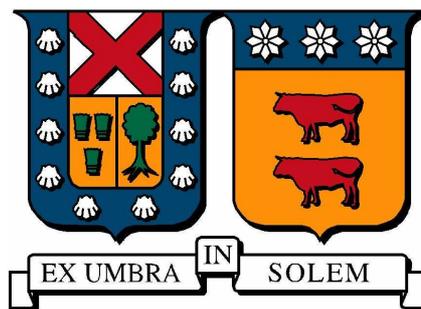


UNIVERSIDAD TÉCNICA FEDERICO SANTA MARÍA  
DEPARTAMENTO DE ELECTRÓNICA



COMPARACIÓN ENTRE EL CONTROL POR  
CAMPO ORIENTADO, CONTROL DIRECTO DE  
TORQUE Y CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE  
EN MÁQUINAS DE INDUCCIÓN

Tesis de Grado presentada por  
**Mauricio Esteban Trincado Zapata**

como requisito parcial para optar al grado de  
**Magíster en Ciencias de la Ingeniería Electrónica**

Profesor Guía  
Dr. José Rodríguez Pérez

Valparaíso, 2011.



TÍTULO DE LA MEMORIA:

**COMPARACIÓN ENTRE EL CONTROL POR CAMPO ORIENTADO, CONTROL DIRECTO DE TORQUE Y CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE EN MÁQUINAS DE INDUCCIÓN**

AUTOR:

**MAURICIO ESTEBAN TRINCADO ZAPATA**

TESIS DE GRADO, presentada en cumplimiento parcial de los requisitos para el grado de Magíster en Ciencias de la Ingeniería Electrónica de la Universidad Técnica Federico Santa María.

Dr. José Rogríguez P.

---

Dr. César Silva J.

---

Dr. José Espinoza C.

---

Valparaíso, Agosto de 2011.



---

---

# RESUMEN

Dentro de las últimas décadas, el control de accionamientos eléctricos ha sufrido una rápida expansión. Las principales razones de este desarrollo son las ventajas del uso de semiconductores tanto en electrónica de potencia como en electrónica de señal, lo que ha culminado en la creación de microprocesadores electrónicos y DSPs. Estas mejoras tecnológicas ha posibilitado el desarrollo de accionamientos eléctricos de alta calidad en términos de tiempos de respuesta y disipación de potencia.

Las principales tecnologías de accionamientos eléctricos de alto rendimiento son el Control por Campo Orientado y el Control Directo de Torque. Ambas estrategias fueron desarrolladas en la década de los setenta y ochenta respectivamente y aunque presentan muchas diferencias, el fundamento de operación es el mismo: Lograr un control independiente de torque y flujo.

En los últimos años, un avance importante en el control de accionamientos se ha observado con el Control Predictivo. Sus principales ventajas con su facilidad conceptual y de implementación, sumado a los exitosos resultados experimentales obtenidos. El desarrollo del Control Predictivo de Torque ha demostrado alta calidad dinámica de los resultados, los cuales son similares a los obtenidos con estrategias de control tradicionales.

El objetivo principal de este trabajo apunta a realizar una comparación entre las tres estrategias de control señaladas. Esta comparación debe efectuarse en los términos más justos posibles. Para esto, las consideraciones principales son operar con la misma estrategia de control de velocidad, junto con un número de conmutaciones equivalente en una ventana de tiempo determinada. Esta última consideración es la más importante ya que solo así se asegura un mismo número de actuaciones y una comparación realmente efectiva.

La primera parte del trabajo se centra en el desarrollo teórico de cada estrategia de control. La segunda, se enfoca más específicamente en la descripción del banco de pruebas y en la obtención y análisis de los resultados experimentales

**Palabras claves:** *DTC, FOC, Máquina de Inducción y PTC.*



---

---

# ABSTRACT

During the last decades, control of electrical drives has undergone a fast expansion, due mainly to the advantages of semiconductors, both in power and signal electronics. It has culminated in the development of electronics microprocessors and DSPs. These technological improvement has made possible the development of high performance electrical drives, which can achieve short response times and low power dissipation.

The main technologies of high performance electrical drives are Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC). Both strategies were developed in the 1970's and 1980's, respectively. Although they have many differences to each other, their control principle is the same: Achieving an independent torque and flux control.

During the last years, Predictive Control has been successfully applied in Power Electronics. It is conceptually easy, the implementation is quite simple and it has achieved excellent preliminary results. The development of Predictive Torque Control has verified good performance, which can be compared to the one obtained by traditional strategies.

The main objective of this work is focused to achieve a comparison among the strategies previously mentioned. In order to get the fairest possible comparison, some considerations have been taken into account: Same sampling frequency and speed control strategy and an equivalent number of commutations in a specific time window. The last consideration is the most important, because it assures the same number of actuations.

The first part of this work covers the theoretical development of each strategy, the second one is focused on the description of test bench and the analysis of the experimental results.

**Keywords:** *DTC, FOC, Induction Machines and PTC.*



---

---

# ÍNDICE

<b>RESUMEN</b>	<b>I</b>
<b>ABSTRACT</b>	<b>III</b>
<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>VII</b>
<b>1. CONTROL POR CAMPO ORIENTADO</b>	<b>1</b>
1.1. Representación en Vectores Espaciales . . . . .	1
1.2. Diagrama de Bloques . . . . .	4
1.3. Orientación mediante el Flujo de Rotor . . . . .	4
1.4. Estimación de la Posición del Flujo de Rotor . . . . .	8
1.4.1. Método de Voltaje . . . . .	9
1.4.2. Método de Corriente . . . . .	10
1.4.3. Método Indirecto . . . . .	11
1.5. Diseño del Esquema de Control . . . . .	12
1.5.1. Control es Cascada con Controladores PI . . . . .	13
1.6. Simulación . . . . .	15
<b>2. CONTROL DIRECTO DE TORQUE</b>	<b>18</b>
2.1. Principio de Operación . . . . .	18
2.2. Control Directo de Torque basado en Tablas de Conmutación . . . . .	24
2.3. Simulación . . . . .	29
<b>3. CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE</b>	<b>31</b>
3.1. Control Predictivo de Torque con horizontes de predicción cortos . . . . .	32
3.1.1. Control Predictivo de Torque basado en la aproximación de Euler . . . . .	34
3.1.2. Estimación . . . . .	34
3.1.3. Predicción . . . . .	35
3.1.4. Optimización . . . . .	36
3.2. Simulación . . . . .	37
<b>4. BANCO DE PRUEBAS EXPERIMENTALES</b>	<b>39</b>
4.1. Máquina de Inducción a Controlar . . . . .	40
4.2. Inversor Eurotherm . . . . .	40
4.3. Máquina de Inducción usada como Carga . . . . .	41

---

4.4. Inversor Danfoss . . . . .	42
4.5. Plataforma de Programación dSPACE . . . . .	42
4.6. Enconder Incremental . . . . .	44
4.7. Sensores de Corriente LEM . . . . .	44
4.8. Medición de Voltaje . . . . .	44
4.9. Interconexión . . . . .	44
<b>5. RESULTADOS EXPERIMENTALES</b>	<b>45</b>
5.1. Configuración de las Estrategias . . . . .	45
5.1.1. Control por Campo Orientado . . . . .	46
5.1.2. Control Directo de Torque . . . . .	47
5.1.3. Control Predictivo de Torque . . . . .	47
5.2. Consideraciones de Comparación . . . . .	48
5.3. Resultados Finales . . . . .	50
5.3.1. Corrientes en Estado Estacionario . . . . .	50
5.3.2. Inversión de Marcha . . . . .	52
5.3.3. Impacto de Carga . . . . .	53
5.3.4. Respuesta a Escalón de Torque . . . . .	54
5.3.5. Ajuste Controlador PI de Velocidad . . . . .	54
5.3.6. Tiempo de Cálculo . . . . .	55
<b>CONCLUSIONES</b>	<b>60</b>
<b>A. PUBLICACIONES</b>	<b>64</b>
<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>74</b>

---

---

# INTRODUCCIÓN

Desde su invención, la máquina de inducción se ha convertido en el actuador eléctrico más utilizado en la industria. Sus principales ventajas radican en que ésta no necesita de ninguna conexión eléctrica entre su parte estacionaria y su parte rotatoria. Tampoco hay un conmutador mecánico como en el caso de la máquina de corriente continua, motivo por el cual es muy atractiva en términos de mantenimiento y costo.

Las máquinas de inducción tienen un tamaño e inercia baja, gran eficiencia y capacidad de sobrecorriente. Además, son más robustas y baratas en comparación a otros tipos de máquinas. Todas estas características hacen que la máquina de inducción sea considerada como el transductor perfecto entre energía eléctrica y energía mecánica; sin embargo dicho tipo de energía es generalmente requerido a velocidades variables, situación que vuelve al sistema de control del motor en un asunto no trivial.

El creciente número de aplicaciones industriales que requieren velocidad variable ha demandado el desarrollo de accionamientos eléctricos capaces de lograr resultados óptimos tanto en transiente como en estado estacionario. Algunos de los parámetros que definen la alta calidad de un accionamiento son por ejemplo el nivel de distorsión de las corrientes, la respuesta a una perturbación en el torque carga, como también la frecuencia de conmutación necesaria en los distintos puntos de operación. Esta última característica se vuelve muy importante en alta potencia, debido a que dicho parámetro está directamente relacionado a las pérdidas de potencia por conmutación y como consecuencia a su eficiencia.

El desarrollo de estrategias de control de alta calidad para accionamientos AC ha seguido una rápida evolución durante las tres últimas décadas. En la actualidad, básicamente dos tecnologías han dominado el mercado industrial: El Control por Campo Orientado (FOC: *Field Oriented Control*) y el Control Directo de Torque (DTC: *Direct Torque Control*). Dichas estrategias fueron desarrolladas en la década de los setenta y ochenta respectivamente y aunque ambas tratan de diferenciarse la una de la otra por motivos económicos, sus objetivos de control son los mismos, lograr un control independiente de torque y flujo de manera de obtener un control de velocidad eficiente. Ambas estrategias han sido ampliamente utilizadas en aplicaciones industriales por dos grandes compañías, Siemens y ABB, las cuales claman la superioridad de su propia tecnología por sobre la otra.

Durante la última década, un nuevo concepto ha emergido como una importante alternativa para el control de los accionamientos eléctricos. El Control Predictivo ha sido ampliamente utilizado en la industria química y en los últimos años se ha demostrado su gran potencial en el control de convertidores y máquinas eléctricas. En particular, el Control Predictivo de Torque he tenido excelentes resultados preliminares. Aunque solo ha sido implementada en prototipos experimentales, se espera que esta tecnología sea vista

como una alternativa potente para competir con las alternativas tradicionales como los son el Control por Campo Orientado y el Control Directo de Torque.

En este trabajo, el objetivo fundamental es lograr una comparación en términos experimentales de los dos métodos clásicos para el control de accionamientos eléctricos con la nueva estrategia de Control Predictivo de Torque. La idea es verificar y clarificar, bajo las mismas condiciones, las principales ventajas y desventajas de los métodos abordados.

Los aspectos más importantes a observar en relación al comportamiento de las tres estrategias de control tanto en condiciones transientes como en estado estacionario son resumidos en las siguientes ideas.

