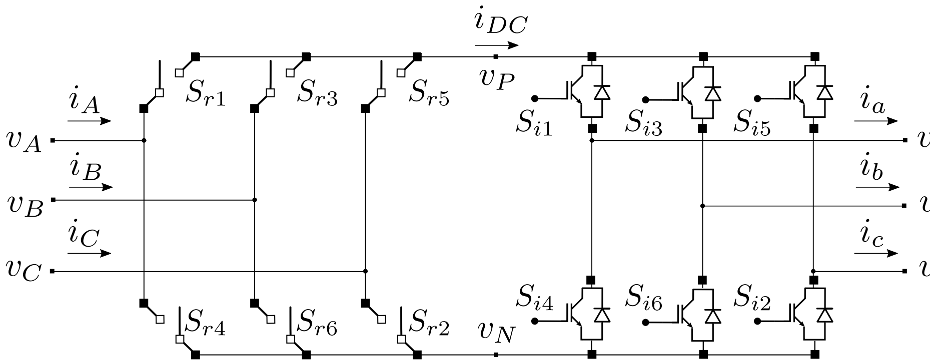


Figura 2.2: Representación de un IMC.

El convertidor matricial indirecto considera una etapa de rectificación y una de inversión como se muestra en la Figura 2.2. Sin embargo, no existe desacople entre estas al no existir un DC link real por la ausencia de capacitor de desacople, con lo que se tiene una tensión continua ficticia v_{PN}. El comportamiento ideal se puede describir con las siguientes ecuaciones:

Por un lado, teniendo en cuenta las tensiones, se tiene que en la etapa de rectificación:

$$v_{PN} = \mathbf{S_r v_i} \tag{2.5}$$

donde v_{PN} es la tensión continua ficticia entre las etapas rectificadora e inversora, $\mathbf{v_i}$ es la tensión de entrada y donde:

$$\mathbf{S_r} = \Big[(S_{r1} - S_{r4}) \quad (S_{r3} - S_{r6}) \quad (S_{r5} - S_{r2})\Big] \tag{2.6}$$

y $S_{rx} \in \{0, 1\}$ con $x \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ representan a los estados de las llaves. Se aplican, además, las restricciones $S_{r1} + S_{r3} + S_{r5} = 1$ y $S_{r2} + S_{r4} + S_{r6} = 1$ para evitar cortocircuitos y sobretensiones.

Luego, en la etapa de inversión:

$$\mathbf{v_o} = \mathbf{S_i} \frac{v_{PN}}{2} \tag{2.7}$$

donde $\mathbf{v_o}$ es la tensión de salida y donde:

$$\mathbf{S_i} = \begin{bmatrix} S_{i1} - S_{i4} \\ S_{i3} - S_{i6} \\ S_{i5} - S_{i2} \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

y $S_{ix} \in \{0, 1\}$ con $x \in \{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ representan a los estados de las llaves. Se aplican, además, las restricciones $S_{i1} + S_{i4} = 1$, $S_{i3} + S_{i6} = 1$ y $S_{i2} + S_{i5} = 1$ para evitar, también, cortocircuitos y sobretensiones.

Por otro lado, ecuacionando las corrientes en la etapa inversora se obtiene:

$$i_{DC} = \begin{bmatrix} S_{i1} & S_{i3} & S_{i5} \end{bmatrix} \mathbf{i_o} \tag{2.9}$$

donde i_{DC} es la corriente continua ficticia a la salida del rectificador y $\mathbf{i_o}$ es la corriente de salida y depende de la tensión de salida y la carga. Finalmente, en la etapa rectificadora:

$$\mathbf{i_i} = \mathbf{S_r}^T i_{DC} \tag{2.10}$$

donde $\mathbf{i_i}$ es la corriente de entrada.

2.1.3 Equivalencia del DMC y el IMC.

Se han realizado comparaciones experimentales de ambas configuraciones de convertidores matriciales [20, 21] pero para una comparación justa es necesario comprender la relación entre el DMC y el IMC. A continuación, se realiza un análisis para luego tabular los estados equivalentes de ambas configuraciones que se desvelan en ciertos estudios [19, 22].

El DMC tiene mayor cantidad de salidas posibles que el IMC. A saber, 27 estados que ofrecen salidas distintas. Sin embargo, el IMC tiene mayor cantidad de estados posibles 9 en la etapa rectificadora y 8 en la inversora (72 en total, que pueden reducirse para cumplir restricciones como por ejemplo mantener positivo el Vdc ficticio), de los cuales se obtienen 21 salidas distintas, por lo cual se tienen una gran redundancia de estados que pueden o no utilizarse para mejorar ciertas características de su funcionamiento. En síntesis, pese a tener mayor cantidad de estados en la configuración del IMC, no todas las salidas del DMC pueden ser obtenidas.

El IMC no puede replicar los estados que tienen tres salidas distintas porque tiene solamente 2 hilos en el Vdc ficticio. Afortunadamente, en muchos casos estos estados no se utilizan y es entonces donde se puede hacer una equivalencia entre ambos convertidores (por ejemplo en el SVM no se utilizan dichos estados por generar vectores en movimiento).

En casos de que el método de modulación del DMC no utilice los estados que generan tres voltajes distintos a la salida (vectores rotativos en la representación vectorial) se dirá que existe una modulación equivalente en el IMC.

En la Tabla 2.2 es posible observar la equivalencia de los estados del DMC con los correspondientes del IMC, para los vectores no nulos. Nótese que para cada vector no nulo existen dos estados del IMC equivalentes a uno del DMC, con la diferencia de que en dichos dos estados la tensión ficticia v_{PN} se invierte, con lo cual puede asegurarse siempre una tensión positiva para la etapa inversora. Para resumir la tabla, se muestran ambos estados del IMC solamente en los primeros 6 vectores de la tabla y se muestra sólo un estado para los siguientes vectores, pudiendo extender la tabla de forma sencilla.

Se aprecia que para el orden de elección de las llaves los distintos estados no nulos se pueden realizar con rotaciones cíclicas de un vector, tanto en la etapa rectificadora (dos unos consecutivos y los demás elementos en cero) como en la etapa inversora (tres unos consecutivos y los demás elementos en cero) del IMC. Una negación equivale a 3 rotaciones cíclicas en ambos casos. Por lo que para obtener el vector opuesto de uno en particular se puede realizar la negación de la etapa rectificadora o de la etapa inversora. Y negando ambas, se obtiene el mismo vector.

Tabla 2.2: Equivalencia de los estados del DMC y el IMC con la representación en el espacio de vectores.

vector	DMC $[S_1 - S_9]$	IMC $[S_{r1} - S_{r6}]$	IMC $[S_{i1} - S_{i6}]$	v_{PN}
$+1$	100 010 010	100001	110001	v_{AB}
		001100	001110	$-v_{AB}$
-1	010 100 100	100001	001110	v_{AB}
		001100	110001	$-v_{AB}$
$+2$	010 001 001	011000	110001	v_{BC}
		000011	001110	$-v_{BC}$
-2	001 010 010	011000	001110	v_{BC}
		000011	110001	$-v_{BC}$
$+3$	001 100 100	000110	110001	v_{CA}
		110000	001110	$-v_{CA}$
-3	100 001 001	000110	001110	v_{CA}
		110000	110001	$-v_{CA}$
$+4$	010 100 010	100001	011100	v_{AB}
-4	100 010 100	100001	100011	v_{AB}
$+5$	001 010 001	011000	011100	v_{BC}
-5	010 001 010	011000	100011	v_{BC}
$+6$	100 001 100	000110	011100	v_{CA}
-6	001 100 001	000110	100011	v_{CA}
$+7$	010 010 100	100001	000111	v_{AB}
-7	100 100 010	100001	111000	v_{AB}
$+8$	001 001 010	011000	000111	v_{BC}
-9	010 010 001	011000	111000	v_{BC}
$+9$	100 100 001	000110	000111	v_{CA}
-9	001 001 100	000110	111000	v_{CA}

Por otra parte los vectores nulos pueden obtenerse con mayor redundancia. En la Tabla 2.3 se muestran estados posibles para el vector 0_A con tensiones no nulas (negando ambas etapas se obtienen otros 2). En total se cuentan 12 estados posibles para cada vector cero.

Tabla 2.3: Vectores de la representación en el espacio de vectores para el IMC.

vector	DMC $[S_1 - S_9]$	IMC $[S_{r1} - S_{r6}]$	IMC $[S_{i1} - S_{i6}]$	v_{PN}
0_A	$\begin{bmatrix} 100 & 100 & 100 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 100001 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 101010 \end{bmatrix}$	v_{AB}
		$\begin{bmatrix} 000110 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 010101 \end{bmatrix}$	v_{CA}
		$\begin{bmatrix} 100100 \end{bmatrix}$	cualquier válido	v_{AA}

2.2 Modelo matemático de la IM trifásica en el marco de referencia estacionario $(\alpha - \beta)$.

Las ecuaciones eléctricas de la IM en el marco de referencia estacionario $(\alpha - \beta)$ son:

$$\begin{aligned}
v_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \dot{\psi}_{\alpha s} \\
v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \dot{\psi}_{\beta s} \\
v_{\alpha r} &= 0 = R_r i_{\alpha r} + \dot{\psi}_{\alpha r} + w_r \psi_{\beta r} \\
v_{\beta r} &= 0 = R_r i_{\beta r} + \dot{\psi}_{\beta r} - w_r \psi_{\alpha s} = L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \\
\psi_{\beta s} &= L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \\
\psi_{\alpha r} &= L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\
\psi_{\beta r} &= L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s}
\end{aligned} \tag{2.11}$$

donde las ecuaciones (2.11) contienen las relaciones entre la velocidad eléctrica del rotor w_r, los flujos magnéticos (ψ_s, ψ_r), las tensiones (v_s, v_r) y las corrientes (i_s, i_r) en ambos, estator y rotor respectivamente. El torque electromagnético es expresado en términos de las corrientes $(\alpha - \beta)$ como sigue:

$$T_e = \frac{3}{2} P L_m \left(i_{\beta s}\, i_{\alpha r} - i_{\alpha s}\, i_{\beta r}\right), \tag{2.12}$$

mientras que la ecuación mecánica de la IM es:

$$J\,\dot{w}_m = -Bw_m + (T_e - T_L)\,, \tag{2.13}$$

donde J denota la inercia del motor B es la constante de fricción viscosa y T_L es el torque debido a la carga. La siguiente ecuación relaciona la velocidad mecánica w_m y eléctrica w_r con el número de pares de polos P.

$$w_r = w_m P \tag{2.14}$$

2.3 Esquemas de modulación de convertidores matriciales.

Los esquemas de modulación más populares en convertidores matriciales se clasifican en 2 grupos [23, 15],

- Técnicas escalares. Por ejemplo, método Alesina Venturini (AV) [3], el Alesina Venturini Óptimo (AVO), y el método de Roy.
- Técnicas PWM. Las cuales pueden clasificarse nuevamente en técnicas basadas en portadora [24, 25], y SVM [15, 26, 13, 11, 12, 14, 3]. Pudiendo aplicar técnicas de modulación de VSI y VSR en los IMC.

Dado que la técnica basada en SVM posee dos grados de libertad, se ha demostrado en [15] que los métodos AV y AVO pueden ser obtenidos como casos particulares del SVM. En otras palabras SVM es un caso más general, y pueden explotarse los grados de libertad adicionales para obtener alguna característica particular. Además de la razón anterior, el SVM el método más comúnmente empleado por lo que se prefiere la implementación del mismo y se presenta a continuación.

2.3.1 Modulación del vector de espacio (SVM)

La SVM explicada aquí es la misma que se detalla en [15]. El proceso completo, tablas, referencias y patrón de conmutación usadas son reescritas con ligeras modificaciones con el objeto de explicar el proceso en forma sintetizada y organizada.

Tomando los 18 vectores estáticos y los 3 vectores cero del DMC, los cuales se corresponden con las primeras 21 filas de la Tabla 2.1 es posible realizar la SVM.

Como muestra la Figura 2.3 el ángulo α_o de cualquier vector complejo de la tensión de salida $\mathbf{v_o}$ puede ser referenciado al centro de cualquiera de los seis sectores, y ser completamente determinado por el ángulo $\tilde{\alpha_o}$ y el sector K_v. Por ejemplo, la dirección de

$\mathbf{v_o}$ en la Figura 2.3 está deteminada por el sector $K_v = 1$ y el ángulo $\tilde{\alpha_o}$, así el ángulo del vector complejo es:

$$\alpha_o = K_v \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6} + \tilde{\alpha_o} \tag{2.15}$$

De esta manera, el vector de tensión puede ser descompuesto en componentes en la dirección de los vectores adyacentes a cada sector (en el ejemplo en cuestión, los vectores $+1$, $+2$, $+3$, -7, -8, -9) y los vectores cero 0_A, 0_B and 0_C.

Similarmente, en la Figura 2.4, el ángulo β_i de cualquier vector complejo de la corriente de entrada puede ser referido en términos del ángulo $\tilde{\beta_i}$ y el sector K_i según:

$$\beta_i = (K_i - 1)\frac{\pi}{3} + \tilde{\beta_i} \tag{2.16}$$

y sintetizado con los vectores adyacentes al sector. En el ejemplo, los vectores $+1$, $+4$,$+7$,-3 ,-6 ,-9 y los vectores cero 0_A, 0_B y 0_C.

Si el signo es ignorado por un momento, una combinación de 4 vectores no nulos puede ser encontrada, tal que una combinación de los mismos con los vectores cero pueda modular cualquier tensión de salida y corriente de entrada en el mismo ciclo de SVM. Para el caso de análisis, los vectores comunes son $+9$, $+7$, $+3$ y $+1$, respectivamente. Entonces, las ecuaciones para la tensión son:

$$\begin{aligned} d_1\,\mathbf{v_1} + d_2\,\mathbf{v_2} &= \tfrac{2}{\sqrt{3}}|\mathbf{v_o}|\cos(\tilde{\alpha}_o - \tfrac{\pi}{3})e^{jK_v\frac{\pi}{3}} \\ d_3\,\mathbf{v_3} + d_4\,\mathbf{v_4} &= \tfrac{2}{\sqrt{3}}|\mathbf{v_o}|\cos(\tilde{\alpha}_o + \tfrac{\pi}{3})e^{j(K_v-1)\frac{\pi}{3}} \end{aligned} \tag{2.17}$$

Para las corrientes, la magnitud no puede ser impuesta, ya que depende de la corriente de salida, pero su dirección puede ser establecida a β_i si el producto escalar con un vector normal a esta dirección deseada es igual a cero. En términos de $\tilde{\beta_i}$ y K_i, las ecuaciones

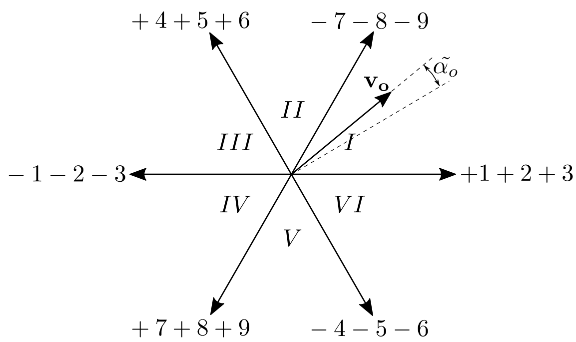


Figura 2.3: Espacio de vectores para la tensión de salida.

