

2019

# IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL

GUERRERO BARRÍA, VÍCTOR ANDRÉS

---

<https://hdl.handle.net/11673/46593>

*Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA*

**UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA**  
**DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA**  
**VALPARAÍSO - CHILE**



**“IMPLEMENTACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE  
CONTROL PREDICTIVO PARA UN DRIVE  
GEARLESS DE ALTA POTENCIA ACCIONADO  
POR UN CICLOCONVERSOR MULTIPULSO”**

**Víctor Andrés Guerrero Barría**

**TESIS DE GRADO PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTOR EN  
INGENIERÍA ELECTRÓNICA**

**PROFESOR GUIA:**

**Jorge Pontt O.**

*Dedicado a mi Madre, que me enseñó a caminar.*

## *Resumen*

Hoy en día, la utilización de molinos SAG representa un estándar para el proceso minero de gran escala, en que los cicloconvertidores multipulso son parte medular de estos accionamientos sin engranajes o “gearless” de alta potencia.

La potencia consumida de los equipos empleados en molienda se ha visto aumentada debido a la economía de escala presente en plantas concentradoras de alta productividad, por lo que se observa una tendencia evidente al aumento en el volumen de los molinos utilizados y por ende a un aumento en la potencia que manejan los accionamientos presentes en este tipo de aplicaciones.

El aumento en la potencia de los equipos instalados ha significado nuevos retos relacionados a mejorar el desempeño eléctrico y mecánico de los accionamientos en cuestión. Por ende, el desarrollo teórico de nuevas estrategias de control para drives de alta potencia resulta imperante.

El desarrollo de este trabajo de investigación plantea mejorar el comportamiento eléctrico de un cicloconvertidor de 12 pulsos de alta potencia, empleando una estrategia de control predictivo. Las técnicas clásicas de control utilizadas a la fecha, la implementación de una estrategia de control predictivo para este tipo de convertidores y las simulaciones que respaldan una comparativa acertada entre las distintas técnicas de control, son tópicos discutidos detalladamente durante el desarrollo del documento presentado.

El desarrollo de este trabajo se orientó al mejoramiento de la confiabilidad y desempeño de accionamientos gearless GMD de alta potencia empleados en molienda SAG y de Bolas de alta capacidad, contribuyendo al estado del arte con resultados en las líneas:

- Detección no-invasiva de fallas en CCV y la operación tolerante a fallas
- Análisis de fallas de accionamientos de alta potencia

- Control predictivo de accionamientos con CCV de alta potencia.
- Modelado y simulación para el desarrollo de un emulador de tiempo real de un CCV de alta potencia.

Estos resultados se han establecido en publicaciones y en una patente de invención.

### **Reconocimientos.**

**Se agradece el apoyo brindado por el Proyecto FONDECYT 1131107 y el núcleo milenio NEIM.**

## *Abstract*

In modern high-power industrial processes, multipulse cycloconverters are fundamental to feed synchronous machines. Given the importance of these critical processes, especially for the grinding stage in the mining industry (semi-autogenous and ball mills), the reliability of the high power drive is critical.

Any development relating to new control techniques applied to well-known naturally commutated converters are quite valuable, because they may result in an improvement in the electric and mechanical behavior of these high-power gearless applications, e.g. a reduction in harmonics distortion, energy consumption, oscillatory torques, abnormal operations, etc.

Many predictive control schemes have been proposed for force-commutated converters, e.g. matrix converters, where the predictive strategy has shown promising results. This thesis work is focused on presenting how a predictive control strategy can be applied for a 12-pulse cycloconverter, despite the natural commutation characteristic of the converter in question. The proposed predictive control algorithm, predictive model of the PMSM and a comparison between the classic and predictive control are detailed.

This research work was orientated on improving the confiability and performance of the high power grinding mill drives (or GMD) in semi-autogenous and ball grinding. This thesis contributes to the state-of-the-art in the following research topics:

- Non-invasive failure detection system and fault tolerance capability on high power Cycloconverters.
- Fault analysis in high power converters.
- Predictive control for high power drives.
- Modelation and software programming of a high power CCV in a real-time application.

These results have been published and they led to an invention patent.

**Acknowledgment.**

**The author gratefully acknowledges the support provided by CONICYT-Chile,  
Fondecyt Proj. 1131107, Millennium Nucleus Industrial Electronics,  
Mechatronics and Process Control (NEIM) and the Technical University  
Federico Santa Maria.**

## Índice general

|        |                                                                                                                              |    |
|--------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 1..    | <i>Introducción</i> . . . . .                                                                                                | 6  |
| 2..    | <i>CICLOCONVERSORES DE ALTA POTENCIA EN LA ACTUALIDAD. PROBLEMAS Y RETOS PRESENTES, TRABAJOS PREVIOS REALIZADOS.</i> . . . . | 8  |
| 2.1.   | El cicloconvertor en la industria minera, aplicaciones gearless en mollienda. . . . .                                        | 10 |
| 2.2.   | Retos actuales asociados a robustez, confiabilidad y eficiencia energética para cicloconvertores multipulso. . . . .         | 12 |
| 2.2.1. | Dificultades asociadas a una operación normal en el accionamiento. . . . .                                                   | 13 |
| 2.2.2. | Fallas típicas en cicloconvertores. . . . .                                                                                  | 16 |
| 2.2.3. | Fallas asociadas a molinos de alta potencia gearless (GMD). . . . .                                                          | 21 |
| 2.3.   | Aportes realizados hasta la fecha. . . . .                                                                                   | 22 |
| 2.4.   | Estado del arte asociado a patentes de invención . . . . .                                                                   | 23 |
| 3..    | <i>DESCRIPCIÓN CICLOCONVERTOR MULTIPULSO COMO ACCIONAMIENTO PARA MÁQUINAS SINCRÓNICAS GEARLESS.</i> . . . .                  | 26 |
| 3.1.   | El cicloconvertor . . . . .                                                                                                  | 26 |
| 3.1.1. | El SCR . . . . .                                                                                                             | 27 |
| 3.1.2. | Rectificador de 6 pulsos. . . . .                                                                                            | 32 |
| 3.1.3. | Cicloconvertor de 12 pulsos. . . . .                                                                                         | 32 |
| 3.1.4. | Técnicas de control asociadas a accionamientos con cicloconvertores multipulso. . . . .                                      | 36 |



|        |                                                                                                                                |    |
|--------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 4..    | <i>CONTROL PREDICTIVO PARA UN CICLOCONVERSOR DE 12 PULSOS ALIMENTANDO UNA MÁQUINA SINCRÓNICA.</i>                              | 45 |
| 4.1.   | Control predictivo asociado a un drive con semiconductores de conmutación natural.                                             | 48 |
| 4.2.   | Modelo predictivo de una máquina sincrónica.                                                                                   | 50 |
| 4.3.   | Algoritmo predictivo para un cicloconversor multipulso.                                                                        | 52 |
| 4.3.1. | Secuencia de pasos implementación MPC para cicloconversor 12 pulsos, lazo interno de corriente.                                | 57 |
| 5..    | <i>IMPLEMENTACIÓN Y SIMULACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL PREDICTIVO MPC.</i>                                                | 63 |
| 5.1.   | Modelo entorno MATLAB para una máquina sincrónica alimentada por un cicloconversor multipulso mediante control predictivo MPC. | 64 |
| 5.1.1. | Modelo máquina sincrónica entorno MATLAB.                                                                                      | 65 |
| 5.1.2. | Modelo lenguaje C para cicloconversor de 12 pulsos sin corriente circulante.                                                   | 67 |
| 5.1.3. | Modelo lenguaje C para controlador MPC.                                                                                        | 70 |
| 5.2.   | Resultados de la simulación.                                                                                                   | 76 |
| 5.2.1. | Resultados método clásico de control.                                                                                          | 76 |
| 5.2.2. | Resultados Método MPC.                                                                                                         | 82 |
| 5.3.   | Resultados simulación tiempo real mediante dSPACE.                                                                             | 87 |
| 5.4.   | Resultados experimentales obtenidos método predictivo.                                                                         | 90 |
| 5.5.   | Comparativo MPC vs estrategia clásica de control.                                                                              | 92 |
| 6..    | <i>Conclusiones</i>                                                                                                            | 96 |

## Índice de figuras

|                                                                                                        |    |
|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 2.1. Convertidores de alta potencia. . . . .                                                           | 8  |
| 2.2. Cicloconversor multipulsos. . . . .                                                               | 9  |
| 2.3. Configuración Circuito de Molienda SAG (Molino SAG+Molino de Bolas). . . . .                      | 10 |
| 2.4. Molino Gearless. . . . .                                                                          | 12 |
| 2.5. Instalación con Filtro de armónicos. . . . .                                                      | 15 |
| 2.6. Diagrama eléctrico planta molienda. . . . .                                                       | 16 |
| 2.7. Falla: Pérdida capacidad de bloqueo tiristor. . . . .                                             | 17 |
| 2.8. Voltaje (arriba) y corriente (abajo) estator, falla pérdida de capacidad de bloqueo [61]. . . . . | 18 |
| 2.9. Falla de disparo en un SCR. . . . .                                                               | 19 |
| 2.10. Voltaje (arriba) y corriente (abajo) estator, falla circuito de disparo [61].                    | 20 |
| 2.11. Falla de Molinos SAG con daño Mecánico en piezas estructurales [29].                             | 22 |
| 3.1. El SCR. . . . .                                                                                   | 28 |
| 3.2. Curva voltaje corriente SCR. . . . .                                                              | 29 |
| 3.3. Transiente de conmutación. . . . .                                                                | 31 |
| 3.4. Puente de tiristores. . . . .                                                                     | 32 |
| 3.5. Cicloconversor 12 pulsos alimentando el devanado estatórico de un motor. . . . .                  | 33 |
| 3.6. CCV monofásico de 6p sin corriente circulante. . . . .                                            | 34 |
| 3.7. CCV monofásico con corriente circulante. . . . .                                                  | 35 |
| 3.8. Voltaje de salida de un puente trifásico controlado para $\alpha=0$ . . . . .                     | 38 |

|                                                                                                                      |    |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 3.9. . Voltaje de salida, puente trifásico controlado, para $\alpha=90$ . . . . .                                    | 39 |
| 3.10. Equivalente fase A, CCV 12 pulsos. . . . .                                                                     | 40 |
| 3.11. Esquema básico para la generación de ángulos de disparo. . . . .                                               | 41 |
| 3.12. Esquema de control clásico de velocidad de una máquina de CA. . . .                                            | 42 |
| 4.1. Técnicas de control asociadas a accionamientos eléctricos. . . . .                                              | 46 |
| 4.2. Variaciones asociadas al control predictivo. . . . .                                                            | 46 |
| 4.3. Control predictivo en un inversor de voltaje. . . . .                                                           | 48 |
| 4.4. Equivalente monofásico CCV 12 pulsos, ciclo positivo corriente de<br>carga. . . . .                             | 54 |
| 4.5. Diagrama CCV como máquina de estado. . . . .                                                                    | 56 |
| 4.6. Diagrama control predictivo de corrientes trifásicas de un CCV. . . .                                           | 58 |
| 4.7. Puente de tiristores. . . . .                                                                                   | 59 |
| 5.1. Diagrama de la interfaz MATLAB+Lenguaje C. . . . .                                                              | 65 |
| 5.2. Diagrama corrientes alfa-beta en plano s (Laplace). . . . .                                                     | 66 |
| 5.3. Diagrama velocidad y ángulo de rotor, plano de la frecuencia (s). . . .                                         | 67 |
| 5.4. Diagrama anti-enrrollamiento. . . . .                                                                           | 77 |
| 5.5. Velocidad de rotor, método clásico. . . . .                                                                     | 78 |
| 5.6. Corriente estator coordenada d, método clásico. . . . .                                                         | 78 |
| 5.7. Corriente estator coordenada q, método clásico. . . . .                                                         | 79 |
| 5.8. Corrientes por el estator, método clásico. . . . .                                                              | 80 |
| 5.9. Corriente fase A estator, método clásico (zoom Fig. 5.8). . . . .                                               | 81 |
| 5.10. Estado conducción puente secundario estrella fase A ciclo positivo<br>corriente carga, método clásico. . . . . | 81 |
| 5.11. Corriente secundario transformador principal, método clásico. . . .                                            | 82 |
| 5.12. Velocidad rotor, MPC. . . . .                                                                                  | 83 |
| 5.13. Corriente estator coordenada d, MPC. . . . .                                                                   | 84 |
| 5.14. Corriente estator coordenada q, MPC. . . . .                                                                   | 84 |
| 5.15. Corrientes estator, MPC. . . . .                                                                               | 85 |

|                                                                                                                                                                        |    |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----|
| 5.16. Corriente estator fase A, MPC (zoom Fig. 5.15). . . . .                                                                                                          | 85 |
| 5.17. Estado conducción puente secundario estrella fase A ciclo positivo de<br>la corriente, MPC. . . . .                                                              | 86 |
| 5.18. Corriente secundario transformador principal, MPC. . . . .                                                                                                       | 87 |
| 5.19. Velocidad de rotor, MPC. Plataforma dSPACE. . . . .                                                                                                              | 88 |
| 5.20. Corrientes de estator, MPC. Plataforma dSPACE. . . . .                                                                                                           | 88 |
| 5.21. Corrientes de estator, MPC. Plataforma dSPACE. . . . .                                                                                                           | 89 |
| 5.22. Corriente $I_q$ , MPC. Plataforma dSPACE. . . . .                                                                                                                | 89 |
| 5.23. Hardware de prueba dispuesto en laboratorio. . . . .                                                                                                             | 91 |
| 5.24. (i) Corrientes medidas en carga RL. (ii) Corrientes observadas en car-<br>ga RL. (iii) respuesta a escalón en magnitud de corrientes de referen-<br>cia. . . . . | 92 |
| 5.25. Corrientes estator fase A, método clásico y MPC. . . . .                                                                                                         | 93 |
| 5.26. Corrientes estatórica coordenada q, Control clásico y MPC. . . . .                                                                                               | 93 |

## 1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad, el uso de motores eléctricos como medio motriz para procesos industriales, se ha transformado totalmente en un estándar. Hoy en día, podemos observar como la utilización de máquinas eléctricas abarca todo el espectro de aplicaciones, desde vehiculares, robótica, minería, generación eléctrica, sistemas de bombeo, etc. Dependiendo de la máquina eléctrica en cuestión, la aplicación y la potencia involucrada, existen una serie accionamientos disponibles en el mercado, desde los clásicos cicloconvertidores, pasando por convertidores fuente de voltaje, hasta llegar a convertidores matriciales. En la industria minera actual, la utilización de molinos SAG se ha transformado en la solución predilecta para la etapa de reducción de tamaño de partículas o molienda [1-5]. Es en este tipo de aplicaciones, en donde el uso de accionamientos gearless con cicloconvertidores multipulso se han tornado sumamente útiles, debido a las ventajas que estos ofrecen. Estas ventajas están asociadas, no solo a aspectos eléctricos directamente involucrados, si no también a ventajas en el sentido puramente operacional, asociadas al proceso de manipulación de estos equipos. Con el paso de los años, la industria minera ha convergido a una economía de escala, en donde todas las etapas operacionales involucradas tienden a aumentar el volumen de material a procesar. Es por esto por lo que la energía involucrada en el proceso de molienda se ha visto aumentada de forma exponencial. Situación que ha generado el aumento de la potencia asociada a los distintos accionamientos utilizados. Hoy en día podemos observar cicloconvertidores de hasta 28MW alimentando molinos SAG de grandes dimensiones. Es por todo lo anterior, que hasta la fecha existe un interés real en la industria por seguir estudiando, analizando, desarrollando y mejorando los

accionamientos gearless con cicloconvertidores multipulso. En base a esto, este trabajo de investigación propone mejorar la performance de este tipo de accionamientos, a un nivel de control del drive en cuestión, entregando un documento acabado, asociado a la implementación de una estrategia de control predictivo para un cicloconvertidor de 12 pulsos y destacando una comparación entre las técnicas clásicas de control versus una estrategia predictiva. En la primera parte de este trabajo se presenta una visión general a los distintos accionamientos de potencia y sus aplicaciones actuales. De igual forma se realiza una presentación más detallada sobre la utilización de cicloconvertidores en la industria minera. En el capítulo 3, se realiza un estudio del estado del arte, referente a las técnicas de control actuales utilizadas para cicloconvertidores multipulsos. Abordando temáticas como: dinámica de conducción de un tiristor, diagrama circuital de un cicloconvertidor, técnica por modulación del coseno de alfa, entre otras. El capítulo 4, representa la etapa medular de este trabajo de investigación, en donde se detallan aspectos teóricos asociados a la implementación de una estrategia de control predictivo para un cicloconvertidor multipulso. Finalmente, se presentan una serie de simulaciones y resultados experimentales que contrastan las técnicas de control clásicas versus la técnica predictiva propuesta.

## 2. CICLOCONVERSORES DE ALTA POTENCIA EN LA ACTUALIDAD. PROBLEMAS Y RETOS PRESENTES, TRABAJOS PREVIOS REALIZADOS.

Los accionamientos de alta potencia pueden ser clasificados en diferentes categorías, que se muestran en la Figura 2.1. Accionamientos directos, representados por Cicloconvertidores, son actualmente la solución más efectiva considerando la característica costo-eficiencia [11-20]. Es por esto, que hoy en día cicloconvertidores multipulso son la opción más recurrente para aplicaciones asociadas a la minería, especialmente el proceso de molienda. Los convertidores indirectos, se caracterizan principalmente por la utilización de una etapa de DC-link de voltaje (voltage source) o de corriente (current source). Siendo la topología más utilizada en aplicaciones de alta potencia, la Neutral Point Clamped, denominada de igual forma High Power NPC.

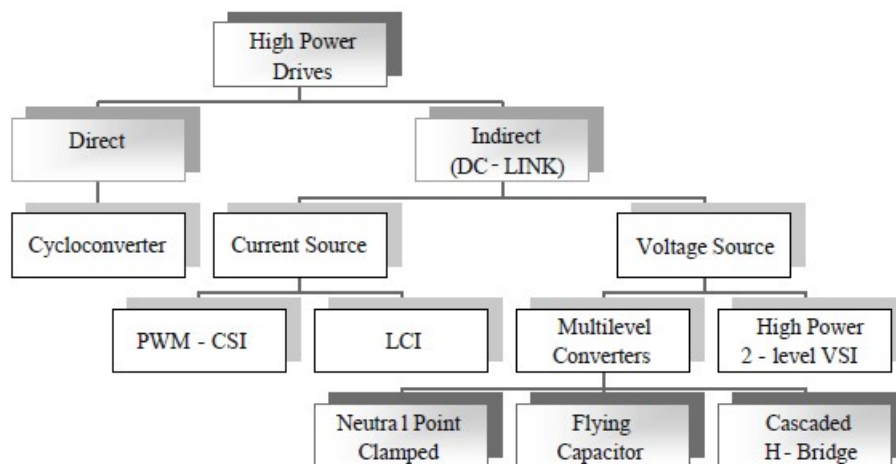


Fig. 2.1: Convertidores de alta potencia.

Los Cicloconvertidores (CCV) están compuestos estructuralmente por la conexión en antiparalelo de dos puentes de tiristores, sin la necesidad de ningún DC-link, ya sea de voltaje o de corriente. La típica configuración para este tipo de drives es la que considera el cicloconvertor como alimentación de una máquina sincrónica con un devanado único en el estator, ver Figura 3.5. De igual forma, motores con dos estatores independientes también son utilizados en accionamientos con CCVs. La Figura 2.2 muestra el interior de un cicloconvertor industrial trifásico de alta potencia<sup>1</sup>.



*Fig. 2.2: Cicloconvertor multipulsos.*

Dentro de las ventajas principales de los cicloconvertidores respecto a otros tipos de accionamientos, de encuentran:

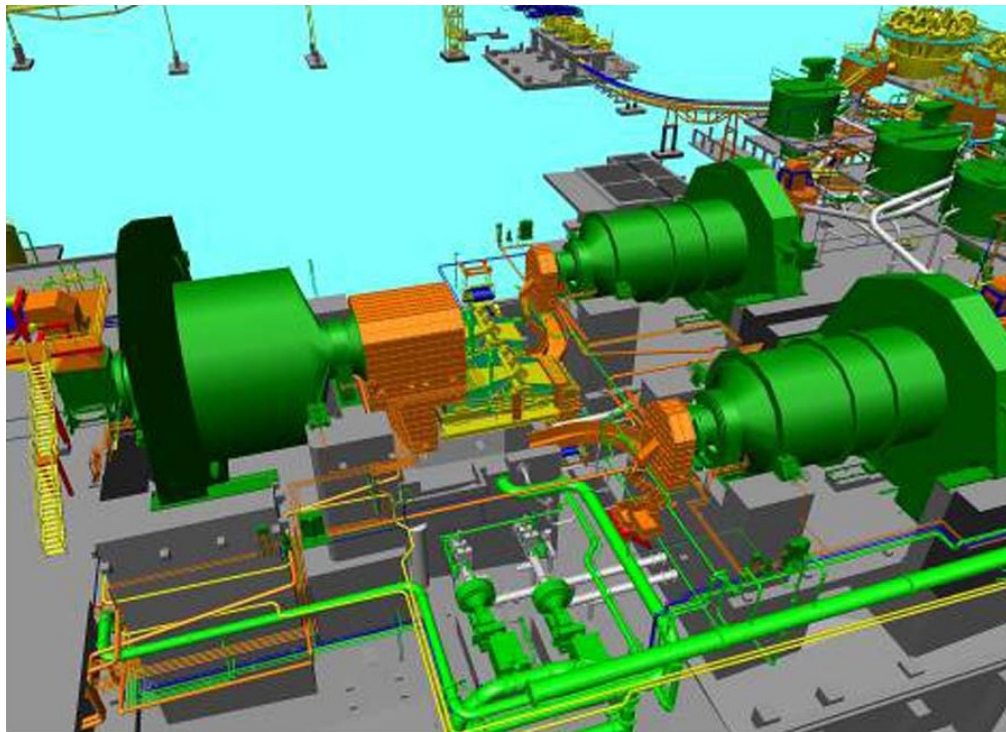
- Bajas pérdidas energéticas por conmutación y conducción con una buena eficiencia.
- La capacidad bidireccional natural que posee el CCV respecto al flujo de energía.
- Know-how y experiencia al tratarse de una tecnología ya madura.

<sup>1</sup> Cicloconvertor multipulso modelo Siemens Sinamics SL150.  
<http://www.industry.siemens.com/drives/global/en/converter/mv-drives/sinamics-sl150/pages/sinamics-sl150.aspx>



## *2.1. El cicloconvertor en la industria minera, aplicaciones gearless en molienda.*

Actualmente el proceso minero tradicional, en términos operacionales, está compuesto principalmente por las etapas de explotación, chancado, molienda, flotación y recuperación de agua industrial. En términos eléctricos, la etapa que está asociada a un consumo energético mayor es principalmente la de reducción de tamaño de partículas o molienda, destacando la utilización de una serie de molinos, tales como: molinos de bolas, autógenos y semi-autógenos (molinos SAG) [6-10]. El esquema operacional utilizado en diferentes mineras de alta productividad en Chile, para el ciclo de molienda, es el que se muestra en la Figura 2.3. En ella podemos observar la presencia de 3 molinos, un molino SAG y dos molinos de bolas. En donde el material a procesar ingresa al molino SAG, el cual a su vez, alimenta a dos molinos de bolas de menor capacidad, los cuales realizan una operación en paralelo.



*Fig. 2.3: Configuración Circuito de Molienda SAG (Molino SAG+Molino de Bolas).*

En la actualidad, cicloconvertidores de hasta 28MW son utilizados en el segmento de molinos SAG. Para este tipo de aplicaciones, cicloconvertidores multipulso son utilizados como accionamiento, alimentando motores sincrónicos de alta potencia, los cuales funcionan a una velocidad baja de giro (menor a 10 rpm). La Figura 2.4, muestra un típico accionamiento gearless o sin engranajes, para un molino de bolas de alta potencia.

El disponer de un drive con una frecuencia variable (cicloconvertidor), permite prescindir de todos los componentes mecánicos de un accionamiento convencional, tales como corona, piñones, cajas reductoras, rodamientos de motor, entre otros. Lo anterior se logra utilizando una máquina eléctrica tipo wrap around o motor de anillo, la cual permite que la estructura del molino esté fija al rotor de la máquina eléctrica, al instalar los polos del rotor en la brida de la carcasa del molino (configuración GMD o gearless mill drive).

Son numerosas las ventajas que presenta un accionamiento gearless, principalmente asociadas a la ausencia de partes en movimiento, condición que genera ventajas tales como:

- La ausencia de piñón, corona y acoplamientos. Genera una disminución en tiempos de mantención, asociada al quiebre o desgaste de partes mecánicas antes mencionadas.
- El poseer un accionamiento de frecuencia variable, permite prescindir de algún tipo de accionamiento adicional para operaciones de inspección o posicionamiento.
- Menores costos asociados a gasto y manipulación de residuos asociados a lubricación de sistemas mecánicos.
- Menor consumo eléctrico asociado a la ausencia de una caja reductora.
- Menor espacio y área de instalación.

- Mejor característica de arranque, con capacidad típica de arrancar con un 135
- Mejor adaptación al proceso de molienda ya que puede regular la velocidad para un mejor control del movimiento de la carga al interior del molino.

### **Gearless Mill Drive (GMD)**



*Fig. 2.4: Molino Gearless.*

## ***2.2. Retos actuales asociados a robustez, confiabilidad y eficiencia energética para cicloconvertidores multipulso.***

La utilización de drives gearless (GMD) asociados a cicloconvertidores multipulsos, se ha transformado en un estándar para aplicaciones de alta potencia, debido a las ventajas que ofrece en comparación a accionamientos tradicionales (ver sección anterior). Sin embargo, cabe destacar las dificultades y retos, que se hacen presentes en la

utilización de cicloconvertidores para este tipo de aplicaciones [58-70].

Con el aumento en potencia de los equipos instalados en la actualidad, cercanos a 30 MW, han aparecido nuevas dificultades que antes eran imperceptibles por el bajo rango de potencias manejadas. Hoy en día no resulta extraño, la existencia de 2 o más convertidores de potencia de al menos 10 MW cada uno, conectados al mismo secundario de un transformador principal. Este tipo de escenarios, plantean nuevas dificultades, las cuales deben ser contrarrestadas con soluciones a nivel de:

- Nuevas técnicas de control para accionamientos.
- Nuevos métodos de detección de fallas para convertidores.
- Estudios asociados a sistemas de filtros y protecciones.
- Estudios relacionados a interacción entre equipos conectados, smart grids, etc.

En esta sección se plantea los retos y dificultades que están asociados a cicloconvertidores de alta potencia, basado no solo en aspectos teóricos, sino también en situaciones reales que suceden actualmente en la industria. Enfocado, no solo en aspectos propios de una operación normal del accionamiento, sino también en circunstancias anormales de operación.

#### *2.2.1. Dificultades asociadas a una operación normal en el accionamiento.*

Los cicloconvertidores, como se explicó anteriormente, forman parte de los convertidores AC-AC con una conversión directa o de una etapa, debido a que ellos, no poseen ningún sistema de almacenamiento de energía como un DC-link (ya sea baterías o un capacitor DC). Es por esto, que la relación entre voltajes y corrientes en los terminales de entrada y salida es directa. Cabe destacar que la frecuencia de salida está limitada por la distorsión de armónicas presentes en los voltajes y corrientes de salida, y que el valor máximo no puede exceder 1/3 de la frecuencia de entrada (para Chile, la frecuencia máxima de salida que posee un CCV es de 16.7 Hz). Otra característica no deseada para este tipo de convertidores es que, a pesar de disponer de un factor de

Tab. 2.1: Armónicos característicos de un cicloconvertor 12 pulsos.

| Num. de Armónico | Frecuencia asociada (entrada 50 Hz) |
|------------------|-------------------------------------|
| 11vo             | 550 Hz                              |
| 13vo             | 650 Hz                              |
| 23vo             | 1150 Hz                             |
| 25vo             | 1250 Hz                             |
| 35vo             | 1.7 kHz                             |

potencia unitario en la carga, el factor de potencia en la entrada variará entre 0.7-0.8, en torno a su velocidad nominal de operación [71-80].

A pesar de los límites presentes en un cicloconvertor, asociados a la frecuencia en la salida y contaminación de armónicos en la entrada. Cicloconvertidores multipulsos son aún la opción más utilizada para accionamientos de alta potencia, en aplicaciones relacionadas a máquinas sincrónicas de baja velocidad de giro.

La contaminación de armónicos presentes en aplicaciones con cicloconvertidores, pueden clasificarse como características y no características, las cuales están definidas por las siguientes ecuaciones:

$$h_c = k \cdot p \pm 1 \quad (2.1)$$

Con:

- $h_c$  : Armónicas características.
- $k$  : 1,2,3,...
- $p$  : Número de pulsos asociados al CCV.