- Comportamiento de las corrientes de estator en estado estacionario
- Respuesta del lazo de velocidad ante una perturbación de torque
- Respuesta del lazo de control ante un escalón en la referencia de torque
- Capacidad del sistema para incrementar el ancho de banda en el control de velocidad
- Comportamiento de la estrategia ante condiciones de operación exigentes como lo es un cambio de marcha a velocidad nominal

Otro aspecto importante a considerar consiste en determinar las condiciones, desde el punto de vista de la operación, que permitan obtener una comparación realmente efectiva entre las tres estrategias. A modo introductorio se detallan algunas consideraciones:

- Uso de la misma frecuencia de conmutación en condiciones estacionarias de operación
- Esquema de control de velocidad equivalente
- Estimación de las variables no medidas mediante métodos equivalentes

El presente trabajo de tesis es dividido en 5 capítulos: En el primer, segundo y tercer capítulo se describe el estado del arte en lo que respecta al control de accionamientos eléctricos. En particular se resumen los aspectos teóricos que dan lugar a las estrategias de Control por Campo Orientado, Control Directo de Torque y Control Predictivo de Torque, las cuales son aplicadas al control de una máquina de inducción.

En el capítulo cuatro se describe fundamentalmente el banco de pruebas a utilizar para la obtención de los resultados experimentales, detallando las principales características y funciones de cada uno de los componentes del sistema, como también la interacción de cada uno de ellos en el método global de implementación.

En el capítulo cinco se describen de manera detallada las condiciones operacionales que dan lugar a la obtención de resultados experimentales realmente representativos desde el punto de vista de la comparación de las tres estrategias. Se presentan los aspectos más relevantes para la implementación de cada una de las estrategias y finalmente se entregan los resultados experimentales correspondientes para las tres estrategias. Es importante destacar que el presente trabajo aborda en mayor profundidad los resultados experimentales más que los resultados de simulación, debido a que en [1] se establece una comparación de las tres estrategias en base a simulación.

# CONTROL POR CAMPO ORIENTADO

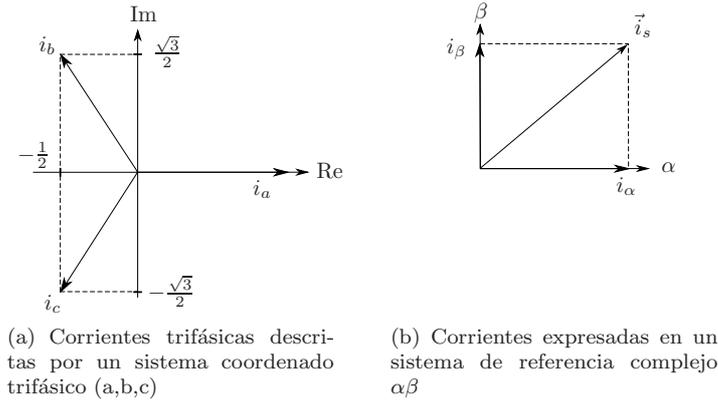
En máquinas eléctricas, el torque electromagnético se genera cuando las corrientes eléctricas de los devanados de rotor se exponen al campo magnético generado por los devanados de estator o vice versa. En una máquina de corriente continua, un conmutador mecánico revierte la dirección de la corriente en los devanados de armadura cuando los conductores de un polo cambian de posición. Así el conmutador actúa como un convertidor mecánico que ajusta los ejes magnéticos de los devanados de campo y armadura de manera de dejarlos en cuadratura. Otra característica importante de la máquina de corriente continua radica en que ésta presenta sus devanados de campo y armadura separados, lo que permite controlar el flujo y el torque de manera independiente a través de las corrientes circulantes por cada uno de ellos.

Las máquinas de inducción se caracterizan por tener una construcción más sencilla que las máquinas de corriente continua, debido principalmente a que presentan un solo un conjunto de devanados activos (el de estator) y prescinden del conmutador mecánico, el cual es reemplazado por un conmutador externo basado en semiconductores (inversor). Estas características hacen que la máquina de inducción sea una máquina robusta y de construcción sencilla. Sin embargo, todas estas cualidades constructivas no se traducen en ventajas desde el punto de vista de control, ya que tanto el flujo como el torque electromagnético no pueden ser regulados de manera independiente por los devanados de estator con una estructura de control sencilla. El método más tradicional para solucionar dicho inconveniente se desarrolló la década de los setenta por Hasse [2] y Blaschke [3], dicho método se denomina Control por Campo Orientado (*Field Oriented Control*) [4] y para describirlo se hace uso de la representación basada en vectores espaciales [5].

### 1.1. Representación en Vectores Espaciales

Un sistema de corrientes trifásicas puede ser representado por un sistema coordinado de tres ejes, tal como lo indica la figura 1.1(a), dicho sistema coordinado es linealmente dependiente, lo que implica un análisis matemático complejo. Sin embargo, dicha

dependencia lineal significa que solamente dos de los tres vectores son necesarios para describir completamente el sistema vectorial, por lo tanto es posible usar un sistema ortogonal de dos vectores para lograr una representación equivalente (Figura 1.1(b)).



**Figura 1.1.** Transformación de coordenadas

Un sistema de corrientes trifásicas, de amplitud  $I$  y de frecuencia angular  $w_0$ , puede ser definido en un sistema de referencia trifásico:

$$i_a = I \cdot \sin(w_0 \cdot t) \quad (1.1)$$

$$i_b = I \cdot \sin\left(w_0 \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1.2)$$

$$i_c = I \cdot \sin\left(w_0 \cdot t + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (1.3)$$

La transformación que permite pasar de un sistema de coordenado de tres fases a uno de dos se describe por:

$$\vec{i}_s = i_a + a \cdot i_b + a^2 \cdot i_c \quad (1.4)$$

$$a = e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}} = \frac{-1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (1.5)$$

$$a^2 = e^{j \cdot \frac{4\pi}{3}} = \frac{-1}{2} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (1.6)$$

El mismo vector  $\vec{i}_s$  puede ser representado en términos de coordenadas complejas:

$$\vec{i}_s = i_\alpha + j \cdot i_\beta \quad (1.7)$$

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \cdot \left( i_a - \frac{1}{2} \cdot i_b - \frac{1}{2} \cdot i_c \right) \quad (1.8)$$

$$i_\beta = \frac{2}{3} \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_c \right) \quad (1.9)$$

En donde los subíndices  $\alpha$  y  $\beta$  denotan el uso de un sistema de referencia complejo. En

forma matricial, las ecuaciones (1.8) y (1.9) pueden ser reescritas como:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Si se considera un sistema balanceado de corrientes, como el mostrado en la figura 1.1(a), es posible verificar que:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (1.11)$$

Las ecuaciones (1.10) y (1.11) entregan las condiciones necesarias para obtener una transformación inversa:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Considerando la ecuación (1.11), se concluye que solamente se necesitan dos mediciones de corriente para lograr una transformación de coordenadas apropiada, de esta forma:

$$i_c = -(i_b + i_a) \quad (1.13)$$

La transformación de coordenadas detallada anteriormente puede ser usada para describir las variables electromagnéticas. Así, las ecuaciones que modelan una máquina de inducción trifásica [5], pueden ser escritas mediante un sistema de coordenadas arbitrario, con velocidad angular  $w_k$ , tal como se muestra en (1.14)-(1.18), en donde la variable  $w$  denota la velocidad angular del rotor:

$$\vec{v}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + j \cdot w_k \cdot \vec{\psi}_s \quad (1.14)$$

$$\vec{v}_r = R_r \cdot \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j \cdot (w_k - w) \cdot \vec{\psi}_r \quad (1.15)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \cdot \vec{i}_s + L_m \cdot \vec{i}_r \quad (1.16)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \cdot \vec{i}_s + L_r \cdot \vec{i}_r \quad (1.17)$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\{\vec{\psi}_s^* \cdot \vec{i}_s\} = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\{\vec{\psi}_r^* \cdot \vec{i}_r\} \quad (1.18)$$

Donde:

- $L_s$ ,  $L_r$  y  $L_m$ : Inductancia de estator, rotor y magnetizante.
- $R_s$  y  $R_r$ : Resistencias de estator y rotor.
- $\vec{v}_s$  y  $\vec{v}_r$ : Vectores de voltaje de estator y rotor respectivamente.
- $\vec{i}_s$  y  $\vec{i}_r$ : Vector de corriente de estator y rotor respectivamente.
- $\vec{\psi}_s$  y  $\vec{\psi}_r$ : Vectores de flujo de estator y rotor.

- $T$  y  $p$ : Torque electromagnético y número de pares de polos respectivamente.
- $()^*$ : Vector complejo conjugado.

En (1.15), el vector de voltaje de rotor  $\vec{v}_r$  es igual a cero ya que se considera una máquina de inducción con rotor de jaula de ardilla. Por lo tanto, el circuito de rotor está cortocircuitado.

Considerando la ecuación mecánica del rotor en (1.19), es posible observar que el torque electromagnético depende directamente de la razón de cambio de la velocidad mecánica del rotor  $w_m$ :

$$J \cdot \frac{dw_m}{dt} = T - T_l \quad (1.19)$$

El coeficiente  $J$  de (1.19) denota el momento de inercia del eje de la máquina, y  $T_l$  es igual al torque de carga al cual la máquina es sometida. Éste corresponde a una perturbación externa que debe ser compensada por el sistema de control.  $w_m$  es la velocidad mecánica del rotor, la cual se relaciona con la frecuencia eléctrica del rotor  $w$  por medio del número de pares de polos  $p$ :

$$w = p \cdot w_m \quad (1.20)$$

## 1.2. Diagrama de Bloques

Para desarrollar un sistema de control apropiado, basado en una arquitectura de control en cascada, es conveniente escribir las ecuaciones de la máquina de inducción en variables de estado. Al elegir la corriente de estator  $\vec{i}_s$  y el flujo de rotor  $\vec{\psi}_r$  como variables de estado, de acuerdo a [6] y [7], se obtiene:

$$\vec{i}_s + \tau_\sigma \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} = -j \cdot w_k \cdot \tau_\sigma \cdot \vec{i}_s + \frac{k_r}{R_\sigma} \cdot \left( \frac{1}{\tau_r} - j \cdot w \right) \cdot \vec{\psi}_r + \frac{\vec{v}_s}{R_\sigma} \quad (1.21)$$

$$\vec{\psi}_r + \tau_r \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = -j \cdot (w_k - w) \cdot \tau_r \cdot \vec{\psi}_r + L_m \cdot \vec{i}_s \quad (1.22)$$

Donde  $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ ,  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ ,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ ,  $k_r = \frac{L_m}{L_r}$ ,  $k_s = \frac{L_m}{L_s}$ ,  $R_\sigma = R_s + R_r \cdot k_r^2$  y  $\tau_\sigma = \frac{\sigma \cdot L_s}{R_\sigma}$ .

Al representar (1.21) y (1.22) en un diagrama de bloques equivalente, se obtiene el diagrama de bloques de la figura 1.2:

## 1.3. Orientación mediante el Flujo de Rotor

Al utilizar un sistema de referencia compuesto por dos ejes ortogonales girando a la misma velocidad que el flujo de rotor  $\vec{\psi}_r$  (Figura 1.3), se logran reescribir las ecuaciones que



- $\theta_s$ : Posición relativa del flujo de rotor respecto al estator.
- $\theta_r$ : Posición relativa del flujo de rotor respecto al rotor.
- $w = \frac{d\theta}{dt}$ : Velocidad angular del rotor.
- $w_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ : Velocidad angular del flujo de rotor respecto a los devanados de estator.
- $w_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ : Velocidad angular del flujo de rotor respecto al devanado de rotor. Generalmente,  $w_r$  se denomina frecuencia de deslizamiento  $w_{slip}$ , que corresponde a la diferencia entre  $w_s$  y  $w$ . Ésta es la frecuencia a la cual las corrientes del rotor son inducidas.