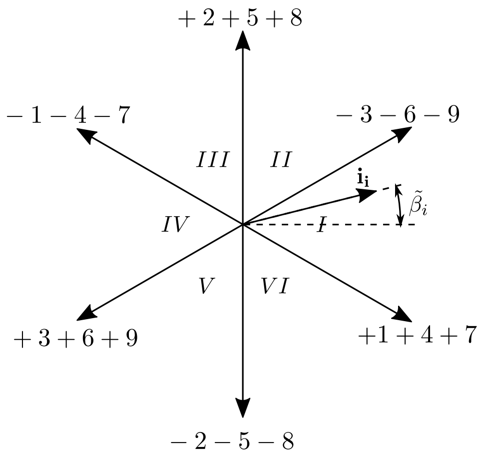


Figura 2.4: Espacio de vectores para la corriente de entrada.

para la corriente de entrada son:

$$\begin{aligned}
&(d_1\,\mathbf{i_1} - d_2\,\mathbf{i_2}) \cdot j e^{j(K_i-1)\frac{\pi}{3}+\tilde{\beta}_i} = 0 \\
&(d_3\,\mathbf{i_3} - d_4\,\mathbf{i_4}) \cdot j e^{j(K_i-1)\frac{\pi}{3}+\tilde{\beta}_i} = 0
\end{aligned} \tag{2.18}$$

Nótese que en estas ecuaciones el signo es invertido para resolver la diferencia de signos de 2 vectores, que siempre ocurre. En nuestro ejemplo, tenemos los vectores $-9, -7, +3, +1$ para la tensión de salida y los vectores $-9, +7, -3, +1$ para la corriente de entrada, tal que el signo en éstas ecuaciones resuelve el cambio de signo de -7 y $+3$ en los vectores de tensión a $+7$ y -3, respectivamente, en los vectores de corriente.

Usando la fuente de tensión trifásica, definida por:

$$\begin{aligned}
v_A &= V_p\,\sin(\omega t) \\
v_B &= V_p\,\sin(\omega t - \tfrac{2\pi}{3}) \\
v_C &= V_p\,\sin(\omega t - \tfrac{4\pi}{3})
\end{aligned} \tag{2.19}$$

en la entrada y considerando una corriente de entrada de la misma frecuencia ω, el ángulo ϕ entre la tensión de entrada y la corriente de entrada permanece constante en el tiempo.

Tabla 2.4: Vectores a ser aplicados para un par K_v y K_i

K_i \ K_v	1 ó 4	2 ó 5	3 ó 6
1 ó 4	$+9+7+3+1$	$+6+4+9+7$	$+3+1+6+4$
2 ó 5	$+8+9+2+3$	$+5+6+8+9$	$+2+3+5+6$
3 ó 6	$+7+8+1+2$	$+4+5+7+8$	$+1+2+4+5$

Luego, las ecuaciones de los ciclos de trabajo resultantes son:

$$\begin{aligned}
d_1 &= (-1)^{K_v+K_i}\, q\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\cos(\tilde{\alpha_o}-\frac{\pi}{3})\cos(\tilde{\beta_i}-\frac{\pi}{3})}{\cos(\phi)}\\
d_2 &= (-1)^{K_v+K_i+1}\, q\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\cos(\tilde{\alpha_o}-\frac{\pi}{3})\cos(\tilde{\beta_i}+\frac{\pi}{3})}{\cos(\phi)}\\
d_3 &= (-1)^{K_v+K_i+1}\, q\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\cos(\tilde{\alpha_o}+\frac{\pi}{3})\cos(\tilde{\beta_i}-\frac{\pi}{3})}{\cos(\phi)}\\
d_4 &= (-1)^{K_v+K_i}\, q\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{\cos(\tilde{\alpha_o}+\frac{\pi}{3})\cos(\tilde{\beta_i}+\frac{\pi}{3})}{\cos(\phi)}
\end{aligned} \tag{2.20}$$

donde $q = \frac{|\mathbf{v_o}|}{V_p}$ es la tasa de transferencia de tensión y $\cos(\phi)$ es el factor de potencia de entrada. En caso de que $\sum |d_x| < 1$, no existe sobremodulación y el ciclo de trabajo de los vectores cero es $d_0 = 1 - (|d_1| + |d_2| + |d_3| + |d_4|)$, el cual puede distribuirse entre los tres vectores cero d_{01}, d_{02} y d_{03}, tal que $d_{01} + d_{02} + d_{03} = d_0$.

Adicionalmente, pueden ser usados únicamente los vectores positivos para cualquier sector y un signo negativo en el ciclo de trabajo indicará que el vector a ser aplicado debe ser el opuesto. En el caso en cuestión, se puede resolver para $+9$, $+7$, $+3$ y $+1$, y si se obtienen valores negativos para d_1 y d_3 pero valores positivos para d_2 y d_4, se indican que los vectores a ser usados en este ciclo de modulación son -9, $+7$, -3, y $+1$. Los vectores a ser aplicados para cada par de sector de tensión y sector de corriente se resumen en la Tabla 2.4, teniendo cuidado en aplicar los vectores en orden. El índice 1 en las ecuaciones (2.17), (2.18) y (2.20) pertenece al primer vector a la izquierda de cada celda, el índice 2 al siguiente vector a su derecha y así sucesivamente.

Finalmente, un patrón de conmutación de doble lado es comúnmente usado para aplicar los ciclos de trabajo de (2.20) en un ciclo con periodo T, para lo cual los distintos tiempos t_i resultan de aplicar el ciclo de trabajo en el periodo T, según $t_i = d_iT$. Este se muestra en la Figura 2.5. Los vectores pueden ser aplicados en cualquier secuencia y pueden utilizarse uno, dos o los tres vectores cero. Sin embargo, puede encontrarse una secuencia

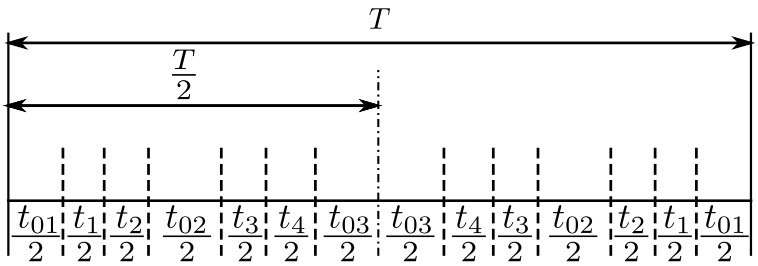


Figura 2.5: Patrón de conmutación de doble lado.

que permita la conmutación de un solo interruptor entre 2 estados, lo cual es interesante para reducir altas frecuencias de conmutación, si se utilizan los tres vectores cero.

2.4 Algunos métodos de control utilizados comúnmente.

Comúnmente el control de velocidad de IMs se realiza con dos bucles de control, uno externo de velocidad y uno interno de corriente. En esta sección se incluyen dos métodos de control de corriente, para el bucle interno: el control predictivo de modelo con conjunto de control finito, por ser un método simple y de gran popularidad, y el control en modo deslizante, que es utilizado para las simulaciones en la prueba del algoritmo de modulación.

2.4.1 Control predictivo de modelo con conjunto de control finito (FCS-MPC).

Esta técnica consiste en modelar el sistema, predecir el comportamiento del sistema para un conjunto de estados posibles del convertidor, y aplicar el estado que produzca el menor error en la(s) variable(s) controlada(s). Se explica aquí con el IMC y una carga RL serie trifásica y balanceada como se muestra en la Figura 2.6. Para poder evaluar todos los estados, se establece una función de costo que brinde una distancia a los valores de referencia.

La carga tendrá la ecuación:

$$\dot{\mathbf{i}} = -\frac{R}{L}\mathbf{i} + \frac{1}{L}\mathbf{v} \tag{2.21}$$

Si se aproxima la derivada por el método de Euler hacia adelante para la discretización del modelo según:

$$\dot{\mathbf{i}} \approx \frac{\mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}(k)}{T} \tag{2.22}$$

donde $\mathbf{i}(k)$ es la k-ésima muestra, $\mathbf{i}(k+1)$ es la muestra del siguiente instante de muestreo, y T es el periodo de muestreo. Se puede predecir la corriente $\mathbf{i}(k+1)$ según:

$$\mathbf{i}(k+1) = (1 - \frac{TR}{L})\mathbf{i}(k) + \frac{T}{L}\mathbf{v}(k) \tag{2.23}$$

Para calcular la tensión $\mathbf{v}(k)$ se utilizan las ecuaciones del convertidor matricial 2.5-2.8, pero refiriendo estas tensiones a la tensión en modo común $v_{cm} = \frac{v_a+v_b+v_c}{3}$ para calcular correctamente las corrientes. De esta manera se utiliza:

$$\mathbf{v}(k) = \mathbf{v_o}(k) - v_{cm}\begin{bmatrix}1\\1\\1\end{bmatrix} \tag{2.24}$$

para predecir cada uno de los valores de corriente para cada tensión de salida del IMC, correspondiente a cada configuración válida. Para ello se tienen 72 configuraciones posibles, que pueden reducirse a 16 si se establece v_P como el la mayor tensión de entrada entre v_A, v_B y v_C; y v_N distinto a v_P . Además, puede eliminarse un cero redundante en la etapa inversora, para reducir el conjunto de control a 14 estados del IMC.

Considerando ahora que la referencia de corriente $\mathbf{i}^*$ es una señal continua (comunmente senoidal y de periodo mucho mayor a T), se puede aproximar $\mathbf{i}^*(k+1) \approx \mathbf{i}^*(k)$, para

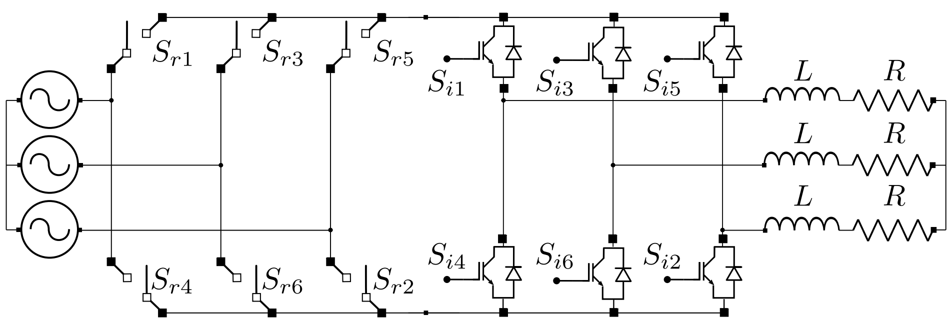


Figura 2.6: Esquema para aplicación del FCS-MPC.

establecer el error de corriente como:

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{i}(k+1) - \mathbf{i}^*(k) \tag{2.25}$$

Si se establece la función de costo:

$$J_1(k) = \mathbf{e}^T(k) \cdot \mathbf{e}(k) \tag{2.26}$$

puede obtenerse el estado de control que garantice el menor error cuadrático en la corriente de entre los 14 estados mencionados previamente y elegir el estado correspondiente para aplicarlo en el siguiente ciclo de control.

La versatilidad del FCS-MPC consiste en que utilizando una función de costo distinta puede cambiarse completamente el comportamiento del sistema de control, pudiendo además controlar más de una variable. Por ejemplo, la función de costo:

$$J_2(k) = w_1\mathbf{e}^T(k) \cdot \mathbf{e}(k) + w_2(v_{PN} - v_{DC}^*)^2 \tag{2.27}$$

donde el término $(v_{PN} - v_{DC}^*)^2$ se introduce para establecer además la tensión v_{PN} cercano a una tensión v_{DC}^* de referencia, y los coeficientes w_1 y w_2 son pesos que se asignan a cada término.

2.4.2 Control en modo deslizante (SMC).

Para aplicar el SMC se necesita un modelo de la carga, para ello se utiliza la IM en la configuración que se muestra en la Figura 2.7. Para aplicar el SMC se reescriben las ecuaciones de la sección 2.1.2 en la forma matricial:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{g}\,\mathbf{u}(t) \tag{2.28}$$

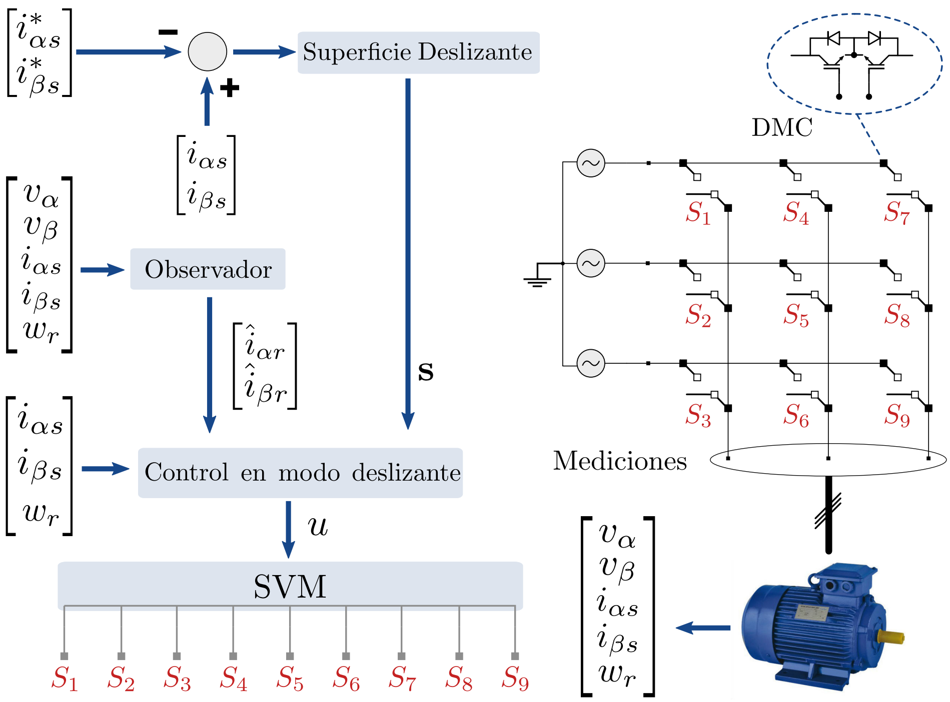


Figura 2.7: Esquema del sistema de control

donde

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} & i_{\alpha r} & i_{\beta r} & w_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x},t) = \mathbf{L}^{-1}\begin{bmatrix} -R_s\, i_{\alpha s} \\ -R_s\, i_{\beta s} \\ -R_r\, i_{\alpha r} - w_r\,(L_m\, i_{\beta s} + L_r\, i_{\beta r}) \\ -R_r\, i_{\beta r} + w_r\,(L_m\, i_{\alpha s} + L_r\, i_{\alpha r}) \\ \frac{3}{2}\,\frac{P^2}{J}\, L_m\,(i_{\beta s}\, i_{\alpha r} - i_{\alpha s}\, i_{\beta r}).. \\ \qquad .. - \frac{B}{J}\, w_r - \frac{P}{J}\, T_L \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{L}^{-1}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} & v_{\beta s} \end{bmatrix}^T$$

La ecuación de salida es:

$$\chi = \mathbf{C}\,\mathbf{x} \tag{2.29}$$

donde

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Y para estimar las corrientes de rotor se utiliza un observador de Luenberger según la ecuación:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}},t) + \mathbf{g}\,\mathbf{u}(t) + K_o(\chi - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) \tag{2.30}$$

Luego, la superficie deslizante del controlador es:

$$\mathbf{s} = \mathbf{e} + \lambda\int_0^t \mathbf{e}\, dt \tag{2.31}$$

donde $\mathbf{e} = \chi - \chi^*$ es el error y $\chi^* = \begin{bmatrix} i^*_{\alpha s} & i^*_{\beta s} \end{bmatrix}^T$ contiene las corrientes de estator deseadas. Finalmente, la ley de control es:

$$u = (\mathbf{C}\,\mathbf{g})^{-1}(-\mathbf{k}\,\mathrm{sign}(\mathbf{s}) - \lambda\,\mathbf{e} - \mathbf{C}\,\mathbf{f} + \dot{\chi}^*) \tag{2.32}$$

donde λ y $\mathbf{k}$ son matrices constantes.

2.5 Resumen del capítulo

Se detallan aquí, primeramente, los modelos del DMC y el IMC, además se explica la equivalencia de ambos. Seguidamente se presenta el modelo de un IM para ser utilizado como carga en las simulaciones. Mas adelante se explica detalladamente la SVM, y 2 técnicas de control no lineales. El FCS-MPC por su popularidad y simplicidad, y el SMC estándar por su sencillez y robustez, que es utilizado para evaluar la modulación SVM.