Se puede establecer las armónicas características inyectadas por un cicloconvertor de 12 pulsos, con una frecuencia de entrada de 50 Hz, mediante las ecuaciones anteriores se establece la siguiente tabla:

Observando la tabla 2.1 nos podemos dar cuenta la necesidad real que existe de dis-

poner de algún sistema de filtraje de armónicos, que sea capaz de compensar todas las cargas presentes en la red eléctrica principal



*Fig. 2.5: Instalación con Filtro de armónicos.*

La Figura 2.5 muestra una instalación real de filtros de armónicos para una planta de molienda asociada al diagrama eléctrico de la Figura 2.6. En él podemos distinguir la presencia de 2 molinos de bolas de 7.83 MW y un molino SAG de 13.05 MW. Como es de esperar, la instalación de este tipo de sistema de filtraje se vuelve imperante para este tipo de aplicaciones, de modo de reducir todos los problemas asociados a una contaminación de armónicos, como son:

- Flickers.
- Vibraciones en motores de inducción de menor carga.
- Baja calidad en el suministro.
- Pago de multas, asociado a sobrepasar norma legal de armónicos máximos.
- Circuitos resonantes, etc.

Por todo lo señalado anteriormente, se logra establecer la relevancia de una mejora continua para nuevos sistemas de filtraje. Mejorando la performance de filtros acti-

vos e interacción entre sistemas ya instalados y nuevas cargas en el sistema. De igual forma se establece la relevancia de desarrollar mejoras en las técnicas de control de los accionamientos, de manera de disminuir todas las repercusiones que tiene la utilización de este tipo de convertidores, incluso funcionando en una operación normal [81-90].

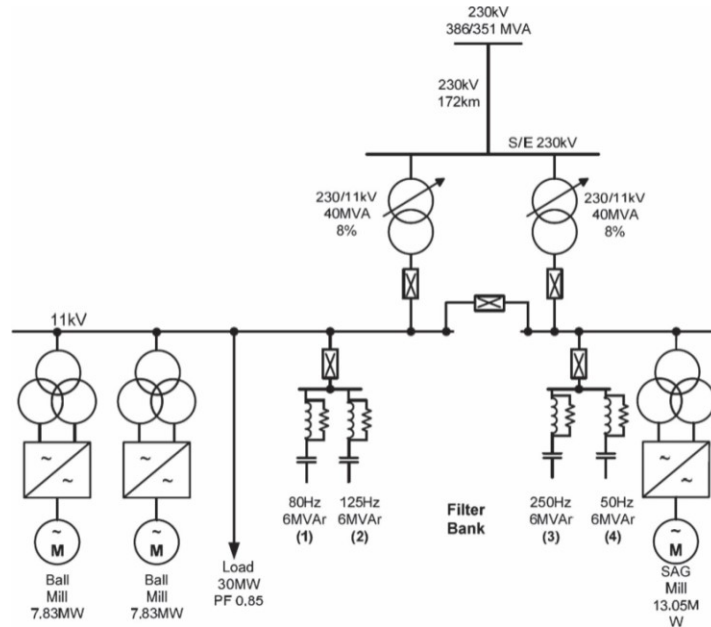


Fig. 2.6: Diagrama eléctrico planta molidora.

### 2.2.2. Fallas típicas en cicloconvertidores.

En general, un cicloconvertidor incurre en dos tipos de falla bastante presentes en la industria. La primera asociada a una pérdida de bloqueo en algún tiristor del convertidor, y la segunda, asociada directamente a algún error en el circuito de disparo de alguno de los semiconductores presentes. En esta sección se discuten ambas operaciones anormales y se plantea como nuevas técnicas de control para CCVs deben compensar de alguna forma estas situaciones no deseadas.

#### **Pérdida de capacidad de bloqueo en algún tiristor.**

En términos generales, cuando un tiristor no es capaz de pasar de un estado de baja



impedancia a uno de alta impedancia, se habla de que se trata de una pérdida en la capacidad de bloqueo en el semiconductor. En definitiva el semiconductor en cuestión es incapaz de abandonar el estado encendido u ON (baja impedancia), para pasar al estado apagado u OFF (alta impedancia).

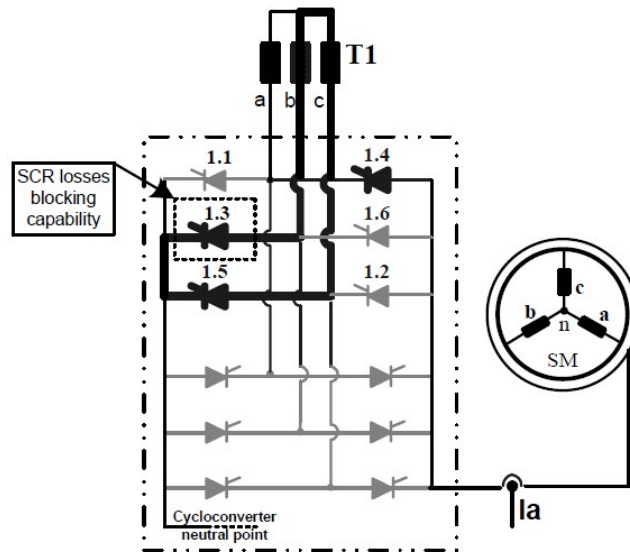


Fig. 2.7: Falla: Pérdida capacidad de bloqueo tiristor.

En la Figura 2.7 se puede observar el diagrama eléctrico de la fase A, de un cicloconvertidor de 6 pulsos, sin corriente circulante. Para este caso, se especifica que el tiristor 1.3 pierde su capacidad de bloqueo, generando un cortocircuito entre el tiristor 1.5 y el secundario del transformador de alimentación. De forma lógica, se puede establecer que este cortocircuito es totalmente indeseable, generando una sobrecorriente en la entrada del cicloconvertidor (secundario del transformador de alimentación) y además, alterando las formas de onda en el estator de la máquina síncrona, ver Figura 2.8.

Se puede establecer, que este tipo de fallas es totalmente indeseable por distintas razones, que se presentan a continuación:

- Un cortocircuito presente en el secundario de alimentación, puede activar las protecciones asociadas al transformador principal, dejando totalmente inopera-



tivo el cicloconvertor. Desencadenando una inoperancia en el molino en cuestión asociada a la máquina sincrónica, deteniendo el proceso productivo.

- Dificultad en el diagnóstico y reparación. Un cicloconvertor de 12 pulsos, posee 72 tiristores, que representa un número no menor de semiconductores. Sin un método de identificación de fallas, se hace sumamente difícil la reparación del CCV, la cual estará directamente relacionada a una pérdida de producción debido a estos tiempos muertos.
- Cortocircuitos en el cicloconvertor pueden generar cortocircuitos en el motor, provocando fuertes torques y fuerzas oscilatorias que dañan eléctrica y mecánicamente al estator y rotor del motor sincrónico.

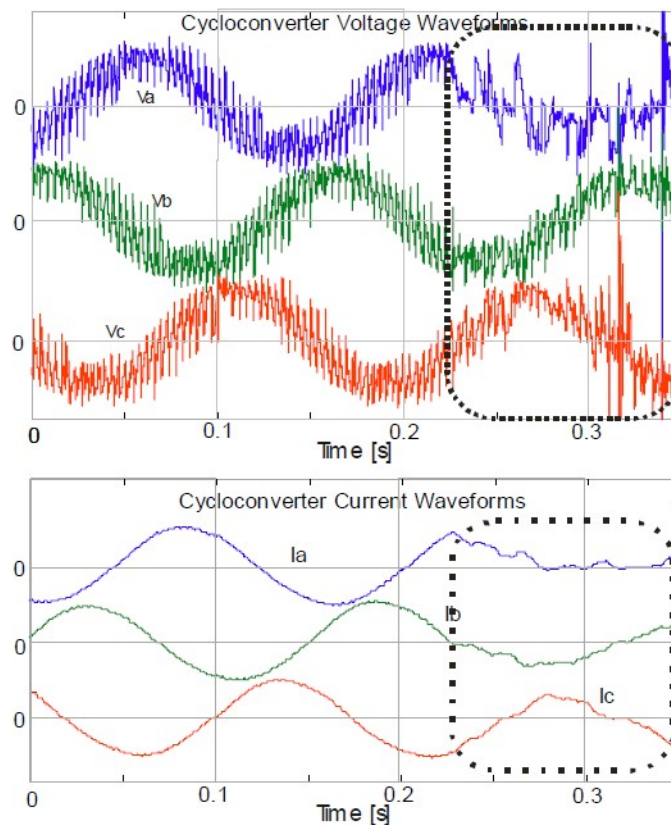


Fig. 2.8: Voltaje (arriba) y corriente (abajo) estator, falla pérdida de capacidad de bloqueo [61].

### Fallas en los circuitos de disparo.

Cada uno de los semiconductores de un cicloconvertor, posee un circuito de disparo asociado, el cual entrega la corriente necesaria por el gate, de modo de permitir que el tiristor pase de un estado de alta impedancia (estado apagado u OFF) a uno de baja impedancia (estado encendido u ON). Por distintos motivos, es probable que este tipo de circuitos falle, incapacitando a alguno de los semiconductores a que, finalmente, pueda conducir la corriente de carga asociada a la fase en cuestión.

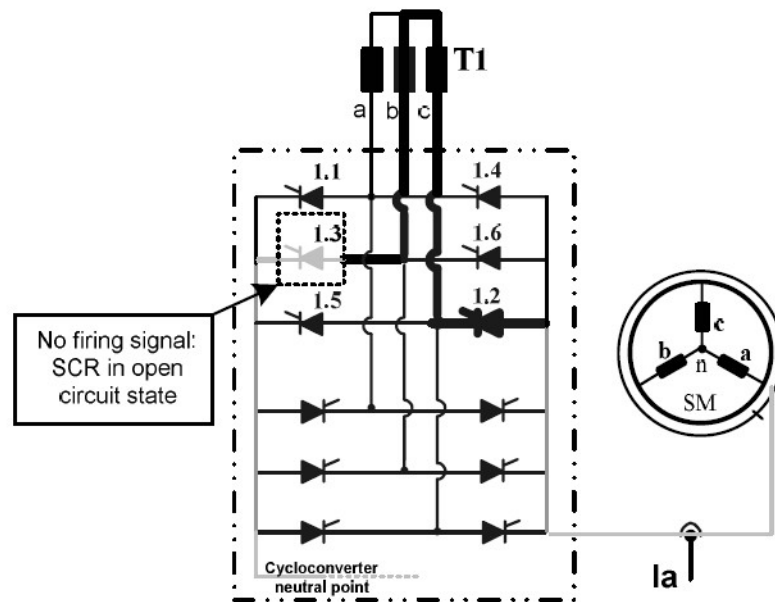


Fig. 2.9: Falla de disparo en un SCR.

La Figura 2.9 muestra lo que sucede cuando un tiristor (en este caso el 1.3) es incapaz de conducir corriente de carga. Si bien para este caso, no se genera ningún cortocircuito en el secundario del transformador principal T1, sí genera una alteración en el voltaje y corriente presente en el estator de la máquina, ver figura 2.10.

Se puede establecer, que este tipo de fallas es totalmente indeseable por distintas razones, que se presentan a continuación:

- Este tipo de fallas, al no generar ningún tipo de sobrecorriente en el accionamiento, son difíciles de detectar por su característica “silenciosa”, al no disparar

ningún tipo de protecciones por sobrecorriente.

- Un cicloconvertor, puede funcionar por largos periodos de tiempo con esta falla. Lo que a largo plazo puede resultar en daños no menores a la estructura interna del molino. Cabe recordar que en general en aplicaciones gearless, el rotor está montado en la carcasa del molino. Por lo que corrientes anómalas en el estator, generarán oscilaciones mecánicas en el rotor, aumentando las posibilidades de rupturas de partes mecánicas debido a oscilaciones indeseadas [29].

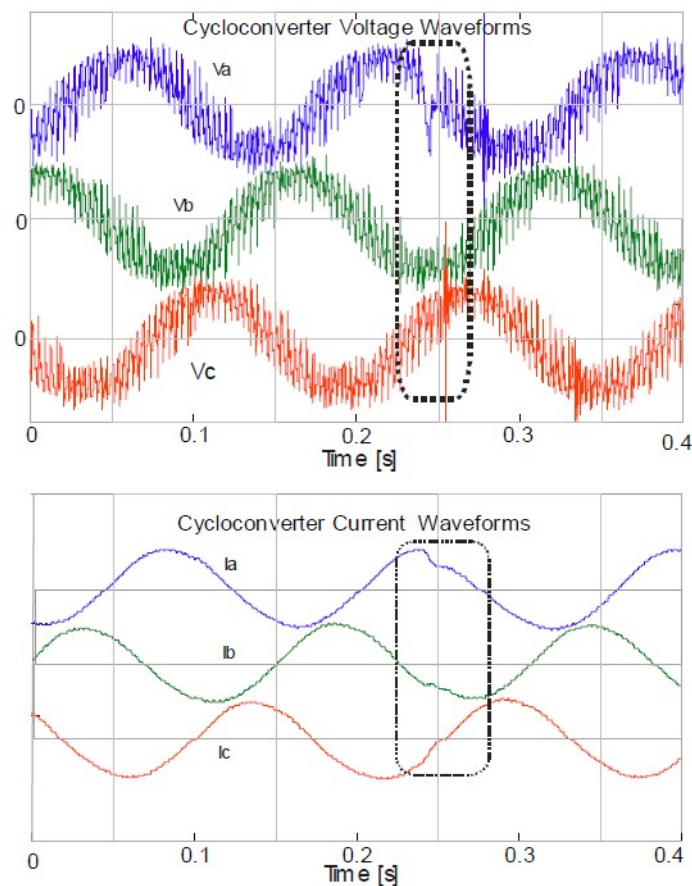


Fig. 2.10: Voltaje (arriba) y corriente (abajo) estator, falla circuito de disparo [61].

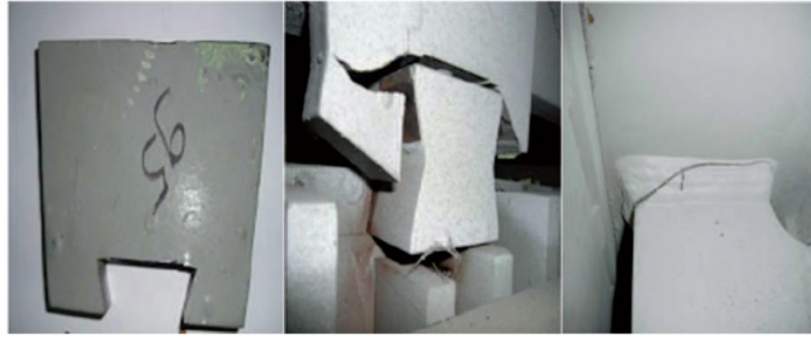
Es por todo lo anterior, que se hace imprescindible continuar con el estudio de este tipo de accionamientos, desarrollando nuevas técnicas de control y algoritmos de detección de fallas. Estudios que finalmente permitan realizar mejoras tales como:

- Nuevas técnicas de control, como control predictivo, permitirán disminuir problemas eléctricos asociados a contaminación de armónicos.
- Sistemas de control que integren un sistema de detección de fallas, permitirán tomar decisiones más rápidas y adecuadas, para situaciones de contingencia o anormales.
- Técnicas de control predictivo, permitirán disminuir número de conmutaciones, reduciendo posibilidades de falla.

### 2.2.3. *Fallas asociadas a molinos de alta potencia gearless (GMD).*

En la actualidad, existe una problemática relacionada directamente a accionamientos gearless de alta potencia utilizados en molienda semi-autogena. Se ha observado la presencia de fallas mecánicas asociadas a ruptura por estrés de partes mecánicas, ver Fig. 2.11. Estas partes mecánicas están relacionadas a la estructura de soporte del estator, las cuales fijan el núcleo magnético a la estructura externa del estator. El estrés presente en estas partes mecánicas no ha sido explicado en su totalidad por parte de los fabricantes. Existen una serie de posibilidades que podrían ocasionar este tipo de dificultades, las cuales deben ser estudiadas y compensadas mediante mejoras en el diseño mecánico y eléctrico de este tipo de accionamientos. Dentro de las posibles razones asociadas a este tipo de dificultades se encuentran:

- Asimetrías en las corrientes de estator. Debidas a errores en el control interno de corriente o diferencias estructurales en las fases de los distintos devanados.
- Torques oscilatorios causados por armónicos en las corrientes de estator y torques de secuencia negativa, debidos a los voltajes de salida asimétricos del cicloconvertor.
- Diferencias estructurales en la separación (air gap) entre estator y rotor.



*Fig. 2.11: Falla de Molinos SAG con daño Mecánico en piezas estructurales [29].*

### *2.3. Aportes realizados hasta la fecha.*

A continuación, se presenta un breve resumen de los trabajos realizados por el autor dentro del grupo de investigación, relacionados a los problemas en accionamientos de alta potencia (GMD).

#### **A novel non-invasive Failure-Detection System for High-Power Based on SCRs.**

Autores: Víctor Guerrero, Jorge Pontt, Juan Dixon, Jaime Rebolledo.

Descripción: Trabajo en el cual se desarrolló un sistema no invasivo, el cual mediante la medición de solo corrientes entrada y salida, podía predecir el estado de conducción de cada uno de los 72 SCR's en cualquier momento.

#### **Design of a 12-Pulse Cycloconverter with Fault-Tolerance Capability.**

Autores: Víctor Guerrero, Jorge Pontt.

Descripción: Trabajo asociado a reconfiguración en el circuito propuesto para un CCV de 12 pulsos, de modo de utilizar la información de un sistema de detección de fallas (trabajo anterior) y habilitar o deshabilitar puentes de modo de mantener la operación a pesar de encontrarse en falla.

#### **Oscillatory torque caused by dead time in the current control of high power gear-less mills.**

Autores: Víctor Guerrero, Jorge Pontt.

Descripción: Estudio asociado al impacto que causa el tiempo muerto necesario en configuración sin corriente circulante. El cual demuestra que a medida que aumenta este tiempo, los armónicos presentes en la salida del CCV aumentan.

**Failure analysis for the drive of a permanent- magnet synchronous machine working in field weakening operation.**

Autores: Víctor Guerrero, Jorge Pontt.

Descripción: Se realizó un estudio en el impacto que representa una operación en debilitamiento de campo, cuando una máquina de imanes permanentes se encuentra operando a gran velocidad. De igual forma se propone una reconfiguración que permite de alguna u otra forma minimizar el daño asociado a una falla ocurrida.

## *2.4. Estado del arte asociado a patentes de invención*

Uno de los objetivos obtenidos de este trabajo de tesis fue patentar el método de control predictivo propuesto. Por lo que se hace relevante entregar una reseña asociada al estado del arte relacionado a las patentes actuales existentes y vigentes.

Como es de esperar existen una serie de patentes de investigación asociadas a la topología de distintos convertidores eléctricos y sus métodos o técnicas de control. Considerando que este trabajo de tesis tiene como temas principales, cicloconvertidores multipulso y estrategia de control predictivo asociada a accionamientos naturalmente conmutados. Se entregará un resumen de las patentes actuales más cercanas a los temas centrales propuestos en este documento. Cabe destacar que, una vez realizada la búsqueda, se concluye que ningún documento en el estado de la técnica describe o enseña considerar el cicloconvertidor como una máquina de estados finitos y así posibilitar la implementación de un método de control predictivo para el lazo interno de corriente del estator de la máquina sincrónica.

**US Patents relacionadas a accionamientos directos y control predictivo.**

Título: POWER-CONVERSION CONTROL SYSTEM INCLUDING SLIDING MODE CONTROLLER AND CYCLOCONVERTER.

Patente No: 8.199.545 B2.

Cesionario: Hamilton Soundstrand Corporation, US.

Fecha: 12 de junio 2012.

Título: PWM CYCLOCONVERTER AND CONTROL METHOD FOR PWM CYCLOCONVERTER.

Patente No: 7.577.009 B2.

Cesionario: Kabushiki Kaisha Yaskawa Denki, JP.

Fecha: 18 de agosto 2009.

Título: DIGITAL GATE PULSE GENERATOR FOR CYCLOCONVERTER CONTROL.

Patente No: 4.819.148.

Cesionario: The United States of America as representated by the United States Department of Energy, US.

Fecha: 4 de abril 1989.

Título: CONTROL UNIT FOR NON-CIRCULATING CURRENT TYPE CYCLOCONVERTER.

Patente No: 4.792.741.

Cesionario: Mitsubishi Denki Kabushiki Kaisha, JP.

Fecha: 20 de diciembre 1988.

Título: CONTROL METHOD FOR CYCLOCONVERTER AND CONTROL APPARATUS THEREFOR.

Patente No: 4.670.826.

Cesionario: Kabushiki Kaisha Toshiba, JP.

Fecha: 2 de junio 1987.

Título: CYCLOCONVERTER APPARATUS WITH CONTROLLABLE END STOP FIRING PULSE CONTROL MEANS.

Patente No: 4.390.938.

Cesionario: Westinghouse Electric Corp., PA.

Fecha: 28 de junio 1983.

Título: CONTROL UNIT FOR THYRISTORS OF A CYCLOCONVERTER. Patente No: 4.050.007.

Cesionario: Siemens, Alemania.

Fecha: 20 de septiembre 1977.



### 3. DESCRIPCIÓN CICLOCONVERSOR MULTIPULSO COMO ACCIONAMIENTO PARA MÁQUINAS SINCRÓNICAS GEARLESS.

En este capítulo se realizará una descripción exhaustiva relacionada al funcionamiento del cicloconversor multipulso. En particular, este apartado se centrará en el accionamiento gearless de una máquina síncrona de alta potencia, alimentada por un CCV (cicloconversor) de 12 pulsos sin corriente circulante. De igual forma se tocarán temas subyacentes como el funcionamiento de un tiristor, configuraciones típicas, sistemas de control clásicos, entre otros.

#### *3.1. El cicloconversor*

El cicloconversor es un arreglo de tiristores, que en su conjunto conforman un convertidor estático de potencia AC/AC. Su función principal es la de transformar una señal de voltaje de amplitud y frecuencia fija, en un voltaje de salida de amplitud y frecuencia variable. Una característica distintiva que posee el cicloconversor, respecto a otros convertidores estáticos, es la capacidad de realizar esta conversión de voltaje mediante una sola etapa de potencia, la cual prescinde de la etapa rectificadora compuesta por algún tipo de DC-link.

En general existen dos aplicaciones fundamentales para este tipo de convertidores. La primera está asociada a los temas tratados en capítulos anteriores, en donde los cicloconvertidores son utilizados como accionamientos para aplicaciones de alta potencia, ejemplo máquinas rotatorias de gran consumo energético, molinos SAG, molinos de

bolas, accionamiento de barcos, correas transportadoras, centrales de bombeo, entre otras. La segunda aplicación relevante del cicloconvertor, está asociada a la utilización de este como fuente de voltaje confiable. En donde se tiene como entrada (del CCV) una forma de onda de amplitud y frecuencia variable, y se dispone en la salida una fuente de voltaje de amplitud y frecuencia fija, la cual en definitiva se utiliza como fuente de voltaje altamente regulada y confiable, para cargas que eventualmente podrían ser claves en un sistema eléctrico.

### *3.1.1. El SCR*

De modo de entender de forma clara el funcionamiento del cicloconvertor, se vuelve imperante realizar, al menos, una breve reseña asociada al tiristor o SCR.

Cabe señalar que el silicon-controlled rectifier o SCR, es el más utilizado e importante miembro de la familia de los tiristores<sup>1</sup>. El SCR es un switch de estado sólido, utilizado en una gran variedad de drives de alta potencia, debido a una serie de ventajas prácticas que posee. Entre ellas destaca: su densidad de energía (a pesar de no poseer tanto volumen disponen de un amplio rango de potencia) y la robustez física que posee, la cual le permite resistir vibraciones mecánicas y/o golpes, lo que en definitiva resulta en una excelente performance a nivel industrial.

Es necesario destacar que los tiristores son utilizados en un amplio rango de voltajes y corrientes, 50-2500[V] y 5-1000[A]. Lo que permite su utilización en accionamientos eléctricos que van desde los cientos de Watts hasta incluso MegaWatts como potencia nominal del drive.

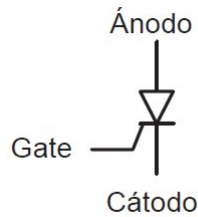
#### *Característica estática ánodo-cátodo.*

El SCR es un switch de 4 capas p-n-p-n. Tiene tres terminales externos, denominados ánodo, cátodo y gate. El ánodo y cátodo son las vías principales de corriente, mientras

---

<sup>1</sup> Durante el transcurso de este documento SCR y tiristor se utilizarán como sinónimos.

que por el gate solo circula una corriente baja de control, la cual en definitiva establece el estado de conducción del SCR.



*Fig. 3.1: El SCR.*

La figura 3.1 muestra la simbología asignada al SCR, destacando los tres terminales descritos anteriormente.

La figura 3.2 muestra la curva característica del SCR parametrizada según la corriente por el gate. En la dirección inversa, el SCR presenta una capacidad de bloqueo similar a la de un diodo. Ya que, con un voltaje negativo menor al voltaje inverso de ruptura, por el SCR sólo circula una pequeña corriente denominada “corriente de fuga inversa”. Para voltajes negativos, mayores en magnitud que el voltaje inverso de ruptura, la corriente entre ánodo y cátodo aumenta drásticamente. Es por esto que el voltaje inverso de ruptura se dimensiona mayor que la máxima cantidad de voltaje aplicado al SCR, considerando un margen de resguardo. En general se puede considerar que el SCR representa una gran impedancia en la dirección inversa y es capaz de bloquear cualquier voltaje, dentro de un valor máximo, que el circuito le aplique.

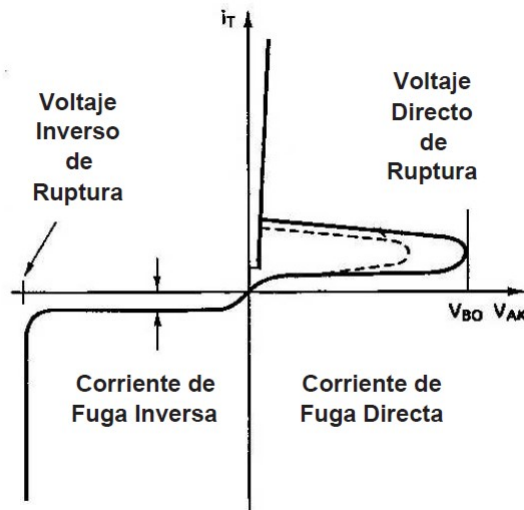


Fig. 3.2: Curva voltaje corriente SCR.

Con la polarización directa ánodo-cátodo, la relación voltaje corriente depende de la corriente circulante por el gate. Si se considera que por el gate no circula ninguna corriente,  $I_G = 0$ , para cualquier voltaje positivo menor al voltaje directo de ruptura, se hará presente entre ánodo y cátodo una pequeña corriente denominada “corriente de fuga directa”. Si por el contrario se le aplicara un voltaje mayor al denominado de ruptura directa, el SCR pasa a una condición de baja impedancia, y la corriente entre ánodo y cátodo queda supeditada a las condiciones del circuito. El aumento de la corriente por el gate, representa la disminución en el voltaje directo de conducción. Generalmente la corriente en el gate se aplica de tal forma, que para cualquier voltaje positivo aplicado entre ánodo y cátodo el SCR entre en conducción con una impedancia muy baja.

#### *Característica en la dinámica de switcheo.*

La característica estática del SCR, presentada en la sección anterior, no entrega información relevante al proceso de conmutación de este. Esta dinámica de conmutación, tiempo en el cual el tiristor pasa de un estado de bloqueo a conducción o viceversa, representa una pieza fundamental en la característica de robustez y confiabilidad del

SCR. Es en el proceso de conmutación en donde el tiristor presenta la mayor cantidad de problemas, que serán expuestos en capítulos posteriores. Por todo lo anterior es necesario describir el proceso de encendido y apagado de un SCR.

### **Encendido**

El encendido de un SCR se realiza cuando dos condiciones se hacen presentes: Primero, el voltaje entre ánodo y cátodo debe ser el adecuado (generalmente mayor a cero dependiendo de la corriente en el gate), y, en segundo lugar, que la corriente por el gate permita un voltaje de ruptura muy cercano a cero. A pesar de esto, los cambios no son instantáneos, tienen cierto transiente entre el estado apagado y encendido, que se pueden observar en la figura 3.3 <sup>2</sup>. En esta figura se puede observar claramente la dinámica que existe entre el apagado y el encendido del tiristor. El tiempo total de encendido se subdivide en tres periodos distintos:

- Delay time  $t_d$ : Tiempo que tarda la corriente por el ánodo en alcanzar el 10 % del valor final.
- Rise time  $t_r$ : Tiempo que tarda la corriente por el ánodo en pasar desde el 10 % al 90 % de su valor final.
- Spread time  $t_p$ : Tiempo que tarda la corriente por el ánodo en pasar desde el 90 % al 100 % de su valor final.