Separando (1.23) en sus componentes reales e imaginarios, en donde los subíndices  $d$  y  $q$  denotan el uso de un sistema de referencia rotatorio, girando a una velocidad angular igual a  $w_s$  (flujo de rotor):

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - w_s \cdot \psi_{sq} \quad (1.24)$$

$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + w_s \cdot \psi_{sd} \quad (1.25)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (w_s - w) \cdot \psi_{rq} \quad (1.26)$$

$$0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (w_s - w) \cdot \psi_{rd} \quad (1.27)$$

$$\psi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (1.28)$$

$$\psi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \quad (1.29)$$

$$\psi_{rd} = L_m \cdot i_{sd} + L_r \cdot i_{rd} \quad (1.30)$$

$$\psi_{rq} = L_m \cdot i_{sq} + L_r \cdot i_{rq} \quad (1.31)$$

Si la parte real del sistema de referencia base se orienta en la misma dirección que el flujo de rotor, es posible realizar las siguientes simplificaciones:

$$\psi_{rq} = 0 \quad (1.32)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = 0 \quad (1.33)$$

$$|\vec{\psi}_r| = \psi_{rd} \quad (1.34)$$

Reemplazando (1.32) en (1.26):

$$0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad (1.35)$$

Luego, a partir de (1.30) es posible escribir:

$$i_{rd} = \frac{\psi_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sd} \quad (1.36)$$

Posteriormente, al usar  $i_{rd}$  de (1.36) en (1.35):

$$L_r \cdot \frac{d\psi_{rd}}{dt} + R_r \cdot \psi_{rd} = R_r \cdot L_m \cdot i_{sd} \quad (1.37)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \cdot \psi_{rd} = \frac{R_r}{L_r} \cdot L_m \cdot i_{sd} \quad (1.38)$$

$$\tau_r \cdot \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} = L_m \cdot i_{sd} \quad (1.39)$$

Aplicando la transformada de Laplace en (1.39) se obtiene:

$$\psi_{rd} = \frac{L_m}{\tau_r \cdot s + 1} \cdot i_{sd} \quad (1.40)$$

El resultado obtenido en (1.40) muestra que si se usa un sistema de ejes de referencia rotatorio basado en la posición del flujo de rotor, dicho flujo puede ser controlado a través de la parte real de la corriente de estator  $i_{sd}$ . Este sistema corresponde a una dinámica de primer orden gobernado por una constante de tiempo igual a  $\tau_r$ .

De la misma forma, si se consideran las simplificaciones descritas en (1.32), (1.33) y (1.34) para el cálculo del torque electromagnético:

$$\begin{aligned} T &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\{\vec{\psi}_s^* \cdot \vec{i}_s\} = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\{\vec{\psi}_r^* \cdot \vec{i}_r\} \\ &= -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \{\psi_{rd} \cdot i_{rq} - \psi_{rq} \cdot i_{rd}\} \\ &= -\frac{3}{2} \cdot p \cdot \{\psi_{rd} \cdot i_{rq}\} \end{aligned} \quad (1.41)$$

A partir de (1.31) y (1.32):

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq} \quad (1.42)$$

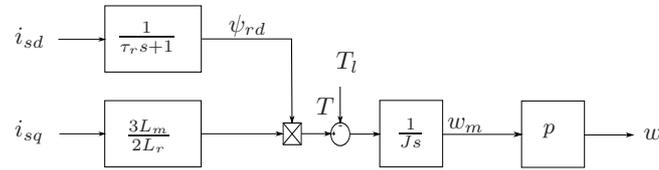
Finalmente, reemplazando (1.42) en (1.41) se obtiene:

$$T = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot p \cdot \psi_{rd} \cdot i_{sq} \quad (1.43)$$

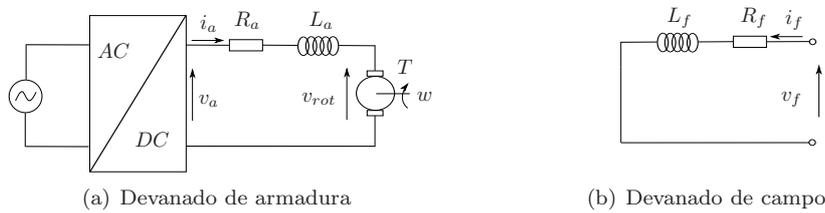
La conclusión principal del resultado mostrado en (1.43) es que el uso de un sistema de referencia rotatorio permite describir el torque electromagnético en función del flujo de rotor  $\psi_{rd}$  y la parte imaginaria de la corriente de estator  $i_{sq}$ . Además, dado que el flujo de rotor es controlado a una referencia de valor constante por la parte real de la corriente de estator  $i_{sd}$ , el torque electromagnético se puede controlar solo por medio de  $i_{sq}$ .

De las expresiones (1.40) y (1.43), se concluye que con el uso de un sistema de referencia rotatorio, basado en la posición del flujo de rotor  $\theta_s$ , permite que el vector de corriente de estator  $\vec{i}_s$  pueda ser dividido en dos componentes: la componente magnetizante  $i_{sd}$  y la componente generadora de torque  $i_{sq}$ . Ambas pueden ser controladas de manera independiente (Figura 1.4), lo que da lugar a las ideas básicas del Control por Campo Orientado.

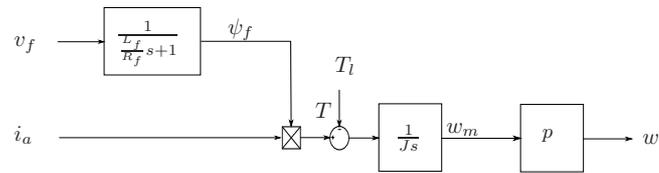
Una de las características más importantes del Control por Campo Orientado es que permite controlar a la máquina de inducción de la misma forma que una máquina de corriente continua. Las figuras 1.5 y 1.6 muestran el circuito y diagrama de bloques equivalente para



**Figura 1.4.** Máquina de inducción modelada a partir de un sistema de referencia rotatorio basado en la posición del flujo de rotor



**Figura 1.5.** Circuito equivalente de una máquina de corriente continua



**Figura 1.6.** Diagrama de bloque de una máquina de corriente continua

dicho esquema. La figura 1.6 muestra que para una máquina DC, el flujo es controlado directamente por la corriente de campo  $i_f$  y el torque se regula mediante la corriente de armadura  $i_a$ . La constante de tiempo  $\tau_a = \frac{L_a}{R_a}$  es pequeña, lo que permite un rápido control.

El mismo concepto aplica para una máquina de inducción, es decir, bajo un sistema de coordenadas orientado en base a la posición del flujo de rotor  $\theta_s$ , es posible separar el vector de corriente de estator en dos componentes  $\vec{i}_s$ : la parte real  $i_{sd}$ , proporcional a la magnitud del flujo de rotor  $\psi_{rd}$  y la parte imaginaria,  $i_{sq}$ , proporcional al torque electromagnético  $T$ . Así, dichas variables pueden ser controladas de manera independiente, de igual forma que en una máquina de corriente continua.

#### 1.4. Estimación de la Posición del Flujo de Rotor

Del análisis previo desarrollado, es posible concluir que el aspecto más importante en el Control por Campo Orientado es la estimación del ángulo del flujo de rotor. De esta forma, es posible expresar todas las variables eléctricas en un sistema de coordenados rotatorio para lograr un control independiente de torque y flujo.

Para escribir un sistema de coordenadas complejo estacionario ( $\alpha\beta$ ) en términos de un sistema de ejes rotatorios ( $dq$ ) y vice-versa es necesario considerar las siguientes ecuaciones

matriciales, en donde  $\theta_s$  corresponde a la posición instantánea del flujo de rotor:

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

En las máquinas de inducción no es posible obtener la posición del flujo de rotor directamente del encoder, debido a que el rotor no está siempre en la misma posición del flujo de rotor como en el caso de una máquina sincrónica. Por lo tanto, una de las principales alternativas para obtener dicho ángulo es mediante la razón entre la parte imaginaria y la parte real del vector de flujo de rotor, tal como se indica en (1.46). Otra opción implica obtener el ángulo de deslizamiento  $\theta_r$  para posteriormente sumarle el ángulo  $\theta$  dado por el encoder, de acuerdo a:

$$\hat{\theta}_s = \arctan\left(\frac{\hat{\psi}_{r\beta}}{\hat{\psi}_{r\alpha}}\right) \quad (1.46)$$

$$\hat{\theta}_s = \theta + \hat{\theta}_r \quad (1.47)$$

Otra alternativa para obtener la posición del flujo de rotor es considerar una medición de dicha variable en forma directa desde la máquina, sin embargo esta opción implica considerar un transductor apropiado dentro del entrehierro, situación que incrementa el precio y disminuye la robustez en la máquina. Por otra parte, al usar las mediciones directas de corriente y voltaje como también un modelo matemático de la máquina, es posible obtener la magnitud y fase del flujo de rotor, dicho método se denomina estimación, y hay varios modelos que pueden ser usados. Las ventajas de un modelo matemático con respecto a otro radican en su sensibilidad paramétrica y su comportamiento a baja y alta velocidad. El uso del método de estimación depende exclusivamente de los requerimientos dinámicos de la aplicación. Los modelos principales se estudian a continuación.

### 1.4.1. Método de Voltaje

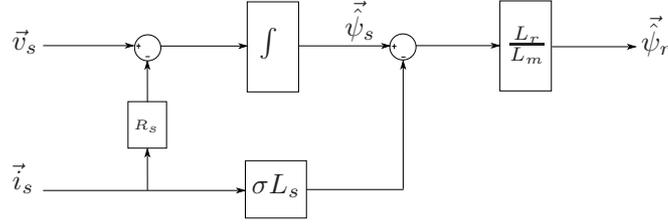
El método de voltaje estima directamente el flujo de estator  $\vec{\psi}_s$  en base a su ecuación de voltaje escrita en un sistema coordenado estacionario ( $\alpha\beta$ ). El valor del vector de flujo de estator puede ser reescrito en términos de la corriente de estator y el vector de voltaje aplicado:

$$\vec{v}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (1.48)$$

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{v}_s - R_s \cdot \vec{i}_s) dt \quad (1.49)$$

$$\vec{\psi}_s = \frac{1}{s} \cdot (\vec{v}_s - R_s \cdot \vec{i}_s) \quad (1.50)$$

Para lograr la estimación del flujo de rotor  $\vec{\psi}_r$ , es necesario considerar las ecuaciones de enlace de flujos (1.51) y (1.52). Así, escribiendo el flujo de rotor en términos de las variables



**Figura 1.7.** Estimación del flujo de rotor mediante el método de voltaje

de estator  $\vec{\psi}_s$  y  $\vec{i}_s$ , es posible obtener (1.53):

$$\vec{\psi}_s = L_s \cdot \vec{i}_s + L_m \cdot \vec{i}_r \quad (1.51)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \cdot \vec{i}_s + L_r \cdot \vec{i}_r \quad (1.52)$$

$$\vec{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} \cdot \left( \vec{\psi}_s + \sigma \cdot L_s \cdot \vec{i}_s \right) \quad (1.53)$$

La expresión final para la estimación del flujo de rotor se obtiene reemplazando (1.50) en (1.53). El diagrama de bloques se muestra en la figura ??.