Entre las técnicas de modulación se destaca la SVM en los DMC. Todas las técnicas de modulación del DMC son aplicables en el IMC, teniendo en cuenta la equivalencia de sus estados con los respectivos del DMC. Sin embargo, la modulación independiente de la entrada y la salida sigue siendo la más sencilla.

En cuanto al control, el FCS-MPC se destaca por su sencillez, Sin embargo, es fundamental una función de costo apropiada, lo cual puede ser un problema. Ésto se puede evitar con la modulación, que mantiene las frecuencias de conmutación en una franja y posibilita aplicar varios esquemas de control, desde el clásico PI hasta métodos de control no lineales.

Algunos autores ven como un problema que el FCS-MPC tiene frecuencias de conmutación variable, de manera a justificar una etapa de modulación. Sin embargo, desde el punto de vista teórico, podría proponerse una función de costo que limite las frecuencias por medio del control del periodo de conmutación [27]. En la práctica una función de costo muy compleja, acompañada de un conjunto de control de gran cantidad de elementos puede llegar a incrementar notablemente el tiempo de cómputo, sin embargo, los resultados experimentales del control de periodo sugieren baja exigencia de cómputo.

Parte II

ANÁLISIS DE CONTENIDO

CAPÍTULO 3

SIMULACIONES DE LOS DISTINTOS ESQUEMAS DE MODULACIÓN Y CONTROL

3.1 Reducción de conmutaciones del IMC con esquema FCS-MPC por medio de la manipulación de la función de costo.

Se realizó un trabajo para estudiar la cantidad de conmutaciones en un Convertidor Matricial Indirecto (IMC) aplicando FCS-MPC con diferentes funciones de costo . Para ello se aplicó el esquema presentado en la sección 2.4.1. Se aplicó la función de costo:

$$J = w_1[\mathbf{e}^T(k) \cdot \mathbf{e}(k)] + w_2(530 - v_{PN})^2 + w_3 N_r + w_4 N_i \tag{3.1}$$

Donde w_1, w_2, w_3 y w_4 son ponderaciones para los distintos términos de tal forma que son todos positivos y se cumple $w_1 + w_2 + w_3 + w_4 = 1$. La variable $\mathbf{e}(k)$ es el error de corriente, el término $(530 - v_{PN})^2$ se introduce para mantener una tensión v_{PN} positiva, y N_r y N_i son las cantidades de conmutaciones de dispositivos unidireccionales para la etapa rectificadora y para la etapa inversora, respectivamente, en el ciclo de control. Se consideran dos conmutaciones por cada cambio en la etapa rectificadora (interruptores bidireccionales) y una por cada cambio en la inversora. Se tiene originalmente una señal de 6A pico y 60 Hz. A los 0.05s se introduce en la referencia un salto de amplitud, referencia y fase, pasando a una señal de 61 Hz y 8A pico, que representa una perturbación.

Para las simulaciones, se implementó el esquema de la Figura 2.6 en Simulink, con los parámetros de la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Parámetros de simulación para el esquema FCS-MPC

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$\mathbf{v_i}$	220VAC de 50 Hz	T	50 us
R	0.1 Ω	L	10 mH
solver	ode1	Paso de simulación	1 us

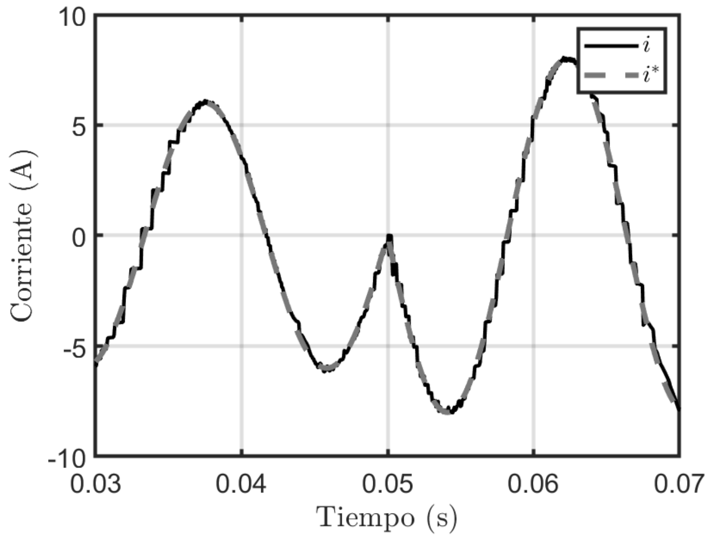


Figura 3.1: Corriente controlada con FCS-MPC en carga RL alimentada por un IMC.

Se tabulan en la Tabla 3.2 resultados para distintas funciones de costo. En ellas se aprecian la cantidad de conmutaciones durante 0.1 s para la etapa rectificadora N_r, inversora N_i y totales $N_T = N_R + N_I$, seguidas por el THD1 para la referencia antes de la transición y luego la THD2 para la referencia después de la transición, para 6 casos. En cuanto a la corriente controlada, no se aprecia a simple vista mucha diferencia entre los distintos casos por lo que solo se muestra una vez para el primer caso de prueba en la Figura 3.1. El controlador es capaz de seguir la referencia sin problemas.

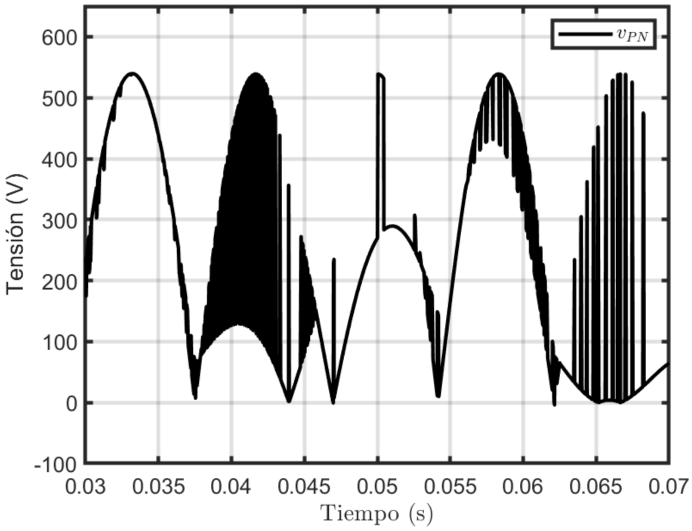


Figura 3.2: Tensión v_{PN} para el caso w_1 = 1, w_2 = 0, w_3 = 0, w_4 = 0.

El primer caso de prueba es un extremo en el que se tiene el mejor seguimiento (menor THD), en él se considera únicamente la corriente de salida. Se nota mayor rizado en zonas planas como es de esperar. Como se observa en la Figura 3.2, v_{PN} llega a 0 V en ciertos instantes, lo cual puede ocasionar que en la práctica se tengan tensiones negativas por efectos inductivos o capacitivos, que pueden afectar el funcionamiento de la etapa inversora. Es por ello que se ha introducido el segundo término de la función de costo. El segundo caso, en donde se le da un gran peso a mantener el máximo Vdc-Link Ficticio posible, es análogo a un rectificador de 4 diodos y un inversor, el rectificador conmuta la menor cantidad de veces posibles, mientras que la etapa inversora genera la corriente más cercana posible. Éste sería el caso extremo en donde se pierden los grados de libertad adicional del IMC, y se tiene una reducción de 75% en el número de conmutaciones, sin embargo, el THD aumenta un 60% aproximadamente.

En los casos 3 y 4 se considera una situación intermedia, es decir, existe un equilibrio entre el control de la corriente y el Vdc-Link ficticio. Aquí se mantiene un Vdc-Link ficticio con la forma de la Figura 3.3. Como puede verse la pérdida por conmutaciones puede reducirse notablemente a costa del THD con solo modificar el peso de w_2.

En el caso 5 se observa la influencia de w_3 y w_4 sin considerar w_2 con lo que se obtiene un reducción de conmutaciones de casi un 44% respecto al primer caso sin una variación significativa del THD, pero pese a que parece ser la configuración ideal, este caso podría generar inconvenientes por no controlar el Vdc-Link ficticio.

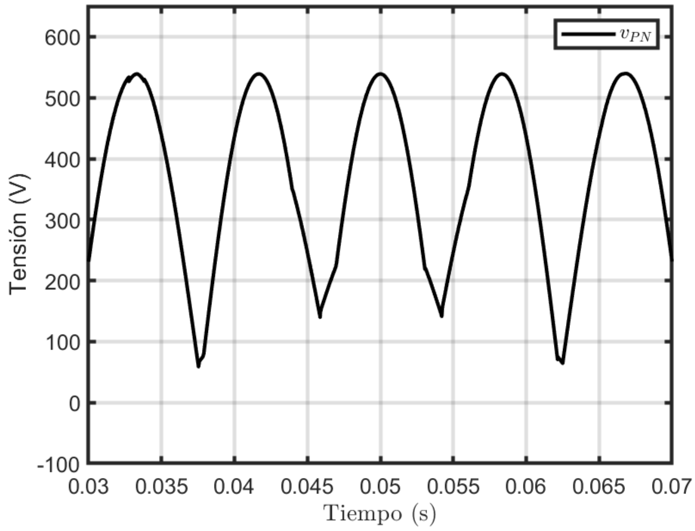


Figura 3.3: Tensión v_{PN} para el caso w_1 = 0.998, w_2 = 0.002, w_3 = 0, w_4 = 0.

Tabla 3.2: Parámetros de simulación para el esquema FCS-MPC

Caso	w_1	w_2	w_3	w_4	N_R	N_I	N_T	THD1	THD2
1	1	0	0	0	1788	2353	4141	5.87%	6.53%
2	0.8	0.2	0	0	124	1173	1297	9.64%	9.10%
3	0.999	0.001	0	0	2172	1809	3981	7.46%	7.17%
4	0.998	0.002	0	0	1505	1460	2965	7.88%	7.80%
5	0.97	0	0.02	0.01	244	2115	2359	6.00%	6.54%
6	0.969	0.001	0.02	0.01	1588	1661	3229	7.46%	8.04%

Finalmente, el último caso considera todos los pesos y es comparable con el tercer caso ya que ambos controlan el Vdc-Link ficticio y la corriente de salida en una relación semejante. Aquí se observa que se puede reducir las pérdidas sin variar mucho el THD al introducir los pesos w_3 y w_4. La función de costo obtenida permite reducir la cantidad de conmutaciones en un 18% pero esto solo significa la reducción de pérdidas del mismo orden si se asume la misma disipación de potencia en cada interruptor, la pérdida por conmutación de cada interruptor depende de la tensión y corriente que maneja en el instante de conmutación, por lo que la potencia de pérdida promedio podría ser diferente en las etapas de rectificación e inversión.

3.2 SVM + SMC en un IM alimentado por un DMC

Para evaluar el esquema de control de corriente propuesto en 2.7, el programa MATLAB/Simulink es usado para realizar simulaciones con los modelos matemáticos presentados. La Tabla 3.3 muestra los parámetros del IM utilizados en la simulación.

Tabla 3.3: Parámetros del IM

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
R_s	0.7384 Ω	L_m	124.1 mH
R_r	0.7402 Ω	P	2
L_{ls}	3.045 mH	B	0.000503 kg.m^2/s
L_{lr}	3.045 mH	J	0.0343 kg.m^2
L_s	127.1 mH	Velocidad nominal	1500 rpm
L_r	127.1 mH	Potencia nominal	7.5 kW

El periodo del ciclo del SVM utilizado es $T = 10$ ms y la el ángulo de referencia para la corriente de entrada se establece a $\beta_i = 0$ para obtener el máximos factor de potencia en la entrada (como no se utiliza filtro de entrada). El tiempo de paso de simulación es $1\,\mu$s y el método numérico de solución utilizado es ode1 (100 veces mas pequeño que T, para una buena resolución en la modulación). El SVM implementado aplica los vectores con el patrón de conmutación simétrico de doble lado para aplicar los ciclos de trabajo hallados mediante la ecuación (2.20), sin embargo, estos se aplican en el orden de aparición según la Tabla 2.4. La fuente se define por (2.19) usando $v_p = 311.127$ V y $\omega = 2\pi 50$ rad/s.

Primeramente se prueba el controlador sin carga. Para el SMC se establecen los valores

$$\mathbf{k} = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 1000 \end{bmatrix}$$

y

$$\lambda = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

.

La referencia es inicialmente de 20 A pico, y $\omega = 2\pi 60$ rad. A los 0.125 s $\frac{\pi}{2}$ rad son añadidos a la fase, así como 30 A en magnitud y 20 Hz en frecuencia. La Figura 3.4 muestra el seguimiento y el efecto del transitorio en las corrientes de estator. La Figura 3.5 muestra una fase del voltaje de salida del DMC junto con la referencia de tensión, es el esfuerzo de control establecido por el SMC. En la Figura 3.6 se muestran la tensión y la

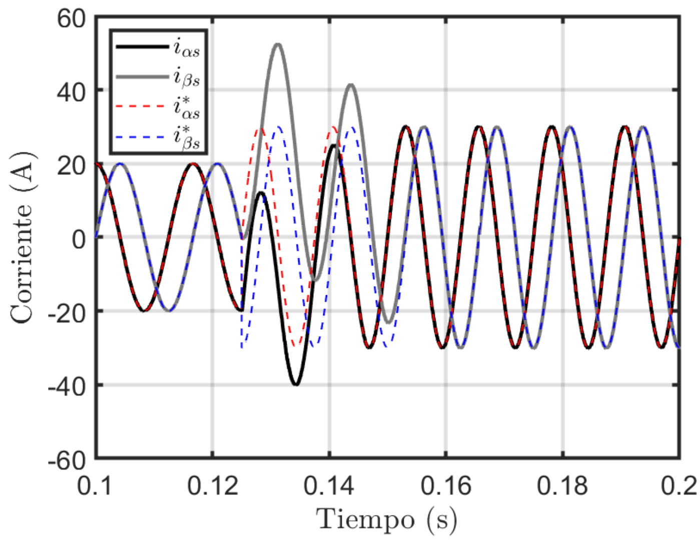


Figura 3.4: Corrientes de estator en el espacio ($\alpha - \beta$) y su comportamiento transitorio después de un cambio en fase, magnitud y frecuencia de la corriente de estator de referencia a los 0.125 s.

corriente de entrada de una fase, y puede apreciarse que en estado estable se encuentran en fase, probando el funcionamiento correcto de la etapa de modulación para ambos, tensión de salida y corriente de entrada.

Con el fin de simular condiciones de trabajo más realistas, posteriormente se aplica una carga de 25% el torque nominal T_L dado por:

$$T_L = 0.25 \, \frac{\text{Potencia nominal}}{\text{Velocidad nominal}} \tag{3.2}$$

Si la referencia es reducida en amplitud de 20 A a 10 A el controlador, trabaja apropiadamente. Sin embargo, si la amplitud se aumenta de 20 A a 30 A los parámetros del controlador necesitan ser reajustados a

$$\mathbf{k} = \begin{bmatrix} 10000 & 0 \\ 0 & 10000 \end{bmatrix}$$

y

$$\lambda = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

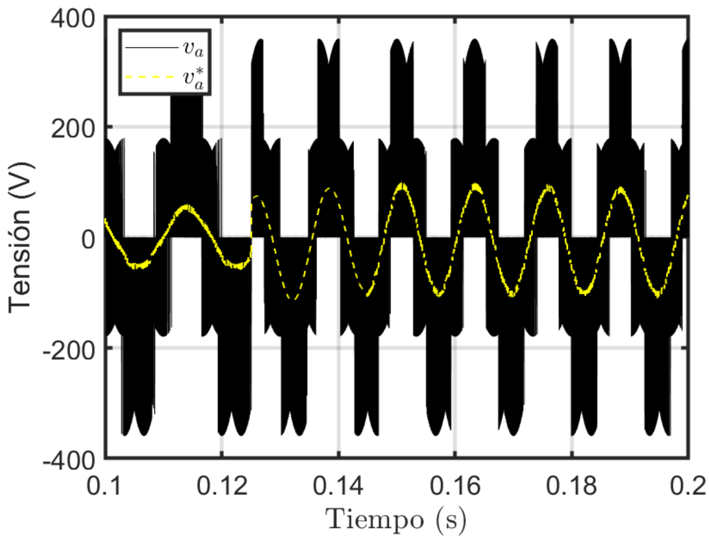


Figura 3.5: Una fase de la tensión de referencia para el SVM $\mathbf{v_o^*}$ establecido por el SMC y la tensión modulada. $\mathbf{v_o}$.

para asegurar un seguimiento estable, aún así, aparecen ciclos de sobremodulación. Esto sugiere utilizar una ganancia variable en el SMC, como por ejemplo SMC basado en alguna ley exponencial de acercamiento [28]. Aún así, las altas ganancias podrían incurrir en sobremodulación.