Cabe señalar que es durante el Rise time que se generan la mayor cantidad de pérdidas energéticas asociadas al proceso de conmutación.

---

<sup>2</sup> Gráfico extraído desde Thyristor Phase-Controlled Converters and Cycloconverters: Operation, Control and Performance, Brian R. Pelly.

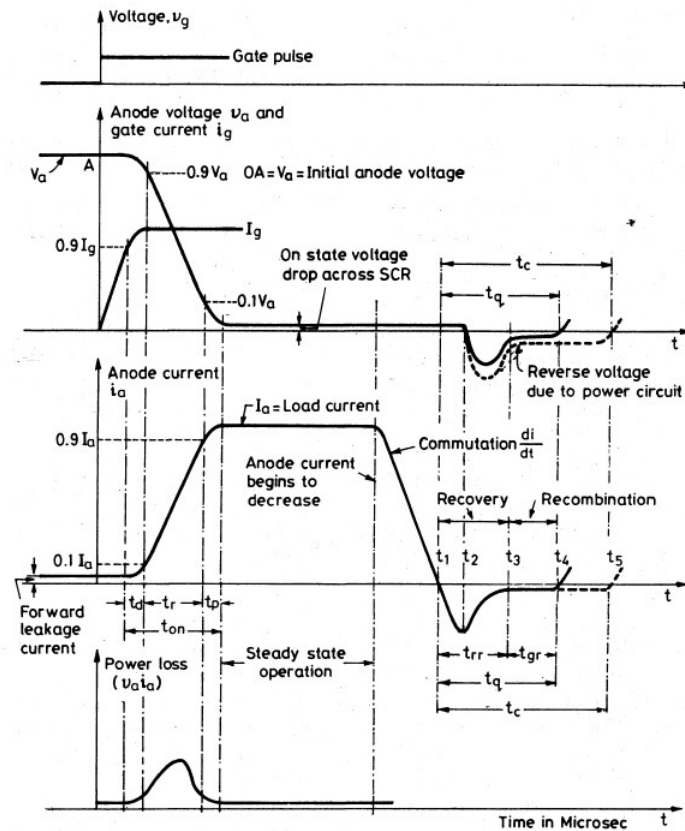


Fig. 3.3: Transiente de conmutación.

## Apagado

El SCR no puede bloquear voltajes entre ánodo y cátodo inmediatamente después de que la corriente por el ánodo se haya reducido a cero. Es por esto, que es necesario aplicar un voltaje inverso en el ánodo por un período finito de tiempo, antes de que se comience a bloquear voltajes entre ánodo y cátodo.

El tiempo total de apagado, esta subdividido en dos regiones:

- Reverse recovery time  $t_{rr}$ : tiempo el cual la corriente por el ánodo fluye de manera inversa, mientras el SCR se mantiene en una condición de baja impedancia.
- Gate recovery time  $t_{gr}$ : Tiempo el cual la corriente por el ánodo es muy baja y

se aplica un voltaje negativo entre ánodo y cátodo, para luego comenzar la etapa OFF de conducción.

### 3.1.2. Rectificador de 6 pulsos.

El arreglo eléctrico más típico para los SCR, está relacionado al puente de tiristores de 6 pulsos observado en la Figura 3.4. En él, se puede observar la presencia de 6 SCRs dispuestos en tres “piernas”, una por fase. La idea central de este arreglo es generar 6 conmutaciones por ciclo de alimentación. Por ejemplo, si se dispone una fuente trifásica de 50 [Hz] con un periodo de 0.02 [s], los 6 SCRs deberán conmutar durante este período, generando una forma de onda muy similar a la asociada al típico puente de diodos.

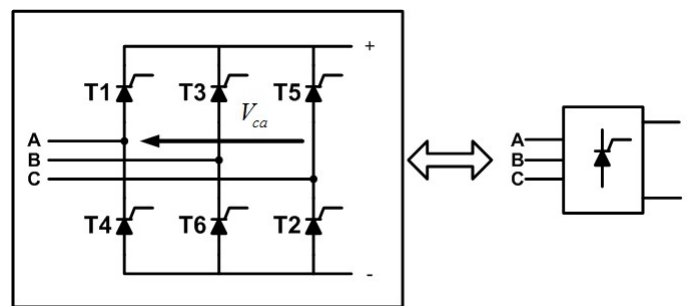


Fig. 3.4: Puente de tiristores.

La conexión en serie de dos puentes trifásicos, con alimentación trifásica con desfase de  $30^\circ$ , por ejemplo, proveniente de secundarios de transformadores con conexión Estrella y Delta, generará un aumento en los pulsos asociados al sistema. Por ejemplo, si se disponen dos puentes de 6 pulsos conectados en serie alimentando una carga, en la salida se tendrá un comportamiento de 12 pulsos. Lo que en definitiva da lugar a nuevas topologías que establecen el funcionamiento de un cicloconvertor multipulso.

### 3.1.3. Cicloconvertor de 12 pulsos.

La figura 3.5 muestra el diagrama de conexiones de un cicloconvertor de 12 pulsos, conectado como fuente de voltaje para una carga trifásica. Como se puede observar se

dispone de 3 transformadores en la conexión D-Y-D o Y-D-Y (lo relevante es poseer en los secundarios un desfase de 30 grados entre sí) uno para cada fase. De igual forma se tienen dos parejas de puentes de tiristores en antiparalelo por fase, debido a dos motivos:

- Al conectar dos puentes de 6 pulsos en serie, se obtendrá en definitiva el comportamiento de 12 pulsos en la salida.
- Es necesario conectar 2 puentes extra en antiparalelo, para que en el ciclo negativo de la corriente de carga, sea la pareja de puentes conectada en el otro sentido la que permita la circulación de corrientes (el SCR solo permite circulación de corriente de ánodo a cátodo).

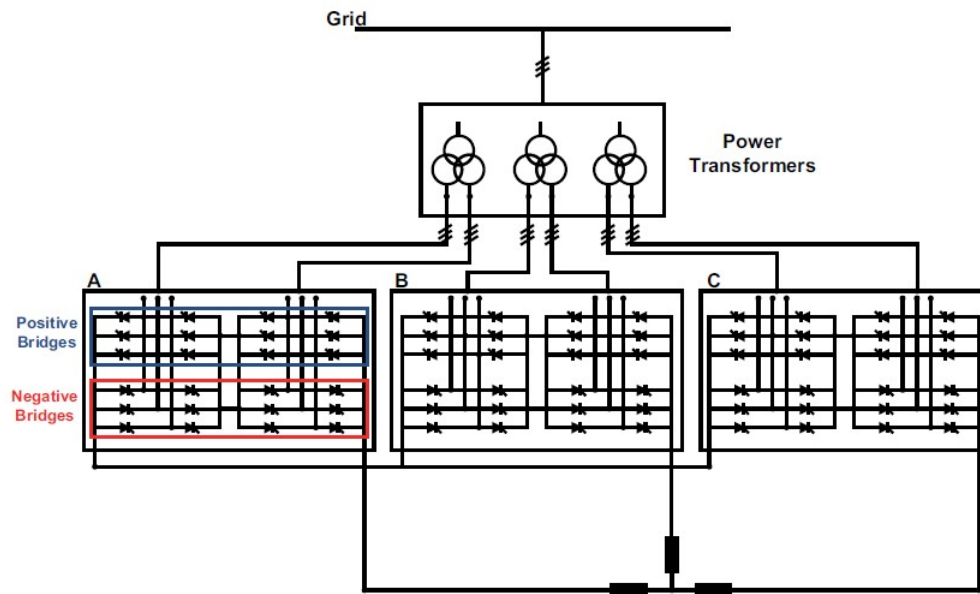


Fig. 3.5: Cicloconvertor 12 pulsos alimentando el devanado estatórico de un motor.

#### *Configuración sin corriente circulante.*

Como es sabido, un SCR sólo puede conducir corriente eléctrica entre ánodo y cátodo, por lo que se debe tener el resguardo de cómo se realizará la conductividad del CCV durante el ciclo negativo de la corriente de carga.



Una de las configuraciones más típicas es la denominada “sin corriente circulante” o “circulating current-free”. En esta topología, vista en la figura 3.6 para el equivalente monofásico de 6 pulsos, existen dos parejas de puentes de tiristores conectados en antiparalelo, el puente de la izquierda (o “positive bridge”) estará activo sólo cuando el sentido de la corriente por la carga sea positivo. Del mismo modo, cuando la corriente por la carga sea negativa, será el puente de la izquierda (o “negative bridge”) el encargado de conducir la corriente por la carga. De modo que, a todo momento sólo estará en funcionamiento uno de los puentes de tiristores, mientras que el otro tendrá deshabilitadas todas las señales de disparo.

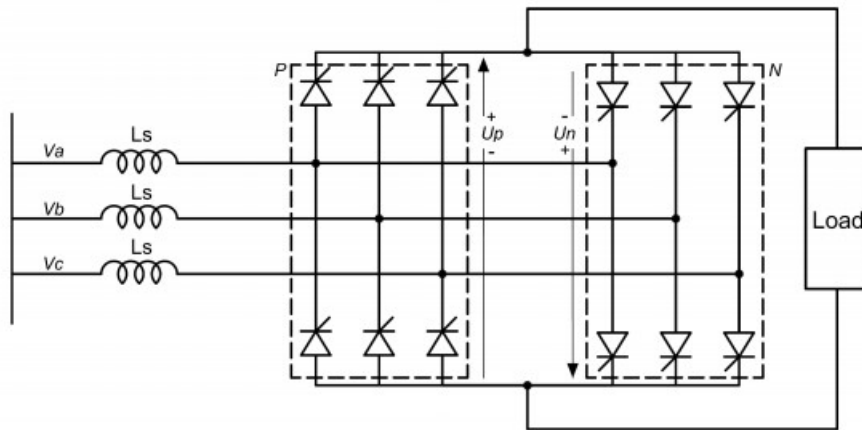


Fig. 3.6: CCV monofásico de 6p sin corriente circulante.

Cabe señalar, que para esta topología es necesario contar con un sensor de corriente en la carga, de modo de ingresar el signo de la corriente al sistema de control, el cual deberá deshabilitar el puente correspondiente dependiendo de la corriente de carga.

Otro punto importante, el cual cobrará relevancia cuando se trate los problemas observados en accionamientos de potencia con CCV (a tratar en el capítulo 4). Es el hecho de que esta topología requiere la inserción de un “tiempo muerto” o “dead time”, en donde ambos puentes de tiristores se mantienen deshabilitados por un breve lapso cuando existe un cruce por cero de la corriente de carga. Esto es para asegurar que los

SCRs que estaban conduciendo hayan recuperado su capacidad de bloqueo antes de disparar los próximos SCRs, durante el paso por cero en el proceso de inversión de corriente.

Respecto a la salida de voltaje de cada uno de los puentes (“positive bridge” o “negative bridge”) cabe señalar que, al encontrarse en antiparalelo, existe una relación en los voltajes de salida, tal que:

$$V_p = -V_n \quad (3.1)$$

Donde  $V_p$  y  $V_n$ , representan los voltajes de salida para el “positive bridge” y “negative bridge” respectivamente.

#### *Configuración con corriente circulante.*

Otra topología bastante recurrente para el cicloconvertor multipulso, es la configuración “con corriente circulante” o “circulating current”. En este caso, se mantienen ambos puentes vistos en la topología de la sección anterior, pero con la salvedad que, independiente del signo de la corriente en la carga, ambos puentes se encuentran funcionando a todo momento.

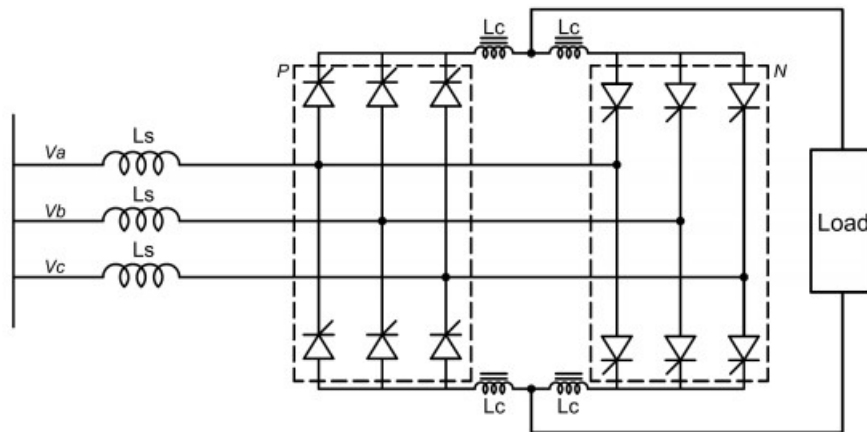


Fig. 3.7: CCV monofásico con corriente circulante.

Esta topología prescinde de un sensor de corriente en la carga, ya que no es necesario deshabilitar ningún puente dependiendo del signo de la corriente. Pero si cuenta con una serie de inductancias (generalmente de núcleo de hierro) o  $L_c$  en la salida del CCV. La Figura 3.7 que muestra el esquemático para la configuración “con corriente circulante”. Estas inductancias son necesarias para prevenir situaciones de cortocircuito y para limitar el ripple de la corriente circulante entre ambos puentes en antiparalelo.

#### *3.1.4. Técnicas de control asociadas a accionamientos con cicloconvertidores multipulso.*

##### *Métodos de control asociados a modulación por coseno de alfa.*

Como se señaló en secciones anteriores, un cicloconvertor de 12 pulsos está compuesto “técnicamente” por dos CCV de 6 pulsos conectados en serie. La modulación de cada uno de ellos se realiza de forma idéntica, con la salvedad, que entre la salida de cada uno de los puentes existirá un desfase de  $30^\circ$ , producida por la característica DY en el secundario de los transformadores principales. Es por esto, que a continuación se explicará la técnica de modulación por coseno, aplicada para un puente de tiristores de 6 pulsos.

El esquemático para el rectificador se puede observar en la figura 3.4. En operación normal, existen en estado ON dos tiristores en el puente, cada uno en una “pierna” distinta. La secuencia de conmutación natural del puente queda dada por:

- T6-T1.
- T1-T2.
- T2-T3.
- T3-T4.
- T4-T5.
- T5-T6.

- Se repite el ciclo.

Considerando que cada ciclo está compuesto por  $360^\circ$ , cada tiristor permanece en estado de conducción durante  $360^\circ$ . La secuencia indicada, se repite periódicamente y está sincronizada con el voltaje línea-línea de entrada  $V_{ca}$ . El desfase temporal con respecto a este marco de referencia (voltaje  $V_{ca}$ ) lo entrega el ángulo  $\alpha$ , denominado “ángulo de disparo”.

Si se considera que los voltajes de entrada en el rectificador están definidos como:

$$V_a = V_s \cdot \sin(\omega t) \quad (3.2)$$

$$V_b = V_s \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.3)$$

$$V_c = V_s \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.4)$$

Y a su vez, los voltajes línea-línea están dados por:

$$V_{ab} = \sqrt{3} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.5)$$

$$V_{bc} = \sqrt{3} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.6)$$

$$V_{ca} = \sqrt{3} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3.7)$$

El voltaje medio en la carga, en función del “ángulo de disparo”, estará dado por:

$$\overline{V_{cd}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot V_s \cdot \cos(\alpha) \quad (3.8)$$

Como se puede observar en la ecuación anterior, el voltaje medio de salida del puente de tiristores está relacionado directamente al coseno del ángulo de disparo. De esta forma variando el ángulo de disparo podemos obtener un voltaje de salida de frecuencia y amplitud deseada. Cabe destacar, que los valores permitidos para el ángulo de disparo se encuentran en el rango de  $0^\circ - 180^\circ$ , esto debido a que si el ángulo de disparo es mayor a  $180^\circ$ , el voltaje ánodo-cátodo de los SCR no será el adecuado para lograr la transición a un estado de conducción o “ON state”. De igual forma cabe destacar que la relación propuesta en (3.8), sólo es aplicable para una operación no discontinua asociada a la corriente en la carga.

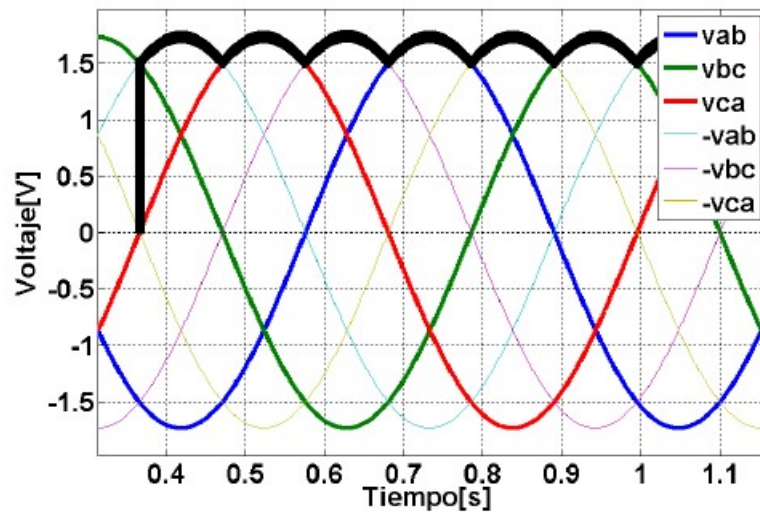


Fig. 3.8: Voltaje de salida de un puente trifásico controlado para  $\alpha=0$ .

En la figura 3.8 y 3.9, se pueden observar los voltajes de salida para distintos valores del ángulo de disparo. Como se puede ver, para  $\alpha=0^\circ$ , el puente de tiristores se comporta de forma similar a un puente de diodos, ya que los SCR están siendo disparados precisamente cuando el voltaje entre ánodo y cátodo comienza a ser positivo para cada uno de los tiristores.

Tab. 3.1: Tabla de conducción puente tiristores.

| T1 | T2 | T3 | T4 | T5 | T6 | Voltaje de salida |
|----|----|----|----|----|----|-------------------|
| x  |    |    |    |    | x  | $V_{ab}$          |
| x  | x  |    |    |    |    | $-V_{ca}$         |
|    | x  | x  |    |    |    | $V_{bc}$          |
|    |    | x  | x  |    |    | $-V_{ab}$         |
|    |    |    | x  | x  |    | $V_{ca}$          |
|    |    |    |    | x  | x  | $-V_{bc}$         |

Comparando las figuras 3.8 y 3.9, podemos darnos cuenta de que independiente del ángulo de disparo utilizado, el voltaje de salida del puente estará directamente relacionado a una pareja específica de SCR's en conducción. Con lo anterior se puede construir una tabla que relaciona la secuencia de conducción con el voltaje de salida, ver tabla 3.1. Como se puede observar en la tabla, cada pareja en estado ON (marcada con x en la tabla) está asociada a un voltaje línea-línea en particular.

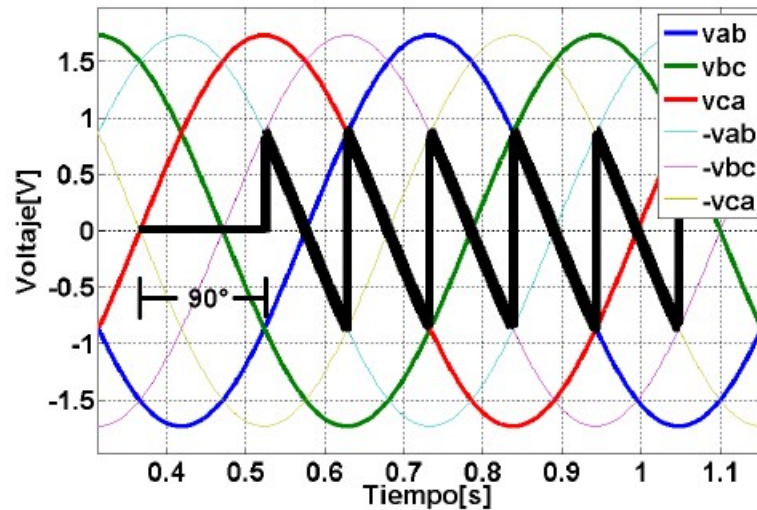


Fig. 3.9: . Voltaje de salida, puente trifásico controlado, para  $\alpha=90^\circ$ .

### “The cosine wave crossing method”.

En la Figura 3.10 se muestra una fase simplificada del cicloconvertor de 12 pulsos. En ella se observa como 2 rectificadores de 6 pulsos están en serie (izquierda), los cuales son los encargados de entregar la corriente en la carga cuando es positiva (“positive

bridges”). Como ya se describió anteriormente, debido a la incapacidad de regeneración de los puentes rectificadores, es necesario conectar otros dos puentes en antiparalelo, de modo de que sean capaces de entregar una corriente negativa en la carga (“negative bridges”).

El método “cosine wave crossing” establece el punto de disparo de cada SCR gracias a los cruces por cero de una función sinusoidal asociada, en este caso  $V_{ca}$  de la entrada en el puente rectificador correspondiente. Este método establece la siguiente relación entre el ángulo  $\alpha$  de disparo y la referencia:

$$V_t \cdot \cos(\alpha) = v_R \quad (3.9)$$

Donde  $V_t$  corresponde al valor de la función sinusoidal asociada, y  $v_R$  al valor de referencia. La relación entre ambos establece el denominado “factor de modulación”.

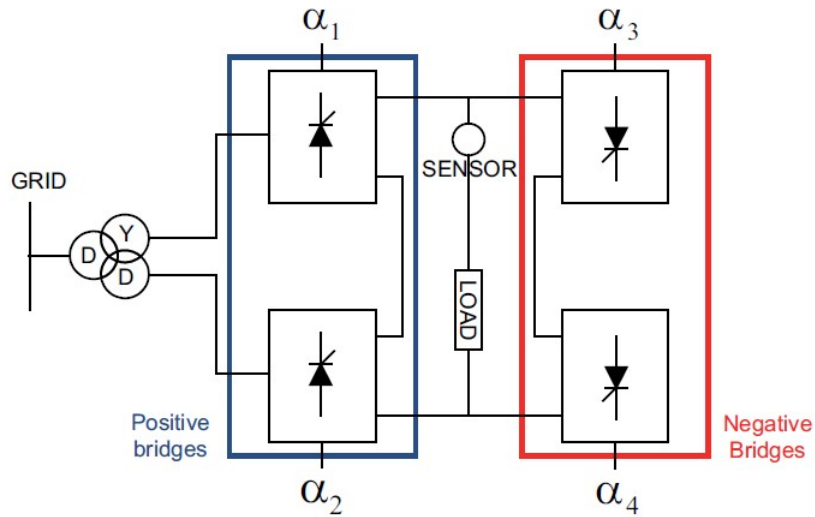


Fig. 3.10: Equivalente fase A, CCV 12 pulsos.

Los 4 ángulos de disparos por fase, se generan gracias al diagrama observado en la figura 3.11. Cabe destacar, que si bien  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  son iguales, los voltajes de entrada son distintos ( $V_{ca}$  es distinto para puentes diferentes), debido a la conexión DY

en los secundarios del transformador principal, precisamente es este desfase de  $30^\circ$ , el que genera el comportamiento de 12 pulsos del cicloconvertor. Si se utiliza una configuración “sin corriente circulante” (detallada en secciones anteriores) y el signo de la corriente en la carga es positiva, los ángulos de disparos  $\alpha_1$  y  $\alpha_2$  serán los activos, deshabilitando los ángulos de disparo del ciclo negativo ( $\alpha_3$  y  $\alpha_4$ ). Se realizará la operación inversa si el ciclo de la corriente por la carga es negativo. En el caso que se utilice una configuración “con corriente circulante”, todos los ángulos de disparo estarán activos, independiente del signo de la corriente en la carga.

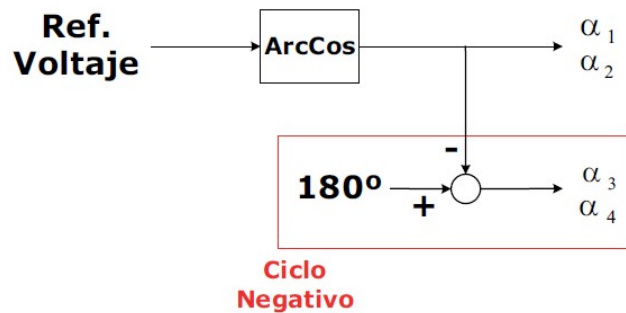


Fig. 3.11: Esquema básico para la generación de ángulos de disparo.

#### *Estrategias de control clásicas asociadas al control de velocidad de una máquina sincrónica.*

Como se discutió anteriormente, los cicloconvertores son ampliamente utilizados como actuadores de máquinas sincrónicas de alta potencia. Por lo que se torna imperante realizar una descripción de las técnicas clásicas de control más utilizadas en la actualidad.



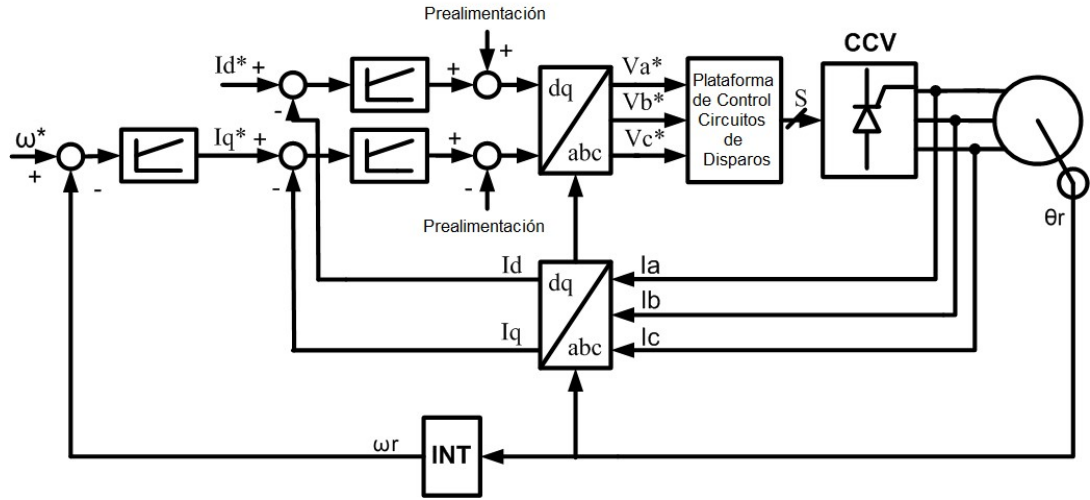


Fig. 3.12: Esquema de control clásico de velocidad de una máquina de CA.

La técnica más utilizada para realizar un control de velocidad de la máquina sincrónica es el control vectorial dq, en donde se realiza un control interno de corriente, ver figura 3.12, con un control externo de velocidad. Para tal propósito se utiliza el siguiente modelo de máquina sincrónica.

#### Ecuaciones de tensión:

$$V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{sq} \quad (3.10)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{sd} \quad (3.11)$$

$$V_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (3.12)$$

#### Ecuaciones de flujo:

$$\phi_{sd} = L_{sd} \cdot i_{sd} + M_{sf} \cdot i_f \quad (3.13)$$

$$\phi_{sq} = L_{sq} \cdot i_{sq} \quad (3.14)$$

$$\phi_f = L_f \cdot i_f + M_{fs} \cdot i_{sd} \quad (3.15)$$

**Ecuación de torque:**

$$t_e = p \cdot (\phi_{sd} \cdot i_{sq} - \phi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (3.16)$$

En donde:

- $V$ : Voltaje.
- $i$ : Corriente.
- $L$ : Inductancia.
- $M$ : Inductancia mutua.
- $\phi$ : Flujo.
- $t_e$ : Torque eléctrico.
- $s$ : Estator.
- $f$ : Rotor.
- $d$ : Coordenada d.
- $q$ : Coordenada q.

Con el modelo antes presentado, se realiza el diseño de controladores PI, encargados de entregar la referencia de voltajes al cicloconversor [91-96]. En la Figura 3.12, se pueden observar 2 controladores PI que entregan, en definitiva, el voltaje de referencia para el CCV, el cual es modulado mediante la técnica “cosine-wave crossing method”

presentada en la sección anterior, con lo que se logra controlar la corriente de estator en la máquina. De igual forma, se dispone de un controlador PI externo, el cual tiene como función controlar la velocidad de la máquina, entregando como referencia la corriente  $I_q$ , la cual a su vez sirve de referencia para el control interno de corriente.