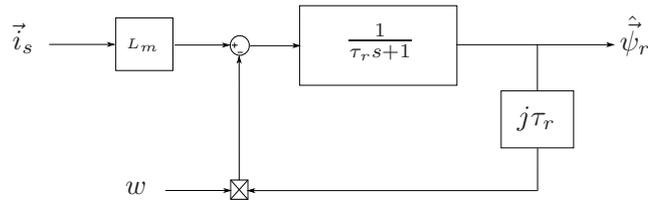
Este método de estimación de flujo en base a la ecuación de estator es la manera más básica de lograr una expresión correcta para la posición del flujo de rotor. Sin embargo su implementación práctica resulta un tanto compleja si se toma en cuenta en que la ecuación (1.50) existe una integral abierta que no permite la convergencia a bajas velocidades. Además en esta condición de operación el back-emf ( $\frac{d\vec{\psi}_s}{dt}$ ) es pequeño, por lo tanto la caída de tensión en la resistencia de estator  $R_s$  es comparable con el vector de voltaje aplicado, y así pequeños errores en valor de dicha resistencia pueden implicar grandes errores en la estimación del flujo de estator y consecuentemente en el flujo de rotor.

## 1.4.2. Método de Corriente

Este método está basado en la expresión equivalente de dinámica del rotor:

$$\vec{\psi}_r + \tau_r \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = -j \cdot (w_k - w) \cdot \tau_r \cdot \vec{\psi}_r + L_m \cdot \vec{i}_s \quad (1.54)$$

La estimación del flujo de rotor en base al modelo de corrientes puede ser directamente implementada en un sistema de ejes coordenados  $(\alpha\beta)$ , tal como lo indica la figura 1.8:



**Figura 1.8.** Estimación del flujo de rotor en base al modelo de corrientes implementado en un sistema de coordenadas estacionario

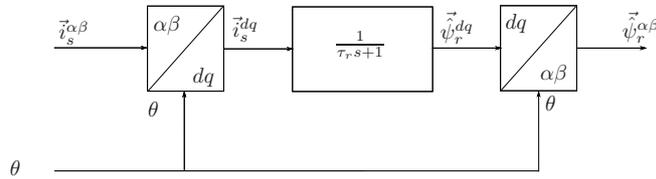
Debido a problemas numéricos, es conveniente escribir la ecuación (1.54) en un eje de referencia rotatorio orientado con el devanado de rotor, es decir ( $w_k = w$ ). De esta forma se obtiene:

$$\vec{\psi}_r + \tau_r \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = L_m \cdot \vec{i}_s \quad (1.55)$$

La expresión final de la estimación del flujo de rotor se obtiene aplicando la transformada de Laplace a (1.55):

$$\vec{\psi}_r = \frac{L_m}{\tau_r \cdot s + 1} \cdot \vec{i}_s \quad (1.56)$$

El diagrama de bloques correspondiente se presenta en la figura 1.9.



**Figura 1.9.** Estimación del flujo de rotor basado en el método de corrientes usando coordenadas rotatorias

En el Control por Campo Orientado, la estimación del flujo de rotor en base al método de corriente es una alternativa experimentalmente viable, ya que la expresión no presenta una integración abierta y por lo tanto no hay problemas de convergencia numérica en baja velocidad. Sin embargo, este método también es sensible a cambios en los parámetros de la máquina, ya que (1.56) depende de la constante de tiempo de rotor  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ , la cual es proporcional a la resistencia de rotor, que puede duplicar su valor nominal producto de la temperatura.

### 1.4.3. Método Indirecto

La principal característica de los métodos de estimación indirectos es la ausencia de mediciones en las variables eléctricas del estator para lograr la estimación del ángulo del flujo de rotor  $\theta_r$ . Este sistema usa un modelo de la máquina de inducción escrito en un sistema de referencia rotatorio basado en la velocidad angular del flujo de rotor  $w_s$ .

Bajo un sistema de coordenadas rotatorio ( $dq$ ), la condición de orientación en base al flujo de rotor implica considerar su parte imaginaria como nula, es decir  $\psi_{rq} = 0$  y  $\frac{d\psi_{rq}}{dt} = 0$ . Al aplicar dichos resultados al modelo de la máquina, se obtienen:

$$R_r \cdot i_{rd} = (w_s - w) \cdot \psi_{rq} \quad (1.57)$$

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq} \quad (1.58)$$

$$w_s - w = \frac{L_m}{\tau_r \cdot \psi_{rd}} \cdot i_{sq} \quad (1.59)$$

La expresión (1.59) no tiene un significado importante desde el punto de vista del control, sin embargo dicha ecuación describe el concepto de orientación por campo, ya que es posible determinar el ángulo del sistema de ejes coordenadas con respecto al plano complejo. Esto

es debido a que (1.59) es igual a la velocidad de deslizamiento  $w_r$ , que corresponde a la frecuencia a la cual se inducen las corrientes en el rotor.

Por lo tanto, considerando el ángulo entregado por el encoder como  $\theta$  y el ángulo de deslizamiento  $\theta_r$  como la integral de la frecuencia de deslizamiento  $w_r$ :

$$w_r = w_s - w = \frac{L_m}{\tau_r \cdot \psi_{rd}} \cdot i_{sq} \quad (1.60)$$

$$w_s = w_r + w \quad (1.61)$$

$$\theta_s = \theta_r + \theta \quad (1.62)$$

$$\theta_r = \int w_r \cdot dt = \int \frac{L_m}{\tau_r \cdot \psi_{rd}} \cdot i_{sq} \cdot dt \quad (1.63)$$

Finalmente el ángulo  $\theta_s$  se obtiene sumando el ángulo  $\theta$  dado por el encoder al ángulo de deslizamiento  $\theta_r$  obtenido a partir de (1.63). Para evitar problemas de ruido, los valores de  $\psi_{rd}$  y  $i_{sq}$  se pueden tomar directamente de las señales de referencia. Así, la ecuación (1.63) queda definida por:

$$\theta_r = \int w_r \cdot dt = \int \frac{L_m}{\tau_r \cdot \psi_{rd}^*} \cdot i_{sq}^* \cdot dt \quad (1.64)$$

Al igual que el método de corrientes, el principal problema con el método de estimación indirecto es su dependencia directa con la constante de tiempo del rotor  $\tau_r$ , la cual es sensible a variaciones de la resistencia de rotor debido a la temperatura. Sin embargo es uno de los métodos clásicos de estimación más usados.

## 1.5. Diseño del Esquema de Control

Tal como se demostró anteriormente, la condición de orientación por medio de la posición del rotor implica expresar todas las variables electromagnéticas de la máquina en un eje de referencia rotatorio, lo que permite lograr una dependencia directa de la componente real e imaginaria de la corriente de estator  $\vec{i}_s$  con la magnitud del flujo de rotor  $\psi_r$  y el torque electromagnético  $T$ . De las ecuaciones (1.40) y (1.43), es posible concluir que la magnitud del flujo de rotor puede ser directamente controlado por  $i_{sd}$  y que el torque electromagnético puede ser comandado por  $i_{sq}$ .

Al observar (1.19) y al considerar  $T_l$  como una perturbación externa al sistema, se obtiene:

$$w_m = \frac{T}{J \cdot s} \quad (1.65)$$

Reemplazando el valor del torque electromagnético  $T$  por (1.43):

$$w = \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{\psi_{rd}}{J \cdot s} \cdot p \cdot i_{sq} \quad (1.66)$$

Debido a que la magnitud del flujo de rotor  $\psi_r = \psi_{rd}$  se controla a un valor constante mediante la componente real del vector de corriente de estator  $i_{sd}$ , es posible configurar un esquema de control PI a través de la corriente imaginaria  $i_{sq}$ .

Un diagrama de bloques que representa las ecuaciones (1.40), (1.43) y (1.66) junto con el inversor y la máquina de inducción se muestra en la figura 1.10, en donde es posible distinguir que tanto la magnitud del flujo como la velocidad se pueden controlar mediante controladores PI. El controlador de velocidad genera la magnitud de la referencia de corriente

$i_{sq}^*$  que es proporcional al torque electromagnético  $T$ . En cambio la salida del controlador de flujo corresponde a la señal de referencia  $i_{sd}^*$ , que es proporcional a la magnitud del flujo  $\psi_{rd}$ . La referencia para dicho controlador de flujo puede ser directamente generada si la velocidad se relaciona con una condición de debilitamiento de campo.

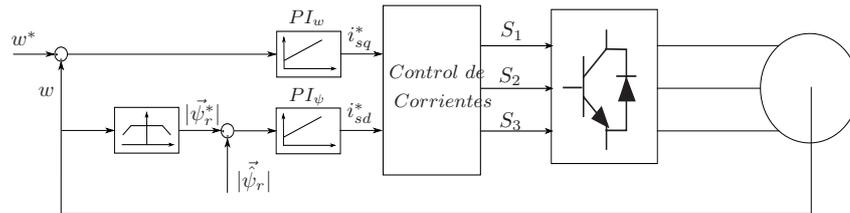


Figura 1.10. Arquitectura del Control por Campo Orientado

El bloque llamado *Control Corrientes* toma las señales provenientes de los controladores PI de flujo y velocidad para generar los pulsos de disparo para el inversor, es decir selecciona una secuencia de vectores apropiada que genere error estacionario nulo en el control de corrientes logrando un control de velocidad apropiado. Así, el inversor fuente de voltaje actúa esencialmente como un amplificador de potencia, que traduce las señales provenientes del sistema de control, a señales de potencia adecuada para la máquina.

Aunque tanto un inversor fuente de corriente CSI (*Current Source Inverter*) como un inversor fuente de voltaje VSI (*Voltage Source Inverter*) pueden ser usados para lograr un control de corriente apropiado, en las siguientes secciones se describirá el esquema de control más usado, el cual se basa en un inversor fuente de voltaje trifásico de dos niveles.