Se realizó además una prueba de sensibilidad de L_m, siendo la variable que influye mayormente en el error de corrientes de estator [29]. El valor de L_m en el IM es variado en pasos de 1% su valor original, manteniendo el valor original en ambos, el controlador y el observador. Una variación de sólo $\pm 1\%$ fue permitida sin falla. Teóricamente, la solución consiste en incrementar la ganancia del controlador pero, nuevamente, la modulación no siempre será posible de conseguir los altos esfuerzos que esto involucra. De ser posible se debe aumentar la amplitud de la fuente del DMC, o trabajar con un sistema relajado (bajas corrientes y cargas) para tener un comportamiento deseable.

3.3 SVM + SMC en una IM alimentada por un IMC

Utilizando el mismo procedimiento del apartado anterior es posible la implementación del método en un IMC. Se reemplazó el DMC por un IMC. Para lograr que el SVM sea exitoso se reemplazaron los estados equivalentes del DMC por los del IMC según las

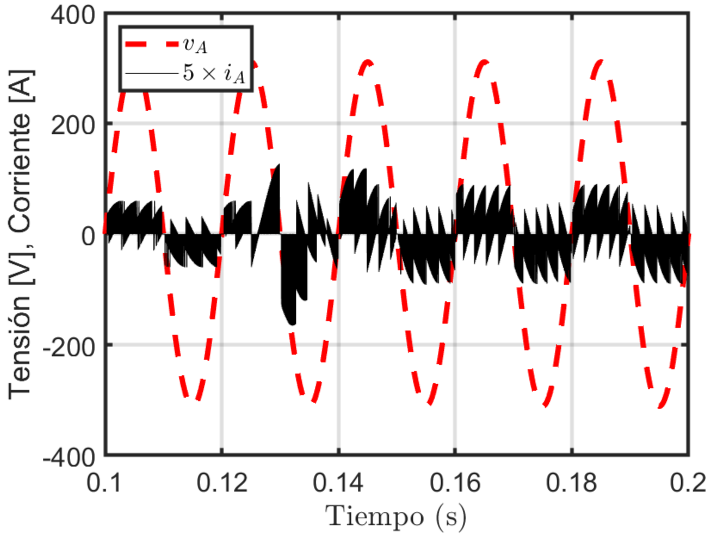
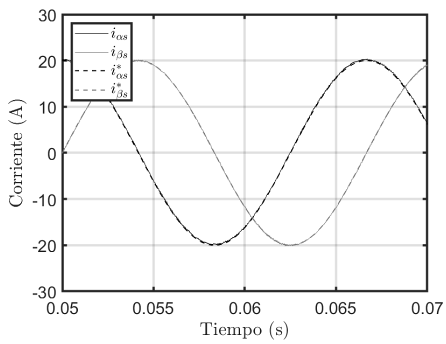
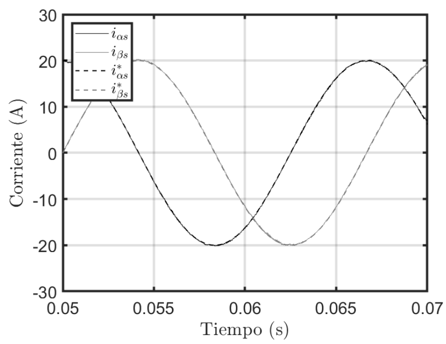


Figura 3.6: Una fase del voltaje de entrada y la corriente de entrada al DMC. Se nota que ambos se encuentran en fase.

tablas 2.2 y 2.3. Se utilizó el vector que cumpla la condición $v_{PN} > 0$, con el cometido principal de demostrar que la equivalencia tabulada es correcta.



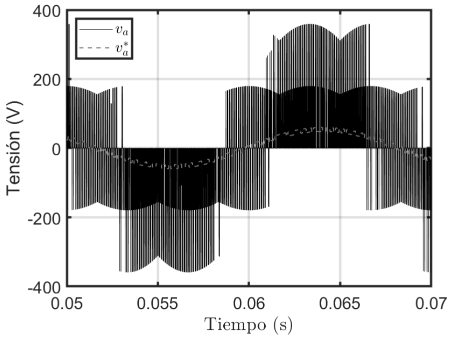
(a) DMC



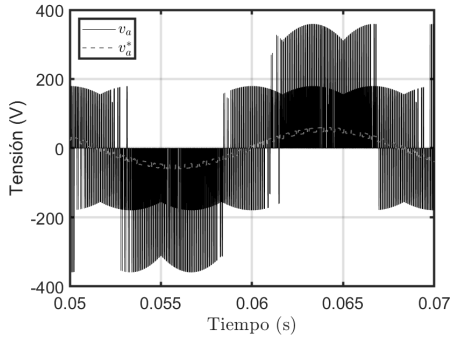
(b) IMC.

Figura 3.7: Corrientes de estator en el espacio ($\alpha - \beta$) con la SVM.

En la Figura 3.7 se observa la corriente controlada con el método. Existen pequeñas diferencias en la modulación como se observa en las Figuras 3.8 y 3.9, que debido a la restricción sobre v_{PN}, sin embargo se mantiene la forma similar en las señales moduladas.

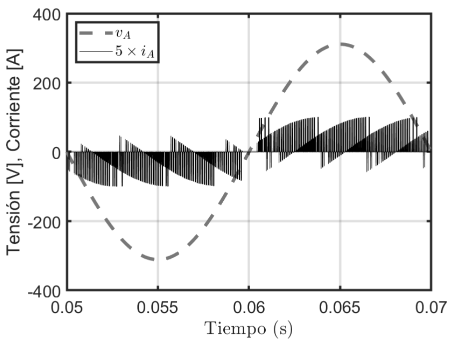


(a) DMC.

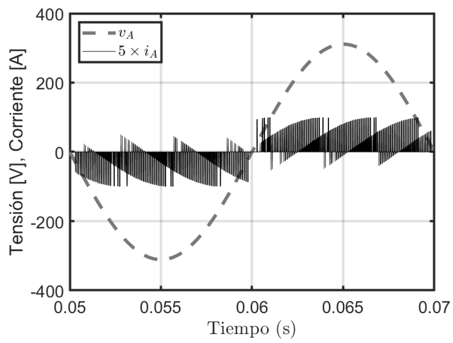


(b) IMC.

Figura 3.8: Una fase de la tensión de referencia para el SVM y la tensión modulada.



(a) DMC.



(b) IMC.

Figura 3.9: Una fase de la tensión de entrada y la corriente de entrada.

La mayor diferencia en el caso ideal es que ahora se tiene la tensión ficticia v_{PN} que se aprecia en la Figura 3.10. En el caso real, se esperan mayores diferencias en los resultados de las distintas topologías.

3.4 Resumen del capítulo

En este capítulo se muestran simulaciones realizadas con los distintos esquemas de modulación y control. Primero se muestra un estudio sobre la cantidad de conmutaciones utilizando un esquema de FCS-MPC con el IMC. Seguidamente, se muestra la contribución principal del libro, la implementación de SVM con un SMC estándar en un DMC. Por

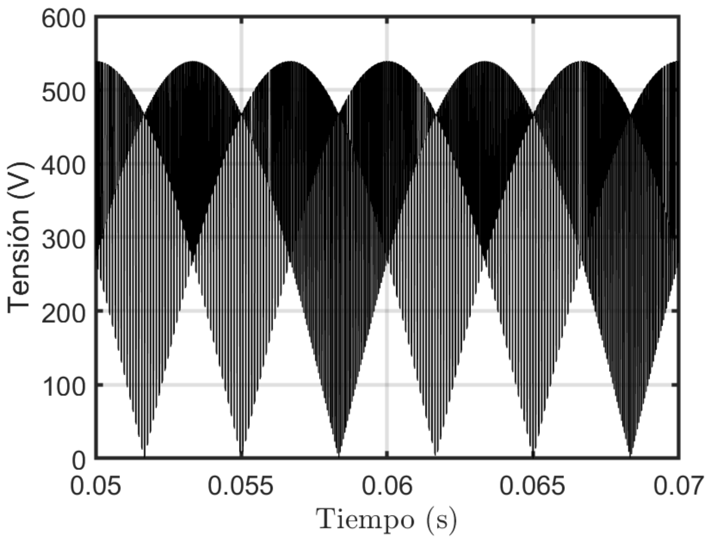


Figura 3.10: Tensión ficticia v_{PN} entre la etapa rectificadora e inversora del IMC.

último, se reemplaza el DMC por un IMC para comprobar el SVM en el IMC por medio de la equivalencia de estados DMC-IMC.

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

4.1 Conclusiones

- En teoría, el DMC y el IMC son equivalentes si no se utilizan los vectores rotativos del DMC, por lo que varios métodos de modulación y control son fácilmente traducibles entre ambos convertidores. Sin embargo, en las simulaciones se reflejan ligeras diferencias entre ambas topologías.

- En el FCS-MPC se obtuvo una reducción apreciable de la cantidad de conmutaciones en los interruptores del dispositivo modificando la función de costo, sin alterar notablemente la calidad de la señal (THD).

- La SVM funciona correctamente para la aplicación del SMC en el caso ideal. Sin embargo, su robustez no puede ser explotada si se produce sobremodulación. En otras palabras, el sistema de control debe poder trabajar relajado (bajas cargas) o de ser posible grandes amplitudes de la fuente de voltaje del DMC, para así posibilitar grandes ganancias, sin incurrir en sobremodulación.

- La SVM tiene dos grados de libertad en la elección de la duración de cada uno de los vectores cero, la cual podría ser explotada para mejorar el THD. Por otro lado el SMC estándar no es el mas apropiado para la reducción del THD por el chattering.
- La SVM es aplicable tanto a DMC como a IMC según la equivalencia de sus estados. Sin embargo, existen pequeñas diferencias debido a la restricción de mantener positiva la tensión rectificada.

4.2 Trabajos futuros

- Se propone la implementación de otros métodos de control en conjunto con la SVM.
- Montar un IMC con los mismos elementos que un DMC (tecnología y potencia) para llevar a cabo pruebas experimentales, con métodos de control y modulación equivalentes y contrastar resultados reales de ambas configuraciones del convertidor matricial.
- Estudiar funciones de costo del FCS-MPC que permitan reducir las frecuencias de conmutación, o mantenerlas en cierto rango.
- En cuanto a la SVM, se propone un análisis de los grados de libertad y aplicar los vectores en el orden correspondiente para conseguir una conmutación de llave por cada cambio de estado en la SVM en el DMC.

Parte III

ANEXOS

A

ARTICULOS PUBLICADOS

TECNOLOGÍA E INNOVACIÓN

Estudio de la Cantidad de Conmutaciones de un Convertidor Matricial Indirecto aplicando Control Predictivo

Marcos Alberto Gómez Redondo[1]

Resumen

Introducción: En la electrónica de potencia, las tecnologías desarrolladas permiten conmutaciones cada vez más rápidas como es el caso de los dispositivos SiC-MOSFET. Además, con la alta velocidad de procesamiento digital, la técnica MPC ha ganado gran interés en los últimos años. Más aún, la naturaleza discreta de los convertidores de potencia determina una razón adicional para la aplicación FSC-MPC. Sin embargo, el aumento de frecuencias de conmutación introduce pérdidas asociadas a la no idealidad de los conmutadores. Es por ello que este trabajo propone un control que reduce la cantidad de conmutaciones en un Convertidor Matricial Indirecto (IMC) aplicando FCS-MPC.

Objetivo: Establecer una función de costo adecuada para controlar un IMC con FCS-MPC, teniendo en cuenta la cantidad de conmutaciones del dispositivo y la calidad de la corriente controlada.

Material y Método: Para las pruebas, se realizaron simulaciones en Simulink, con el solver ode1 y un paso de integración de 1us. Se utiliza una fuente de Voltaje AC trifásico de 220VAC y 50 Hz, un convertidor matricial indirecto y una carga inductiva. Los valores utilizados son R = 0.1Ω y L = 10mH. Para las pruebas se utilizó una referencia de 4.24A (6A pico) y 60 Hz, se realiza un salto en amplitud, frecuencia y fase (señal de 61 Hz y 8A pico) para comprobar la respuesta transitoria. Control FCS-MPC: Se obtiene el modelo discreto con la aproximación de Euler con un paso de 50us. Se predicen 14 corrientes posibles y se aplica la configuración que brinda la corriente más cercana a la referencia. La función de costo propuesta es: Costo=$w_1\,(i(k+1)-i^*)^2+w_2\,(V_{PN}-530)^2+w_3\,N_r+w_4\,N_i$. Donde el término $(i(k+1)-i^{\wedge *})^2$ se relaciona con el error de corriente, el término $(V_{PN}-530)^2$ se introduce para mantener un voltaje V_{PN} positivo, y tanto N_r y N_i son la cantidad de conmutaciones durante 0.1s para la etapa rectificadora y para la etapa inversora, respectivamente. Se consideran 2 conmutaciones por cada cambio en la etapa rectificadora y 1 por cada cambio en la inversora. Las w_i son

1. Universidad Nacional de Asunción, Facultad de Ingeniería, Paraguay.
E-mail: gomezredondomarcos@gmail.com
DOI: 10.26885/rcei.foro.2019.269

pesos que se asignan por métodos heurísticos.
Resultados: El controlador es capaz de seguir la referencia incluso después del cambio de referencia. El Vdc-Link llega a 0 V en ciertos instantes, lo cual puede ocasionar que en la práctica se problemas. Esto se soluciona con el control. La función de costo obtenida permite reducir la cantidad de conmutaciones en un 18%.
Conclusiones: Las simulaciones permiten validar la factibilidad de implementación de un control predictivo de corriente en un convertidor matricial indirecto. La función de costo en el FSC-MPC permite controlar de forma sencilla tanto la corriente de salida, así como el Vdc-Link ficticio y la cantidad de conmutaciones del convertidor. Se obtuvo una reducción de la cantidad de conmutaciones controlando además el Vdc-Link ficticio.

Palabras clave: control predictivo de modelo, control de corriente, convertidor matricial indirecto.

Referencias

Maqueda, E., Toledo, S., Gregor, R., Caballero, D., Gavilán, F., Rodas, J., ... & Wheeler, P. (2017, December). An assessment of predictive current control applied to the direct matrix converter based on SiC-MOSFET bidirectional switches. In *2017 IEEE Southern Power Electronics Conference (SPEC)* (pp. 1-6). IEEE.

Toledo, S., Maqueda, E., Rivera, M., Gregor, R. L., Caballero, D., Gavilán, F., & Rodas, J. (2017, October). Experimental assessment of IGBT and SiC-MOSFET based technologies for matrix converter using predictive current control. In *2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)* (pp. 1-6). IEEE.

Trentin, A., Empringham, L., De Lillo, L., Zanchetta, P., Wheeler, P., & Clare, J. (2016). Experimental efficiency comparison between a direct matrix converter and an indirect matrix converter using both si igbts and sic mosfet s. *IEEE Transactions on Industry Applications, 52*(5), 4135-4145.

Correa, P., Rodríguez, J., Rivera, M., Espinoza, J. R., & Kolar, J. W. (2009). Predictive control of an indirect matrix converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56*(6), 1847-1853.