#### 4. CONTROL PREDICTIVO PARA UN CICLOCONVERSOR DE 12 PULSOS ALIMENTANDO UNA MÁQUINA SINCRÓNICA.

Como ya se trató en capítulos anteriores, muchos esquemas de control han sido propuestos para accionamientos eléctricos, algunos de ellos se pueden ver en la figura 4.1. Cabe señalar que de una u otra forma, las técnicas de control basadas en histéresis o control lineal asociadas a una modulación por ancho de pulso (PWM), son las que predominan en la literatura [21-37]. La técnica asociada a un control vectorial dq con una técnica de modulación a través del coseno alfa (técnica ampliamente discutida en el capítulo anterior), es la que predomina en la actualidad a un nivel industrial para aplicaciones asociadas a cicloconvertidores de alta potencia. Sin embargo, el desarrollo de microprocesadores más rápidos y robustos ha permitido la implementación de nuevos esquemas de control. Hoy en día es posible implementar sistemas de control tales como: Fuzzy control, Sliding mode control, control predictivo, entre otros. Fuzzy control es sumamente adecuado para aplicaciones en las que los parámetros del sistema son desconocidos o presentan un error no menor a la realidad. Sliding mode control, representa una excelente opción en aplicaciones donde el proceso de conmutación de los semiconductores en los convertidores es crítico. De igual forma existen diversas nuevas técnicas de control tales como: control neuronal, neuro-fuzzy y otras técnicas de control avanzado [38-57].

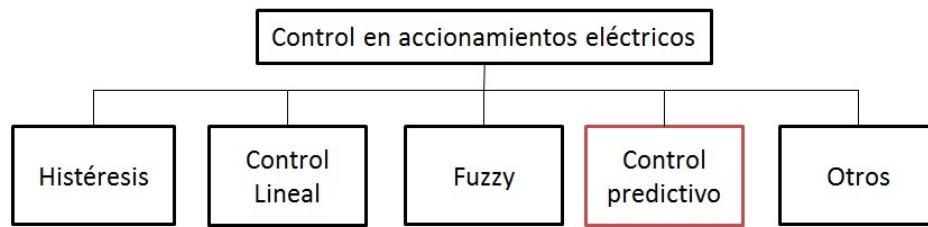


Fig. 4.1: Técnicas de control asociadas a accionamientos eléctricos.

La técnica de control predictivo está asociada a una amplia gama de controladores, que recientemente pueden ser observadas en aplicaciones asociadas a accionamientos de potencia o power converters. La clasificación propuesta en la literatura se ve reflejada en la figura 4.2. En general estas cuatro ramas observadas para el control predictivo comparten la característica principal asociada a utilizar un modelo predictivo del sistema a controlar, pero difieren en el sistema o metodología con la que finalmente se obtiene la actuación óptima. En definitiva, dependiendo del criterio de optimización a utilizar, estaremos frente a una técnica basada en histéresis, trayectoria, dead-beat o MPC (model predictive control).

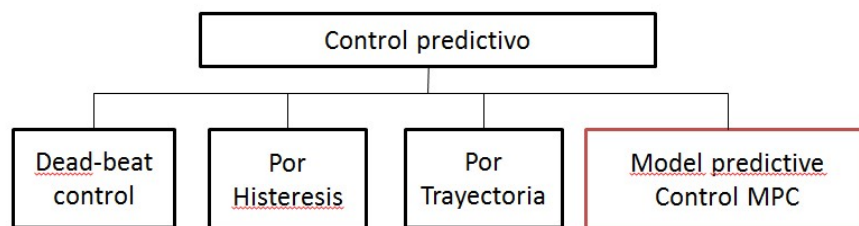


Fig. 4.2: Variaciones asociadas al control predictivo.

La técnica de control predictivo basada en histéresis mantiene las variables de control dentro de los límites de un área o espacio asociado a una histéresis. Una de las aplicaciones más directas, corresponde a la utilización de esta técnica para controlar las corrientes por el estator, técnica propuesta por Holtz y Stadtfeld [97-105]. En donde, mediante un modelo predictivo asociado a las corrientes, los instantes de switcheo de

cada semiconductor son determinados por fronteras de error (histéresis), asociadas a vecindades permisibles para las corrientes de referencia propuestas. A diferencia del caso basado en histéresis, la estrategia predictiva basada en trayectoria tiene como propósito forzar a que, esta vez, las variables de estado del sistema, sigan trayectorias previamente calculadas. El control predictivo basado en la técnica dead-beat, utiliza el modelo predictivo del sistema para calcular, durante cada tiempo de muestreo, la referencia de voltaje en el convertidor, de modo de obtener el valor de referencia requerido para las variables de estado. Si bien esta estrategia de control ha sido utilizada para inversores trifásicos, rectificadores, filtros activos, etc. Es sabido que debido a la alta respuesta dinámica que necesita esta estrategia, posee limitaciones asociadas a la tolerancia respecto a los errores en el modelado, retrasos en la actuación, entre otros. Las cuales en algunos casos pueden deteriorar la performance del sistema de control e incluso llevar a inestabilidades del lazo. En una primera etapa de este capítulo, se entrega una breve descripción asociada al control predictivo o MPC, en donde se discutirá los conceptos generales de esta técnica de control. En la segunda etapa de este apartado, se explica en que consiste el modelo predictivo de una máquina sincrónica y como se puede “adaptar” el control predictivo para un drive compuesto por semiconductores “semi-controlados” como lo son los tiristores o SCRs. En la etapa final de este capítulo demostraremos que es posible utilizar el control predictivo, no solo para accionamientos totalmente controlados o “forced commutated” (basados en IGBTs u otro semiconductor controlado), sino que también para accionamientos compuestos por SCRs. De igual forma se mostrará el algoritmo predictivo, que se desarrolló durante este proceso de investigación, de modo de lograr “adaptar” esta técnica de control a este tipo de accionamientos.

#### 4.1. Control predictivo asociado a un drive son semiconductores de conmutación natural.

El método de control predictivo o MPC (model predictive control), está basado en la utilización de un modelo predictivo del sistema a controlar, el cual se usa para evaluar actuaciones o acciones futuras, a través de una función de costo. La cual, en definitiva, nos entrega la acción que se debe tomar, de modo de reducir este funcional de costo.

La técnica de control predictivo es ampliamente utilizada en accionamientos “controlados” o “forced commutated” basados en IGBTs como el inversor de fuente de voltaje. Ver Figura 3.3. El concepto “controlado” se refiere al hecho que, por ejemplo, un IGBT es capaz de pasar de un estado de alta impedancia, o apagado, a un estado de baja impedancia, o encendido, sólo gracias a una señal de corriente inyectada por el gate. En cambio, un semi-conductor “semicontrolado” o “line commutated” requiere, para pasar del estado apagado a encendido, no solo una corriente inyectada por el gate o señal de disparo, sino que además necesita que las condiciones del circuito sean las que permitan esta transición. Por ejemplo, en un SCR es necesario que el voltaje entre ánodo y cátodo sea positivo, además de disponer de la señal de disparo, para lograr el estado de encendido.

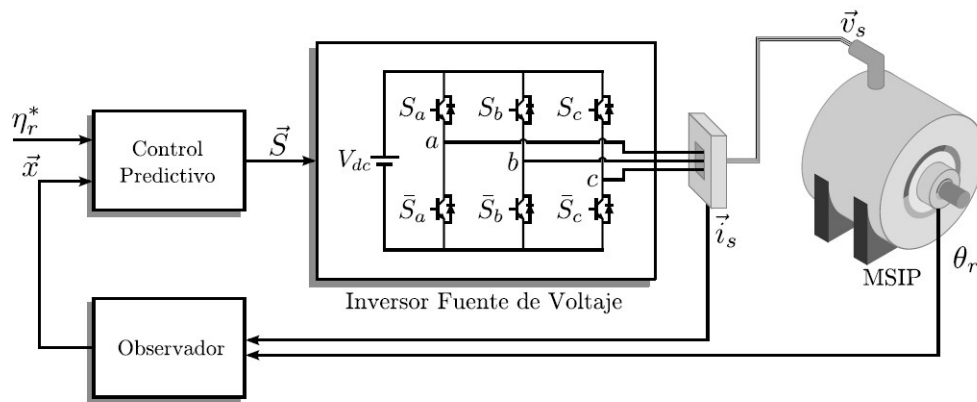


Fig. 4.3: Control predictivo en un inversor de voltaje.

En general, la aplicación del método de control predictivo, para un accionamiento con

un drive basado en semiconductores “controlados”, es totalmente directa, debido a que se conoce las posibles actuaciones (en este caso voltaje de salida del inversor). Por lo que en general, solo basta la utilización del modelo predictivo para establecer los posibles estados futuros del sistema [106-115]. El algoritmo asociado a MPC para el control de una máquina eléctrica, asociado un accionamiento con semiconductores “controlados” queda dado de la siguiente forma:

1. Realizar mediciones asociadas a las corrientes de estator, velocidad y ángulo de rotor, en el instante  $k$ . Eventualmente se puede prescindir de las mediciones de ángulo de rotor si se implementa un observador que estime dichas variables.
2. Utilizando el modelo predictivo, el cual permite conocer las variables de estado de la máquina eléctrica en el instante  $k+1$ , se obtienen todos los posibles estados futuros en función de todas posibles combinaciones asociadas a los distintos estados de conducción de cada IGBT.
3. Con todos los posibles estados futuros, se obtienen los diferentes funcionales de costos de cada uno de ellos. El funcional de costo puede estar asociado a seguir una velocidad de rotor de referencia, minimizar corrientes por el estator, disminuir armónicos, etc. El funcional de costo dependerá de las metas que se espera para el sistema de control utilizado.
4. Finalmente se aplican las señales de disparos de los IGBTs asociadas al funcional de costo de menor magnitud.
5. Se repite el proceso para cada instante de muestreo  $k+1$ ,  $k+2$ , etc. Observando el algoritmo anterior, podemos darnos cuenta que el modelo predictivo de la máquina, forma parte central del método de control predictivo. Por ende, se detallará en forma precisa en la siguiente sección.



#### 4.2. Modelo predictivo de una máquina sincrónica.

Cabe destacar, que el modelo predictivo de cualquier sistema está basado en las ecuaciones diferenciales que rigen el comportamiento del mismo. En este sentido, el modelo predictivo de una máquina eléctrica está basado en el modelo dinámico de la misma. Sin pérdida de generalidad y para simplificar, se presenta el modelado de una máquina sincrónica de imanes permanentes.

Es conocido que el modelo eléctrico de una máquina sincrónica de imanes permanentes está descrito por las siguientes ecuaciones en coordenadas alfa-beta:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\alpha + \frac{\varphi_m}{L_s}\omega_r \sin \theta_r + \frac{1}{L_s}v_\alpha \quad (4.1)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = -\frac{R_s}{L_s}i_\beta - \frac{\varphi_m}{L_s}\omega_r \cos \theta_r + \frac{1}{L_s}v_\beta \quad (4.2)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (4.3)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3p^2}{2J}\varphi_m \cdot (-i_\alpha \sin \theta_r + i_\beta \cos \theta_r) - \frac{B}{J}\omega_r - \frac{1}{J}T_c \quad (4.4)$$

Donde:

- $i_\alpha, i_\beta$ : Corrientes por el estator reflejadas en coordenadas alfa-beta.
- $\omega_r, \theta_r$ : Velocidad y ángulo de rotor.
- $L_s, R_s$ : Inductancia y resistencia reflejada en el estator.
- $v_\alpha, v_\beta$ : Voltajes aplicados al estator reflejados en coordenadas alfa-beta.
- $\varphi_m$ : Flujo magnético, imanes.

- $t_{c,p}$ : Torque de carga y par de polos presentes en la máquina.

$$\frac{dx}{dt} = \lim_{h \rightarrow 0} \frac{x[k+1] - x[k]}{h} \quad (4.5)$$

Tomando las ecuaciones [4.1, 4.2 y 4.4] y utilizando la definición intrínseca de la derivada, con el tiempo como variable independiente (ecuación 4.5), asumiendo un tiempo  $h$ , entre los instantes  $k$  y  $k+1$  de muestreo, se pueden obtener las siguientes ecuaciones:

$$i_\alpha[k+1] = i_\alpha[k] + h \cdot \left( -\frac{1}{\tau_s} i_\alpha[k] + \frac{\varphi_m}{L_s} \omega_r[k] \sin \theta_r[k] + \frac{1}{L_s} v_\alpha[k] \right) \quad (4.6)$$

$$i_\beta[k+1] = i_\beta[k] + h \cdot \left( -\frac{1}{\tau_s} i_\beta[k] - \frac{\varphi_m}{L_s} \omega_r[k] \cos \theta_r[k] + \frac{1}{L_s} v_\beta[k] \right) \quad (4.7)$$

$$\omega_r[k+1] = \omega_r[k] + h \cdot \left( \frac{3p^2}{2J} \varphi_m \cdot (-i_\alpha[k] \sin \theta_r[k] + i_\beta[k] \cos \theta_r[k]) - \frac{B}{J} \omega_r[k] - \frac{1}{J} T_c[k] \right) \quad (4.8)$$

Como se puede observar, las ecuaciones [4.6, 4.7 y 4.8] representan el modelo predictivo de la máquina sincrónica con imanes permanentes. Esto debido a que, al lado izquierdo de las ecuaciones, se pueden observar las corrientes de estator y velocidad de rotor reflejadas en un instante futuro de muestreo ( $k+1$ ). En cambio, al lado derecho de cada ecuación, se tienen valores presentes de muestreo  $k$ . Por ende, gracias a este modelo predictivo, se puede predecir un comportamiento futuro para las corrientes de estator y velocidad de rotor, solo con las variables de estado actuales ( $k$ ).

Tab. 4.1: Posibles estados asociados a un inversor fuente de voltaje

| Estado Sa | Estado Sb | Estado Sc | Van | Vbn | Vcn | $N^{\circ}$ |
|-----------|-----------|-----------|-----|-----|-----|-------------|
| on        | on        | on        | Vdc | Vdc | Vdc | 1           |
| off       | on        | on        | 0   | Vdc | Vdc | 2           |
| on        | off       | on        | Vdc | 0   | Vdc | 3           |
| off       | off       | on        | 0   | 0   | Vdc | 4           |
| on        | on        | off       | Vdc | Vdc | 0   | 5           |
| off       | on        | off       | 0   | Vdc | 0   | 6           |
| on        | off       | off       | Vdc | 0   | 0   | 7           |
| off       | off       | off       | 0   | 0   | 0   | 8           |

#### 4.3. Algoritmo predictivo para un cicloconvertor multipulso.

Como se describió en puntos anteriores, la implementación de un método de control predictivo para un accionamiento con un drive con semiconductores “totalmente controlados” es relativamente directo, ya que su encendido o apagado obedece a una señal de control binaria ON-OFF, lo que simplifica su función de “switching”, tal como se ilustra como ejemplo para un inversor fuente de voltaje trifásico, como el que se puede ver en la figura 4.3, tiene finitos estados de conducción admisibles, los cuales están descritos por la siguiente tabla:

Nota\*:

- On: Estado de baja impedancia (IGBT conduce corriente de carga).
- Off: Estado de alta impedancia (IGBT bloquea voltaje aplicado).
- Van, Vbn, Vcn: Voltaje salida del inversor, aplicado a estator máquina sincrónica.

Como se puede observar en la tabla 4.1. Para el inversor fuente de voltaje trifásico, existen 8 diferentes vectores de actuación. Por ende, si se quisiera aplicar un control predictivo, sería necesario probar con cada uno de estos 8 casos y verificar cual de ellos representa un menor funcional de costo. Es en este sentido, en que se puede expresar que la implementación de un método de control MPC, para un accionamiento

Tab. 4.2: Estados de conducción admisibles.

| Estado Sa | Estado Sb | Estado Sc | Van | Vbn | Vcn | N° |
|-----------|-----------|-----------|-----|-----|-----|----|
| on        | on        | on        | Vdc | Vdc | Vdc | 1  |
| off       | on        | on        | 0   | Vdc | Vdc | 2  |
| on        | off       | on        | Vdc | 0   | Vdc | 3  |
| off       | off       | on        | 0   | 0   | Vdc | 4  |
| on        | on        | off       | Vdc | Vdc | 0   | 5  |
| off       | on        | off       | 0   | Vdc | 0   | 6  |
| on        | off       | off       | Vdc | 0   | 0   | 7  |
| off       | off       | off       | 0   | 0   | 0   | 8  |

con semiconductores controlados, es directa, **condición que no ocurre con un cicloconversor multipulso con semiconductores semicontrolados (SCR's).**

Para obtener una implementación satisfactoria del método de control MPC, con un cicloconversor de 12 pulsos, es necesario revisar, en una primera instancia, los aspectos generales de este accionamiento, que de una u otra forma aportarán a un entendimiento más profundo de esta implementación.

#### **“El cicloconversor puede ser visto como una máquina de estados”**

Se puede establecer que cada puente de tiristores (6 pulsos) tiene 6 estados de conducción admisibles, descritos por la tabla 4.2. En ella, podemos darnos cuenta de que cada uno de estos estados está asociado a un voltaje de salida determinado.

La Figura 4.4 nos muestra el equivalente monofásico de un cicloconversor de 12 pulsos, en donde dos puentes de tiristores de 6 pulsos se encuentran conectados en serie. En esta figura podemos ver, que los tiristores T2-T3 del secundario estrella y los tiristores T3-T4 del secundario delta (en color rojo) se encuentran en un estado de conducción de baja impedancia o encendidos. Para este ejemplo en particular (y observando la tabla 4.2), se puede aseverar que el puente asociado al secundario estrella, se encuentra en el estado de conducción 2 con un voltaje de salida Vbc (voltaje línea-línea secundario estrella), y el puente asociado al secundario delta se encuentra en el estado de conducción 3 con un voltaje de salida (para ese puente) igual a -Vab (voltaje

línea-línea secundario delta). De esta forma se puede establecer que el voltaje final de la fase, para esta combinación de estados, está determinada por:

$$V_{faseA} = -V_{ab} + V_{bc} \quad (4.9)$$

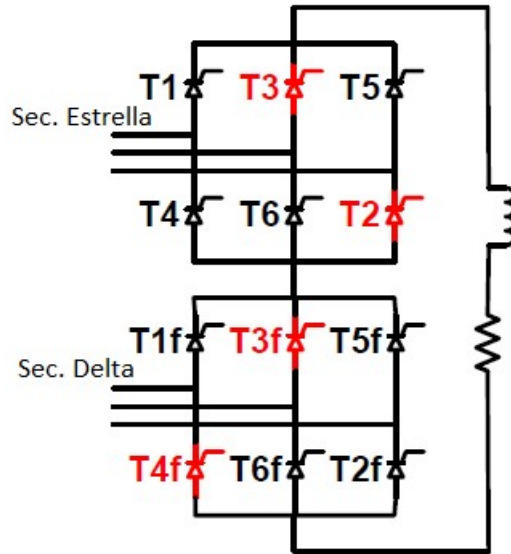


Fig. 4.4: Equivalente monofásico CCV 12 pulsos, ciclo positivo corriente de carga.

En operación normal cada puente de un cicloconvertor, debe pasar de forma ascendente por todos los estados de conducción descritos en la tabla 4.2. De esta forma se puede establecer que cada puente representa, conceptualmente, una máquina de estados, en donde sus estados están asociados directamente a los estados de conducción, descritos en la tabla 4.2, y las condiciones para pasar de un estado a otro, están descritas por el diagrama visto en la figura 4.5.

Como se describió en capítulos anteriores, para que un tiristor pase de un estado OFF a ON, necesita cumplir dos requisitos fundamentales:

- Disponer de una señal de disparo por el gate.
- Poseer un voltaje positivo entre cátodo y ánodo.

Es por lo anterior, que la máquina de estados asociada a un puente de tiristores tiene como condiciones, no solo la señal de disparos dispuesta para cada SCR, sino que también el voltaje aplicado entre ánodo y cátodo a cada uno de los mismos (voltaje presente en el secundario del transformador asociado). Por ejemplo, si el puente se encuentra en el estado de conducción 5, existen sólo dos posibles estados futuros para aquel puente:

- Mantenerse en el estado 5: La opción más recurrente, es que precisamente el puente mantenga el mismo estado de conducción.
- Pasar al estado 6: Como se observa en el diagrama expuesto en la figura 4.5. Si el voltaje línea-línea  $V_{ca}$  aplicado al puente en cuestión es menor a 0 [V] y se dispone de la señal de disparo asociada al Tiristor 1. El puente logrará pasar del estado de conducción 5 al 6, lo que significará, en definitiva que el Tiristor 1 pasará de un estado OFF a un estado ON, situación que permitirá que el Tiristor 5 pase a un estado de alta impedancia.

Como es sabido, un cicloconvertor posee 2 puentes por fase (cada uno asociado a un secundario estrella y delta respectivamente). Si cada uno de ellos puede ser visto como una máquina de estado, y considerando que la operación de un puente respecto al otro es independiente, se puede concluir que el funcionamiento total del cicloconvertor puede ser visto como una máquina de estados.

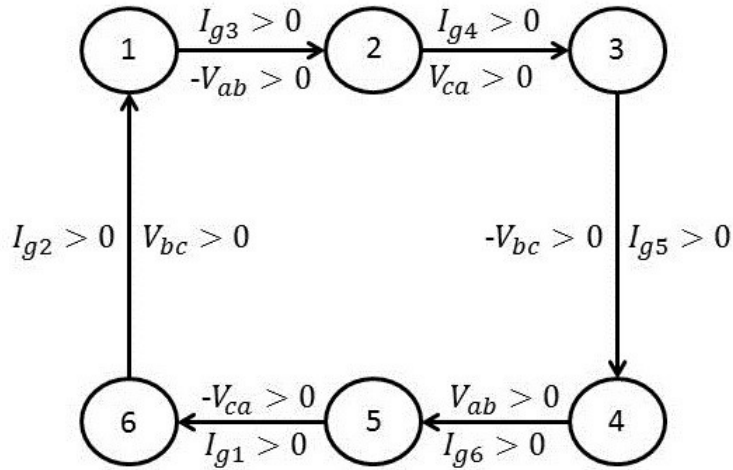


Fig. 4.5: Diagrama CCV como máquina de estado.

**“El método MPC es aplicable a un cicloconvertor, pero con un enfoque distinto al de un accionamiento totalmente controlado”**

Como se explicó anteriormente, la aplicación de un método de control predictivo para un accionamiento totalmente controlado es directa, y basta con evaluar la función de costo asociada a cada una de las posibles combinaciones de estados de conducción.

Para el cicloconvertor esto no es posible, por dos motivos:

- No todas las combinaciones de estados de conducción en un cicloconvertor son admisibles, y no solo por restricciones directas del circuito, como por ejemplo posibles cortocircuitos, sino que también por restricciones directas asociadas al funcionamiento de un tiristor, como lo es el voltaje ánodo cátodo presente en el mismo.
- Un cicloconvertor de 12 pulsos posee 72 tiristores (36 para cada signo de la corriente de carga, configuración sin corriente circulante, conexión en antiparalelo). Lo que hace imposible, computacionalmente, su cálculo, ya que sería necesario evaluar  $2^{72}$  combinaciones, de las cuales la mayoría no son admisibles en tiempos determinados.

Tab. 4.3: Condiciones a evaluar en el MPC.

| Fase A        |            | Fase B        |            | Fase C        |            | $N^{\circ}$ |
|---------------|------------|---------------|------------|---------------|------------|-------------|
| Sec. Estrella | Sec. Delta | Sec. Estrella | Sec. Delta | Sec. Estrella | Sec. Delta | -           |
| Mantiene      | Mantiene   | Mantiene      | Mantiene   | Mantiene      | Mantiene   | 1           |
| Avanza        | Mantiene   | Mantiene      | Mantiene   | Mantiene      | Mantiene   | 2           |
| Mantiene      | Avanza     | Mantiene      | Mantiene   | Mantiene      | Mantiene   | 3           |
| Avanza        | Avanza     | Mantiene      | Mantiene   | Mantiene      | Mantiene   | 4           |
| Mantiene      | Mantiene   | Avanza        | Mantiene   | Mantiene      | Mantiene   | 5           |
| Avanza        | Mantiene   | Avanza        | Mantiene   | Mantiene      | Mantiene   | 6           |
| ...           | ...        | ...           | ...        | ...           | ...        | ...         |
| Mantiene      | Avanza     | Avanza        | Avanza     | Avanza        | Avanza     | 63          |
| Mantiene      | Mantiene   | Mantiene      | Avanza     | Mantiene      | Mantiene   | 64          |

Es por lo anterior, que es necesario cambiar el enfoque de las combinaciones de estados de conducción a evaluar.

Como se explicó anteriormente, conceptualmente un cicloconvertor se trata de una máquina de estados, la que necesariamente debe seguir un patrón de conducción, conocido, ascendente y repetitivo. Es por esto que las posibilidades a evaluar en la función de costo, más que estar asociadas a estados de conducción en cada uno de los puentes de tiristores, están asociadas a la posibilidad de avanzar en la máquina de estados o mantenerse en las mismas condiciones.

#### 4.3.1. *Secuencia de pasos implementación MPC para cicloconvertor 12 pulsos, lazo interno de corriente.*

Como se trató en puntos anteriores, para una correcta implementación del método predictivo, es necesario utilizar el enfoque asociado al cicloconvertor como máquina de estados y evaluar la función de costos asociada a la posibilidad de “avanzar” o “mantener” el estado actual de conducción, ver tabla 4.3.



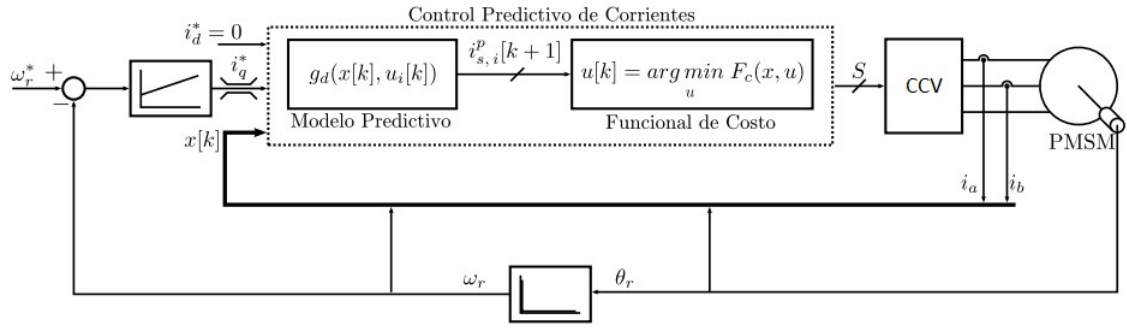


Fig. 4.6: Diagrama control predictivo de corrientes trifásicas de un CCV.

El lazo de control a utilizar se muestra en la figura 4.6, en ella se puede distinguir la presencia de un lazo externo de control, asociado a la velocidad de rotor de la máquina, y un lazo interno de corriente, relacionado a las corrientes dq presentes en el estator de la máquina. Para el lazo externo se utilizará un control clásico PI, sintonizado de tal forma de obtener constantes de tiempos cercanas a las requeridas en la industria. Mientras que el lazo interno de corriente estará compuesto por un control predictivo que se expondrá a continuación.

La secuencia de pasos para obtener un control interno de corriente mediante el método MPC, difiere de las aplicaciones típicas de esta técnica de control para accionamientos totalmente controlados, por ello se procederá a realizar una descripción detallada de la secuencia de pasos a realizar.

#### Adquisición de datos presentes.

Como cualquier implementación asociada a la técnica MPC, es necesario realizar una adquisición de las variables de estados asociadas al sistema, en el instante presente o  $k$ .

Estas variables de estado incluyen:

- Corrientes d y q de referencia para el lazo interno de corriente.  $I_{dREF}, I_{qREF}$ .
- Corrientes presentes en el estator de la máquina.  $I_a, I_b, I_c$ .

- Velocidad de rotor.  $w_r$ .
- Ángulo de rotor.  $\theta_r$ .
- Corrientes presentes en el secundario de los distintos transformadores.

### Estimación estado de conducción actual en el cicloconvertor.

A diferencia de las implementaciones típicas del método MPC para convertidores totalmente controlados, en este caso es necesario realizar una estimación del estado actual de conducción presente en el cicloconvertor. Esto se logra de manera directa mediante las corrientes de entrada y salida.

Al ser conocidas las corrientes presentes en cada uno de los secundarios de cada uno de los transformadores principales, y conociendo las corrientes presentes en el estator de la máquina, se puede establecer una relación directa entre el estado actual de conducción y la relación que existe entre corrientes de entrada y salida del cicloconvertor.

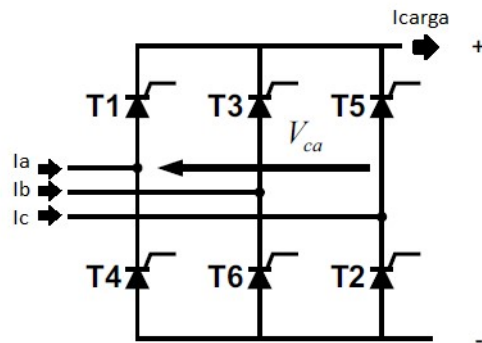


Fig. 4.7: Puente de tiristores.