### 1.5.1. Control es Cascada con Controladores PI

Un esquema de Control por Campo Orientado que considera una estructura de control de corriente PWM se muestra en la figura 1.11:

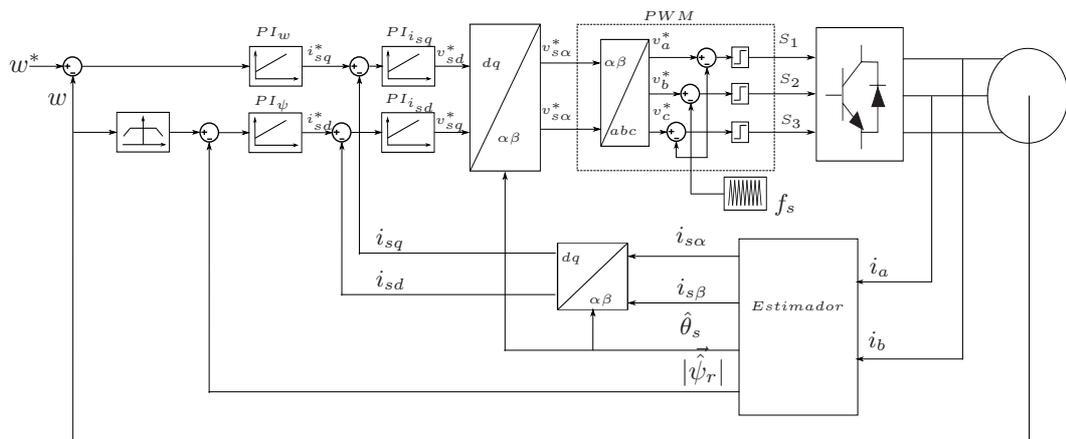


Figura 1.11. Arquitectura de Control PWM en Cascada

De la figura 1.11 es posible visualizar que las corrientes  $i_{sd}^*$  e  $i_{sq}^*$  son las referencias a los

controladores PI internos de corriente, los cuales generan los voltajes de estator de referencia  $v_{s\alpha}^*$  y  $v_{s\beta}^*$  para el bloque PWM. Consecuentemente, las corrientes de estator medidas  $i_a$  e  $i_b$  son transformadas en corrientes rotatorias y comparadas con sus valores de referencia. La medición de corriente  $i_c$  puede ser omitida, ya que ésta se calcula en base a la corriente de las otras dos fases conforme a (1.13).

Para obtener los voltajes de referencia a partir de las corrientes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , es necesario observar la siguiente expresión:

$$\vec{i}_s + \tau_\sigma \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} = -j \cdot \omega_s \cdot \tau_\sigma \cdot \vec{i}_s + \frac{k_r}{R_\sigma} \cdot \left( \frac{1}{\tau_r} - j \cdot \omega \right) \cdot \vec{\psi}_r + \frac{\vec{v}_s}{R_\sigma} \quad (1.67)$$

La ecuación (1.67) está escrita en un sistema coordenado giratorio. Al separarlo en su parte real e imaginaria, se obtienen:

$$i_{sd} + \tau_\sigma \cdot \frac{di_{sd}}{dt} = \omega_s \cdot \tau_\sigma \cdot i_{sq} + \frac{k_r}{R_\sigma \cdot \tau_r} \cdot \psi_{rd} + \frac{v_{sd}}{R_\sigma} \quad (1.68)$$

$$i_{sq} + \tau_\sigma \cdot \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s \cdot \tau_\sigma \cdot i_{sd} - \frac{k_r \cdot \omega}{R_\sigma} \cdot \psi_{rd} + \frac{v_{sq}}{R_\sigma} \quad (1.69)$$

De (1.68) y (1.69), es posible notar que existe una relación directa entre el voltaje de estator y la corriente. Los elementos proporcionales al flujo de rotor  $\vec{\psi}_r$  y al acoplamiento directo entre las dos corrientes pueden ser considerados como perturbaciones constantes que deben ser compensadas por el sistema de control.

La planta de primer orden que se considera para diseñar los controladores de las corrientes  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  queda determinada por:

$$\vec{i}_s + \tau_\sigma \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} = \frac{\vec{v}_s}{R_\sigma} \quad (1.70)$$

Aplicando la transformada de Laplace a (1.70):

$$G_c = \frac{\vec{i}_s}{\vec{v}_s} = \frac{1/R_\sigma}{\tau_\sigma \cdot s + 1} \quad (1.71)$$

Por otra parte, en la figura 1.11, el bloque PWM trabaja de la siguiente forma: los controladores PI de corriente generan los voltajes de referencia  $v_{s\alpha}^*$  y  $v_{s\beta}^*$ . Estas señales pasan a través de transformaciones de coordenadas consecutivas de manera de generar los voltajes de referencia trifásicos  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  y  $v_c^*$ . Dichas señales son comparadas con una señal portadora triangular de alta frecuencia  $f_s$ . Cuando una señal de referencia es mayor que la triangular, la pierna correspondiente del inversor se conecta a la polaridad positiva del dc-link. En caso contrario ésta se conecta a la negativa.

El patrón de conmutaciones del inversor está fijo por la frecuencia de la señal triangular. Ésta es una de las principales ventajas de este esquema de control en comparación por ejemplo con el control de corriente por histéresis. El espectro de corriente presenta dos bandas laterales, cuya separación de la componente portadora es proporcional a la frecuencia fundamental de la corriente. El bloque PWM genera una secuencia de vectores de voltaje cuyo valor medio es proporcional a los valores de referencia generados por los controladores internos de corriente.

Una estrategia de Control por Campo Orientado considera dos controladores internos de corriente; para su procedimiento de diseño, la constante de tiempo  $\tau_\sigma$  es el parámetro

más importante para fijar el ancho de banda del lazo de control. Otra restricción que puede ser considerada es la incorporación al modelo de los tiempos muertos de inversor. Otras estrategias de control de corriente pueden ser observadas en [8].

Debido a la arquitectura de control en cascada, el comportamiento del lazo interno es modelado como una función de transferencia de primer orden. Para obtener un esquema de control desacoplado, una regla de diseño práctica consiste en considerar una constante de tiempo para el lazo interno al menos unas diez veces más grande que la del lazo externo.

Debido a que la señal de velocidad es medida por medio de un encoder, un muestreo muy rápido ocasionará errores considerables en relación a la velocidad real. Esto puede ser mejorado con la configuración de un submuestreo de la señal de velocidad, de todas formas mayores detalles de la implementación se realizará en el capítulo cinco.

En las secciones anteriores se demostró que la orientación por medio de la posición del flujo de rotor permite lograr un control independiente tanto de torque como de flujo a través de las corrientes de estator. Dicha posición puede ser medida o estimada en base a las mediciones de las señales eléctricas de la máquina más un modelo matemático de ésta. Los métodos clásicos para dicha estimación corresponden al método de corriente, voltaje y a la estimación por medio del ángulo de deslizamiento. El sistema de Control por Campo Orientado tradicional considera el uso de una arquitectura de control en cascada basado en controladores PI de corriente. La traducción de los voltajes de referencia alternos del lazo de control a pulsos digitales para la etapa de potencia son llevados a cabo por una etapa de modulación PWM.

## 1.6. Simulación

En la presente sección se desarrolla la simulación del comportamiento de una máquina de inducción tanto en estado transiente como estacionario al ser controlada mediante la técnica del Control por Campo Orientado.

Los resultados de simulación se obtuvieron mediante el programa Matlab y su herramienta Simulink, las cuales permitieron recrear de manera detallada un escenario de operación real. El modelo de la máquina de inducción se basó en la implementación del diagrama de bloques de la figura 1.2. Para el modelo del inversor de dos niveles, se usó un puente de seis switches conectados a una fuente de voltaje  $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ . El voltaje en el dc-link se consideró con un valor fijo de 540 V. En cuanto a la estrategia de control, ésta se configura mediante la herramienta *S-Function* de Matlab, la cual permite una programación en lenguaje C, de manera que la implementación del código en cualquier plataforma de programación real sea bastante similar. Es importante destacar que los detalles de simulación recientemente mencionados aplican para todas las estrategias de control que serán estudiadas posteriormente, aunque también hay características propias a cada simulación, que serán mencionadas de manera resumida ya que en el capítulo cinco se aborda de manera detallada la configuración experimental de cada una de las estrategias.

En cuanto a la configuración de la simulación del Control por Campo Orientado, se usa un paso de simulación  $T_s$  igual a  $10 \mu s$  y una frecuencia de muestreo de corrientes para el control de 4 kHz, el cual está sincronizado con el valor *peak* de la señal triangular de la modulación PWM. La forma de modulación sincronizada permite un filtrado del *ripple* de las corrientes, evitando así que el ruido de conmutación se introduzca en el lazo de control. Por otra parte, en cuanto a la modulación PWM, se prefiere el uso de una modulación vectorial que se implementa mediante la inyección del voltaje de modo común (*Min Max*) al valor de las referencias de voltaje generadas en los controladores PI de corriente, lo que

permite tener una ganancia adicional del 15 % en el voltaje de entrada a la máquina.

Los parámetros de la máquina con los que se simuló el control del accionamiento se detallan en la tabla 1.1:

Parámetro	Valor
$R_s$	2,65 $\Omega$
$R_r$	2 $\Omega$
$L_m$	291,1 mH
$L_s$	301,4 mH
$L_r$	306,5 mH
$J$	0,0055 Kg $m^2/s$
$p_p$	1

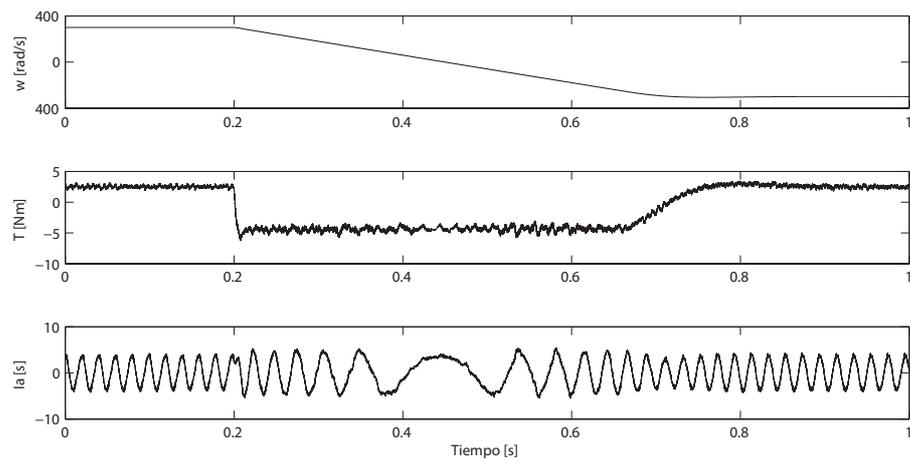
**Tabla 1.1.** Parámetros de la máquina de inducción a simular

En cuanto a la configuración de los controladores, el controlador PI de velocidad se ajustó para tener un ancho de banda de 10 Hz, lo que implica tener un ancho de banda para los controladores internos de corriente de 100 Hz de manera que éstos operen de manera desacoplada. Su diseño se hizo tomando en cuenta la planta continua descrita en (1.71), para posteriormente discretizarlos a través del método de Tustin. Es importante destacar que para el controlador de velocidad se usa una configuración de antienrollamiento de manera de evitar que el lazo de control se vuelva lento en el momento que la salida del controlador PI esté saturada. Dicho valor de saturación fue ajustado a 5 Nm.

El resultado de simulación que se presenta en la figura 1.12 corresponde a una inversión de marcha a velocidad nominal ( $\pm 3000$  RPM), con un torque de carga de 2,5 Nm, correspondientes al 50 % del valor total de torque generado por la máquina.

Los resultados muestran que el Control por Campo Orientado logra un control de velocidad apropiado con una excelente dinámica. La respuesta a escalón de torque de referencia, que se aplica al momento en el cual la máquina desacelera la máquina, es bastante rápida. Una vez en estado estacionario, el ripple de torque es menor producto del buen desempeño del control de corriente.

En cuanto al desarrollo de más resultados de simulación, éstos se pueden visualizar en [1], en donde también se realiza una comparación basada en simulación con otras estrategias de control.