Wheeler, P. W., Clare, J. C., & Empringham, L. (2002). A vector controlled MCT matrix converter induction motor drive with minimized commutation times and enhanced waveform quality. In *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No. 02CH37344)* (Vol. 1, pp. 466-472). IEEE.

Sliding Mode Current Control with Luenberger Observer applied to a Three Phase Induction Motor

1st Enrique Paiva
Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)
Asunción, Paraguay
enpaiva93@gmail.com

2nd Larizza Delorme
Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)
Asunción, Paraguay
laridelorme@gmail.com

3rd Marcos Gomez-Redondo
Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)
Asunción, Paraguay
gomezredondomarcos@gmail.com

4th Esteban Cristaldo
Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)
Asunción, Paraguay
e.cristaldo27@gmail.com

5th Jorge Rodas
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
jrodas@ing.una.py

6th Yassine Kali
École de Technologie Superiéure
Montreal, Canada
y.kali88@gmail.com

7th Raul Gregor
Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
rgregor@ing.una.py

***Abstract*—In this paper, the problem of controlling three-phase induction motors with unmeasurable states is tackled. To that end, a finite-time robust nonlinear current control is applied. The controller employed is the first order sliding mode with exponential reaching law variant. Moreover, in order to estimate some variables that are not measurable, such as the rotor current, a state observer based on Luenberger observer is implemented. Simulation results show a good tracking of the desired reference, given that there exist some dynamics which were not modeled and there are fast changes in the reference.**

***Index Terms*—Current control, induction motor drives, sliding mode control.**

NOMENCLATURE

ERL	Exponential reaching law.
IM	Induction motor.
PI	Proportional-integral.
SMC	Sliding mode control.
VSI	Voltage source inverter.

I. INTRODUCTION

Induction Motors (IMs) have been widely applied in industrial applications due to its merits of low cost, simple and robust construction and ease of maintenance [1]. Currently, the focus of the study of new control techniques is oriented towards multi-phase IMs with more than three phases, which are gaining terrain in high power applications [2]–[6]. However, in low to medium power requirement applications, three-phase IMs keep its validity, being the preferred choice of the industrial complex for the mechanical propulsion of the machinery of the various processes. Although there is over a century of experience with three-phase IMs, developing precise control systems is still a challenge, considering that these machines are modeled as multi-variable systems and not all variables are available for measurement, in addition of having the aggravating factor of being related non-linearly to each other which leads to inaccuracies in the estimations and control of variables when classic control methods are applied to simplified and linear models of IMs [7]–[9].

The traditional method for controlling a three-phase machine is the field-oriented control with Proportional-Integral (PI) controller [10]. For the mitigation of harmonic currents, one PI and multiple resonant controllers can be implemented in just one rotating frame at the fundamental frequency, so as to reduce the computation required when using multiple synchronous frames [11]. Other popular techniques are the direct torque control and the current control using the model predictive control, in which the main advantage is that no modulator is needed [12], [13]. Among various control methods of IMs, sliding mode control (SMC) is gaining more and more attention in both academic and industrial communities [14], [15]. Compared to the conventional vector control using linear controller plus modulation, SMC is a fast and robust alternative for nonlinear systems, when the response with the traditional PI has not enough quality [16].

Within the range of control algorithms related to the sliding mode, the Exponential Reaching Law (ERL) [17], [18] provides an adaptation of the gains depending on the sliding surface, this allows to reduce the chattering phenomenon during the sliding phase and with the appropriate parameters the convergence can be increased during the reach phase. These characteristics are suitable to implement in three-phase induction motors. Therefore, it is proposed to simulate this algorithm for the current control of these motors. In general, the speed or the torque is controlled in an outer loop and the current controller in the inner loop can be replaced in order to get a better response [19]. This work aims to improve the current control of the inner loop, so only the current control is considered.

The present paper is divided into five sections as follows. In the following section, the full mathematical models of the three-phase induction motor and the rearranging of these equations for the sliding mode controller mathematical structure are presented. In Section III, the sliding mode controller with ERL is developed. In Section IV, numerical simulations of IM studied to show the performance of the proposed controller. The conclusion is in the last section.

II. Mathematical Model

The dynamical model of the IM depicted in Fig. 1 is modeled as an electromechanical system that transforms electrical energy into mechanical defined by a set of differential equations. In order to reduce the complexity and apply control techniques over the machine, the equations are presented in stationary reference frame.

A. IM model in stationary reference frame ($\alpha - \beta$)

The IM model considering a stationary reference frame $\alpha - \beta$ for describe the dynamic of the machine, is given by:

$$\begin{aligned} v_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \dot{\lambda}_{\alpha s} \\ v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \dot{\lambda}_{\beta s} \\ \lambda_{\alpha s} &= L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \\ \lambda_{\beta s} &= L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \\ v_{\alpha r} &= 0 = R_r i_{\alpha r} + \dot{\lambda}_{\alpha r} + w_r \lambda_{\beta r} \\ v_{\beta r} &= 0 = R_r i_{\beta r} + \dot{\lambda}_{\beta r} - w_r \lambda_{\alpha r} \\ \lambda_{\alpha r} &= L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta r} &= L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \end{aligned} \tag{1}$$

where L_s, L_r, L_{ls}, L_{lr} and L_m are the stator and rotor inductance, estator and rotor leakage inductance and the magnetization inductance respectively. The resistances for estator and rotor are R_s and R_r. Voltages, currents and flux in $\alpha - \beta$ plane are represented by v, i and λ respectively. The electromagnetic torque T_e is given in terms of the rotor and stator current as:

$$T_e = \frac{3}{2} P L_m \left(i_{\beta s}\, i_{\alpha r} - i_{\alpha s}\, i_{\beta r} \right), \tag{2}$$

being P the pole pairs of the IM. The relationship between the electrical variables of the machine and the load T_L in terms of the rotor speed, is given by:

$$J\, \dot{w}_r = -B w_r + P \left(T_e - T_L \right), \tag{3}$$

where J represents the moment of inertia while B is the friction coefficient. The rotor speed w_r which is related to the mechanical speed by the number of pole pairs by:

$$w_r = w_m P. \tag{4}$$

B. IM model in state variables

The model of the IM in state variables is obtained from (1)-(3), and is represented by:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{g}\, \mathbf{u}(t) \tag{5}$$

where $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^5$ is a five-dimensional vector of state variables and $\mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^2$ is a two-dimensional vector of inputs.

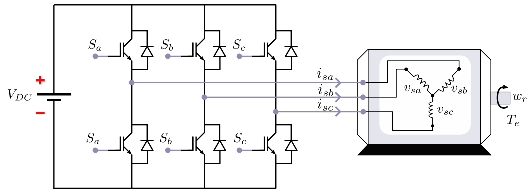


Fig. 1. 3-phase 2-level VSI scheme connected to a IM.

By considering flux equations, their derivatives are represented by:

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{\alpha s} \\ \dot{\lambda}_{\beta s} \\ \dot{\lambda}_{\alpha r} \\ \dot{\lambda}_{\beta r} \\ \dot{w}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha s} \\ \dot{i}_{\beta s} \\ \dot{i}_{\alpha r} \\ \dot{i}_{\beta r} \\ \dot{w}_r \end{bmatrix} \tag{6}$$

with:

$$\begin{aligned} \dot{\lambda}_{\alpha s} &= -R_s i_{\alpha s} + v_{\alpha s} \\ \dot{\lambda}_{\beta s} &= -R_s i_{\beta s} + v_{\beta s} \\ \dot{\lambda}_{\alpha r} &= -R_r i_{\alpha r} - w_r \left(L_m\, i_{\beta s} + L_r\, i_{\beta r} \right) \\ \dot{\lambda}_{\beta r} &= -R_r i_{\beta r} - w_r \left(L_m\, i_{\alpha s} + L_r\, i_{\alpha r} \right) \\ \dot{w}_r &= -\frac{B}{J}\, w_r + \frac{3}{2} P^2 \frac{L_m}{J} \left(i_{\beta s}\, i_{\alpha r} - i_{\alpha s}\, i_{\beta r} \right) - \frac{P}{J}\, T_L \end{aligned} \tag{7}$$

Then, by rearranging (6) and (7) the following equivalences are given:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} & i_{\alpha r} & i_{\beta r} & w_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) = \mathbf{L}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s\, i_{\alpha s} \\ -R_s\, i_{\beta s} \\ -R_r\, i_{\alpha r} - w_r \left(L_m\, i_{\beta s} + L_r\, i_{\beta r} \right) \\ -R_r\, i_{\beta r} + w_r \left(L_m\, i_{\alpha s} + L_r\, i_{\alpha r} \right) \\ \frac{3}{2} \frac{P^2}{J} L_m \left(i_{\beta s}\, i_{\alpha r} - i_{\alpha s}\, i_{\beta r} \right) .. \\ .. - \frac{B}{J}\, w_r - \frac{P}{J}\, T_L \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{L}^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} v_{\alpha s}\,, v_{\beta s} \end{bmatrix}^T$$

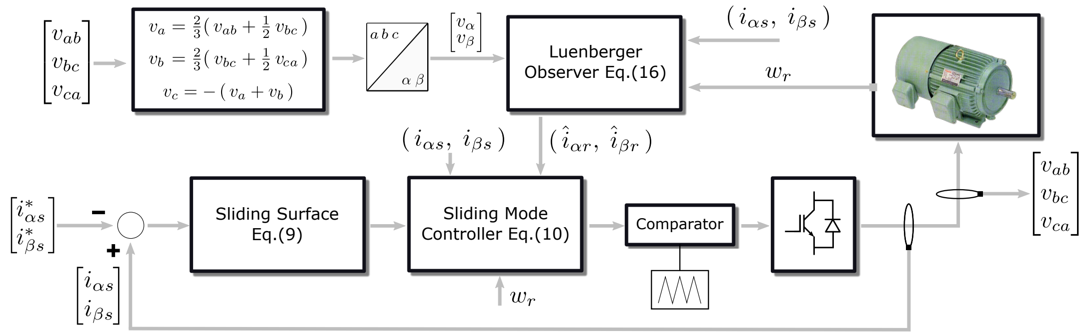


Fig. 2. Block diagram of the closed-loop IM.

III. Proposed SMC-based Current Regulator

The proposed controller (Fig. 2) consists of a first-order SMC with ERL that will force the output vector $\chi = \mathbf{C}\,\mathbf{x}(t) = [\, i_{\alpha s},\; i_{\beta s} \,]^T$ to converge to the desired reference currents $\chi^* = [\, i^*_{\alpha s},\; i^*_{\beta s} \,]^T$. For this purpose, the matrix $\mathbf{C}$ is:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{8}$$

Hence, the sliding surface selected here is a PI surface that has the following expression:

$$\mathrm{S} = (\chi - \chi^*) + K_i \int_0^t (\chi - \chi^*)\, dt. \tag{9}$$

where K_i is a positive constant. Otherwise, the SMC with ERL is described by the following equation:

$$\dot{\mathrm{S}} = -\mathrm{K}_1\,\mathrm{S} - \mathrm{K}_2(\mathrm{S})\,\mathrm{sign}(\mathrm{S}) \tag{10}$$

where K_1 is a definite positive diagonal matrix and $\mathrm{K}_2(\mathrm{S})$ is defined by:

$$\mathrm{K}_2(\mathrm{S}) = \begin{bmatrix} \dfrac{k_{21}}{N(\mathrm{S}_1)} & 0 \\ 0 & \dfrac{k_{22}}{N(\mathrm{S}_2)} \end{bmatrix} \tag{11}$$

where $N(\mathrm{S}_i) = \delta_0 + (1 - \delta_0)\,\mathrm{e}^{-a\,|\mathrm{S}_i|^p}$ for $i = 1, 2$ with $0 < \delta_0 < 1$ and $a, p > 0$ [18]. The constants k_{21} and k_{22} are positive constants and $\mathrm{sign}(\mathrm{S}) = [\mathrm{sign}(\mathrm{S}_1),\, \mathrm{sign}(\mathrm{S}_2)]^T$ is the signum vector with:

$$\mathrm{sign}(\mathrm{S}_i) = \begin{cases} 1, & \text{if } \mathrm{S}_i > 0, \\ 0, & \text{if } \mathrm{S}_i = 0, \quad \text{for } i = 1, 2 \\ -1, & \text{if } \mathrm{S}_i < 0. \end{cases} \tag{12}$$

The law control equation is obtained by applying the first derivative of (9) and adding the equations (5) - (10):

$$\dot{\mathrm{S}} = (\dot{\chi} - \dot{\chi}^*) + K_i\,(\chi - \chi^*) \tag{13}$$

$$-\mathrm{K}_1\,\mathrm{S} - \mathrm{K}_2(\mathrm{S})\,\mathrm{sign}(\mathrm{S}) = (\dot{\chi} - \dot{\chi}^*) + K_i\,(\chi - \chi^*) \tag{14}$$

$$\begin{aligned} -\mathrm{K}_1\,\mathrm{S} - \mathrm{K}_2(\mathrm{S})\,\mathrm{sign}(\mathrm{S}) &= \mathbf{C}\,\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{C}\,\mathbf{g}\,\mathbf{u}(t) .. \\ &.. \; - \dot{\chi}^* + K_i\,(\chi - \chi^*) \end{aligned} \tag{15}$$

Isolate the variable $\mathbf{u}(t)$ of the expression (15) gives the following control law:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}(t) = (\mathbf{C}\,\mathbf{g})^{-1}\,(-\mathrm{K}_1\,\mathrm{S} - \mathrm{K}_2(\mathrm{S})\,\mathrm{sign}(\mathrm{S}) - \mathbf{C}\,\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) \; .. \\ .. \; + \dot{\chi}^* - K_i\,(\chi - \chi^*)) \end{aligned} \tag{16}$$

The stability analysis of the closed-loop system can be found in [20].

A. Luenberger-Based Rotor Current Estimation

Since the rotor currents in the three-phase induction motor cannot be measured in practice, an estimator based on the Luenberger observer is used [21]–[23]. The equations of this observer are shown in the following expression:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\zeta}} &= \mathcal{A}(w_r)\,\hat{\zeta} + \mathcal{B}\,\mathrm{U} + \mathrm{L}\,(\,\chi - \mathcal{C}\,\hat{\zeta}\,) \\ \mathcal{Y} &= \mathcal{C}\,\hat{\zeta} \end{aligned} \tag{17}$$

where $\hat{\zeta} = \left[\, \hat{i}_{\alpha s},\; \hat{i}_{\beta s},\; \hat{i}_{\alpha r},\; \hat{i}_{\beta r} \,\right]^T$ with $\hat{i}_{xx}$ as the estimated stator and rotor currents in $\alpha - \beta$, and $\mathrm{U} = [\, v_\alpha,\; v_\beta]^T$ (Fig. 2). The matrices associated with Luenberger observer are:

$$\mathcal{A}_{\mathcal{A}} = \begin{bmatrix} R_s\,L_r & -L_m^2\,w_r & -R_r\,L_m & -L_r\,L_m\,w_r \\ L_m^2\,w_r & R_s\,L_r & L_r\,L_m\,w_r & -R_r\,L_m \\ -R_s\,L_m & L_s\,L_m\,w_r & R_r\,L_s & L_r\,L_s\,w_r \\ -L_s\,L_m\,w_r & -R_s\,L_m & -L_r\,L_s\,w_r & R_r\,L_s \end{bmatrix}$$

$$\mathcal{A}(w_r) = \frac{1}{D1}\,\mathcal{A}_{\mathcal{A}}$$

$$\mathcal{B} = \frac{1}{D1} \begin{bmatrix} -L_r & 0 \\ 0 & -L_r \\ L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \qquad \mathcal{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

where $D1 = L_m^2 - L_s\,L_r$.