La Figura anterior muestra un de los 12 puentes de tiristores presentes en un cicloconvertor de 12 pulsos, todos idénticos. En el paso de adquisición de datos, ya se conocen las 3 corrientes de entrada a los distintos puentes ( $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ ) y la corriente de salida ( $I_{carga}$ ) de cada una de las fases. Con estas 4 corrientes se puede obtener la pareja de tiristores que se encuentran en estado ON, de una forma bastante directa que se detalla a continuación:

- Si alguna de las corrientes de entrada al puente de SCRs es idéntica a la corriente de carga por la fase en cuestión, indica que el tiristor superior (T1, T3 o T5) asociado a esa fase, se encuentra en estado ON. Ejemplo: Si la corriente de carga es idéntica a la corriente  $I_b$  de entrada, implica que el tiristor T3 se encuentra en estado ON.
- Si alguna de las corrientes de entrada es idéntica a la corriente de carga, pero con signo inverso, indica que el tiristor inferior (T2, T4 o T6) asociado a esa fase, se encuentra en estado ON. Ejemplo: si la corriente de carga es idéntica al negativo de la corriente  $I_c$  de entrada, implica que el tiristor T2 se encuentra en estado ON.

Conociendo los dos tiristores que se encuentran en estado ON, y la tabla 4.2 expuesta anteriormente, se puede establecer el estado de conducción de cada uno de los puentes presentes del cicloconvertor, y en definitiva saber en qué estado se encuentra el cicloconvertor en su totalidad.

#### **Establecer todos los posibles estados futuros.**

Una vez conocido el estado actual de cada uno de los puentes presentes en el cicloconvertor, se procede a utilizar el método predictivo expuesto en las ecuaciones [4.6-8]. Gracias a él, se puede establecer las 64 posibles variables de estado futuras:  $i_\alpha[k+1], i_\beta[k+1], w_r[k+1]$ . Cada una de ellas asociada a cada una de las filas presentes en la tabla 4.3.

#### **Evaluación función de costo.**

La función de costo es la responsable de establecer la filosofía de control asociada a la técnica de control predictivo propuesto. Está totalmente relacionada a los objetivos esperados para el sistema de control. Es en este sentido, que se establecen los siguientes objetivos para el sistema de control predictivo asociado al lazo interno de corriente:

- Se establece como prioridad, que la corriente dq por el estator sea igual a las de

referencia. (1)

- Se define un valor máximo para las corrientes dq por el estator. (2)
- Se considera en la función de costo la incapacidad de saltar de un estado de conducción a otro, dependiendo del voltaje de entrada para cada uno de los puentes en cuestión. (3)

Es por lo anterior que la función de costo para este caso queda de la siguiente forma:

$$F_c = \underbrace{\lambda_1 \cdot (i_{dREF}[k] - i_d[k+1])^2 + \lambda_2 \cdot (i_{qREF}[k] - i_q[k+1])^2}_{(1)} + \underbrace{I_{dMAX} + I_{qMAX}}_{(2)} + \underbrace{st_{MAX}}_{(3)} \quad (4.10)$$

Con:

$$I_{dMAX} = \begin{cases} \text{si } i_d[k+1] \geq I_{dMAX} & \Rightarrow I_{dMAX} = \infty \\ \text{si } i_d[k+1] < I_{dMAX} & \Rightarrow I_{dMAX} = 0 \end{cases} \quad (4.11)$$

$$I_{qMAX} = \begin{cases} \text{si } i_q[k+1] \geq I_{qMAX} & \Rightarrow I_{qMAX} = \infty \\ \text{si } i_q[k+1] < I_{qMAX} & \Rightarrow I_{qMAX} = 0 \end{cases} \quad (4.12)$$

$$st_{MAX} = \begin{cases} \text{si estado de conduccion es inadmisibile} & \Rightarrow st_{MAX} = \infty \\ \text{si estado de conduccion es admisible} & \Rightarrow st_{MAX} = 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Cabe destacar, que es en la función de costo, en donde se debiera considerar cualquier alternativa o filosofía de control, de modo de agregar parámetros de interés como generación de voltaje modo común, disminución de corrientes de alta frecuencia en el estator, etc. La prioridad en los objetivos, asociados a la función de costo, estará

determinada por el valor de los parámetros  $\lambda_i$ .

## 5. IMPLEMENTACIÓN Y SIMULACIÓN DE UNA ESTRATEGIA DE CONTROL PREDICTIVO MPC.

Durante capítulos anteriores, se realizó un análisis completo asociado a estrategias clásicas de control para accionamientos multipulsos en máquinas sincrónicas. Para luego, dar una reseña detallada respecto a la implementación teórica del método de control predictivo MPC para un cicloconvertor. Este capítulo, se centrará en cuatro aspectos relevantes. En una primera etapa, se explicará cómo se implementa una simulación asociada a un cicloconvertor alimentando una máquina síncrona, mediante un método predictivo, todo esto en un ambiente enfocado en un interfaz MATLAB más lenguaje C. Luego de esto, se presentarán los resultados obtenidos en este interfaz de simulación, para las estrategias clásicas de control (presentadas en el capítulo 3) versus la estrategia de control MPC propuesta en este trabajo de tesis. De igual forma se presentarán los resultados obtenidos asociados a una simulación en tiempo real del método de control predictivo funcionando a través de una plataforma de programación dSPACE y pruebas experimentales mediante un cicloconvertor a escala. Finalmente, se presentará una comparación exhaustiva entre las estrategias clásicas de control y el método predictivo, enfocada en presentar las ventajas y desventajas de cada uno de los métodos, alcances de cada uno, posibles mejoras, entre otros.

### *5.1. Modelo entorno MATLAB para una máquina sincrónica alimentada por un cicloconvertor multipulso mediante control predictivo MPC.*

De modo de probar una correcta performance de la estrategia de control MPC, fue necesario trabajar con alguna herramienta de simulación. El software escogido para esta tarea fue el de MATLAB, en él se utilizó la herramienta SIMULINK más el bloque S-function, el cual puede ser programado en lenguaje C.

La figura 5.1, muestra el diagrama simulado con la herramienta SIMULINK. En el destacan 3 elementos principales, cada uno detallado en la subsección siguiente:

- **Modelo máquina sincrónica:** De modo de probar cualquier nueva técnica de control, es necesario disponer de un modelo robusto asociado a la máquina en cuestión. En este caso se utilizó el modelo dinámico de una máquina sincrónica de imanes permanentes. Utilizando transformada de Laplace se procede a desarrollar el diagrama de bloques expuesto en la sección 5.1.1.
- **Modelo CCV 12 pulsos:** Al no contar con una librería potente, en términos de herramientas asociadas a semiconductores para accionamientos de potencia. Fue necesario realizar un modelo en lenguaje en C, para un cicloconvertor de 12 pulsos sin corriente circulante. Esta tarea se profundiza en la sección 5.1.2.
- **Controlador MPC:** Al igual que el modelo del CCV de 12 pulsos, el controlador fue programado en su totalidad en lenguaje en C. Esta actividad se detalla en la sección 5.1.3.

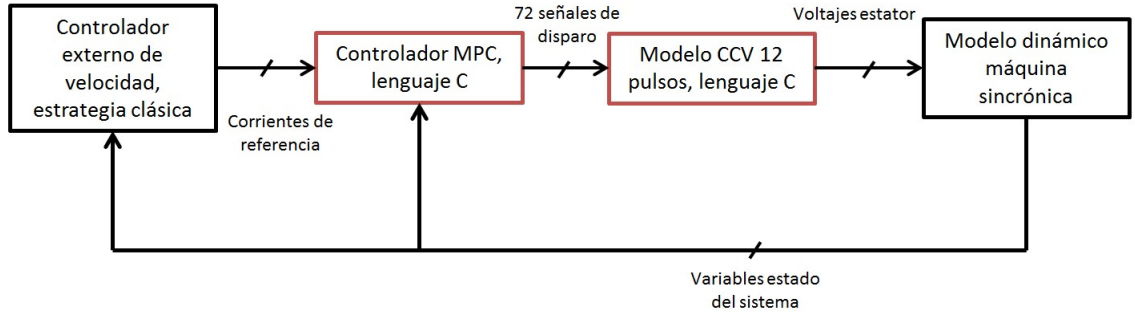


Fig. 5.1: Diagrama de la interfaz MATLAB+Lenguaje C.

#### 5.1.1. Modelo máquina síncrona entorno MATLAB.

En el capítulo anterior, se presentó el modelo dinámico de la MSIP (máquina síncrona imanes permanentes), detallado en las ecuaciones [4.1-4]. Si se aplica transformada de Laplace a ambos lados de la ecuación 4.1, se logra obtener el desarrollo presente en las ecuaciones [5.1-3].

$$\mathcal{L} \left\{ \frac{di_\alpha}{dt} \right\} = \mathcal{L} \left\{ -\frac{R_s}{L_s} i_\alpha + \frac{\varphi_m}{L_s} \omega_r \sin \theta_r + \frac{1}{L_s} v_\alpha \right\} \quad (5.1)$$

$$s \cdot I_\alpha(s) = -\frac{R_s}{L_s} I_\alpha(s) + \frac{\varphi_m}{L_s} \omega_r(s) \sin \theta_r(s) + \frac{1}{L_s} v_\alpha(s) \quad (5.2)$$

$$I_\alpha(s) = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} \cdot \left( \frac{\varphi_m}{L_s} \omega_r(s) \sin \theta_r(s) + \frac{1}{L_s} v_\alpha(s) \right) \quad (5.3)$$

Como muestra la ecuación 5.1, es posible obtener una expresión en el plano de la frecuencia que asocie parámetros de entrada de la máquina síncrona (voltajes estator) con variables de estado de la misma, como corrientes alfa-beta en el estator.

Si se realiza el mismo desarrollo presentado en [5.1-3] para las demás variables de estado del sistema, se logra obtener el modelo dinámico en el plano de la frecuencia para las demás variables de estado del sistema (ecuaciones [5.4-6]).



$$I_{\beta}(s) = \frac{1}{s + \frac{R_s}{L_s}} \cdot \left( -\frac{\varphi_m}{L_s} \omega_r(s) \cos \theta_r(s) + \frac{1}{L_s} v_{\beta}(s) \right) \quad (5.4)$$

$$\omega_r(s) = \frac{1}{s + \frac{B}{J}} \cdot \left( \frac{3p^2}{2J} \cdot \varphi_m \cdot (-I_{\alpha}(s) \sin \theta_r(s) + I_{\beta}(s) \cos \theta_r(s)) - \frac{1}{J} T_c \right) \quad (5.5)$$

$$\theta_r(s) = \frac{1}{s} \omega_r(s) \quad (5.6)$$

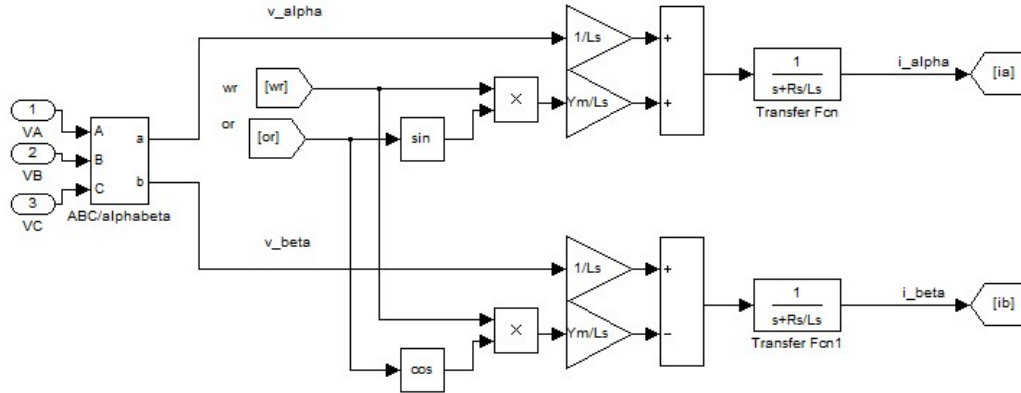


Fig. 5.2: Diagrama corrientes alfa-beta en plano s (Laplace).

Las Figuras 5.2-3 muestran el diagrama creado en SIMULINK para las ecuaciones [5.3-4] y [5.5-6], respectivamente. Como se puede observar, con ambos diagramas, se dispone de un modelo dinámico, que posee como entradas los voltajes de estator y es capaz de entregar el comportamiento de la MSIP a nivel de todas las variables de estado como velocidad y ángulo de rotor, corrientes de estator, entre otras. De esta forma el bloque a programar en lenguaje C, asociado al modelo del cicloconvertor, se integra a las variables de entrada VA,VB,VC observadas en la figura 5.2, que en definitiva representan los voltajes de fase de salida del cicloconvertor de 12 pulsos.

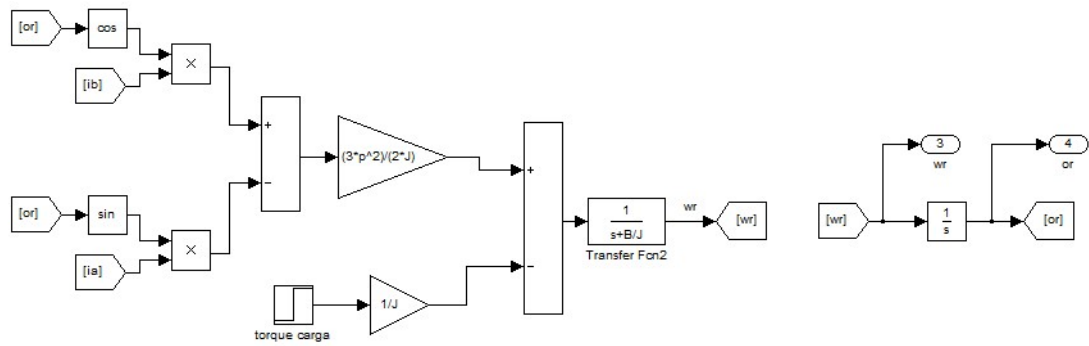


Fig. 5.3: Diagrama velocidad y ángulo de rotor, plano de la frecuencia (s).

### 5.1.2. Modelo lenguaje C para cicloconvertor de 12 pulsos sin corriente circulante.

Como se especificó anteriormente, para comprobar un correcto funcionamiento de la estrategia de control predictivo, es necesario disponer de un modelo robusto asociado al convertidor en cuestión: cicloconvertor de 12 pulsos sin corriente circulante. Librerías presentes en Matlab&Simulink disponen de elementos como tiristores, IGBTs, diodos, etc. Las cuales son bastante útiles cuando se trabaja con convertidores con una cantidad menor de semiconductores, ejemplo: rectificador de 6 pulsos, inversor de voltaje de 2 niveles, entre otros. La dificultad para este caso es la cantidad de tiristores presentes en un CCV de 12 pulsos, la cual asciende a 72 tiristores en total. Este número de semiconductores imposibilita la utilización de la librería de Matlab asociada a tiristores, por lo que fue necesario programar un modelo propio para el cicloconvertor. Para esta tarea se utilizó el lenguaje C y los detalles se presentan a continuación.

Como es sabido, un cicloconvertor sin corriente circulante, representa dos fuentes de voltaje conectadas en antiparalelo. Cada una de ellas, está compuesta por 2 puentes rectificadores por fase, lo que nos entrega un total de 12 puentes en total. Cuando la corriente por la carga es positiva, funcionan 6 rectificadores, deshabilitando los otros 6 puentes asociados al ciclo negativo de la corriente de carga. En definitiva, se puede establecer que un cicloconvertor de 12 pulsos está compuesto por 12 puentes rectificadores, que a nivel estructural funcionan de la misma forma: Poseen 3 voltajes

de línea de entrada y 6 señales de disparo (una para cada tiristor) que determinan el voltaje de salida, el cual estará asociado a algún voltaje línea-línea de entrada.

```

/* Entradas */
real_T *V_abAY = (constreal_T*) ssGetInputPortSignal(S,0);
real_T *V_bcAY = (constreal_T*) ssGetInputPortSignal(S,1);
real_T *V_caAY = (constreal_T*) ssGetInputPortSignal(S,2);
real_T *gate1AY = (constreal_T*) ssGetInputPortSignal(S,3);
real_T *gate2AY = (constreal_T*) ssGetInputPortSignal(S,4);
real_T *gate3AY = (constreal_T*) ssGetInputPortSignal(S,5);
real_T *gate4AY = (constreal_T*) ssGetInputPortSignal(S,6);
real_T *gate5AY = (constreal_T*) ssGetInputPortSignal(S,7);
real_T *gate6AY = (constreal_T*) ssGetInputPortSignal(S,8);

/* Salidas */
real_T *scr_STATEAY = ssGetOutputPortSignal(S,0);
real_T *scr VAY = ssGetOutputPortSignal(S,1);

```

Código 5.1. Declaración variables entrada salida modelo C.

El código 5.1, entrega la declaración de variables asociada a cada uno de los puentes rectificadores. Como se puede observar, cada puente dispone como entrada los 3 voltajes de línea, los cuales eventualmente estarán relacionados al secundario estrella o delta del transformador principal con las 6 señales de disparo, que en el fondo controlan el funcionamiento de cada uno de los 6 tiristores presentes en el puente.

El código 5.2, representa la aplicación del concepto de máquina de estado aplicada a un convertidor multipulso. Como se expresó en capítulos anteriores, un puente rectificador puede ser visto como una máquina de estados, los cuales, en una operación normal avanzan de forma ascendente, condicionado por los voltajes de entrada y la señal de disparo asociada. En este código se puede distinguir las condiciones necesarias para pasar de un estado al otro. Por ejemplo, para que el puente en cuestión pase del estado 1 (state AY=1) al estado 2, es necesario que se cumplan dos condiciones: que el voltaje de entrada línea-línea  $V_{ab}$  sea menor a cero y que además se inyecte corriente por el gate correspondiente al tiristor 3, ver tabla 4.2.

```
/* Asignacionnuevoestado */  
if(stateAY==1){  
    if(V_abAY[0]<0 && gate3AY[0])  
        stateAY=2;  
    else  
        stateAY=1;  
}else{  
    if(stateAY==2){  
        if(V_caAY[0]>0 && gate4AY[0]>0)  
            stateAY=3;  
        else  
            stateAY=2;  
    }else{  
        if(stateAY==3){  
            if(V_bcAY[0]<0 && gate5AY[0]>0)  
                stateAY=4;  
            else  
                stateAY=3;  
        }else{  
            if(stateAY==4){  
                if(V_abAY[0]>0 && gate6AY[0]>0)  
                    stateAY=5;  
                else  
                    stateAY=4;  
            }else{  
                if(stateAY==5){  
                    if(V_caAY[0]<0 && gate1AY[0]>0)  
                        stateAY=6;  
                    else  
                        stateAY=5;  
                }else{  
                    if(V_bcAY[0]>0 && gate2AY[0]>0)  
                        stateAY=1;  
                    else  
                        stateAY=6;  
                }  
            }  
        }  
    }  
}
```

Código 5.2. Lenguaje directo máquina de estados.

Una vez que ya se dispone del estado actual, y una programación correcta para la dinámica de la transición de estados, es necesario, finalmente, asociar el estado de conducción actual en el puente de tiristores con el voltaje de salida del mismo. Esta tarea se realiza gracias al código 5.3. En donde, se realiza un barrido por todos los posibles estados, asignando el voltaje de salida correcto. La relación entre los 6 estados de conducción admisibles y el voltaje de salida del puente en cuestión, fueron planteados en detalle en el capítulo anterior mediante tabla 4.2.

```
/* Asignacion de la salida del estado asociado */  
if(stateAY==1){  
scr_STATEAY[0]=1;  
scr_VAY[0]=-V_caAY[0];  
}  
else{  
if(stateAY==2){  
scr_STATEAY[0]=2;  
scr_VAY[0]=V_bcAY[0];  
}  
else{  
if(stateAY==3){  
scr_STATEAY[0]=3;  
scr_VAY[0]=-V_abAY[0];  
}  
else{  
if(stateAY==4){  
scr_STATEAY[0]=4;  
scr_VAY[0]=V_caAY[0];  
}  
else{  
if(stateAY==5){  
scr_STATEAY[0]=5;  
scr_VAY[0]=-V_bcAY[0];  
}  
else{  
scr_STATEAY[0]=6;  
scr_VAY[0]=V_abAY[0];  
}  
}  
}  
}
```

Código 5.3. Salidas asociadas a máquina de estados.

Utilizando de forma simultanea los códigos presentes en 5.1-3, se logra finalmente un modelo en lenguaje C asociado a un puente rectificador. Para realizar la integración definitiva para el CCV de 12 pulsos, basta con replicar este modelo para los 11 puentes restantes presentes en un cicloconvertor de 12 pulsos.

### 5.1.3. Modelo lenguaje C para controlador MPC.

Ya con el modelo en lenguaje C dispuesto para el cicloconvertor de 12 pulsos y el modelo dinámico de la máquina síncrona, solo basta especificar el lenguaje C asociado al controlador interno de corriente. Para este lazo se utilizó la estrategia predictiva basada en una función de costo (especificada en el capítulo anterior), la cual fue programada de la misma forma que para el cicloconvertor, mediante el lenguaje C.

Como se puede observar en la Figura 4.6 el controlador MPC, posee como variables

de entrada, todas las variables de estado del sistema y las corrientes  $dq$  de referencia, y como variables de salida, las 72 señales de disparo de los distintos tiristores del convertidor.

La primera etapa del lenguaje de programación está compuesta por la asignación temporal de los estados presentes de cada puente rectificador, y los posibles estados futuros de los mismos. El código 5.4, muestra la definición de los estados futuros en base de los actuales. Cabe destacar la relevancia de este paso, considerando que, al momento de evaluar la función de costo, es necesario considerar los 64 posibles estados futuros, en base a la posibilidad de que cada uno de los puentes de tiristores puedan avanzar o no en la máquina de estados asociada a la conductividad del puente en cuestión, ver tabla 4.3.

```
/* asignacion de valores a los estados FUTUROS */  
  
if(stateAY_act==6){  
    stateAY_fut=1;  
}else{  
    stateAY_fut=stateAY_act + 1;  
}
```

Código 5.4. Definición estado presente-futuro.

```
/* asignación de estados a voltajes sin cambio */  
/* fase a */  
if(stateAY_act==1){  
va_ay_act=-V_caY[0];  
    }else{  
if(stateAY_act==2){  
va_ay_act=V_bcY[0];  
    }else{  
if(stateAY_act==3){  
va_ay_act=-V_abY[0];  
    }else{  
if(stateAY_act==4){  
va_ay_act=V_caY[0];  
    }else{  
if(stateAY_act==5){  
va_ay_act=-V_bcY[0];  
    }else{  
va_ay_act=V_abY[0];  
    }  
    }  
    }  
    }  
}
```

Código 5.5. Asignación posibles voltajes de salida. A.

Cada uno de los estados presentes o posibles estados futuros de la máquina de estados, debe estar asociado a un voltaje de salida para cada uno de los puentes de tiristores presentes en el CCV. El código 5.5 asigna el voltaje de salida del puente en cuestión, para este caso el puente de la fase A, conectado al secundario estrella del transformador principal. Observando este código se puede visualizar, por ejemplo, que el voltaje de salida asociado al estado 2 corresponde a al voltaje  $V_{bc}$  del secundario estrella ( $V\_bcY[0]$ ). Como se dijo anteriormente, para evaluar todas las posibles combinaciones de la máquina de estados asociada a los diferentes puentes, es necesario asociar un voltaje de salida a un estado de avance, en donde se considera cual sería el voltaje de salida, si la máquina decide avanzar en un estado. Esta tarea es realizada por el código 5.6, el cual asigna un voltaje para esta situación.

```

/* asignacion de estados a voltajes CON cambio */
/* fase a */
if(stateAY_fut==1){
va_ay_fut=-V_caY[0];
}else{
if(stateAY_fut==2){
va_ay_fut=V_bcY[0];
}else{
if(stateAY_fut==3){
va_ay_fut=-V_abY[0];
}else{
if(stateAY_fut==4){
va_ay_fut=V_caY[0];
}else{
if(stateAY_fut==5){
va_ay_fut=-V_bcY[0];
}else{
va_ay_fut=V_abY[0];
}
}
}
}
}
}
}

```

Código 5.6. Asignación posibles voltajes de salida. B.

Una vez que ya se disponen todos los voltajes de salida asociados a todos los puentes de tiristores, podemos evaluar la función de costo para cada una de las 64 posibilidades asociadas a las 6 máquina de estados presentes por ciclo de la corriente de carga (dos ciclos, uno para el signo positivo de la corriente y otro para el negativo, configuración sin corriente circulante). El código 5.7 es el encargado de evaluar la función de costo para el caso 1 de la tabla 4.3, en donde cada uno de los puentes mantiene el estado actual de conducción. En la primera etapa de este código se estima el voltaje de salida para cada una de las fases, la cual corresponde a la suma directa entre la salida del puente estrella y el delta, para la misma fase ( $v_{aK}$ ,  $v_{bK}$  y  $v_{cK}$ ). Luego de esto se procede a realizar una transformación abc a alfa-beta, para luego evaluar las corrientes en cuadratura (dq) en un instante posterior de muestreo (característica predictiva de la estrategia de control). Ya con estas variables calculadas, se procede a evaluar la función de costo, que para este caso considera el error en el seguimiento de las corrientes dq y disminución en el voltaje de modo común ( $v_{aK}+v_{bK}+v_{cK}$ ). Esta actividad propuesta (código 5.7 en su totalidad), debe ser repetida para los 63



casos restantes, presentes en la tabla 4.3. Para estos casos, será necesario considerar, si efectivamente se disponen de las condiciones que son necesarias para satisfacer el caso en particular, para cumplir esto, es necesario agregar lo propuesto en el código 5.8, en donde se presenta una restricción dura asociada al caso 2, el cual establece que todos los puentes se mantendrán en el mismo estado de conducción excepto el puente de la fase A asociado al secundario estrella, el cual avanza un estado de conducción. En este código podemos observar la restricción que se propone, en donde se establece que dependiendo del estado de conducción que se encuentre el puente en cuestión, serán los voltajes línea-línea de entrada los que indicarán, si efectivamente ese caso es admisible. De serlo, se procederá a evaluar la función de costo, de no ser así se procede a evaluar el caso siguiente, aceptando solo los casos posibles de conducción. Las restricciones propuestas para los distintos casos de conducción son presentadas en su totalidad en el anexo 1 del informe técnico presentando en [120], descripción detallada sobre el mismo en [121].

```

/*evaluacioncostos para cadauno de los 64 casos*/

/*1    000000*/
/*calculov_alfav_beta*/

vaK = va_ay_act + va_ad_act;
vbK = vb_by_act + vb_bd_act;
vcK = vc_cy_act + vc_cd_act;

v_alpha=(vaK*2/3)-(vbK/3)-(vcK/3);
v_beta=vbK*1/sqrt(3) - vcK*1/sqrt(3);

i_alpha_plus=i_alpha+h*((-
Rs*i_alpha/Ls)+(Ym*wr_k*sin(or_k)/Ls)+(v_alpha/Ls));
i_beta_plus=i_beta+h*((-Rs*i_beta/Ls)-
(Ym*wr_k*cos(or_k)/Ls)+(v_beta/Ls));
id_plus=i_alpha_plus*cos(or_k)+i_beta_plus*sin(or_k);
iq_plus=-i_alpha_plus*sin(or_k)+i_beta_plus*cos(or_k);

/* iniciofuncion de costo */
if(id_plus>idMAXIMO || iq_plus>iqMAXIMO)
iMAXIMO=inf;
else
iMAXIMO=0;
J[0]=lambda1*(id_ref-id_plus)*(id_ref-id_plus)+
lambda2*(iq_ref-iq_plus)*(iq_ref-iq_plus)+
iMAXIMO+lambda3*(vaK+vbK+vcK)*(vaK+vbK+vcK);

```

Código 5.7. Evaluación función de costos.

```

/* 2    100000*/

if((stateAY_act==1 && -V_abY[0]>0) ||
(stateAY_act==2 && V_caY[0]>0) ||
(stateAY_act==3 && -V_bcY[0]>0) ||
(stateAY_act==4 && V_abY[0]>0) ||
(stateAY_act==5 && -V_caY[0]>0) ||
(stateAY_act==6 && V_bcY[0]>0)){

```

Código 5.8. Restricciones asociadas a estados específicos.

Ya con el valor de cada función de costo, asociado a cada uno de los casos admisibles de la tabla 4.3, se procede a enviar las señales de disparo asociadas al caso de conducción con el valor mínimo de función de costo.