**Figura 1.12.** Formas de onda de velocidad, torque y corriente ante un cambio de marcha

# CONTROL DIRECTO DE TORQUE

En la década de los setenta, Hasse [2] y Blaschke [3] elaboraron las primeras ideas acerca del Control por Campo Orientado, dicho método superó notablemente el desempeño limitado de las estrategias clásicas como el Control Escalar, el cual no era capaz de lograr un completo desacople entre torque y flujo.

En el Control por Campo Orientado, las ecuaciones de la máquina son transformadas a un nuevo sistema de ejes, cuya parte real gira con el ángulo del flujo de rotor. Dicha orientación permite controlar el torque y la magnitud del flujo de rotor de manera independiente, logrando excelentes resultados tanto en transiente como en estado estacionario. Como se mencionó anteriormente, dicho método emula el control de la máquina de corriente continua para una máquina de inducción

Durante la época de su desarrollo, una de las mayores complicaciones del Control por Campo Orientado, fue la rotación de coordenadas, ya que demandaba tiempos de cálculos extensos para los procesadores de la época. Por otra parte, la estructura de control en cascada basada en controladores lineales de corriente, implicó tener respuestas dinámicas limitadas.

En la década de los ochenta, Takahashi y Noguchi [9], y Depenbrock [10] se dedicaron a estudiar una alternativa de control que reemplazara los controladores lineales PI de corriente por controladores más rápidos basados en comparadores por histéresis. La nueva estrategia de control fue llamada Control Directo de Torque (DTC) y sus resultados dan cuenta de una rápida respuesta a escalón de torque en base a un control más sencillo que el Control por Campo Orientado.

### 2.1. Principio de Operación

Para el Control por Campo Orientado es necesario escribir el modelo matemático de la máquina de inducción en un sistema de referencia giratorio con velocidad  $w_k$ . Si  $w_k$  es igual a cero, las ecuaciones de la máquina quedan representadas en un eje de referencia estacionario  $\alpha\beta$ , tal como lo indican las ecuaciones (2.1)-(2.4), en donde  $w$  denota la velocidad angular

del rotor:

$$\vec{v}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (2.1)$$

$$0 = R_r \cdot \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} - j \cdot w \cdot \vec{\psi}_r \quad (2.2)$$

$$\vec{\psi}_s = L_s \cdot \vec{i}_s + L_m \cdot \vec{i}_r \quad (2.3)$$

$$\vec{\psi}_r = L_m \cdot \vec{i}_s + L_r \cdot \vec{i}_r \quad (2.4)$$

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\{\vec{\psi}_s^* \cdot \vec{i}_s\} \quad (2.5)$$

Al despreciar la caída de tensión producto de la resistencia  $R_s$  en la ecuación de voltaje (2.1):

$$\vec{v}_s \approx \frac{d\vec{\psi}_s}{T_s} \quad (2.6)$$

Luego, si la derivada se aproxima por la razón entre  $\Delta\vec{\psi}_s$  y  $T_s$ , en donde  $T_s$  corresponde al tiempo de muestreo, se obtiene:

$$\vec{v}_s \approx \frac{\Delta\vec{\psi}_s}{\Delta t} \quad (2.7)$$

$$\Delta\vec{\psi}_s \approx \vec{v}_s \cdot \Delta t \quad (2.8)$$

$$\Delta\vec{\psi}_s \approx \vec{v}_s \cdot T_s \quad (2.9)$$

De acuerdo a (2.9), es posible notar que al aplicar un determinado un vector de voltaje  $\vec{v}_s$  durante un intervalo de tiempo  $T_s$ , se produce una variación en la magnitud del flujo de estator  $\Delta\vec{\psi}_s$ , desplazándolo también en la misma dirección del vector de voltaje aplicado.

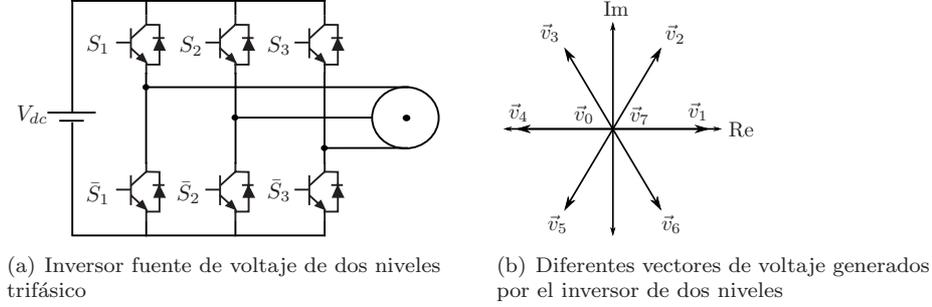
Al considerar un inversor fuente de voltaje de dos niveles (figura 2.1(a)), se disponen de ocho estados de conducción posibles, los cuales producen siete vectores de voltaje distintos (figura 2.1(b)). Seis de ellos ( $\vec{v}_1$  a  $\vec{v}_6$ ) se denominan vectores activos, mientras que los dos restantes ( $\vec{v}_0$  y  $\vec{v}_7$ ) corresponden a los llamados vectores nulos. Por lo tanto, solo hay seis alternativas para modificar la magnitud y sentido del flujo de estator  $\vec{\psi}_s$ . En la figura 2.2, es posible visualizar como un vector de voltaje puede modificar el comportamiento del vector de flujo de estator.

En cuanto al torque electromagnético  $T$ , una expresión alternativa puede ser calculada si se consideran las ecuaciones de enlace de flujo (2.3) y (2.4). Escribiendo el vector de corriente de rotor de (2.3) en términos del flujo de estator  $\vec{\psi}_s$  y la corriente  $\vec{i}_s$ , luego reemplazando dicho valor en (2.4) se obtiene (2.10), la cual define la corriente de estator en función de los flujos  $\vec{\psi}_s$  y  $\vec{\psi}_r$  respectivamente:

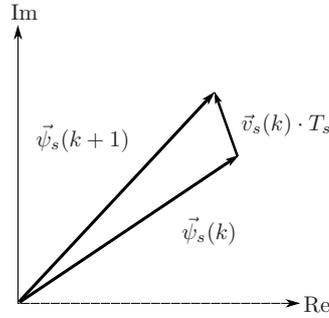
$$\vec{i}_s = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \vec{\psi}_s - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \vec{\psi}_r \quad (2.10)$$

Reemplazando (2.10) en la expresión de torque (2.5), se obtiene:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\{\vec{\psi}_s^* \cdot \vec{i}_s\} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\left\{\vec{\psi}_s^* \cdot \left\{\frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \vec{\psi}_s - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \vec{\psi}_r\right\}\right\} \quad (2.11)$$



**Figura 2.1.** Inversor y vectores de voltaje posibles



**Figura 2.2.** Efecto de un determinado vector de voltaje sobre el comportamiento dinámico del flujo de estator

Luego, expandiendo (2.11):

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im \left\{ \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot \vec{\psi}_s^* \cdot \vec{\psi}_s - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \vec{\psi}_s^* \cdot \vec{\psi}_r \right\} \quad (2.12)$$

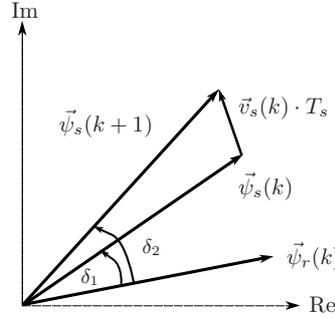
Al tomar en cuenta que la ecuación (2.12) solo considera la parte imaginaria de cada uno de los términos dentro del paréntesis, se puede descartar el primero, ya que éste corresponde a la multiplicación entre el vector  $\vec{\psi}_s$  y su parte conjugada, el cual genera un término real:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im \left\{ - \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \vec{\psi}_s^* \cdot \vec{\psi}_r \right\} \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \Im \left\{ - \vec{\psi}_s^* \cdot \vec{\psi}_r \right\} \\ &= \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot \{ \vec{\psi}_r \times \vec{\psi}_s \} \end{aligned} \quad (2.14)$$

La ecuación (2.14) representa el producto cruz (denotado por  $(\times)$ ) entre el flujo de rotor y estator. Al reescribir dicha expresión en términos de la magnitud de los vectores correspondientes y el ángulo  $\delta$  entre ellos se obtiene:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \cdot |\vec{\psi}_r| \cdot |\vec{\psi}_s| \cdot \sin(\delta) \quad (2.15)$$



**Figura 2.3.** Efecto de un vector de voltaje aplicado sobre el torque electromagnético

La ecuación (2.15) muestra que es posible lograr una modificación en el torque electromagnético  $T$  mediante la variación del ángulo  $\delta$  entre el flujo de rotor y estator. La figura 2.3 muestra la variación del ángulo  $\delta$  a partir del tiempo  $k$  ( $\delta = \delta_1$ ) hasta el tiempo  $k + 1$  ( $\delta = \delta_2$ ) producto de un vector de voltaje aplicado.

En el Control por Campo Orientado, se hace uso de una representación en variables de estado para obtener las expresiones necesarias para desarrollar un control de corriente apropiado. Las variables escogidas fueron el flujo de rotor  $\vec{\psi}_r$  y la corriente de estator  $\vec{i}_s$ . De la misma forma que en FOC, es posible escribir el modelo de la máquina de inducción en función del vector de flujo de rotor  $\vec{\psi}_r$  y estator  $\vec{\psi}_s$ . Así de acuerdo a [6] y usando un sistema de coordenadas arbitrario, girando a una velocidad  $w_k$ , se obtiene:

$$\sigma \cdot \tau_s \cdot \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + \vec{\psi}_s = -j \cdot w_k \cdot \sigma \cdot \tau_s \cdot \vec{\psi}_s + k_r \cdot \vec{\psi}_r + \vec{v}_s \quad (2.16)$$

$$\sigma \cdot \tau_r \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + \vec{\psi}_r = -j \cdot (w_k - w) \cdot \sigma \cdot \tau_r \cdot \vec{\psi}_r + k_s \cdot \vec{\psi}_s \quad (2.17)$$

Donde  $\tau_s = \frac{L_s}{R_s}$ ,  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ ,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$ ,  $k_r = \frac{L_m}{L_r}$ ,  $k_s = \frac{L_m}{L_s}$ ,  $R_\sigma = R_s + R_r \cdot k_r^2$  y  $\tau_\sigma = \frac{\sigma \cdot L_s}{R_\sigma}$ .

El diagrama de bloques correspondiente se presenta en la figura 2.4.