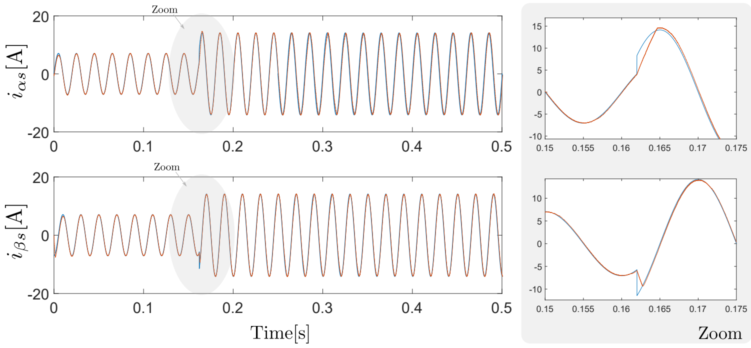


Fig. 3. Stator currents in $\alpha - \beta$ sub-space for transient and steady-state.

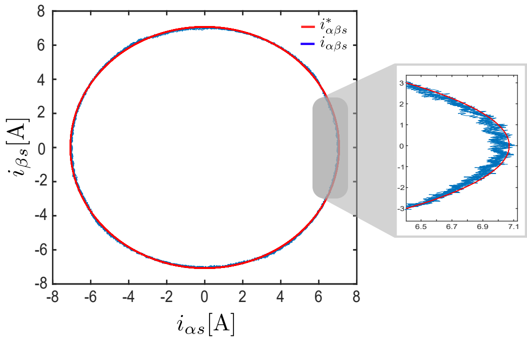


Fig. 4. Stator currents in the $\alpha - \beta$ planes for a desired AC currents ($i^*_{\alpha s}$, $i^*_{\beta s}$) of: 5[A] (RMS).

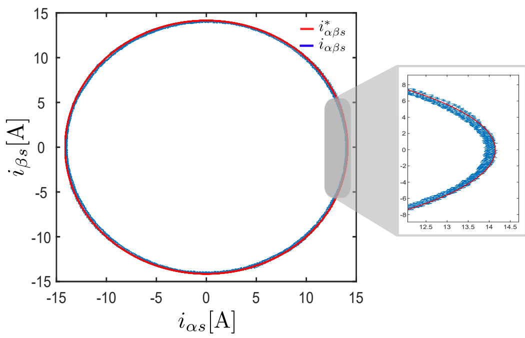


Fig. 5. Stator currents in the $\alpha - \beta$ planes for a desired AC currents ($i^*_{\alpha s}$, $i^*_{\beta s}$) of: 10 A (RMS).

IV. Theoretical Analysis by Simulations

By applying the equations that define the dynamics of the three-phase IM in simulations through MATLAB/Simulink software, the operation of the designed controller is evaluated. The mechanical and electrical parameters of the IM are shown in Table I.

TABLE I
PARAMETERS OF THREE-PHASE IM

R_s	0.7384 w	L_m	124.1 mH
R_r	0.7402 w	P	2
L_{ls}	3.045 mH	B	0.000503 kg.m^2/s
L_{lr}	3.045 mH	J	0.0343 kg.m^2
L_s	127.1 mH	Nominal speed	1500 rpm
L_r	127.1 mH	Nominal power	7.5 kW

Three-phase voltage source inverter (VSI) with V_{DC} = 620[V] and Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) with 15[kHz] switching frequency are used to power the IM.

The stator currents and mechanical speed of rotor are measured, and rotor currents are estimated using (17).

L matrix coefficients (18) and SMC's gains in Table II were found heuristically.

$$\mathrm{L} = \begin{bmatrix} 5726.60 & 0 \\ 0 & 5726.60 \\ -5712.55 & 0 \\ 0 & -5712.55 \end{bmatrix} \tag{18}$$

The simulation consists in the current control of a three-phase induction motor using the $\alpha - \beta$ reference frame (Fig. 3) with a constant load T_L = 1 N m, initially the desired AC currents ($i^*_{\alpha s}$, $i^*_{\beta s}$) have a RMS current value of 5 A, then at the instant 0.162 s with a step changes to an RMS current value of 10 A. As an uncertainty parameter, the mutual inductance L_m was varied, increasing its value to L_m = 170 mH, for the controller and the observer the L_m value is shown in the Table II and with this the results of Fig. 3, Fig. 4 and Fig. 5 were obtained.

TABLE II
SMC GAINS.

Gains	Values	Gains	Values
k_{11}	1000	K_i	100
k_{12}	1000	p	1
k_{21}	1000	a	20
k_{22}	1000	δ_0	0.01

V. CONCLUSIONS

In this work, a first-order sliding mode controller was simulated with exponential reaching law for three-phase motor induction, under uncertain conditions the controller performs well and can be improved by optimizing the controller's gains. The application of the proposed controller has been tested on simulations where the results obtained showed good reference tracking performance.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the financial support through CONACYT by the Master in Electronic Engineering (POSG17-69). Also, we want to thank to Prof. Maarouf Saad for his teaching in nonlinear control in the Master's course in Paraguay.

REFERENCES

[1] M. Kral and R. Gono, "Dynamic model of asynchronous machine," in *Proc. EPE*, pp. 1–4, May 2017.

[2] M. Ayala, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, O. Gonzalez, and R. Gregor, "Current control designed with model based predictive control for six-phase motor drives," *ISA Transactions*, 2019.

[3] O. Gonzalez, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, G. Rivas, and J. Doval-Gandoy, "Variable-speed control of a six-phase induction machine using predictive-fixed switching frequency current control techniques," in *Proc. PEDG*, pp. 1–6, June 2018.

[4] M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, J. Doval-Gandoy, O. Gonzalez, M. Saad, and M. Rivera, "Comparative study of predictive control strategies at fixed switching frequency for an asymmetrical six-phase induction motor drive," in *Proc. IEMDC*, pp. 1–8, Miami, FL, 2017.

[5] J. Rodas, C. Martin, M. R. Arahal, F. Barrero, and R. Gregor, "Influence of covariance-based ALS methods in the performance of predictive controllers with rotor current estimation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 4, pp. 2602–2607, 2017.

[6] J. Rodas, F. Barrero, M. R. Arahal, C. Martin, and R. Gregor, "On-line estimation of rotor variables in predictive current controllers: A case study using five-phase induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 9, pp. 5348–5356, 2016.

[12] F. Wang, Z. Zhang, X. Mei, J. Rodríguez, and R. Kennel, "Advanced control strategies of induction machine: Field oriented control, direct torque control and model predictive control," *Energies*, vol. 11, no. 1, p. 120, 2018.

[7] J. Pedra, I. Candela, and L. Sainz, "Modelling of squirrel-cage induction motors for electromagnetic transient programs," *IET Electr. Power App.*, vol. 3, pp. 111–122, March 2009.

[8] S. D. Sudhoff, D. C. Aliprantis, B. T. Kuhn, and P. L. Chapman, "Experimental characterization procedure for use with an advanced induction machine model," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 18, pp. 48–56, March 2003.

[9] D. G. Taylor, "Nonlinear control of electric machines: an overview," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 14, pp. 41–51, Dec 1994.

[10] M. Hasoun, M. Khafallah, *et al.*, "Field oriented control of dual three-phase pmsm based vector space decomposition for electric ship propulsion," in *Proc. ICCSRE*, pp. 1–6, IEEE, 2019.

[11] A. G. Yepes, J. Malvar, A. Vidal, O. López, and J. Doval-Gandoy, "Current harmonics compensation based on multiresonant control in synchronous frames for symmetrical n-phase machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 2708–2720, 2014.

[13] X. Wang, Z. Wang, and Z. Xu, "A hybrid direct torque control scheme for dual three-phase pmsm drives with improved operation performance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, pp. 1622–1634, Feb 2019.

[14] Y. Kali, M. Saad, J. Doval-Gandoy, J. Rodas, and B. Khalid, "Discrete sliding mode control based on exponential reaching law and time delay estimation for an asymmetrical six-phase induction machine drive," *IET Electr. Power App.*, 09 2019.

[15] Y. Kali, M. Ayala, J. Rodas Bentez, M. Saad, J. Doval-Gandoy, R. Gregor, and K. Benjelloun, "Current control of a six-phase induction machine drive based on discrete-time sliding mode with time delay estimation," *Energies*, vol. 12, 01 2019.

[16] E. El-Gendy, A. F. Ibrahim, S. F. Saraya, and F. F. Areed, "A sliding mode controller for a three phase induction motor," *International Journal of Computer Applications*, vol. 64, no. 11, 2013.

[17] Y. Kali, M. Saad, and K. Benjelloun, *Control of Robot Manipulators Using Modified Backstepping Sliding Mode*, pp. 107–136. Singapore: Springer Singapore, 2019.

[18] C. Fallaha, M. Saad, and H. Kanaan, "Sliding mode control with exponential reaching law applied on a 3 dof modular robot arm," in *Proc. ECC*, pp. 4925–4931, July 2007.

[19] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, R. Gregor, K. Benjelloun, J. Doval-Gandoy, and G. Goodwin, "Speed control of a five-phase induction motor drive using modified super-twisting algorithm," in *Proc. SPEEDAM*, pp. 938–943, IEEE, 2018.

[20] C. J. Fallaha, M. Saad, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, "Sliding-mode robot control with exponential reaching law," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, pp. 600–610, Feb 2011.

[21] R. Gregor and J. Rodas, "Speed sensorless control of dual three-phase induction machine based on a Luenberger observer for rotor current estimation," in *Proc. IECON*, pp. 3653–3658, Oct 2012.

[22] J. Rodas, R. Gregor, M. Rivera, Y. Takase, and M. Arzamendia, "Efficiency analysis of reduced-order observers applied to the predictive current control of asymmetrical dual three-phase induction machines," in *Proc. SLED/PRECEDE*, pp. 1–7, Oct 2013.

[23] R. Gregor, J. Rodas, D. Gregor, and F. Barrero, "Reduced-order observer analysis in MBPC techniques applied to the six-phase induction motor drives," in *Induction Motors*, ch. 13, Rijeka: IntechOpen, 2015.

Nonlinear Control With Space Vector Modulation for a Matrix Converter-fed Induction Machine

1st Marcos Gomez-Redondo
Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)
Asunción, Paraguay
gomezredondomarcos@gmail.com

2nd Enrique Paiva
Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)
Asunción, Paraguay
enpaiva93@gmail.com

3rd Larizza Delorme
Universidad del Cono Sur de las Américas (UCSA)
Asunción, Paraguay
laridelorme@gmail.com

4th Jorge Rodas
Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
jrodas@ing.una.py

5th Sergio Toledo
Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
stoledo@ing.una.py

6th Raul Gregor
Facultad de Ingeniería Universidad Nacional de Asunción
Luque, Paraguay
rgregor@ing.una.py

***Abstract*—Matrix converters have been considered recently for several industrial and commercial applications, due to their lower size and weight and no dc-link requirement compared to the traditional back-to-back topology. As a consequence, several control techniques have been proposed for motor drives fed by matrix converters. The aim of this paper is to present a robust nonlinear control algorithm with a detailed description of the modulation stage for the current control of a three-phase induction machine. Simulation results explore the robustness of a sliding-mode based controller under perturbances and parameter mismatch.**

***Index Terms*—Current control, induction machine, matrix converter, nonlinear control, sliding-mode control, space vector modulation**

I. Introduction

Due to the growing interest in distributed generation systems, which are environmentally friendly and focusing on wind generation systems, matrix converters are still potential players for the next season of power converters [1] because of their lower size compared to the traditional back-to-back topology, as well as lower weight and no dc-link requirement, which means lower maintenance costs in capacitor failures. It is also fully adaptable, being able to work as a voltage source [1], [2] or a current source [3] with little modifications.

One of the most used control schemes for the induction machine (IM) is the well-known field-oriented control. This technique uses an inner current control loop which is typically implemented by linear proportional-integral (PI) technique. In recent years, research efforts have been conducted to improve the performance of the inner current control loop. Nonlinear control techniques emerged as a real competitive alternative to the traditional PI technique. Some examples are the finite-set model predictive control (MPC) [4] and sliding-mode control (SMC) [5], [6]. MPC is easy to implement and it has no modulation stage. However, high switching efforts do not necessarily result in considerable improvement [7]. On the other hand, nonlinear SMC and its variants need a modulation stage.

Non-linear control with space vector modulation (SVM) is considered a good combination [8]. SVM applied to a direct matrix converter (DMC) has been an interesting and defying issue since its origins, which can be traced back to the latest 80s [9], [10]. Nevertheless, recent studies still take advantage of this procedure [11]–[13], which has the highest theoretical voltage transfer ratio $q = 0.866$ without over-modulation, it can take care not only of the output voltage but also of the input current phase, namely input power, and is also able to reduce the total harmonic distortion, choosing different combinations of the duration of zero vectors, with two degrees of freedom. As it is explained in the literature Alesina–Venturini (AV) and improved AV methods can be obtained as special cases of the SVM [14]; that is the main reason SVM is chosen over the others, having more degrees of freedom to exploit. This paper analyses the behavior of an SVM implementation with a non-linear control, taking the standard SMC as an illustrative example. The main contribution of this paper is the detailed explanation of the implementation of the SVM for a DMC, that can be used as a reference for the implementation of other nonlinear controllers, i.e. higher-order SMC [15] and back-stepping control [16].

II. DMC and IM Mathematical Models

First of all, a representation of the plant, which consists of an IM fed by a DMC, can be seen in Fig. 1. In this work, no input filter was designed or implemented, because the main interest was the conjunct work of the SVM with a non-linear control. In this section, the mathematical model of the DMC is explained first, and later the mathematical equations of the IM are presented [6].

TABLE I
ALL ALLOWED STATES OF THE DMC

vector identifier	$\mathbf{v_o}$	$[S_1 - S_9]$	$\lVert\mathbf{v_o}\rVert$	$\angle\mathbf{v_o} = \alpha_o$	$\lVert\mathbf{i_i}\rVert$	$\angle\mathbf{i_i} = \beta_i$
$+1$	$[v_A v_B v_B]$	$[100\ 010\ 010]$	$\frac{2}{3}v_{AB}$	0	$\frac{2}{3}i_a$	$-\frac{\pi}{6}$
-1	$[v_B v_A v_A]$	$[010\ 100\ 100]$	$-\frac{2}{3}v_{AB}$	0	$-\frac{2}{3}i_a$	$-\frac{\pi}{6}$
$+2$	$[v_B v_C v_C]$	$[010\ 001\ 001]$	$\frac{2}{3}v_{BC}$	0	$\frac{2}{3}i_a$	$\frac{\pi}{2}$
-2	$[v_C v_B v_B]$	$[001\ 010\ 010]$	$-\frac{2}{3}v_{BC}$	0	$-\frac{2}{3}i_a$	$\frac{\pi}{2}$
$+3$	$[v_C v_A v_A]$	$[001\ 100\ 100]$	$\frac{2}{3}v_{CA}$	0	$\frac{2}{3}i_a$	$\frac{7\pi}{6}$
-3	$[v_A v_C v_C]$	$[100\ 001\ 001]$	$-\frac{2}{3}v_{CA}$	0	$-\frac{2}{3}i_a$	$\frac{7\pi}{6}$
$+4$	$[v_B v_A v_B]$	$[010\ 100\ 010]$	$\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_b$	$-\frac{\pi}{6}$
-4	$[v_A v_B v_A]$	$[100\ 010\ 100]$	$-\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_b$	$-\frac{\pi}{6}$
$+5$	$[v_C v_B v_C]$	$[001\ 010\ 001]$	$\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_b$	$\frac{\pi}{2}$
-5	$[v_B v_C v_B]$	$[010\ 001\ 010]$	$-\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_b$	$\frac{\pi}{2}$
$+6$	$[v_A v_C v_A]$	$[100\ 001\ 100]$	$\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_b$	$\frac{7\pi}{6}$
-6	$[v_C v_A v_C]$	$[001\ 100\ 001]$	$-\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{2\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_b$	$\frac{7\pi}{6}$
$+7$	$[v_B v_B v_A]$	$[010\ 010\ 100]$	$\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_c$	$-\frac{\pi}{6}$
-7	$[v_A v_A v_B]$	$[100\ 100\ 010]$	$-\frac{2}{3}v_{AB}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_c$	$-\frac{\pi}{6}$
$+8$	$[v_C v_C v_B]$	$[001\ 001\ 010]$	$\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_c$	$\frac{\pi}{2}$
-8	$[v_B v_B v_C]$	$[010\ 010\ 001]$	$-\frac{2}{3}v_{BC}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_c$	$\frac{\pi}{2}$
$+9$	$[v_A v_A v_C]$	$[100\ 100\ 001]$	$\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{3}i_c$	$\frac{7\pi}{6}$
-9	$[v_C v_C v_A]$	$[001\ 001\ 100]$	$-\frac{2}{3}v_{CA}$	$\frac{4\pi}{3}$	$-\frac{2}{3}i_c$	$\frac{7\pi}{6}$
0_a	$[v_A v_A v_A]$	$[100\ 100\ 100]$	0	-	0	-
0_b	$[v_B v_B v_B]$	$[010\ 010\ 010]$	0	-	0	-
0_c	$[v_C v_C v_C]$	$[001\ 001\ 001]$	0	-	0	-
r_1	$[v_A v_B v_C]$	$[100\ 010\ 001]$	V_p (constant)	variable	I (constant)	variable
r_2	$[v_A v_C v_B]$	$[100\ 010\ 001]$	V_p (constant)	variable	I (constant)	variable
r_3	$[v_B v_C v_A]$	$[100\ 010\ 001]$	V_p (constant)	variable	I (constant)	variable
r_4	$[v_B v_A v_C]$	$[100\ 010\ 001]$	V_p (constant)	variable	I (constant)	variable
r_5	$[v_C v_A v_B]$	$[100\ 010\ 001]$	V_p (constant)	variable	I (constant)	variable
r_6	$[v_C v_B v_A]$	$[100\ 010\ 001]$	V_p (constant)	variable	I (constant)	variable