Tab. 5.1: My caption

| Parámetro                  | Valor                      |
|----------------------------|----------------------------|
| Resistencia de estator     | 0.3[Ω]                     |
| Inductancia de estator     | 0.0082[H]                  |
| Inercia de rotor           | 4[kgm <sup>2</sup> ]       |
| Torque de carga            | 10[Nm]                     |
| Constante de roce de rotor | 0.002[kgm <sup>2</sup> /s] |

## 5.2. Resultados de la simulación.

A continuación, se presentan los resultados asociados a las simulaciones propuestas en la sección anterior.

De modo de comparar la performance del método predictivo versus la estrategia clásica de control, se procedió a simular una misma máquina sincrónica accionada por un cicloconvertor de 12 pulsos sin corriente circulante. Mismo accionamiento para ambos casos propuestos. Los parámetros de esta máquina se presentan en la siguiente tabla.

### 5.2.1. Resultados método clásico de control.

Para la técnica de control clásico se utilizó la típica configuración de dos lazos de control. Ambos lazos quedan determinados por el diagrama propuesto en la sección 3 (ver Figura 3.12). El controlador PID interno de corriente queda determinado por:

$$C_i(s) = \frac{413,9 \cdot s + 1}{s} \quad (5.7)$$

Para el lazo externo de velocidad se utilizó el siguiente diagrama, asociado a la técnica de anti-enrollamiento:

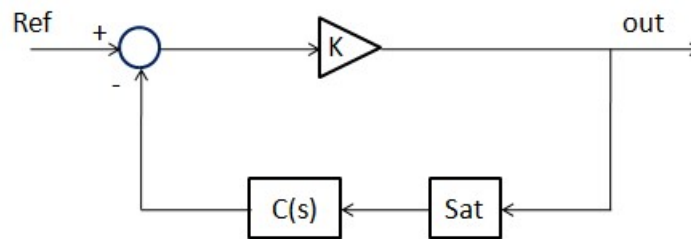


Fig. 5.4: Diagrama anti-enrollamiento.

Con:

$$\begin{aligned}
 K &= 43,029 \\
 C(s) &= \frac{-0,9828}{43,03 \cdot s + 42,29} \\
 sat &= [-10A, 10A]
 \end{aligned}
 \tag{5.8}$$

En la Figura 5.5 se puede observar la velocidad de rotor de referencia y la respuesta obtenida. Los resultados son los esperados, considerando la constante de tiempo ajustada en 2 segundos, lo que representa un parámetro real para este tipo de aplicaciones. Como se puede establecer tiene un overshoot menor al 3 %, lo que es totalmente aceptable para el lazo externo de velocidad.

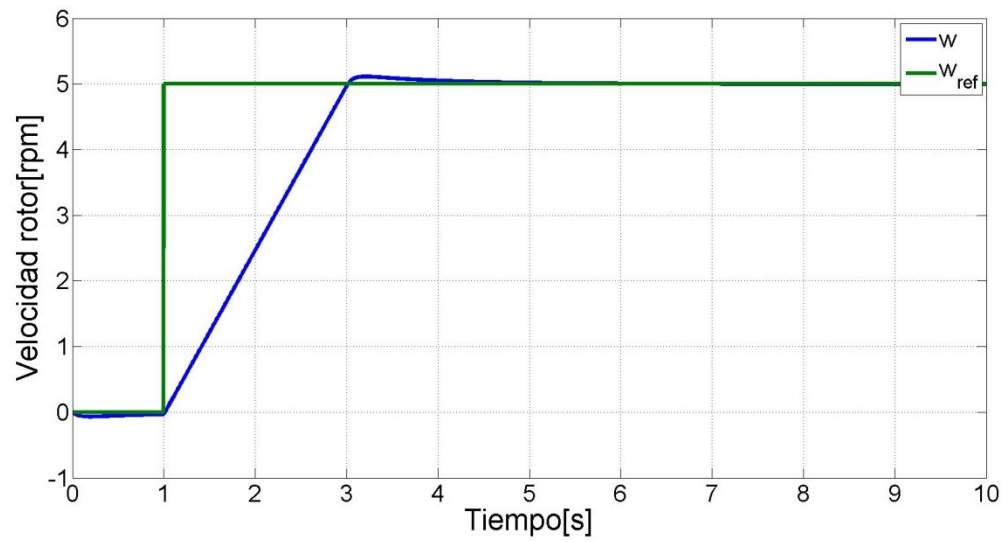


Fig. 5.5: Velocidad de rotor, método clásico.

La Figura 5.6 muestra la corriente en la coordenada d del estator. La referencia para esta variable se definió en 0[A], de modo de maximizar la relación torque eléctrico vs corriente estator. Como se puede observar, el lazo interno de corriente funciona de forma normal, con un error de  $\pm 0.4$ [A].

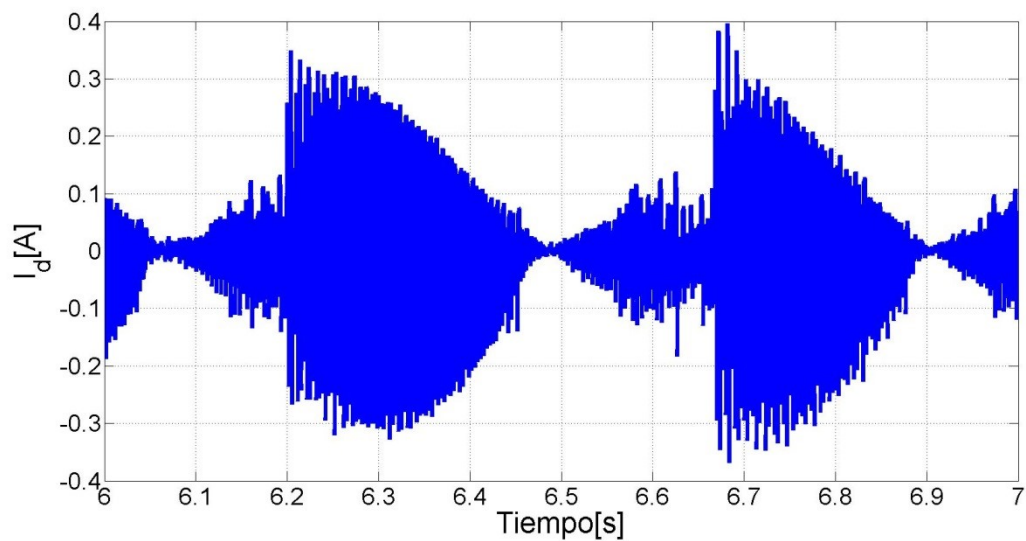
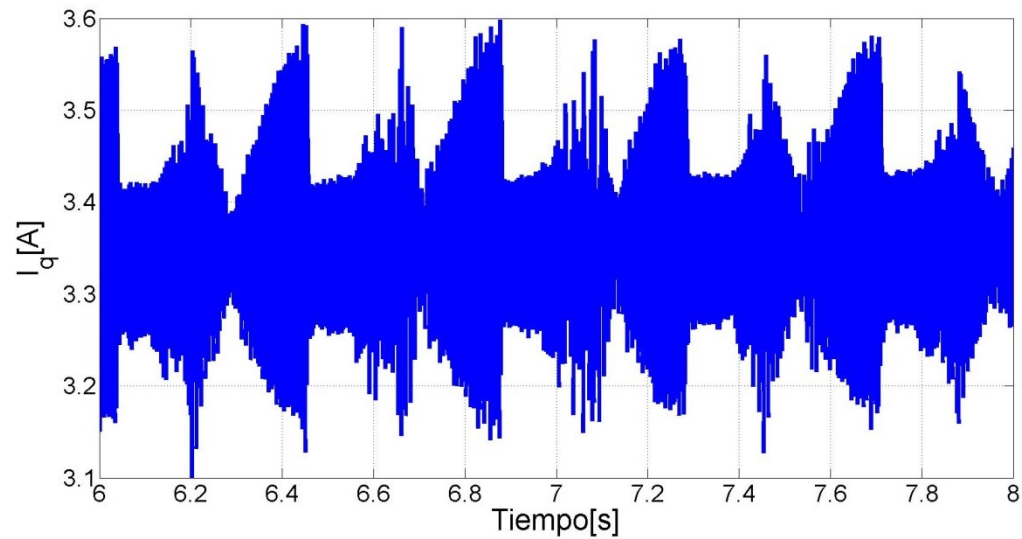


Fig. 5.6: Corriente estator coordenada d, método clásico.

La corriente asociada a la coordenada q, que en definitiva es la responsable de generar el torque eléctrico efectivo, se muestra en la Figura 5.7. Este gráfico está capturado en estado estacionario, cuando la máquina ya ha alcanzado la velocidad de referencia. Como podemos observar la corriente q de referencia para esta velocidad, se encuentra en 3.35 [A]. Para este caso, se observa que el lazo interno de corriente logra funcionar de forma correcta con un error cercano a  $\pm 0.2$  [A].



*Fig. 5.7: Corriente estator coordenada q, método clásico.*

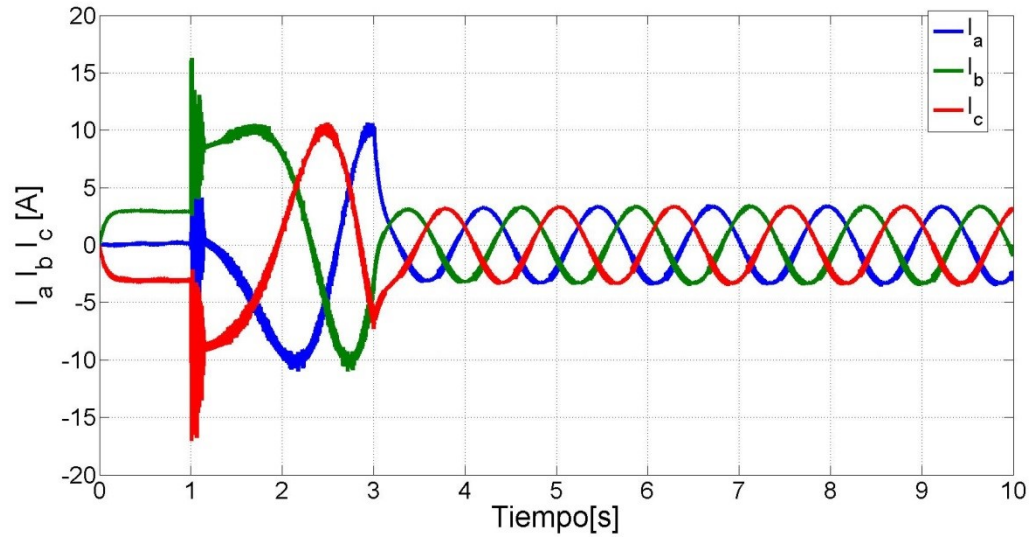


Fig. 5.8: Corrientes por el estator, método clásico.

Otras variables de interés necesarias para el análisis, corresponden a las corrientes reales trifásicas en el estator. La Figura 5.8 muestra estas variables, para todo el tiempo de simulación. Como se puede observar al aumentar la referencia, se obtiene un peak de corriente cercano a 17 [A], para luego obtener una corriente trifásica de amplitud 3.55 [A]. La Figura 5.9 muestra la forma de onda de la corriente por la fase A para estado estacionario. Como se puede observar esta corriente tiene una contaminación de alta frecuencia de una amplitud de  $\pm 0.2$  [A], lo cual es totalmente esperable observando la corriente asociada a la coordenada q por el estator.

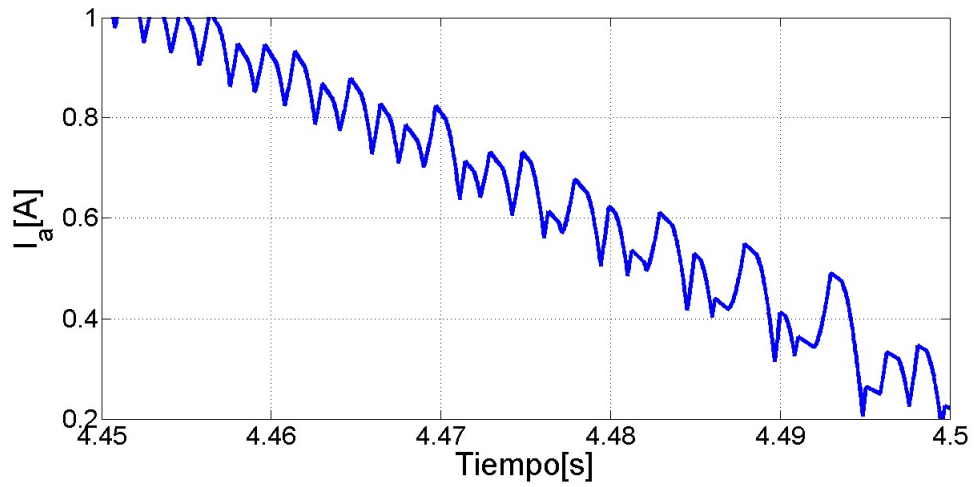


Fig. 5.9: Corriente fase A estator, método clásico (zoom Fig. 5.8).

Rescatando las corrientes por la carga y comparándolas con las corrientes por los secundarios de cada transformador, se puede obtener información respecto al estado de conducción asociado a cada uno de los puentes presentes en el CCV. La Figura 5.10 muestra el estado de conducción asociado al puente de la fase A del secundario estrella. Como se puede ver este puente pasa del estado de conducción 1 al 6, de forma ascendente y repetitiva. Lo cual indica un comportamiento natural y correcto para el cicloconvertor, en términos de los estados de conducción asociados al mismo.

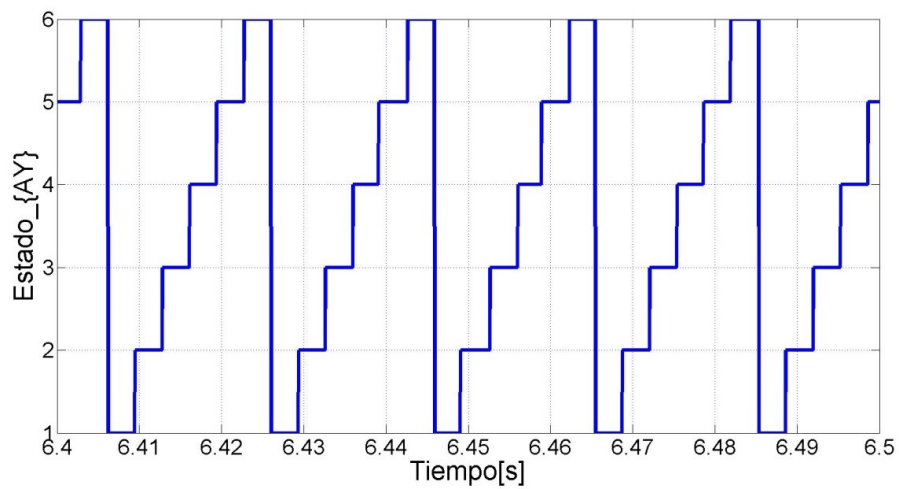


Fig. 5.10: Estado conducción puente secundario estrella fase A ciclo positivo corriente carga, método clásico.



La Figura 5.11 muestra la corriente asociada a la fase A del secundario estrella. Como se puede observar, esta variable posee una envolvente asociada a la corriente en la carga, lo cual es totalmente esperable considerando la relación directa que existe entre las corrientes de entrada y salida, para un convertidor basado en SCRs.

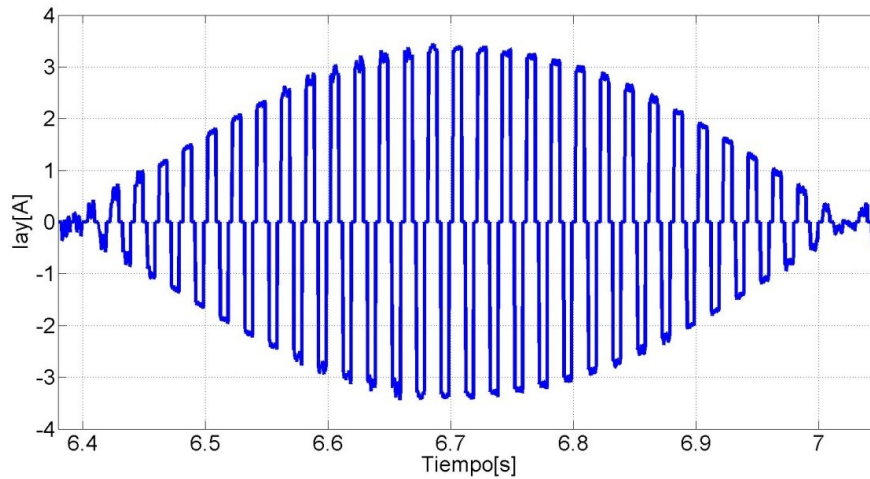


Fig. 5.11: Corriente secundario transformador principal, método clásico.

### 5.2.2. Resultados Método MPC.

En esta sección se discutirán los resultados obtenidos, asociados a las simulaciones de un accionamiento de alta potencia para una máquina síncrona, aplicando control predictivo para el lazo interno de corriente. Respecto a los parámetros de la máquina síncrona a controlar, se definió que se utilizarán los mismos presentados para el caso asociado a la técnica clásica de control, tabla 5.1.

El lazo a utilizar corresponde al presentado en la sección 4, ver Figura 4.6. En ella destaca un lazo externo de velocidad, idéntico al utilizado en la sección anterior para la estrategia clásica de control (sistema anti-enrollamiento) y un lazo interno de corrientes (d y q) basado en una estrategia de control predictivo, ampliamente discutida en la sección anterior.

En la Figura 5.12 se puede observar la velocidad de rotor de referencia y la respuesta

obtenida. Los resultados son los esperados y muy similares a la estrategia clásica de control, debido a que se utilizó el mismo lazo externo de velocidad para ambos casos.

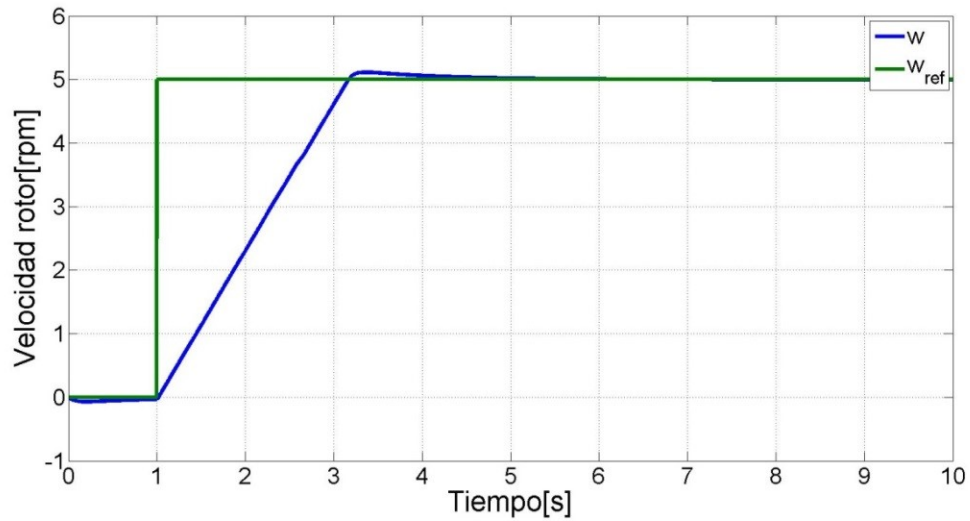
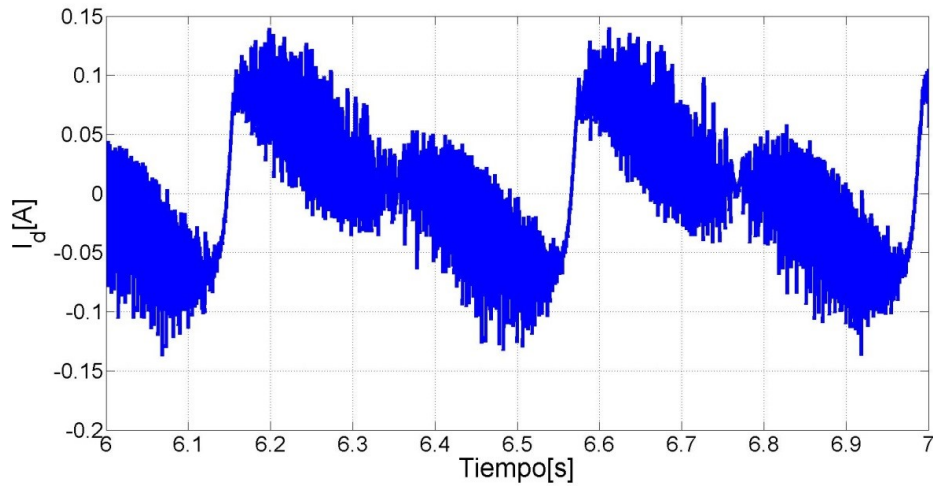


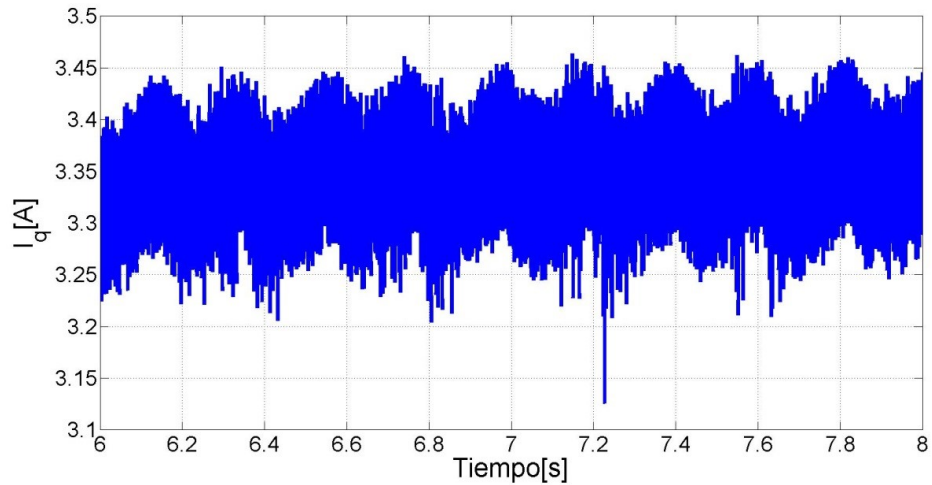
Fig. 5.12: Velocidad rotor, MPC.

La corriente de estator para la coordenada d, se presenta en la figura 5.13. Para la técnica de control predictiva, también se utilizó una referencia de 0[A], y podemos observar que para este caso el lazo interno (MPC) funciona de buena manera, con un variaciones de  $\pm 0.15$ [A], lo que representa una variación menor a la obtenida para el caso clásico (comparar Figuras 5.13 y 5.6).



*Fig. 5.13: Corriente estator coordenada d, MPC.*

La corriente de estator correspondiente a la coordenada q, es presentada en la figura 5.14. En ella podemos observar que la referencia en estado estacionario corresponde a 3.35[A], y para el caso predictivo se observan variaciones de 0.1[A]. Lo que en definitiva representa una variación menor que para la estrategia clásica de control.



*Fig. 5.14: Corriente estator coordenada q, MPC.*

Otras variables de interés necesarias para el análisis corresponden a las corrientes reales trifásicas en el estator. La Figura 5.14 muestra estas variables para la estrategia

MPC, para todo el tiempo de simulación. Como se puede observar al aumentar la referencia, se obtiene un peak de corriente cercano a 10 [A], para luego obtener una corriente trifásica de amplitud 3.55 [A]. La Figura 5.9 muestra la forma de onda de la corriente por la fase A para estado estacionario. Como se puede observar esta corriente tiene una contaminación de alta frecuencia de una amplitud de  $\pm 0.1$  [A], lo cual es totalmente esperable observando la corriente asociada a la coordenada q por el estator. Esta variación observada para el caso MPC, es menor que la obtenida para la estrategia clásica de control.

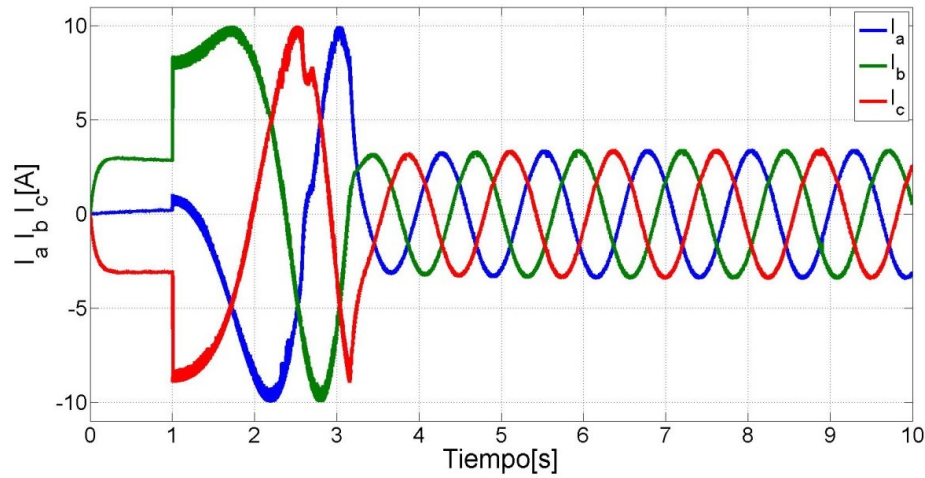


Fig. 5.15: Corrientes estator, MPC.

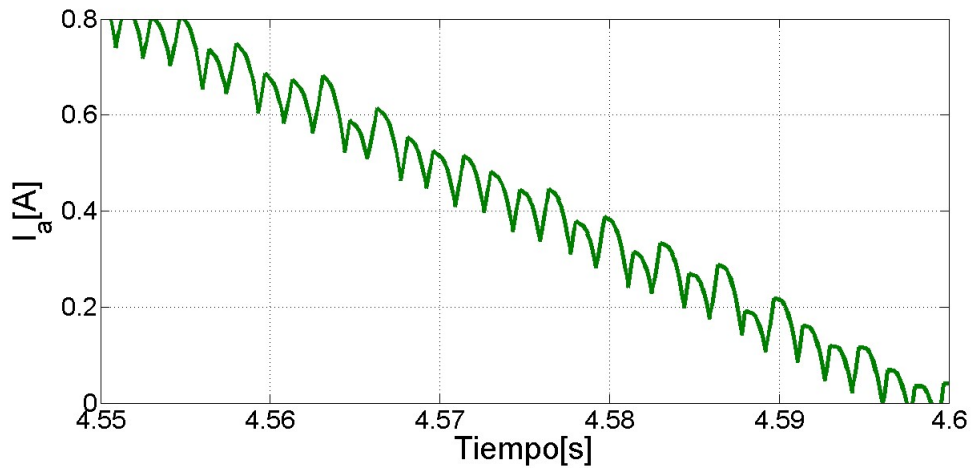
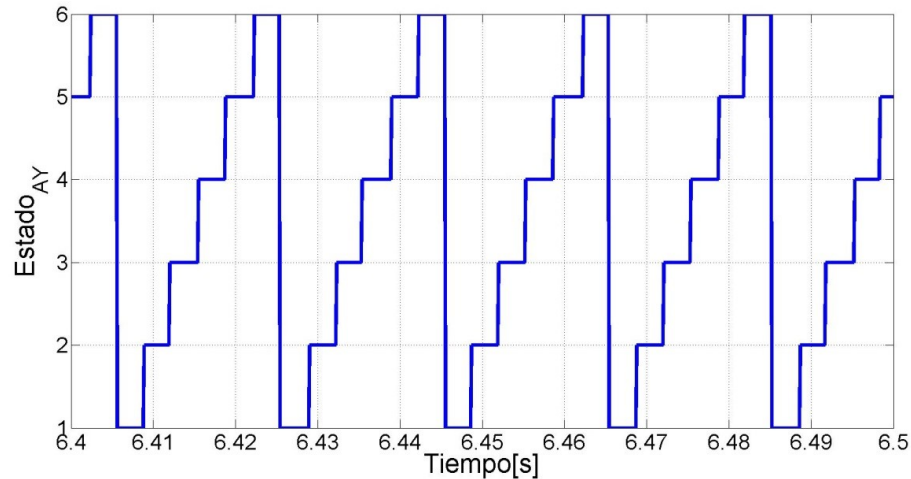


Fig. 5.16: Corriente estator fase A, MPC (zoom Fig. 5.15).

Rescatando las corrientes por la carga y comparándolas con las corrientes por los secundarios de cada transformador, se puede obtener información respecto al estado de conducción asociado a cada uno de los puentes presentes en el CCV. La Figura 5.17 muestra el estado de conducción asociado al puente de la fase A del secundario estrella. Como se puede ver este puente pasa del estado de conducción 1 al 6, de forma ascendente y repetitiva. Lo cual indica un comportamiento natural y correcto para el cicloconvertor en términos de los estados de conducción asociados al mismo. Es en este sentido que el comportamiento a nivel macro respecto a los estados de conducción son idénticos para las estrategias clásicas y predictivas.