Al reescribir (2.17) en un sistema de ejes rotatorios, orientado con los devanados de rotor, es decir  $w_k = w$ , se obtiene:

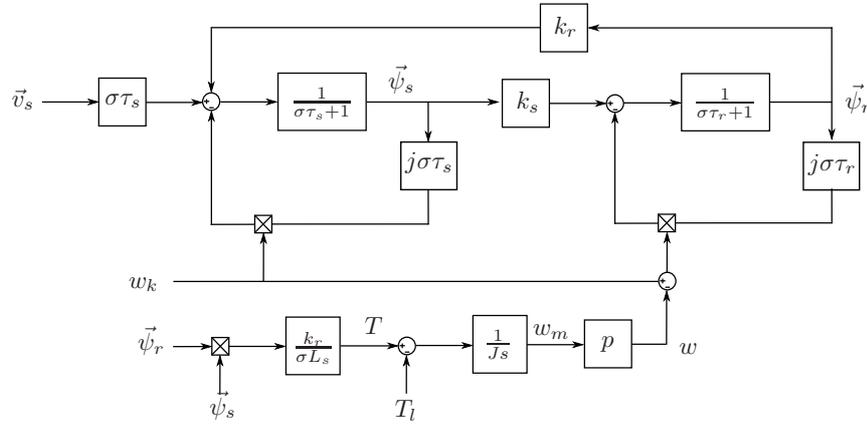
$$\sigma \cdot \tau_r \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + \vec{\psi}_r = k_s \cdot \vec{\psi}_s \quad (2.18)$$

Luego, al reordenar (2.18) y aplicar la transformada de Laplace:

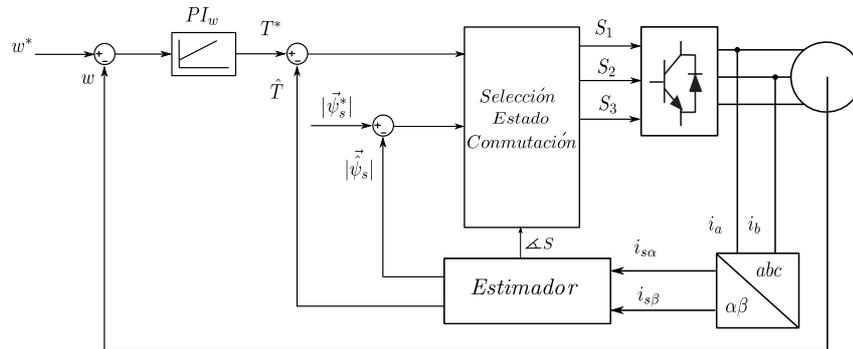
$$\vec{\psi}_r = \frac{k_s}{\sigma \cdot \tau_r \cdot s + 1} \cdot \vec{\psi}_s \quad (2.19)$$

La ecuación (2.19) muestra que el flujo de rotor  $\vec{\psi}_r$  responde a las variaciones del flujo de estator por medio de una planta de primer orden. Durante un instante de muestreo  $T_s$ , se puede asumir que el flujo de rotor no cambia respecto del flujo de estator debido a que  $T_s$  es mucho más pequeño que la constante de tiempo  $\sigma \tau_r$ .

Las ecuaciones (2.9), (2.15) y (2.19) corresponden a las expresiones básicas para comprender el Control Directo de Torque. Estas expresiones muestran que el hecho de



**Figura 2.4.** Diagrama de bloques de la máquina de inducción usando como variables de estado el flujo de rotor y estator



**Figura 2.5.** Esquema de Control Directo de Torque

no considerar la caída de tensión en la resistencia de estator  $R_s$ , implica que el flujo de estator pueda ser directamente controlado por el vector de voltaje aplicado, siendo dicha variación en magnitud proporcional a la componente radial de  $\vec{v}_s$  y el tiempo de muestreo  $T_s$  durante el cual el vector es aplicado. Además, si se considera que el torque es proporcional al ángulo  $\delta$  entre el flujo de estator y rotor; y que durante un instante de muestreo éste no cambia en relación al flujo de estator, es posible lograr un control directo de torque mediante la componente tangencial del vector de voltaje  $\vec{v}_s$ . Por lo tanto, teniendo en cuenta estas consideraciones, se puede lograr un control de torque y flujo configurando una estrategia de conmutación adecuada para el inversor.

La idea básica de DTC es mostrada en la figura 2.5, en donde las referencias de torque y flujo de estator ( $T^*, \vec{\psi}_s$ ) son comparadas con sus valores estimados ( $\hat{T}, \vec{\psi}_s$ ). Para estimar el flujo de estator se pueden usar varios métodos siendo el más intuitivo el del método de

voltaje:

$$\vec{v}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} \quad (2.20)$$

$$\vec{\psi}_s = \int (\vec{v}_s - R_s \cdot \vec{i}_s) dt \quad (2.21)$$

Tal como se explicó en el capítulo anterior, el método de voltaje posee algunas desventajas en cuanto a su operación en baja velocidad, por lo que puede ser reemplazado por una estimación más conveniente cuando se dispone de la medición directa de velocidad, como la del método de corrientes orientado en función del ángulo del rotor.

De igual forma que en el Control por Campo Orientado, la referencia de torque es generada por un controlador de velocidad del tipo PI.

Para la estimación del torque electromagnético, éste es calculado a partir de su expresión general, que considera el vector de corriente de estator  $\vec{i}_s$  y las componentes del flujo de estator:

$$\hat{T} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\{\vec{\psi}_s^* \cdot \vec{i}_s\} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\hat{\psi}_\alpha \cdot i_\beta - \hat{\psi}_\beta \cdot i_\alpha) \quad (2.22)$$

El bloque de selección de secuencia de conmutación mostrado en la figura 2.5, fija los estados de conducción apropiados para el inversor, basados en los valores instantáneos del error de torque y flujo. Para obtener un adecuado seguimiento a las referencias de acuerdo a la cantidad fija de vectores de voltaje brindados por el inversor es necesario configurar una estrategia de control adecuada.

Dependiendo de la forma en la cual se escogen los vectores de voltaje, el Control Directo de Torque se puede dividir en dos categorías principales:

**DTC basado en una tabla de conmutación** : Fue desarrollado por Takahashi y Noguchi [9] y considera una trayectoria circular del flujo de estator en torno al plano complejo.

**Control Directo Propio** : Fue propuesto por Depenbrock [10] y logra un comportamiento hexagonal del flujo de estator, privilegiando un menor número de conmutaciones por sobre la distorsión de las corrientes.

Es importante destacar que en este trabajo de tesis, se estudiará solo la estrategia DTC basada en tablas de conmutación.

Algunas ideas preliminares de DTC pueden resumirse en las siguientes ideas:

- No existe control interno de corriente y por lo tanto no se debe realizar una sintonización de los controladores PI.
- Los controladores por histéresis usados en DTC, tienen un ancho de banda teóricamente infinito, lo que implica que no haya una limitación en el ancho de banda del control de velocidad, lo cual representa una ventaja importante en comparación con las estrategias tradicionales.
- No se necesita un modulador ya que los pulsos de disparo son generados en la misma estrategia
- Tanto el flujo de estator como el torque electromagnético son calculados en base a estimadores.
- No requiere transformación de coordenadas, aunque depende del método de estimación de flujo que se use.

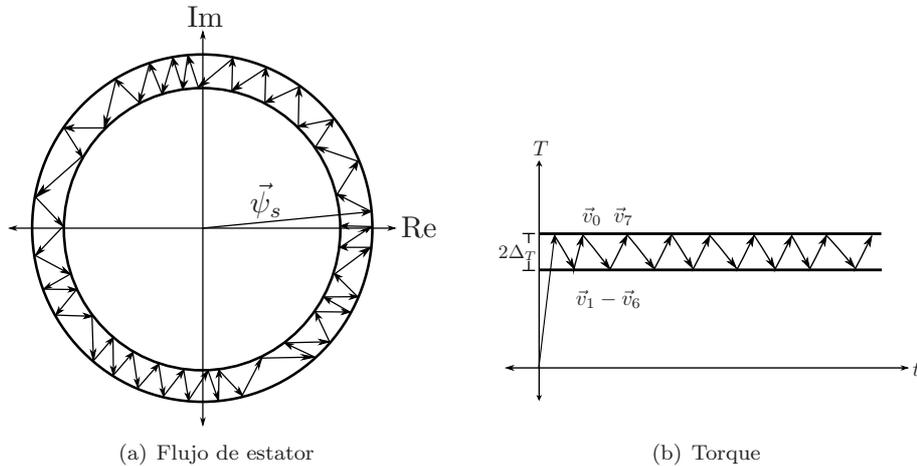


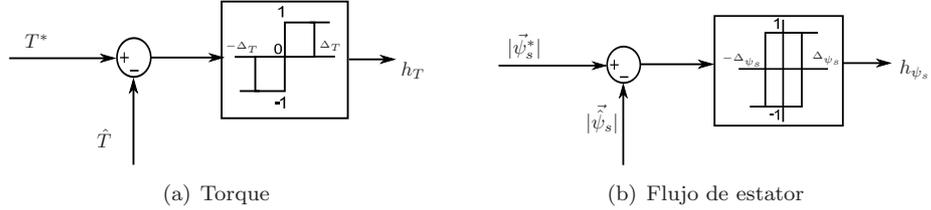
Figura 2.6. Control ideal del flujo de estator y torque electromagnético

## 2.2. Control Directo de Torque basado en Tablas de Conmutación

En esta estrategia, el vector de voltaje  $\vec{v}_s$  que será aplicado durante cada instante de muestreo es seleccionado para mantener la magnitud del flujo de estator y torque dentro de dos bandas de histéresis previamente ajustadas. Un resumen de sus principales ideas se presenta a continuación:

- Tal como se observa en (2.9), al aplicar un vector de voltaje activo durante un instante de muestreo, el flujo de estator  $\vec{\psi}_s$  sigue a la componente tangencial del vector de voltaje  $\vec{v}_s$  aplicado. Por otra parte, al aplicar un vector nulo, es posible asumir que la derivada del flujo de estator es casi cero debido a la pequeña caída de tensión en la resistencia de estator  $R_s$ . Teniendo en cuenta estas ideas es posible configurar el estado de conducción del inversor para lograr que el flujo de estator se mueva dentro de una trayectoria particular con una magnitud controlada por el límite superior e inferior de las bandas de histéresis.
- Se demostró que el torque electromagnético depende del ángulo  $\delta$  entre el flujo de estator y rotor. Luego, si se requiere aumentar el torque, éste debe ser realizado de la manera más rápida posible, generando la mayor variación del ángulo  $\delta$ . De esta forma solo un vector activo puede ser seleccionado como estado de conducción.
- Dentro de los objetivos de control, se tiene un correcto seguimiento de referencia y al mismo tiempo un bajo número de conmutaciones. De esta forma, si se necesita disminuir el torque, esto debe ser hecho de la manera más lenta posible, de tal forma de mantener el torque el mayor tiempo posible dentro de las bandas de histéresis. Por lo tanto, bajo estas circunstancias se deberán elegir los vectores más lentos, es decir los vectores nulos ( $\vec{v}_0$  y  $\vec{v}_7$ ). Así, el vector de flujo se detiene y el flujo de rotor lo sigue de manera que el ángulo decrece lentamente.

Un control ideal tanto del torque como del flujo de estator, usando DTC, es mostrados en la figura 2.6:



**Figura 2.7.** Comparadores por histéresis para controlar el flujo de estator y el torque electromagnético

De acuerdo a la estrategia de conmutación detallada anteriormente, las referencias de torque y flujo son periódicamente comparadas con los valores estimados. Luego, las señales de error pasan a través de dos controladores por histéresis.