A. DMC Model

DMC can be seen as a matrix array. Two equations and some constraints describe its ideal behaviour. The first equation is:

$$\mathbf{v_o} = \mathbf{S}\mathbf{v_i} \tag{1}$$

where $\mathbf{v_o} = \begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^T$ is the output three-phase voltage of the DMC and $\mathbf{v_i} = \begin{bmatrix} v_A & v_B & v_C \end{bmatrix}^T$ is the input voltage from the ac source. $\mathbf{S}$ is the following matrix:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 \\ S_4 & S_5 & S_6 \\ S_7 & S_8 & S_9 \end{bmatrix} \tag{2}$$

where S_x are either 0 or 1 and represent the state of every switch, and the conditions: $S_1 + S_2 + S_3 = 1$, $S_4 + S_5 + S_6 = 1$, $S_7 + S_8 + S_9 = 1$ must be fulfilled in order to avoid over-voltages and short-circuits. The second equation is:

$$\mathbf{i_i} = \mathbf{S^T}\mathbf{i_o} \tag{3}$$

where $\mathbf{i_i}$ is the input current and depends on the output current $\mathbf{i_o}$ and $\mathbf{S^T}$ is the transpose of $\mathbf{S}$.

As these equations are not very practical for designing, the result of every each state can be tabulated in Table I, in which 3 groups of vectors are shown, 18 static vectors which have fixed direction and variable magnitude, 3 zero vectors and 6 rotating vectors, with variable angle and fixed magnitude. The magnitudes and angles correspond to the output voltage and input current complex vectors, calculated with the expression:

$$\mathbf{x} = \frac{2}{3}(x_a + x_b e^{\frac{2\pi}{3}j} + x_c e^{\frac{4\pi}{3}j}) \tag{4}$$

B. IM Model in Stationary $\alpha - \beta$ Reference Frame

The electrical equations in the stationary $\alpha - \beta$ reference frame for IM is given by:

$$\begin{aligned} v_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \dot{\psi}_{\alpha s} \\ v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \dot{\psi}_{\beta s} \\ v_{\alpha r} &= 0 = R_r i_{\alpha r} + \dot{\psi}_{\alpha r} + w_r \psi_{\beta r} \\ v_{\beta r} &= 0 = R_r i_{\beta r} + \dot{\psi}_{\beta r} - w_r \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\alpha s} &= L_s i_{\alpha s} + L_m i_{\alpha r} \\ \psi_{\beta s} &= L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \\ \psi_{\alpha r} &= L_r i_{\alpha r} + L_m i_{\alpha s} \\ \psi_{\beta r} &= L_r i_{\beta r} + L_m i_{\beta s} \end{aligned} \tag{5}$$

where (5) involve relations among the rotor electrical speed w_r, the magnetic fluxes (ψ_s, ψ_r), voltages (v_s, v_r) and currents (i_s, i_r) in both, stator and rotor respectively. The electromagnetic torque is expressed in terms of $\alpha - \beta$ currents as follows

$$T_e = \frac{3}{2} P L_m \left(i_{\beta s}\, i_{\alpha r} - i_{\alpha s}\, i_{\beta r} \right), \tag{6}$$

while the mechanical equation of the motor is:

$$J\,\dot{w}_m = -Bw_m + (T_e - T_L)\,, \tag{7}$$

where J denotes the motor inertia and B is the motor friction constant, and T_L is the load torque. The following equation relates the mechanical speed w_m and rotor electrical speed w_r by the number of pole pairs P.

$$w_r = w_m P \tag{8}$$

III. Proposed Control Structure

The block diagram of the proposed control structure is shown in Fig. 1. Note that rotor currents are estimated with a Luenberger observer as these are not available for measurement. In this section, the description of the SVM presented in [14] is rewritten, slightly different nomenclature is used, and equations obtained differ in the sign respect to the original work. Then, equations of the sliding surface and SMC applied for controlling the stator currents of the motor are shown.

A. SVM in The DMC

The SVM explained here is the same as shown in [14]. The full process, tables, references, and switching patterns used there are rewritten with slight modifications in order to explain the process in a more synthesized an organized way.

Taking only the 18 static vectors and 3 zero vector of the DMC, which correspond to the first 21 vectors in Table I it is possible to perform a modulation of the space vector.

In order to simplify the mathematical expressions, the angle α_o of any output voltage complex vector $\mathbf{v_o}$ can be referred to the middle of every each sector, and determined by the angle $\tilde{\alpha_o}$ and the sector K_v, as shown in Fig. 2. For instance, the direction of $\mathbf{v_o}$ is determined by the sector $K_v = 1$ and the angle $\tilde{\alpha_o}$ so the angle of the complex vector is

$$\alpha_o = K_v\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6} + \tilde{\alpha_o}. \tag{9}$$

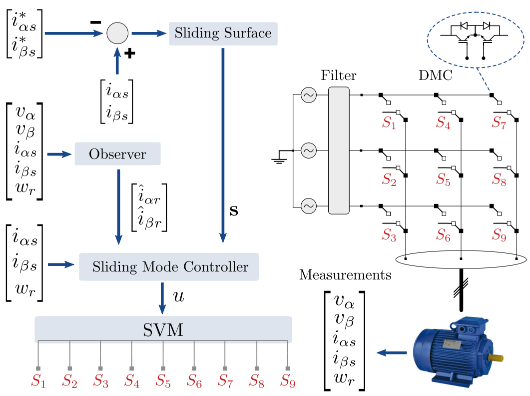


Fig. 1. Scheme of the control system

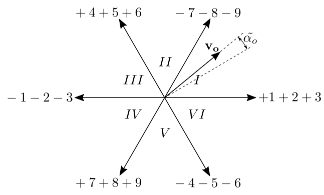


Fig. 2. Output voltage.

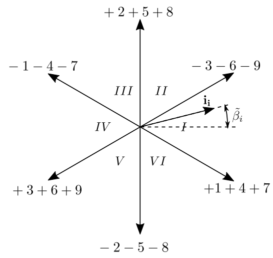


Fig. 3. Input current.

Hence, the voltage vector can be decomposed into components on the direction to the vectors adjacent to the sector (in the current example the vectors $+1$, $+2$, $+3$, -7, -8, -9) and the zero vectors 0_A, 0_B and 0_C.

Similarly, in Fig. 3, the angle β_i of any input current complex vector can be referred in terms of $\tilde{\beta_i}$ and the current sector K_i by:

$$\beta_i = (K_i - 1)\frac{\pi}{3} + \tilde{\beta_i} \tag{10}$$

and synthesized with the vectors adjacent to the sector and zero vector. In the example: $+1$, $+4$,$+7$,-3 ,-6 ,-9 and the zero vectors 0_A, 0_B and 0_C.

If the sign is ignored for a moment, a combination of 4 non-zero vectors can always be found, such that their combination along the zero vectors are able to modulate any voltage and current in the same SVM cycle, for the case in analysis the common vectors are $+9$, $+7$, $+3$ and $+1$, respectively. Thus, voltage equations are:

$$\begin{aligned} d_1\,\mathbf{v_1} + d_2\,\mathbf{v_2} &= \tfrac{2}{\sqrt{3}}|\mathbf{v_o}|\cos(\tilde{\alpha}_o - \tfrac{\pi}{3})e^{jK_v\frac{\pi}{3}} \\ d_3\,\mathbf{v_3} + d_4\,\mathbf{v_4} &= \tfrac{2}{\sqrt{3}}|\mathbf{v_o}|\cos(\tilde{\alpha}_o + \tfrac{\pi}{3})e^{j(K_v-1)\frac{\pi}{3}}. \end{aligned} \tag{11}$$

For currents, the magnitude cannot be imposed, because it depends on the output current, but its direction can be set to β_i if the scalar product with a vector normal to this direction equals 0. In terms of $\tilde{\beta_i}$ and K_i, current equations are:

$$\begin{aligned} (d_1\,\mathbf{i_1} - d_2\,\mathbf{i_2}) \cdot je^{j(K_i-1)\frac{\pi}{3}+\tilde{\beta}_i} &= 0 \\ (d_3\,\mathbf{i_3} - d_4\,\mathbf{i_4}) \cdot je^{j(K_i-1)\frac{\pi}{3}+\tilde{\beta}_i} &= 0. \end{aligned} \tag{12}$$

Note that in these equations the sign is inverted so as to solve the difference in sign of two vectors, which always occurs. In our example we have the vectors -9, -7, $+3$, $+1$ for

TABLE II
VECTORS TO BE APPLIED FOR A PAIR K_v AND K_i

K_i \ K_v	1 or 4	2 or 5	3 or 6
1 or 4	$+9+7+3+1$	$+6+4+9+7$	$+3+1+6+4$
2 or 5	$+8+9+2+3$	$+5+6+8+9$	$+2+3+5+6$
3 or 6	$+7+8+1+2$	$+4+5+7+8$	$+1+2+4+5$

the output voltage and $-9, +7, -3, +1$ for the input current, so the sign in these equations solves the change in sign of -7 and $+3$ in the voltage vectors to $+7$ and -3 in the current vectors.

Using the three-phase voltage source:

$$\begin{aligned} v_A &= V_p \sin(\omega t) \\ v_B &= V_p \sin(\omega t - \tfrac{2\pi}{3}) \\ v_C &= V_p \sin(\omega t - \tfrac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{13}$$

as input, where V_p is the peak voltage, and considering the input current at the same frequency ω, the angle ϕ between the input voltage and input current is constant. Thus, equations of the duty cycles resulted in:

$$\begin{aligned} d_1 &= (-1)^{K_v+K_i}\, q \tfrac{2}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\tilde{\alpha_o} - \frac{\pi}{3})\cos(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3})}{\cos(\phi)} \\ d_2 &= (-1)^{K_v+K_i+1}\, q \tfrac{2}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\tilde{\alpha_o} - \frac{\pi}{3})\cos(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3})}{\cos(\phi)} \\ d_3 &= (-1)^{K_v+K_i+1}\, q \tfrac{2}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\tilde{\alpha_o} + \frac{\pi}{3})\cos(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3})}{\cos(\phi)} \\ d_4 &= (-1)^{K_v+K_i}\, q \tfrac{2}{\sqrt{3}} \frac{\cos(\tilde{\alpha_o} + \frac{\pi}{3})\cos(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3})}{\cos(\phi)} \end{aligned} \tag{14}$$

where $q = \frac{|\mathbf{v_o}|}{V_p}$, is the voltage transfer ratio and $\cos(\phi)$ is the input power factor. In case that $\sum |d_x| < 1$ there is no over-modulation and the duty cycle of vector zero is $d_0 = 1 - (|d_1| + |d_2| + |d_3| + |d_4|)$, which may be distributed among the zero states according to $d_0 = d_{01} + d_{02} + d_{03}$.

In addition, only positive vectors can be used for any sector and a negative sign in the duty cycle indicates that the vector to be applied must be the opposite. In the case in point, it can be solved for $+9, +7, +3$ and $+1$, and if negative values are obtained for d_1 and d_3 but positive values for d_2 and d_4, it will indicate that vectors -9, $+7$, -3, and $+1$, should be applied for this modulation cycle. The vectors to be applied for every pair of voltage sector and current sector are resumed in Table II, taking care to respect the order in which the vectors are applied. The index 1 in (11), (12) and (14) belongs to the most left vector in the every cell, the index 2 to the following vector to the right, and so forth.

Finally, a double sided switching pattern is commonly used as shown in Fig. 4 for applying the duty cycles from (14) in a cycle with period T, so that $t_i = d_i T$. The vectors can be applied in any sequence and it can be used either one, two or the three zero vectors. However, it can be found a sequence that allows only one switch commutation in a change between two states, which is interesting for reducing higher commutation frequencies, if the three zero vectors are used.

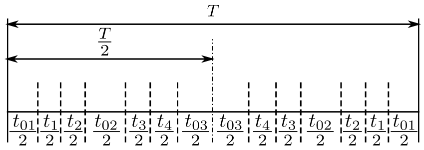


Fig. 4. Double-sided switching pattern.

B. Sliding-Mode-based Nonlinear Current Controller

In order to apply the SMC, the previous equations are written in matrix form:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, t) + \mathbf{g}\, \mathbf{u}(t) \tag{15}$$

where

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} & i_{\beta s} & i_{\alpha r} & i_{\beta r} & w_r \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m & 0 \\ L_m & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}, t) = \mathbf{L}^{-1} \begin{bmatrix} -R_s\, i_{\alpha s} \\ -R_s\, i_{\beta s} \\ -R_r\, i_{\alpha r} - w_r\,(L_m\, i_{\beta s} + L_r\, i_{\beta r}) \\ -R_r\, i_{\beta r} + w_r\,(L_m\, i_{\alpha s} + L_r\, i_{\alpha r}) \\ \frac{3}{2}\frac{P^2}{J} L_m\,(i_{\beta s}\, i_{\alpha r} - i_{\alpha s}\, i_{\beta r}).. \\ \qquad .. - \frac{B}{J} w_r - \frac{P}{J} T_L \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{L}^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad \mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} & v_{\beta s} \end{bmatrix}^T.$$

The output equation used is:

$$\chi = \mathbf{C}\, \mathbf{x} \tag{16}$$

where

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

On the other hand, the sliding surface of the controller is defined as

$$\mathbf{s} = \mathbf{e} + \lambda \int_0^t \mathbf{e}\, dt \tag{17}$$

where

$$\mathbf{e} = \chi - \chi^* \tag{18}$$

is the error, λ is a constant matrix, and $\chi^* = \begin{bmatrix} i^*_{\alpha s} & i^*_{\beta s}\end{bmatrix}^T$ contains the desired stator currents.

Hence, from (17),

$$\dot{\mathbf{s}} = \dot{\mathbf{e}} + \lambda \mathbf{e}. \tag{19}$$

Choosing the Lyapunov function to be

$$V = \frac{1}{2}\,\mathbf{s}^2 \tag{20}$$

for the system to be stable in the sense of Lyapunov the condition is:

$$\dot{V} = \mathbf{s}\,\dot{\mathbf{s}} < 0 \tag{21}$$

so,

$$\dot{\mathbf{s}} = -\mathbf{k}\,\mathrm{sign}(\mathbf{s}) \tag{22}$$

is chosen to obtain the reachability condition, where $\mathbf{k}$ is a positive definite diagonal matrix.