*Fig. 5.17:* Estado conducción puente secundario estrella fase A ciclo positivo de la corriente, MPC.

La Figura 5.18 muestra la corriente asociada a la fase A del secundario estrella. Como se puede observar, esta variable posee una envolvente asociada a la corriente en la carga, lo cual es totalmente esperable considerando la relación directa, que existe entre las corrientes de entrada y salida, para un convertidor basado en SCR's. En este sentido, las técnicas clásicas y predictivas entregan mismo resultado, debido a que se trata de una característica inherente del CCV.

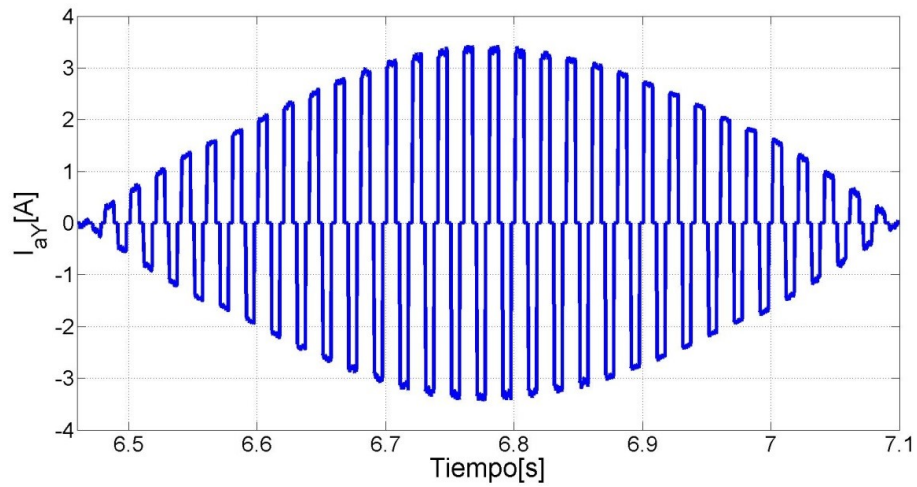


Fig. 5.18: Corriente secundario transformador principal, MPC.

### 5.3. Resultados simulación tiempo real mediante dSPACE.

De modo comprobar la realización de la estrategia de control predictivo en tiempo real, se procedió a programar la técnica de control propuesta y el modelo de la máquina sincrónica previamente establecida. La plataforma de control escogida fue dSPACE 1103, utilizando el mismo programa en C propuesto previamente. Las mediciones realizadas se obtuvieron gracias al instrumento de medida Osciloscopio Agilent Technologies Infiniivision MSO-X. Los resultados presentados a continuación, demuestran que la técnica de control propuesta es realizable en un entorno o plataforma de control en tiempo real. Todas las figuras presentadas, 5.19-5.22, son totalmente congruentes con las obtenidas en el apartado anterior asociadas a las simulaciones del método predictivo.

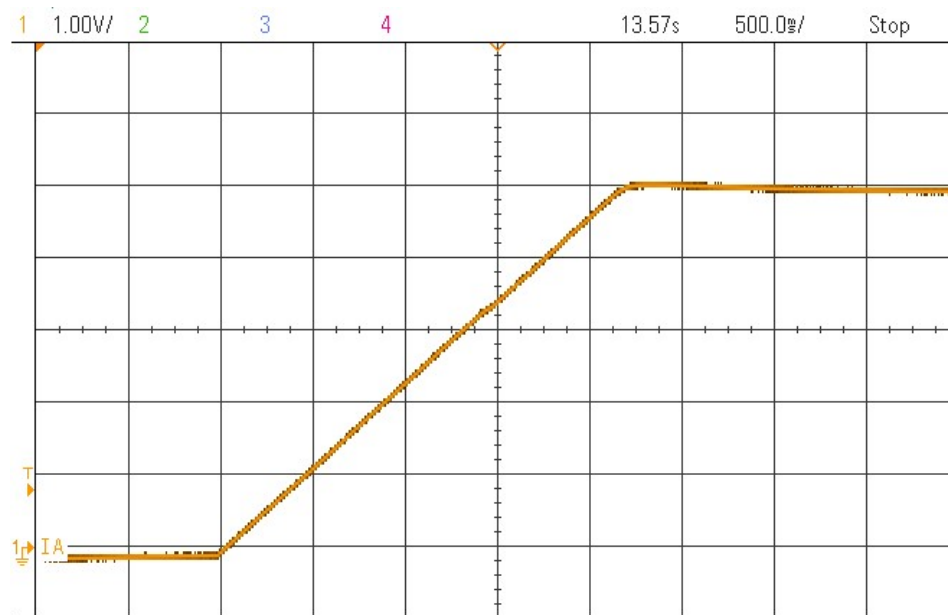


Fig. 5.19: Velocidad de rotor, MPC. Plataforma dSPACE.

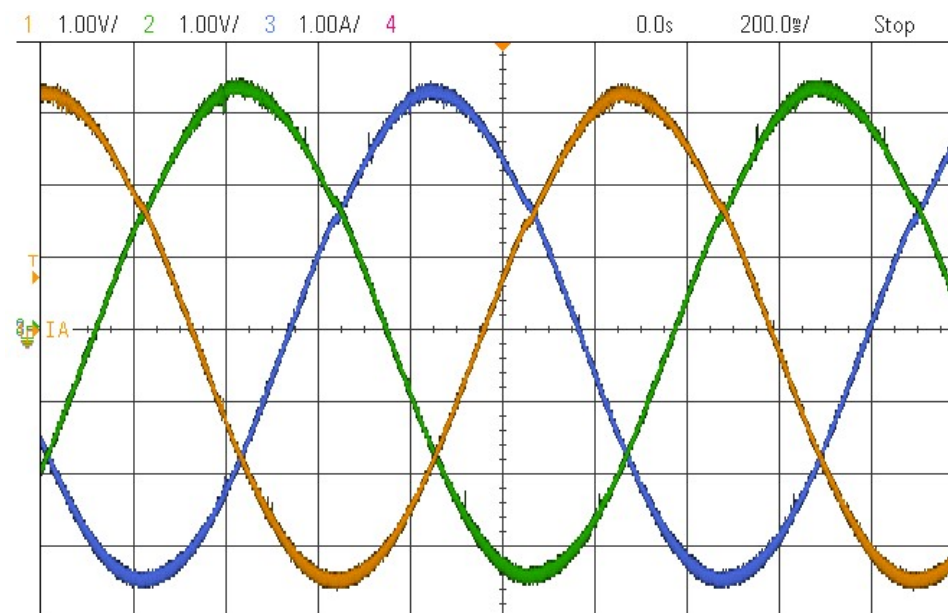


Fig. 5.20: Corrientes de estator, MPC. Plataforma dSPACE.

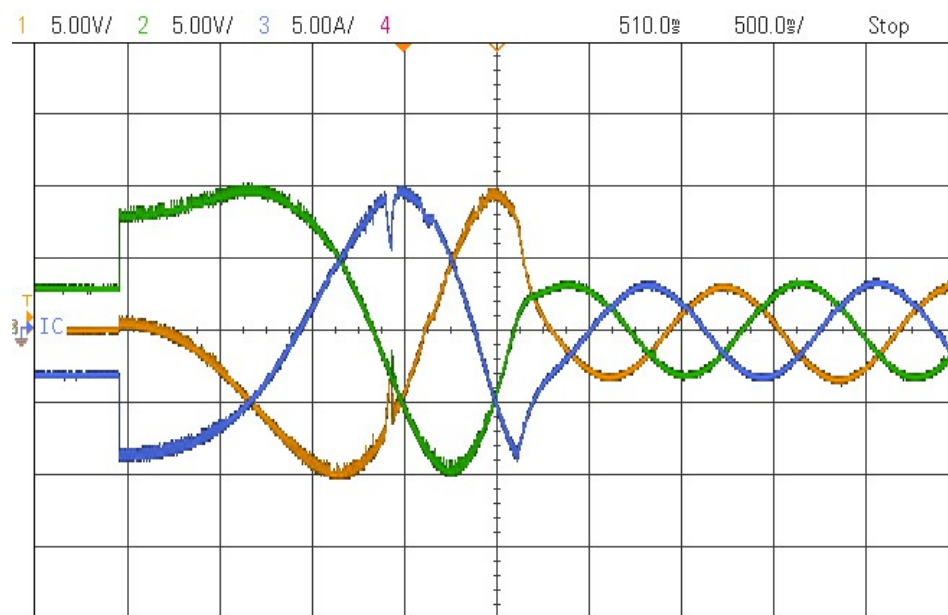


Fig. 5.21: Corrientes de estator, MPC. Plataforma dSPACE.

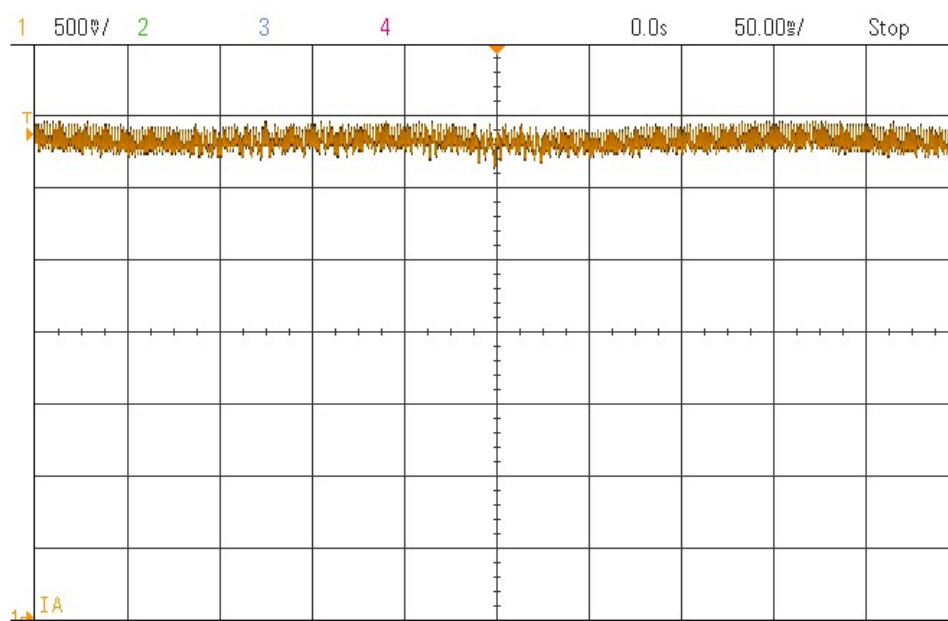


Fig. 5.22: Corriente  $I_q$ , MPC. Plataforma dSPACE.

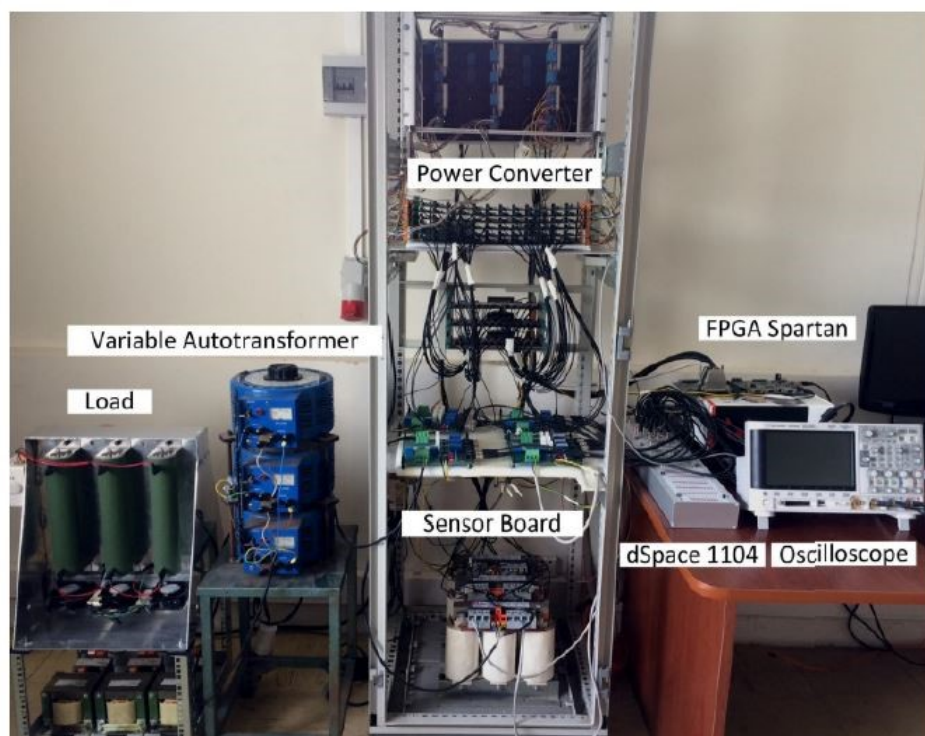


#### *5.4. Resultados experimentales obtenidos método predictivo.*

Durante el desarrollo de este trabajo de tesis se procedió a realizar pruebas experimentales asociadas al método de control predictivo propuesto. Para esta actividad, se procedió a cargar el algoritmo de control predictivo al hardware de control compuesto por el conjunto de dSPACE y FPGA, el cual comandará el cicloconvertor de 12 pulsos dispuesto en el laboratorio, ver figura 5.23. La meta principal de esta actividad fue comprobar el funcionamiento de la técnica de control propuesta en una plataforma de control real. Para esto se utilizó como método de prueba una carga RL realizando un lazo de control de corriente. Los resultados son expuestos en la figura 5.24.

Como se puede observar, las figuras 5.24 (i)-(ii) muestran las corrientes medidas en la carga RL trifásica dispuesta. Como se constata, el sistema de control permite realizar un seguimiento a las corrientes de referencia. De igual forma la figura 5.24 (iii) muestra la respuesta dinámica observada de un escalón en la referencia de las corrientes cuando disminuyen a la mitad de la amplitud inicial.

Las pruebas experimentales realizadas demuestran una correcta sinergia entre el algoritmo predictivo propuesto y la implementación en un hardware de control real.



*Fig. 5.23: Hardware de prueba dispuesto en laboratorio.*

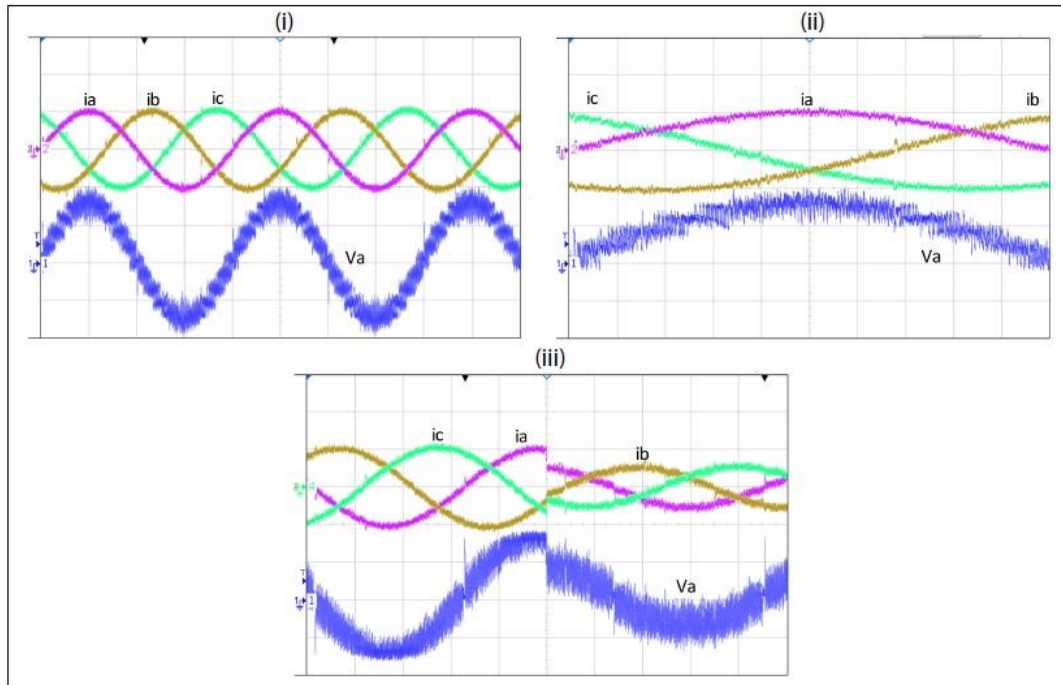


Fig. 5.24: (i) Corrientes medidas en carga RL. (ii) Corrientes observadas en carga RL. (iii) respuesta a escalón en magnitud de corrientes de referencia.

### 5.5. Comparativo MPC vs estrategia clásica de control.

De modo de establecer una comparativa directa asociada a ambas técnicas de control simuladas, se procede a presentar las figuras 5.25 y 5.26. En la primera figura se puede observar que las variaciones presentes en las corrientes de estator son menores cuando se utiliza el método predictivo para el lazo interno de corriente. Para el método predictivo se observa una variación de 0.1 [A] y para la estrategia de control clásica se obtiene variación de 0.2[A]. Lo que en definitiva representa una variación menor para el caso predictivo.

En la figura 5.26, se observa una comparativa entre ambos métodos de control para la corriente estatórica en la coordenada q. Como se puede observar el método predictivo ofrece un mejor seguimiento de corriente, ya que presenta una menor variación en la corriente respecto a la corriente de referencia. Esta situación es relevante, debido

a que el torque eléctrico es directamente proporcional a la corriente graficada en la figura expuesta ( $I_q$ ). Por ende, se puede concluir que el método predictivo ofrece una mejor performance asociada a torques eléctricos pulsantes o oscilatorios, al presentar menores variaciones y mejor seguimiento a la corriente estatórica de referencia del eje de coordenadas q.

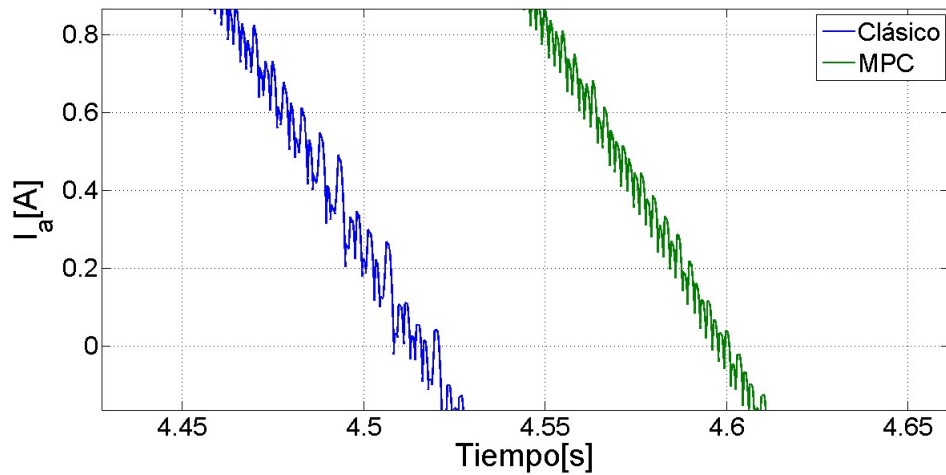


Fig. 5.25: Corrientes estator fase A, método clásico y MPC.

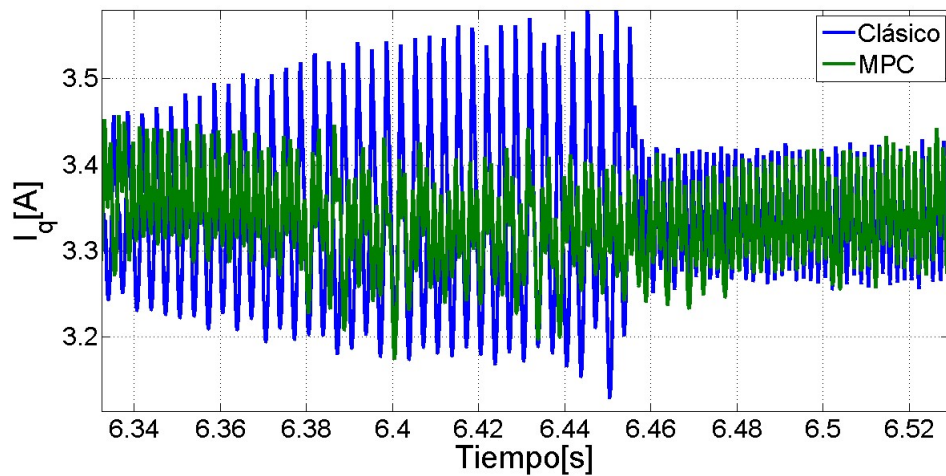


Fig. 5.26: Corrientes estatórica coordenada q, Control clásico y MPC.

En la tabla 5.2, se presenta un cuadro resumen asociado a los resultados presentados durante el transcurso de esta sección.

Tab. 5.2: Cuadro resumen MPC vs control clásico.

| -                                    | Estrategia de control clásica                                                                                      | MPC                                                                                                                | Figuras   |
|--------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>Velocidad de giro</b>             | Para ambos casos se observa misma velocidad de giro, ya que se utiliza mismo lazo externo de velocidad.            |                                                                                                                    | 5.5-5.12  |
| <b>Corriente Id estator</b>          | Valor medio en 0[A].<br>Con variaciones de +/- 0.2[A]                                                              | Valor medio en 0[A].<br>Con variaciones de +/- 0.1[A]                                                              | 5.6-5.13  |
| <b>Corriente Iq estator</b>          | Valor medio de 3.55[A] en estado estacionario, con una variación de 0.2[A]                                         | Valor medio 3.55[A] en estado estacionario, con una variación de 0.1[A]                                            | 5.7-5.14  |
| <b>Corrientes trifásicas estator</b> | Se observa un peak de 17 [A] al momento de inicio de marcha. Con una variación de 0.2[A] para estado estacionario. | Se observa un peak de 10 [A] al momento de inicio de marcha. Con una variación de 0.1[A] para estado estacionario. | 5.8-5.15  |
| <b>Secuencia de conmutación</b>      | Para ambos casos se mantiene misma secuencia de conmutación, pero trasladada en el tiempo.                         |                                                                                                                    | 5.10-5.17 |

Como se estableció en este capítulo, la estrategia de control predictivo ofrece una mejor performance asociada al lazo interno de corriente, en términos de la “suavidad” de la misma, ofreciendo un mejor THD para las corrientes presentes en el estator y el transformador principal del cicloconvertor. Esta característica permite evitar problemas a largo plazo, asociados las siguientes problemáticas subyacentes:

- **Torques oscilatorios:** Al disponer de corrientes con menor contaminación en el estator, se reducen los torques oscilatorios presentes en el eje de la máquina, lo que a largo plazo disminuye las posibilidades de generar grave daño estructural a un nivel mecánico en el molino.
- **Aislación:** Corrientes más suaves por el estator, implican menores problemas asociados a la aislación en los cables de alimentación y devanados de la máquina sincrónica.

La estrategia de control predictivo dispone de dos ventajas a considerar por sobre la técnica clásica de control, las que se detallan a continuación:

- **MPC asociado a función de costo:** La técnica clásica de control, si bien representa una buena solución para lograr un seguimiento en las corrientes de estator, no ofrece ningún tipo de solución asociado a otros aspectos relacionados a la máquina sincrónica. La técnica predictiva, empleando el modelo de máquina

de estados, permite la reducción de los estados de conmutación a evaluar, minimizándolos solo a 64 estados, lo cual permite la implementación del cálculo computacional discreto para la evaluación y optimización de una función de costo, permitiendo minimizar los errores del sistema de control de corriente, con la posibilidad adicional de integrar al lazo de control aspectos subyacentes al mismo, como voltajes de modo común, eliminación de armónicas, etc. Dependiendo de los factores de peso  $\lambda$  a escoger en la función de costo (ver capítulo anterior) se puede modificar totalmente los objetivos asociados a la técnica de control propuesta.

- Detección de fallas: La técnica de control predictiva propuesta, considera una etapa asociada a la estimación de estados de conducción presentes en el cicloconversor. Esta característica permite que la implementación de un sistema de fallas de conmutación en el Cicloconversor sea natural e integral al sistema de control propuesto.
- Como se estableció en capítulos anteriores, existen diversas técnicas predictivas de control, algunas basadas, no en una función de costo, pero si basadas en trayectorias predefinidas. Esta capacidad puede resultar útil, en donde la operación rutinaria de un molino es totalmente conocida, y el usar una trayectoria predefinida como técnica de control, puede resultar sumamente útil.

## 6. CONCLUSIONES

Los accionamientos sin engranajes (gearless) de alta potencia empleados en molienda de minerales alcanzan potencias de 28 MW y velocidades cercanas a 10 rpm. Tienen máquinas sincrónicas de gran tamaño, alto número de polos y baja velocidad con grandes torques de operación, con valores cercanos a 28 MNm. Estos accionamientos son alimentados con cicloconvertidores trifásicos multipulso, en que la calidad dinámica del control de corriente incide en componentes armónicas, generando torques y fuerzas oscilatorias en la máquina, aumentando las exigencias mecánicas y estructurales de la máquina. Ha habido importantes fallas de confiabilidad en motores de anillo en la minería mundial, donde una de las variadas fuentes de falla son las fuerzas oscilatorias.

Para aplicaciones de control moderno de convertidores autónomos se ha empleado el control predictivo, sin embargo, no es aplicable directamente en convertidores de control de fase como los cicloconvertidores con tiristores.

En este contexto, este trabajo propone un modelo de máquina de estado finito para un cicloconvertidor de 12 pulsos, que permite la implementación de una estrategia de control predictivo para su aplicación en el accionamiento de una máquina sincrónica alimentada por un CCV multipulso de alta potencia.

Los resultados presentados muestran que la estrategia de MPC para el control interno de las corrientes permite disminuir los torques oscilatorios en la máquina sincrónica.

Los resultados muestran que el esquema de control propuesto se puede implementar en una plataforma de control, evitando el uso de cualquier tipo de modulador, ya que

los pulsos de disparo para los tiristores son generados directamente por el controlador.

El modelo y la estrategia de control propuesta abre nuevas posibilidades para el mejoramiento del desempeño y confiabilidad de aplicaciones industriales de alta potencia posibilitando además el desarrollo de nuevas aplicaciones de propiedad intelectual que apoyen las innovaciones tecnológicas de control de alta calidad dinámica de convertidores multipulso de conmutación natural.

### **Contribuciones asociadas al presente trabajo de tesis.**

Este trabajo se inició en el 2011 y durante su desarrollo se revisó y se validó la pertinencia del área de investigación de esta tesis, manteniéndose un seguimiento del estado del arte que permitió las siguientes contribuciones:

Guerrero, V.; Pontt, J.; Dixon, J.; Rebolledo, J., “A Novel Noninvasive Failure-Detection System for High-Power Converters Based on SCRs”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.60, no.2, pp.450,458, 2013. [51].

Guerrero, J. Pontt, “Mechanical impacts analysis in SAG mills due to small failures in the electric drive”, Int’l Conf. Comminution 2014, Cape Town, S.Africa, April, 2014.[116]

V. Guerrero, J. Pontt, “Failure analysis for the drive of a permanent-magnet synchronous machine working in field weakening operation” , 7th Intl. Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER’12, Monaco, March, 22-25, 2012.[117]

J. Pontt, V. Guerrero, “Design of a 12-pulse cycloconverter with fault tolerance capability”, European Power Electronics Conference, EPE 2011, Birmingham, UK., 29.Aug-1.Sept., 2011.[91]

Guerrero, V.; Pontt, J., “Oscillatory torque caused by dead time in the current control of high power gearless mills”, IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , vol., no., pp.1966,1970, 7-10 Nov. 2011. [29]

INAPI, Chile, Solicitud de patente, 2015: Título: “Un método y sistema de control



de una máquina sincrónica a través de un cicloconvertor múltipulso que es accionado mediante control predictivo”, Autores: Víctor Guerrero B., Jorge Pontt O., M.Olivares S. [118].

## Bibliografía

- [1] Mazumdar, J., “Regeneration Energy Management in AC Mining Drives for Providing Control Power,” Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE , vol., no., pp.1,5, 4-8 Oct. 2009.
- [2] Rodriguez, J.R.; Pontt, J.; Newman, P.; Musalem, R.; Miranda, H.; Moran, L.; Alzamora, G., “Technical evaluation and practical experience of high-power grinding mill drives in mining applications,” Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.41, no.3, pp.866,874, May-June 2005.
- [3] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Dixon, J., “Safety, reliability and economics in mining systems,” Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE , vol.2, no., pp.942,946, 8-12 Oct. 2006.
- [4] Rodriguez, J.; Moran, L.; Pontt, J.; Espinoza, J.; Diaz, R.; Silva, E., “Operating experience of shovel drives for mining applications,” Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the , vol.1, no., pp.705,711 vol.1, 13-18 Oct. 2002.
- [5] Rodriguez, J.; Pontt, J.; Becker, N.; Weinstein, A., “Regenerative drives in the megawatt range for high-performance downhill belt conveyors,” Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.38, no.1, pp.203,210, Jan/Feb 2002.
- [6] Rodriguez, J.; Pontt, J.; Silva, C.; Musalem, R.; Newman, P.; Vargas, R.; Fuentes, S., “Resonances and overvoltages in a medium-voltage fan motor drive with long

cables in an underground mine,” Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.42, no.3, pp.856,863, May-June 2006.

- [7] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Valderrama, W.; Sepulveda, G.; Chavez, P.; Cuitino, B.; Gonzalez, P.; Alzamora, G., “Current issues on high-power cycloconverter - fed gearless motor drives for grinding mills,” Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on , vol.1, no., pp.369,374 vol. 1, 9-11 June 2003.
- [8] Rodriguez, J.; Moran, L.; Pontt, J.; Espinoza, J.; Diaz, R.; Silva, E., “Operating experience of shovel drives for mining applications,” Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.40, no.2, pp.664,671, March-April 2004.
- [9] Rodriguez, J.; Pontt, J.; Silva, C.; Musalem, R.; Newman, P.; Fuentes, S., “Resonances and overvoltages in a medium voltage fan motor drive with long cables in an underground mine,” Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE , vol.2, no., pp.1101,1107 vol.2, 3-7 Oct. 2004.
- [10] Rebolledo, J.; Dixon, J., “Up-Rating of Electrical Drives in Mining Installations,” Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE , vol., no., pp.1741,1745, 23-27 Sept. 2007.
- [11] Pontt, J., “High-power drives for energy efficiency and abatement of carbon emissions in mineral processing,” Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on , vol., no., pp.5,10, 14-17 March 2010.
- [12] Rodriguez, J.; Pontt, J.; Becker, N.; Weinstein, A., “Regenerative drives in the megawatt range for high performance downhill belt conveyors”, Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE , vol.4, no., pp.2707,2712 vol.4, Oct 2000.
- [13] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Rebolledo, J.; Martin, L.S.; Cid, E.; Figueroa, G., “High-

power LCI grinding mill drive under faulty conditions,” Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 , vol.1, no., pp.670,673 Vol. 1, 2-6 Oct. 2005.

- [14] San Martin, J.; Pontt, J.; Bello, F.; Aguilera, R., “Interharmonics Power Losses Estimation in Power Transformer fed High Power Cycloconverter Drive,” Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE , vol., no., pp.1,5, 5-9 Oct. 2008.
- [15] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Caceres, E.; Illanes, I., “Integrated monitoring and Control of Cycloconverter Drive System for Fault Diagnosis and Predictive Maintenance,” Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE , vol.3, no., pp.1303,1309, 8-12 Oct. 2006.
- [16] Illanes, I.; Pontt, J.; Rodriguez, J., “Model-Based Fault Diagnosis Applied to 6-pulse Cycloconverter,” Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE , vol., no., pp.684,689, 17-21 June 2007.
- [17] Rodriguez, J.; Pontt, J.; Alzarnora, G.; Becker, N.; Einkenkel, O.; Weinstein, A., “Novel 20-MW downhill conveyor system using three-level converters,” Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.49, no.5, pp.1093,1100, Oct 2002.
- [18] Koellner, W.G.; Brown, G.M.; Rodriguez, J.; Pontt, J.; Cortes, P.; Miranda, H., “Recent advances in mining haul trucks,” Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.51, no.2, pp.321,329, April 2004.
- [19] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Huerta, R.; Newman, P.; Michel, W.; Argandona, C.L., “High-power regenerative converter for ore transportation under failure conditions,” Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.41, no.6, pp.1411,1419, Nov.-Dec. 2005.
- [20] Castro, P.P.; Valenzuela, M.A., “Modeling and evaluation of cycloconverter-fed,

- two-stator windings SAG mill drive. Part II: Starting evaluation,” Industry Applications Society Annual Meeting, 2014 IEEE , vol., no., pp.1,8, 5-9 Oct. 2014.
- [21] Castro, P.P.; Valenzuela, M.A., “Modeling and evaluation of cycloconverter-fed, two-stator windings SAG mill drive. Part I: Modeling options,” Industry Applications Society Annual Meeting, 2014 IEEE , vol., no., pp.1,8, 5-9 Oct. 2014.
- [22] Greer, S.A., “Selection criteria for SAG mill drive systems,” Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.26, no.5, pp.901,908, Sep/Oct 1990.
- [23] Erickson, M.T., “SAG mill ball charge determination and its influence on mill drive requirements,” Cement Industry Technical Conference, 1990., XXXII, Record of Conference Papers., IEEE , vol., no., pp.81,98, 22-24 May 1990.
- [24] Spencer, S.J.; Campbell, J.J.; Weller, K.R.; Liu, Y., “Acoustic emissions monitoring of SAG mill performance,” Intelligent Processing and Manufacturing of Materials, 1999. IPMM '99. Proceedings of the Second International Conference on , vol.2, no., pp.939,946 vol.2, 1999.
- [25] Boonseng, C.; Kinnares, V.; Koykul, W.; Payakkaruang, S.; Chikinee, M.; Kaewrut, S., “Harmonics, power factor correction and transient overvoltage analysis in a stainless steel cold rolling mill plant system caused by voltage sags,” Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on , vol.2, no., pp.1157,1162 vol.2, 1999
- [26] Craig, I.K., “Grinding mill modeling and control: Past, present and future,” Control Conference (CCC), 2012 31st Chinese , vol., no., pp.16,21, 25-27 July 2012.
- [27] Olivares, C.; Astudillo, P.; Moran, L.; Dixon, J., “Interaction between Passive Filter and High Power Cycloconverter Drive,” Industry Applications Society Annual Meeting, 2009. IAS 2009. IEEE , vol., no., pp.1,5, 4-8 Oct. 2009.
- [28] Aravena, P.; Moran, L.; Melo, D.; Burgos, R.; Astudillo, P.; Olivares, C., “High power cycloconverter for mining applications: Practical recommendations for

operation, protection and compensation,” Industry Applications Society Annual Meeting, 2013 IEEE , vol., no., pp.1,7, 6-11 Oct. 2013.

- [29] Guerrero, V.; Pontt, J., “Oscillatory torque caused by dead time in the current control of high power gearless mills,” IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , vol., no., pp.1966,1970, 7-10 Nov. 2011.
- [30] Mohanty, S.; Gupta, K.K.; Raju, K.S.; Mishra, V.; Kumar, V.; Prasad, P.B., “Characterization of wireless accelerometer sensor and its industrial applications,” Communications (NCC), 2014 Twentieth National Conference on , vol., no., pp.1,5, Feb. 28 2014-March 2 2014.
- [31] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Valderrama, W.; Sepulveda, G.; Chavez, P.; Cuitino, B.; Gonzalez, P.; Alzamora, G., “Current issues on high-power cycloconverter - fed gearless motor drives for grinding mills,” Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium on , vol.1, no., pp.369,374 vol. 1, 9-11 June 2003.
- [32] Sbarbaro, D.; Barriga, J.; Valenzuela, H.; Cortes, G., “A multi-input-single-output smith predictor for feeders control in SAG grinding plants,” Control Systems Technology, IEEE Transactions on , vol.13, no.6, pp.1069,1075, Nov. 2005.
- [33] Nagpal, M.; Martinich, T.G.; Moshref, A.; Morison, K.; Kundur, P., “Assessing and limiting impact of transformer inrush current on power quality,” Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.21, no.2, pp.890,896, April 2006.
- [34] Klaic, Z.; Sipl, D.; Nikolovski, S., “Economic impact of power quality disturbances,” Electricity Distribution (CIRED 2013), 22nd International Conference and Exhibition on , vol., no., pp.1,4, 10-13 June 2013.
- [35] Mirzaee, H.; De, A.; Tripathi, A.; Bhattacharya, S., “Design Comparison of High-Power Medium-Voltage Converters Based on a 6.5-kV Si-IGBT/Si-PiN Diode, a 6.5-kV Si-IGBT/SiC-JBS Diode, and a 10-kV SiC-MOSFET/SiC-

- JBS Diode,” Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.50, no.4, pp.2728,2740, July-Aug. 2014.
- [36] Xibo Yuan, “A Set of Multilevel Modular Medium-Voltage High Power Converters for 10-MW Wind Turbines,” Sustainable Energy, IEEE Transactions on , vol.5, no.2, pp.524,534, April 2014.
- [37] Bernet, S., “Recent developments of high power converters for industry and traction applications,” Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.15, no.6, pp.1102,1117, Nov 2000.
- [38] Shenai, K.; Neudeck, Philip G.; Schwarze, G., “Design and technology of compact high-power converters,” Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE , vol.16, no.3, pp.27,31, Mar 2001.
- [39] Liqiang Yuan; Zhengming Zhao; Haitao Zhang; Zhi Yang; Bing Li; Jianzheng Liu, “Snubberless switching-off characteristics of IGCTs equipped in high power three-level neutral point clamped converters,” Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on , vol.2, no., pp.1257,1260 Vol. 2, 29-29 Sept. 2005.
- [40] Franquelo, L.G.; Leon, J.I.; Dominguez, E., “New trends and topologies for high power industrial applications: The multilevel converters solution,” Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on , vol., no., pp.1,6, 18-20 March 2009.
- [41] Palmer, P.R.; Xin Yang; Weiwei He, “Dead-time minimisation using active voltage control gate drive for high-power IGBT converters,” IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society , vol., no., pp.333,338, 25-28 Oct. 2012.
- [42] Hua Zhou; Yun Wei Li; Zargari, N.R.; Zhongyuan Cheng, “Selective Harmonic Compensation (SHC) PWM for grid-interfacing high-power converters,”

- Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE , vol., no., pp.4066,4072, 17-22 Sept. 2011.
- [43] Vinnikov, D.; Laugis, J.; Jalakas, T., "Evaluation of different high-voltage switch solutions for high-power converters used in rolling stock," *Industrial Electronics*, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on , vol., no., pp.214,219, June 30 2008-July 2 2008.
- [44] Cantarellas, A.M.; Rakhshani, E.; Remon, D.; Rodriguez, P., "Grid connection control of VSC-based high power converters for wave energy applications," *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE* , vol., no., pp.5092,5097, 10-13 Nov. 2013.
- [45] Kadavelugu, A.; Bhattacharya, S.; Sei-Hyung Ryu; Van Brunt, E.; Grider, D.; Agarwal, A.; Leslie, S., "Characterization of 15 kV SiC n-IGBT and its application considerations for high power converters," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE* , vol., no., pp.2528,2535, 15-19 Sept. 2013.
- [46] Luiz, A.-S.A.; Filho, B., "Minimum reactive power filter design for high power converters," *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th* , vol., no., pp.1345,1352, 1-3 Sept. 2008.
- [47] Mouton, H.Du.T.; Combrink, F.W.; Enslin, J.H.R.; Akagi, H., "Design optimisation of a resonant turn-off snubber for high-power converters," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -* , vol.148, no.3, pp.229,236, May 2001.
- [48] Gattozzi, A.L.; Pappas, J.A., "Circuits for protecting and triggering SCRs in high power converters," *Magnetics, IEEE Transactions on* , vol.39, no.1, pp.414,417, Jan. 2003.
- [49] Napoles, J.; Leon, J.I.; Portillo, R.; Franquelo, L.G.; Aguirre, M.A., "Selective Harmonic Mitigation Technique for High-Power Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.57, no.7, pp.2315,2323, July 2010.



- [50] Januszewski, S.; Swiatek, H.; Zymmer, K., "Consequences of internal short-circuits in very high power converters," Industrial Electronics, 1996. ISIE '96., Proceedings of the IEEE International Symposium on , vol.1, no., pp.519,524 vol.1, 17-20 Jun 1996.
- [51] Guerrero, V.; Pontt, J.; Dixon, J.; Rebolledo, J., "A Novel Noninvasive Failure-Detection System for High-Power Converters Based on SCRs," Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.60, no.2, pp.450,458, Feb. 2013.
- [52] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Huerta, R.; Newman, P.; Michel, W.; Argandona, C.L., "High-power regenerative converter for ore transportation under failure conditions," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.41, no.6, pp.1411,1419, Nov.-Dec. 2005.
- [53] Jie Shen; Schroder, S.; Stagge, H.; De Doncker, R.W., "Impact of modulation schemes on the power capability of high-power converters with low pulse ratios," Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on , vol., no., pp.1,10, 2-6 Sept. 2013.
- [54] Wilson, R.M., "High power converters for rail traction vehicles," Very High Power Converter Devices and Applications, IEE Colloquium on , vol., no., pp.2/1,2/8, 7 Dec 1988.
- [55] Buccella, C.; Cecati, C.; Cimatori, M.G.; Razi, K., "Real-time Harmonics Elimination procedures for high-power converters," Intelligent Energy Systems (IWIES), 2013 IEEE International Workshop on , vol., no., pp.179,184, 14-14 Nov. 2013.
- [56] Design and control of high power converters for renewable energy systems, "IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society" , vol., no., pp.5065,5066, 25-28 Oct. 2012.
- [57] Tamai, S., "High power converter technologies for saving and sustaining energy,"

Power Semiconductor Devices & IC's (ISPSD), 2014 IEEE 26th International Symposium on , vol., no., pp.12,18, 15-19 June 2014.

- [58] Hunter, G.; Ramsden, V., "A mill motor inching drive using a three pulse cycloconverter with double integral phase control," Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings. 1998 International Conference on , vol.1, no., pp.447,451 Vol.1, 1-3 Dec. 1998.
- [59] Azam, M.A.; Azad, A.N.; Imam, H.T.; Kabir, M.A.; Uddin, M.N.; Choudhury, M.A., "Three to single phase buck-boost regulated high power quality Cycloconverter," Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), 2012 IEEE , vol., no., pp.1,6, 21-24 May 2012.
- [60] Yazhou Liu; Heydt, G.T.; Chu, R.F., "The power quality impact of cycloconverter control strategies," Power Delivery, IEEE Transactions on , vol.20, no.2, pp.1711,1718, April 2005.
- [61] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Caceres, E.; Illanes, I.; Rebolledo, J., "Cycloconverter behavior for a grinding mill drive under firing pulses fault conditions," Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 , vol.1, no., pp.645,649 Vol. 1, 2-6 Oct. 2005.
- [62] Pontt, J.; Rodriguez, J.; Caceres, E.; Illanes, E.; Silva, C., "Cycloconverter Drive System for Fault Diagnosis Study: Real Time Model, Simulation and Construction," Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE , vol., no., pp.1,6, 18-22 June 2006.
- [63] Ma Xianmin; Yang Qian, "Study and analysis of three-phase high-frequency AC cycloconverter based on pulse density modulation," Electrical Machines and Systems, 2003. ICEMS 2003. Sixth International Conference on , vol.1, no., pp.415,418 vol.1, 9-11 Nov. 2003.
- [64] Meier, S.; Norrga, Staffan; Nee, H.-P., "Control strategies for mutually commuta-

- ted converter systems without cycloconverter turn-off capability,” Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE , vol., no., pp.1344,1350, 15-19 June 2008.
- [65] Hill, W.A.; Ho, E.; Neuzil, I., “Dynamic behaviour of a cycloconverter system,” Industry Applications Society Annual Meeting, 1990., Conference Record of the 1990 IEEE , vol., no., pp.1024,1030 vol.2, 7-12 Oct. 1990.
- [66] Balasubramanyam, R.; John, Vilayil I., “Spectral calculation software for a circulating current cycloconverter drive system,” Electrical and Computer Engineering, 1993. Canadian Conference on , vol., no., pp.437,440 vol.1, 14-17 Sep 1993.
- [67] Prasid Syam; Bandyopadhyay, G.; Nandi, P.K.; Chattopadhyay, A.K., “Simulation and experimental study of interharmonic performance of a Cycloconverter-FedSynchronous motor drive,” Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.19, no.2, pp.325,332, June 2004.
- [68] Sharda, Nalin K.; Mulchandani, Ratan; Arockiasamy, R., “Microprocessor Control of Cycloconverter: Techniques for Implementation and Testing,” Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.IE-33, no.3, pp.281,291, Aug. 1986.
- [69] Basirifar, M.; Shoulaie, A., “Impact of different control strategies on cycloconverter harmonic behavior,” Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC), 2011 2nd , vol., no., pp.385,391, 16-17 Feb. 2011.
- [70] Katz, I.; Slonim, M.A., “Analysis and computer simulation of cycloconverter operation based on the energy equation,” Power Conversion Conference - Nagoka 1997., Proceedings of the , vol.2, no., pp.849,852 vol.2, 3-6 Aug 1997.
- [71] Hofmeester, N.H.M.; Polinder, H.; Offringa, L.J.J.; van den Bosch, P.P.J., “Modelling and control of a cycloconverter with permanent magnet generator,” Po-

- wer Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on , vol., no., pp.382,387 vol.4, 13-16 Sep 1993.
- [72] Hill, W.A.; Ho, Edward Y.Y.; Nuezil, I.J., "Dynamic behavior of cycloconverter system," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.27, no.4, pp.750,755, Jul/Aug 1991.
- [73] Rodriguez, J.; Cuadra, R.; Weinstein, A., "Simulation of a 12-pulse cycloconverter with the Alternative Transient Program (ATP)," Computers in Power Electronics, 2000. COMPEL 2000. The 7th Workshop on , vol., no., pp.268,274, 2000.
- [74] Basic, D.; Ramsden, V.S.; Muttik, P.K., "Selective compensation of cycloconverter harmonics and interharmonics by using a hybrid power filter system," Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual , vol.3, no., pp.1137,1142 vol.3, 2000.
- [75] Nakagawa, R.; Funaki, T.; Matsuura, K., "Installation and control of cycloconverter to low frequency AC power cable transmission," Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the , vol.3, no., pp.1417,1422 vol.3, 2002.
- [76] Polinder, H.; Hofmeester, N.H.M.; Offringa, L.J.J.; Deleroi, W., "Cycloconverter for high speed permanent magnet generator units," Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on , vol., no., pp.162,167 vol.8, 13-16 Sep 1993.
- [77] Tamby, J.P.; John, V.I.; Chadwick, P., "Harmonic performance software for circulating current cycloconverter drive systems," Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991., Fourth International Conference on , vol., no., pp.75,80, 17-19 Jul 1990.
- [78] Bin Wu; Pontt, J.; Rodriguez, J.; Bernet, S.; Kouro, S., "Current-Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives,"

Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.7, pp.2786,2797, July 2008

- [79] Hua Lin; Xingwei Wang; Zhihao Ye; Yunping Zou, "Equivalent circuit model of cycloconverter-fed multiphase synchronous motor system," Power System Technology, 2004. PowerCon 2004. 2004 International Conference on , vol.1, no., pp.464,469 Vol.1, 21-24 Nov. 2004.
- [80] Cathey, J.J., "Suppression of converter introduced harmonic currents using a forced-commutated cycloconverter," Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.5, no.4, pp.643,649, Dec 1990.
- [81] Symonds, A.; Laylabadi, M., "Large cycloconverter drives in mining applications," Industry Applications Society Annual Meeting, 2013 IEEE , vol., no., pp.1,12, 6-11 Oct. 2013.
- [82] Lin Hua; He Bi; Ma Lei; Zhang Xiaofeng; Zhou Yunbin, "The Vector Control Strategies of 12-Phase Cycloconverter-fed Synchronous Motor System," Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on , vol., no., pp.1,5, 24-26 May 2006.
- [83] Sarakhanova, R.Yu.; Kharitonov, S.A.; Dubkov, I.S., "Vector control of cycloconverter with increased input power factor," Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM), 2014 15th International Conference of Young Specialists on , vol., no., pp.429,432, June 30 2014-July 4 2014.
- [84] Slonim, M.A.; Katz, I., "Energy equations using for analysis of cycloconverter," Electrical and Electronics Engineers in Israel, 1996., Nineteenth Convention of , vol., no., pp.352,354, 5-6 Nov 1996.
- [85] Xiaofeng Yang; Ruixiang Hao; Xiaojie You; Zheng, T.Q., "A new single-phase to three-phase cycloconverter for low cost AC motor drives," Industrial Electro-

- tics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference on , vol., no., pp.1752,1756, 3-5 June 2008.
- [86] Chiesa, E.; Monti, A.; Matuonto, M., "Computer simulation of a cycloconverter drive and development of a full digital field oriented control," Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on , vol., no., pp.121,127 vol.5, 13-16 Sep 1993.
- [87] Baier, M.; Sheppard, J., "Case study of a unique power quality problem and solution. Application of a damped harmonic filter to a cycloconverter," Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference, 1996. Conference Record, Papers Presented at the 1996 Annual Meeting., IEEE 1996 , vol., no., pp.117,122, 6-9 May 1996.
- [88] Castro, P.P.; Valenzuela, M.A., "Modeling and evaluation of cycloconverter-fed, two-stator windings SAG mill drive. Part I: Modeling options," Industry Applications Society Annual Meeting, 2014 IEEE , vol., no., pp.1,8, 5-9 Oct. 2014.
- [89] Illanes, I.; Pontt, J.; Rodriguez, J., "Model-Based Fault Diagnosis Applied to 6-pulse Cycloconverter," Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007. IEEE , vol., no., pp.684,689, 17-21 June 2007.
- [90] Barria, V.G.; Olivares, J.P., "Design of a 12-pulse cycloconverter with fault-tolerance capability," Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on , vol., no., pp.1,10, Aug. 30 2011-Sept. 1 2011.
- [91] Valiviita, S.; Ovaska, S.J.; Kyyra, J., "Adaptive signal processing system for accurate zero-crossing detection of cycloconverter phase currents," Power Conversion Conference - Nagaoka 1997., Proceedings of the , vol.1, no., pp.467,472 vol.1, 3-6 Aug 1997.
- [92] Amato, Carmelo J., "Analog Computer Simulation of an SCR as Applied to

- a Cycloconverter,” Industry and General Applications, IEEE Transactions on , vol.IGA-2, no.2, pp.137,140, March 1966.
- [93] Gorman, M.J.; Elbuluk, M.E., “A simple two-switch cycloconverter for variable-frequency low-speed applications,” Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.6, no.4, pp.759,764, Oct 1991.
- [94] Khalafalla, E.B.; Dun, S.C., “A high-performance, controlled cycloconverter for traction power application,” Railroad Conference, 1991., Proceedings of the 1991 IEEE/ASME Joint , vol., no., pp.133,137, 21-23 May 1991.
- [95] Maamoun, A.; Mahmoud, A.M.A.; Kheireldin, A.F.; Saleh, M.A., “The harmonic effects in an induction motor fed from a cycloconverter,” Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991., Fourth International Conference on , vol., no., pp.69,74, 17-19 Jul 1990.
- [96] Thomsen, S.; Hoffmann, N.; Fuchs, F.W., “PI Control, PI-Based State Space Control, and Model-Based Predictive Control for Drive Systems With Elastically Coupled Loads?A Comparative Study,” Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.58, no.8, pp.3647,3657, Aug. 2011.
- [97] Linder, A.; Kennel, R., “Direct model predictive control - a new direct predictive control strategy for electrical drives,” Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on , vol., no., pp.10 pp.,P.10, 0-0 0.
- [98] Linder, A.; Kennel, R., “Model Predictive Control for Electrical Drives,” Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th , vol., no., pp.1793,1799, 16-16 June 2005.
- [99] Cortes, P.; Kazmierkowski, M.P.; Kennel, R.M.; Quevedo, D.E.; Rodriguez, J., “Predictive Control in Power Electronics and Drives,” Industrial Electronics, IEEE Transactions on , vol.55, no.12, pp.4312,4324, Dec. 2008.
- [100] Smidl, V.; Janous, S.; Peroutka, Z., “Improved Stability of DC Catenary Fed

- Traction Drives Using Two-Stage Predictive Control,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.62, no.5, pp.3192,3201, May 2015.
- [101] Janous, Stepan; Smidl, Vaclav; Peroutka, Zdenek, “Feed-forward guided generalized predictive control of PMSM drive,” *Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.1,6, 28-31 May 2013.
- [102] Bolognani, S.; Kennel, R.; Kuehl, S.; Paccagnella, G., “Speed and current Model Predictive Control of an IPM synchronous motor drive,” *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International* , vol., no., pp.1597,1602, 15-18 May 2011.
- [103] Bogado, B.; Barrero, F.; Arahal, M.R.; Toral, S.; Levi, E., “Sensitivity to electrical parameter variations of Predictive Current Control in multiphase drives,” *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE* , vol., no., pp.5215,5220, 10-13 Nov. 2013.
- [104] Preindl, M.; Bolognani, S., “Model predictive direct speed control with finite control set of PMSM-VSI drive systems,” *Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), 2011 Workshop on* , vol., no., pp.17,23, 14-15 Oct. 2011.
- [105] Duran, M.J.; Barrero, F.; Prieto, J.; Toral, S., “Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques and multi level voltage source inverters,” *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.3171,3176, 4-7 July 2010.
- [106] Duran, M.; Barrero, F.; Toral, S.; Arahal, M.; Prieto, J., “Improved techniques of restrained search predictive control for multiphase drives,” *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on* , vol., no., pp.1,9, 8-10 Sept. 2009.
- [107] Gatto, G.; Marongiu, I.; Serpi, A.; Perfetto, A., “Predictive Control of Synchro-



- nous Reluctance Motor Drive,” Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on , vol., no., pp.1147,1152, 4-7 June 2007.
- [108] Guzinski, J.; Abu-Rub, H., “Predictive current control implementation in the sensorless induction motor drive,” Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on , vol., no., pp.691,696, 27-30 June 2011.
- [109] Zhenbin Zhang; Hackl, C.; Fengxiang Wang; Zhe Chen; Kennel, R., “Encoderless model predictive control of back-to-back converter direct-drive permanent-magnet synchronous generator wind turbine systems,” Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on , vol., no., pp.1,10, 2-6 Sept. 2013.
- [110] Hexu Sun; Lianbing Li; Yan Dong, “Predictive control of ventilating system driven by synchronous motor,” Power Electronics and Drive Systems, 2001. Proceedings., 2001 4th IEEE International Conference on , vol.2, no., pp.589,592 vol.2, 22-25 Oct. 2001.
- [111] Preindl, M.; Bolognani, S., “Model Predictive Direct Speed Control with Finite Control Set of PMSM Drive Systems,” Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.28, no.2, pp.1007,1015, Feb. 2013.
- [112] Kay-Soon Low; Koon-Yong Chiun; Keck-Voon Ling, “Evaluating generalized predictive control for a brushless DC drive,” Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.13, no.6, pp.1191,1198, Nov 1998.
- [113] Gatto, G.; Marongiu, I.; Perfetto, A., “Predictive control of permanent magnet AC motor drives,” Emerging Technologies and Factory Automation, 2005. ETFA 2005. 10th IEEE Conference on , vol.2, no., pp.6 pp.,1000, 19-22 Sept. 2005.
- [114] Belda, K., “Study of predictive control for Permanent Magnet Synchronous Motor drives,” Methods and Models in Automation and Robotics (MMAR), 2012 17th International Conference on , vol., no., pp.522,527, 27-30 Aug. 2012.

- [115] Guerrero, J. Pontt, "Mechanical impacts analysis in SAG mills due to small failures in the electric drive", Int'l Conf. Comminution 2014, Cape Town, S.Africa, April, 2014.
- [116] V. Guerrero, J. Pontt, "Failure analysis for the drive of a permanent-magnet synchronous machine working in field weakening operation", 7th Intl. Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies, EVER'12, Monaco, March, 22-25, 2012.
- [117] INAPI, Chile, Solicitud de patente, 2015: Titulo: "Un método y sistema de control de una máquina sincrónica a través de un cicloconvertor múltipulso que es accionado mediante control predictivo", Autores: Víctor Guerrero B., Jorge Pontt O., M.Olivares S.
- [118] Jorge Pontt, Waldo Valderrama, Manuel Olivares, Fernando Rojas, Víctor Guerrero, "Mantenimiento y confiabilidad operacional de molinos SAG con accionamientos GMD alimentados por cicloconvertidores", Trabajo presentado en Int'l Conference MAPLEMIN 2015, July 1-3, Lima, Perú.
- [119] Victor Guerrero, "Programa en C Controlador predictivo lazo interno de corriente". Informe Tecnico NEIM, Trabajo de investigación MPC de CCV múltipulso (documento interno), Julio, 2015.
- [120] Victor Guerrero, Jorge Pontt, "A Predictive Control Strategy for a 12-pulse Cycloconverter-fed Synchronous Machine for Gearless High Power Applications". Informe Tecnico NEIM, Trabajo de investigación MPC de CCV múltipulso (documento interno), Julio, 2015.