Combining (15), (18), (19) and (22) and solving for $\mathbf{u}$, the control law can be obtained as:

$$\mathbf{u} = (\mathbf{C}\,\mathbf{g})^{-1}(-\mathbf{k}\,\mathrm{sign}(\mathbf{s}) - \lambda\,\mathbf{e} - \mathbf{C}\,\mathbf{f} + \dot{\chi}^*). \tag{23}$$

IV. Theoretical Analysis by Simulations

To evaluate the operation of the proposed control scheme, the MATLAB/Simulink software is used to perform simulations through the above equations. Table III shows the parameters of the IM in the simulation.

The time period for SVM used is $T = 10$ ms and the reference angle of the input current is set to $\beta_i = 0$ for the maximum input power factor as no input filter is used, the simulation step time is $1\,\mu$s and the solver is ode1 (100 times lower than T, for good resolution). The SVM implemented applies the vectors with the symmetrical double-sided switching pattern shown in (14), however, they are applied in order of appearance in Table II and only one zero vector is applied. The source is defined by (13) using $V_p = 311.127$ V and $\omega = 2\pi 50$ rad/s.

First the controller is tested without load. For the SMC the values of

$$\mathbf{k} = \begin{bmatrix} 1000 & 0 \\ 0 & 1000 \end{bmatrix}$$

and

$$\lambda = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

TABLE III
Parameters of The Three-Phase IM

Parameter	Value	Parameter	Value
R_s	0.7384 Ω	L_m	124.1 mH
R_r	0.7402 Ω	P	2
L_{ls}	3.045 mH	B	0.000503 kg.m^2/s
L_{lr}	3.045 mH	J	0.0343 kg.m^2
L_s	127.1 mH	Nominal speed	1500 rpm
L_r	127.1 mH	Nominal power	7.5 kW

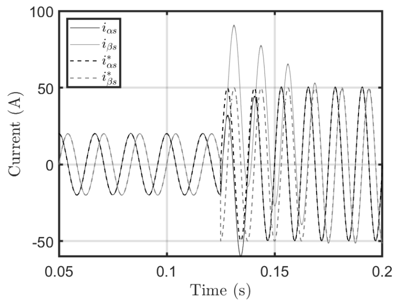


Fig. 5. Stator currents in $(\alpha-\beta)$ space in a transient after a change in phase, magnitude and frequency of the reference current at 0.125 s is applied.

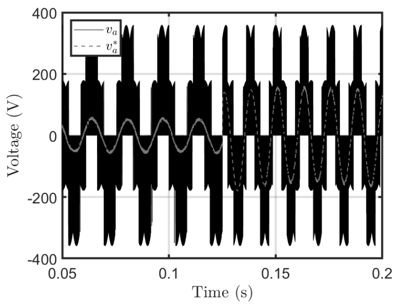


Fig. 6. One phase of the reference voltage to the modulator $\mathbf{v_o^*}$ established by the SMC and modulated voltage $\mathbf{v_o}$.

are set. The reference is initially of 20 A peak, and $\omega = 2\pi 60$ rad. At 0.125 s, $\frac{\pi}{2}$ rad is added to the reference phase, as well as 30 A in magnitude and 20 Hz in frequency. Fig. 5 shows the tracking and the effect of the transient in the stator currents. Fig. 6 shows one phase of output voltage from the DMC along with the reference voltage, which is the control effort set by the SMC. Fig. 7 shows the input voltage and input current on a single phase. It can be seen that input voltage and current to the DMC are in phase, in steady-state, proving the correct behavior of the SVM stage, for both input current and output voltage.

In order to have more realistic conditions, a load of 25% the Nominal Torque is next applied, given by:

$$T_L = 0.25\,\frac{\text{Nominal power}}{\text{Nominal speed}}. \tag{24}$$

If the reference is reduced from 20 A to 10 A, the controller works properly. However, if the amplitude of the current is changed from 20 A to 30 A, the controller parameters need to be readjusted to

$$\mathbf{k} = \begin{bmatrix} 10000 & 0 \\ 0 & 10000 \end{bmatrix}$$

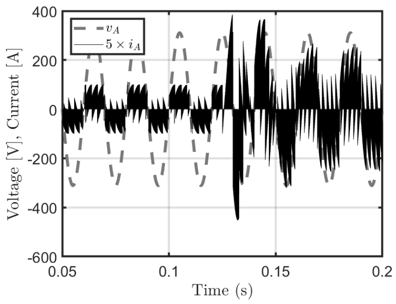


Fig. 7. One phase of the input voltage and input current to the DMC. Note that both of them are in phase.

and

$$\lambda = \begin{bmatrix} 0.1 & 0 \\ 0 & 0.1 \end{bmatrix}$$

in order to ensure a good tracking, but some overmodulation cycles are present. This fact suggest a variable gain in the SMC, for example, SMC based on some exponential reaching law [17]. Nevertheless, these high gains also put SVM at risk of overmodulation.

A sensibility test on L_m is also performed as it has been shown to be the parameter that influences the most on stator currents error [18]. The value of the machine was increased and decreased in steps of 1% its original value, maintaining the original value in both, the controller and observer. Only a variation of $\pm 1\%$ was allowed without failure. Theoretically, the solution consists of increasing the controller gain, but again, the modulation stage is not able to achieve the high efforts this fact involves.

V. Conclusions and Future Work

The main conclusions of the implementation of the SMC+SVM for an IM fed by a DMC are:

- SVM works correctly with SMC in the ideal case. However, the robustness of the SMC could not be exploited in this case, since high gains in the SMC resulted in overmodulation, which leads to failure in tracking. In other words, the system needs to work relaxed (underrated currents or loads) or the amplitude of the voltage of the source should be increased.
- SVM has two degrees of freedom in the choice of the duration of the three zero vectors, which might improve THD.
- An analysis of the duration of cycles in SVM and SMC is proposed in search of a solution for the previous problems. It is also interesting to analyze the behavior of SVM accompanied by another non-linear controller.

Acknowledgements

The authors would like to thank to the Paraguayan Government for the financial support through CONACYT by the Master in Electronic Engineering (POSG17-69).

References

[1] S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, R. Gregor, P. Wheeler, and C. Romero, "Improved predictive control in multi-modular matrix converter for six-phase generation systems," *Energies*, vol. 13, no. 10, p. 2660, 2020.

[2] J. Rzkasa and E. Sztajmec, "Elimination of common mode voltage in the three-to-nine-phase matrix converter," *Energies*, vol. 13, no. 3, p. 631, 2020.

[3] M. Chodunaj, P. Szcześniak, and J. Kaniewski, "Mathematical modeling of current source matrix converter with venturini and SVM," *Electronics*, vol. 9, no. 4, p. 558, 2020.

[4] M. Siami, D. A. Khaburi, M. Rivera, and J. Rodríguez, "A computationally efficient lookup table based FCS-MPC for PMSM drives fed by matrix converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7645–7654, 2017.

[5] Y. Kali, M. Ayala, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, R. Gregor, and K. Benjelloun, "Current control of a six-phase induction machine drive based on discrete-time sliding mode with time delay estimation," *Energies*, no. 1, p. 170, 2019.

[6] E. Paiva, L. Delorme, M. Gomez-Redondo, E. Cristaldo, J. Rodas, Y. Kali, and R. Gregor, "Sliding mode current control with luenberger observer applied to a three phase induction motor," in *2020 5th International Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC)*, pp. 1–5, IEEE, 2020.

[7] M. Gomez-Redondo, "Estudio de la cantidad de conmutaciones de un convertidor matricial indirecto aplicando control predictivo," *Revista Científica Estudios e Investigaciones*, vol. 8, pp. 269–270, 2019.

[8] A. Ammar, A. Bourek, and A. Benakcha, "Nonlinear SVM-DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control," *ISA transactions*, vol. 67, pp. 428–442, 2017.

[9] P. Wheeler, *A matrix converter for variable speed AC motor drives*. PhD thesis, University of Bristol, 1993.

[10] L. Huber and D. Borojevic, "Space vector modulator for forced commutated cycloconverters," in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society (IAS) Annual Meeting*, pp. 871–876, 1989.

[11] A. Ammar, H. Y. Kanaan, N. Moubayed, M. Hamouda, S. Rahmani, Y. Ounejjar, and K. Al-Haddad, "Grid tie indirect matrix converter operating with unity power factor under double space vector modulation," in *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1498–1503, 2017.

[12] Z. Malekjamshidi, M. Jafari, J. Zhu, and D. Xiao, "Comparative analysis of input power factor control techniques in matrix converters based on model predictive and space vector control schemes," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 139150–139160, 2019.

[13] E. Purwanto, F. D. Murdianto, D. Wahyu Herlambang, G. Basuki, and M. P. Jati, "Three-phase direct matrix converter with space vector modulation for induction motor drive," in *2019 2nd International Conference on Applied Information Technology and Innovation (ICAITI)*, pp. 11–16, 2019.

[14] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, "Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 370–381, 2002.

[15] Y. Kali, M. Ayala, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, R. Gregor, and K. Benjelloun, "Time delay estimation based discrete-time super-twisting current control for a six-phase induction motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 12570–12580, 2020.

[16] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, and R. Gregor, "Nonlinear backstepping with time delay estimation for six-phase induction machine," in *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1798–1804, 2019.

[17] C. J. Fallaha, M. Saad, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, "Sliding-mode robot control with exponential reaching law," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 600–610, 2011.

[18] L. Delorme, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, O. Gonzalez, and J. Doval-Gandoy, "Comparison of the effects on stator currents between continuous model and discrete model of the three-phase induction motor in the presence of electrical parameter variations," in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 151–156, 2020.

REFERENCIAS

[1] S. Toledo, E. Maqueda, M. Rivera, R. Gregor, P. Wheeler, and C. Romero, “Improved predictive control in multi-modular matrix converter for six-phase generation systems,” *Energies*, vol. 13, no. 10, p. 2660, 2020.

[2] J. Rzkasa and E. Sztajmec, “Elimination of common mode voltage in the three-to-nine-phase matrix converter,” *Energies*, vol. 13, no. 3, p. 631, 2020.

[3] M. Chodunaj, P. Szcześniak, and J. Kaniewski, “Mathematical modeling of current source matrix converter with venturini and SVM,” *Electronics*, vol. 9, no. 4, p. 558, 2020.

[4] M. Siami, D. A. Khaburi, M. Rivera, and J. Rodríguez, “A computationally efficient lookup table based FCS-MPC for PMSM drives fed by matrix converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 10, pp. 7645–7654, 2017.

[5] Y. Kali, M. Ayala, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, R. Gregor, and K. Benjelloun, “Current control of a six-phase induction machine drive based on discrete-time sliding mode with time delay estimation,” *Energies*, no. 1, p. 170, 2019.

[6] E. Paiva, L. Delorme, M. Gomez-Redondo, E. Cristaldo, J. Rodas, Y. Kali, and R. Gregor, “Sliding mode current control with luenberger observer applied to a three phase induction motor,” in *2020 5th International Conference on Renewable Energies for Developing Countries (REDEC)*. IEEE, 2020, pp. 1–5.

[7] M. Gomez-Redondo, “Estudio de la cantidad de conmutaciones de un convertidor matricial indirecto aplicando control predictivo,” *Revista Científica Estudios e Investigaciones*, vol. 8, pp. 269–270, 2019.

[8] A. Ammar, A. Bourek, and A. Benakcha, “Nonlinear SVM-DTC for induction motor drive using input-output feedback linearization and high order sliding mode control,” *ISA transactions*, vol. 67, pp. 428–442, 2017.

[9] P. Wheeler, “A matrix converter for variable speed AC motor drives,” Ph.D. dissertation, University of Bristol, 1993.

[10] L. Huber and D. Borojevic, “Space vector modulator for forced commutated cycloconverters,” in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society (IAS) Annual Meeting*, 1989, pp. 871–876.

[11] A. Ammar, H. Y. Kanaan, N. Moubayed, M. Hamouda, S. Rahmani, Y. Ounejjar, and K. Al-Haddad, “Grid tie indirect matrix converter operating with unity power factor under double space vector modulation,” in *2017 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2017, pp. 1498–1503.

[12] Z. Malekjamshidi, M. Jafari, J. Zhu, and D. Xiao, “Comparative analysis of input power factor control techniques in matrix converters based on model predictive and space vector control schemes,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 139 150–139 160, 2019.

[13] E. Purwanto, F. D. Murdianto, D. Wahyu Herlambang, G. Basuki, and M. P. Jati, “Three-phase direct matrix converter with space vector modulation for induction motor drive,” in *2019 2nd International Conference on Applied Information Technology and Innovation (ICAITI)*, 2019, pp. 11–16.

[14] J. Rzkasa, “An alternative carrier-based implementation of space vector modulation to eliminate common mode voltage in a multilevel matrix converter,” *Electronics*, vol. 8, no. 2, p. 190, 2019.

[15] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, and L. Zarri, “Matrix converter modulation strategies: A new general approach based on space-vector representation of the switch state,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 2, pp. 370–381, 2002.

[16] Y. Kali, M. Ayala, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, R. Gregor, and K. Benjelloun, “Time delay estimation based discrete-time super-twisting current control for a six-phase induction motor,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 11, pp. 12 570–12 580, 2020.

[17] Y. Kali, J. Rodas, M. Saad, J. Doval-Gandoy, and R. Gregor, “Nonlinear backstepping with time delay estimation for six-phase induction machine,” in *2019 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, 2019, pp. 1798–1804.

[18] P. Correa, J. Rodríguez, M. Rivera, J. R. Espinoza, and J. W. Kolar, “Predictive control of an indirect matrix converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1847–1853, 2009.

[19] J. W. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. W. Wheeler, “Review of three-phase pwm ac–ac converter topologies,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 11, pp. 4988–5006, 2011.

[20] M. Jussila and H. Tuusa, “Comparison of direct and indirect matrix converters in induction motor drive,” in *IECON 2006-32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. IEEE, 2006, pp. 1621–1626.

[21] A. Trentin, L. De Lillo, L. Empringham, P. Wheeler, and J. Clare, “Experimental comparison of a direct matrix converter using si igbt and sic mosfets,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 542–554, 2014.

[22] S. Arya and G. Nisha, “Indirect space vector modulation based three phase matrix converter,” in *2018 International CET Conference on Control, Communication, and Computing (IC4)*. IEEE, 2018, pp. 68–73.

[23] J. Rodriguez, M. Rivera, J. W. Kolar, and P. W. Wheeler, “A review of control and modulation methods for matrix converters,” *IEEE transactions on industrial electronics*, vol. 59, no. 1, pp. 58–70, 2011.

[24] P. Patel and M. A. Mulla, “Carrier based modulation of multimodular matrix converter with indirect structure,” in *2018 8th IEEE India International Conference on Power Electronics (IICPE)*. IEEE, 2018, pp. 1–6.

[25] K. Nishizawa, J.-i. Itoh, A. Odaka, A. Toba, H. Umida, and S. Fujita, “Current stress reduction for dc-link capacitors of three-phase vsi with carrier-based continuous pwm,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp. 6061–6072, 2019.

[26] M. Su, J. Lin, Y. Sun, and S. Xie, “A new modulation strategy to reduce common-mode current of indirect matrix converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 9, pp. 7447–7452, 2018.

[27] M. Aguirre, S. Kouro, C. A. Rojas, J. Rodriguez, and J. I. Leon, “Switching frequency regulation for fcs-mpc based on a period control approach,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5764–5773, 2018.

[28] C. J. Fallaha, M. Saad, H. Y. Kanaan, and K. Al-Haddad, “Sliding-mode robot control with exponential reaching law,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 600–610, 2011.

[29] L. Delorme, M. Ayala, J. Rodas, R. Gregor, O. Gonzalez, and J. Doval-Gandoy, “Comparison of the effects on stator currents between continuous model and discrete model of the three-phase induction motor in the presence of electrical parameter variations,” in *2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2020, pp. 151–156.