En cuanto al controlador de flujo, éste corresponde a un comparador por histéresis de dos niveles, cuyo ancho de banda se denota como  $2\Delta\psi_s$ . La salida  $h_{\psi_s}$  de este controlador, se define en términos de la señal de error  $e_{\psi_s}$  como:

$$h_{\psi_s} = \begin{cases} 1 & \text{si } e_{\psi_s}(k) > \Delta\psi_s \\ 1 & \text{si } (-\Delta\psi_s < e_{\psi_s}(k) < \Delta\psi_s) \ \& \ (e_{\psi_s}(k) < e_{\psi_s}(k-1)) \\ -1 & \text{si } (-\Delta\psi_s < e_{\psi_s}(k) < \Delta\psi_s) \ \& \ (e_{\psi_s}(k) > e_{\psi_s}(k-1)) \\ -1 & \text{si } e_{\psi_s}(k) < -\Delta\psi_s \end{cases} \quad (2.23)$$

El controlador de torque corresponde a un comparador por histéresis de tres niveles, cuyo ancho de histéresis se denota como  $2\Delta T$ . Así, la salida  $h_T$  del controlador, se define en términos de la señal de error  $e_T$  como:

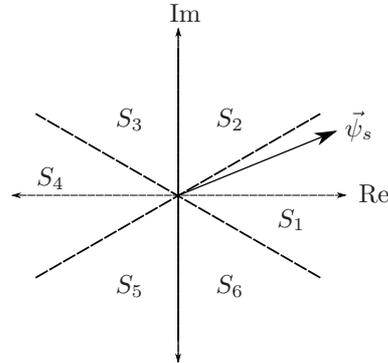
$$h_T = \begin{cases} 1 & \text{si } e_{\psi_s}(k) > \Delta\psi_s \\ 1 & \text{si } (e_{\psi_s}(k) > 0) \ \& \ (e_{\psi_s}(k) < e_{\psi_s}(k-1)) \\ 0 & \text{si } (e_{\psi_s}(k) > 0) \ \& \ (e_{\psi_s}(k) > e_{\psi_s}(k-1)) \\ 0 & \text{si } (e_{\psi_s}(k) < 0) \ \& \ (e_{\psi_s}(k) < e_{\psi_s}(k-1)) \\ -1 & \text{si } (e_{\psi_s}(k) < 0) \ \& \ (e_{\psi_s}(k) > e_{\psi_s}(k-1)) \\ -1 & \text{si } e_{\psi_s}(k) < -\Delta\psi_s \end{cases} \quad (2.24)$$

La figura 2.7 muestra una representación gráfica de los controladores por histéresis tanto de torque como de flujo:

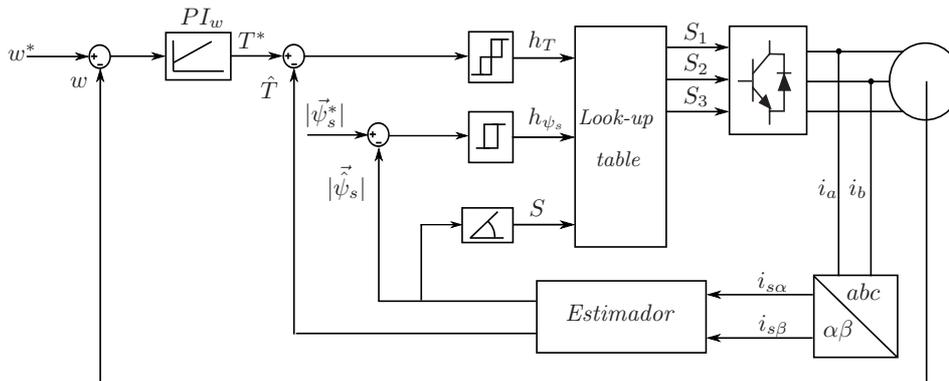
Para lograr un control apropiado de torque y flujo, conforme a la señal de salida de los controladores por histéresis, es necesario conocer el vector de voltaje apropiado que permita una modificación en el comportamiento de torque y flujo en una dirección definida. Por esta razón, se necesita una estimación de la posición actual del flujo de estator.

Para calcular la posición del flujo de estator  $\theta_{st}$ , se usa la razón entre la parte imaginaria y real del vector de flujo:

$$\hat{\theta}_{st} = \arctan\left(\frac{\hat{\psi}_{s\beta}}{\hat{\psi}_{s\alpha}}\right) \quad (2.25)$$



**Figura 2.8.** Sectores por los cuales el vector de flujo  $\vec{\psi}_s$  puede ser localizado



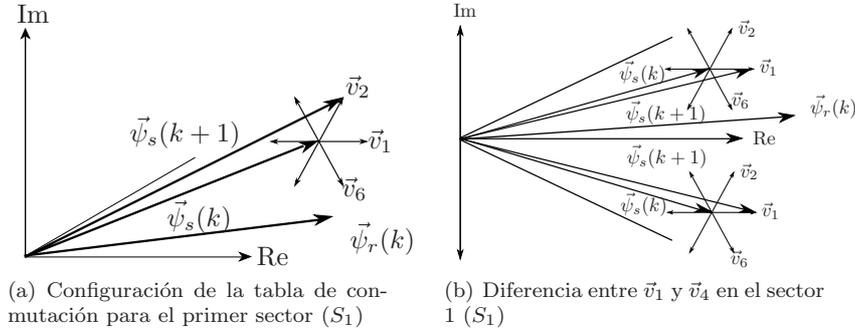
**Figura 2.9.** Control Directo de Torque basado en tabla de conmutación

De acuerdo a la estimación de la posición del flujo de estator  $\hat{\theta}_{st}$  y tomando en cuenta que un inversor de voltaje de dos niveles genera seis vectores activos de voltaje separados por  $\frac{\pi}{3}$  rad, se puede dividir el plano complejo en seis sectores diferentes ( $S_1$  a  $S_6$ ), los que se muestran en la figura 2.8.

Finalmente, el diagrama de bloques del sistema de control basado en el Control Directo de Torque se muestra en la figura 2.9.

El bloque llamado *Look-up table* o tabla de conmutación recibe como entrada la salida correspondiente de los controladores por histéresis y el sector  $S$  por el cual rota el flujo de estator. Estas señales crean una palabra digital que se usa como dirección para acceder a la memoria que contiene la información acerca de los vectores de voltaje que pueden ser aplicados para lograr los objetivos de control correspondientes.

Para completar la tabla de conmutación de acuerdo a la salida de los comparadores por histéresis y la posición del flujo de estator, se necesita de un análisis que permita determinar el efecto de cada vector de voltaje sobre el torque y flujo. Así, si el flujo de estator se ubica dentro del primer sector ( $S_1$ ) del plano complejo y las salidas de los controladores por histéresis ( $h_T$  y  $h_{\psi_s}$ ) son iguales a 1, es decir  $(S, h_T, h_{\psi_s}) = (S_1, 1, 1)$ , esto significa que estando el flujo de estator  $\vec{\psi}_s$  dentro del sector 1, el vector de voltaje deberá aumentar el torque y al mismo tiempo aumentar la magnitud del flujo de estator, en otras palabras, se



**Figura 2.10.** Selección del vector de voltaje apropiado

**Tabla 2.1.** Configuración de la tabla de conmutación

(a) Tabla de conmutación para la estrategia DTC convencional

$h_{\vec{\psi}_s}$	$h_T$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
	1	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$
1	0	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$
	-1	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$
	1	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
-1	0	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$
	-1	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$

(b) Tabla de conmutación para la distribución de sectores de flujo mostrada en la figura 2.11(a)

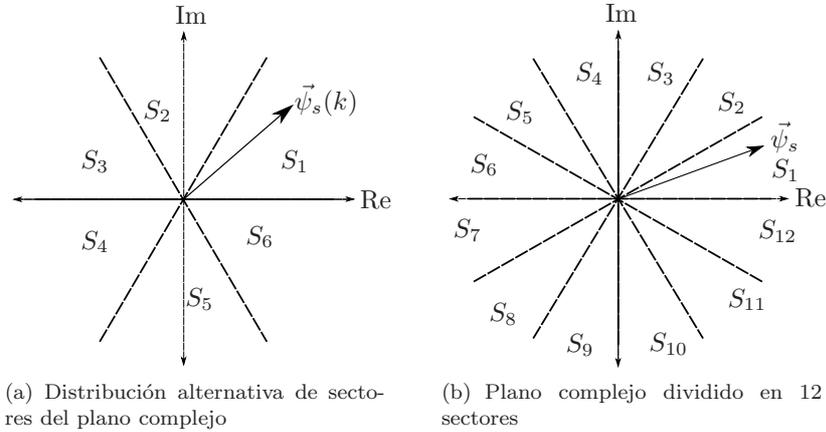
$h_{\vec{\psi}_s}$	$h_T$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$
	1	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$
1	0	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$
	-1	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$
	1	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
-1	0	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_0$
	-1	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$

necesita encontrar un vector de voltaje que aumente el ángulo entre el flujo de rotor y estator y al mismo tiempo aumente la magnitud del flujo de estator. Al observar la figura 2.10(a), es posible notar que uno de los vectores que puede lograr dicha condición es el vector  $\vec{v}_2$ .

El mismo análisis es llevado a cabo para todas las condiciones de entrada de la tabla de conmutación, logrando así completar la tabla 2.1(a).

En la configuración actual de la tabla de conmutación, si el vector de flujo de estator se ubica dentro del primer sector (figura 2.10(b)), los vectores  $\vec{v}_1$  y  $\vec{v}_4$  no son utilizados, ya que ellos pueden tanto aumentar o disminuir el torque dependiendo de la ubicación del flujo de estator dentro del sector (primera o segunda mitad). Lo mismo ocurre para los otros sectores, pero con otros vectores de voltaje.

En el Control Directo de Torque basado en tablas de conmutación, se pueden usar varias tablas para solucionar el problema de control de torque y flujo. Cada alternativa afecta el rendimiento del sistema en términos del comportamiento del torque y el ripple de las corrientes de estator. Las principales alternativas para mejorar el rendimiento de la estrategia DTC tradicional implica aumentar la cantidad de sectores para el flujo de estator, como también incrementar la cantidad de vectores seleccionables, ya que con inversor de dos niveles ésta cantidad es igual a siete. En la tabla 2.1(b) se muestra otra estrategia de conmutación, la cual tiene la misma cantidad de sectores, pero otra distribución espacial, como se muestra en la figura 2.11(a).



**Figura 2.11.** Sectores de las diferentes tablas de conmutación

Una tabla de conmutación más precisa, de tal forma de utilizar los seis vectores activos por sector, puede ser implementada si el plano complejo es dividido en doce sectores (figura 2.11(b)). Sin embargo, es necesario definir variaciones grandes y pequeñas para los errores. Por ejemplo, si el flujo de estator  $\vec{\psi}_s$  está ubicado en el sector 12 ( $S_{12}$ ), el vector de voltaje  $\vec{v}_1$  produce una gran variación en el flujo, pero solo un pequeño aumento en el torque. Por otra parte, el vector  $\vec{v}_2$  aumenta el torque en gran proporción mientras que el flujo solo produce un pequeño incremento. Por lo tanto, se requiere de una modificación en los comparadores por histéresis de manera de agregar más niveles. La tabla de conmutación modificada se presenta en la tabla 2.2. La salida  $h_T$  para el controlador por histéresis de torque se muestra en la ecuación (2.26). Otros ejemplos que intentan mejorar el comportamiento de DTC se presentan en [11] y [12].

$$h_T = \begin{cases} 0 & \text{Aumento} \\ 1 & \text{Aumento pequeño,} \\ 2 & \text{Disminución pequeña} \\ 3 & \text{Disminución} \end{cases} \quad (2.26)$$

Algunas consideraciones prácticas respecto al control por DTC se resumen a continuación, aunque un mayor detalle de ellos será entregado en el capítulo de resultados experimentales.

- Debido a la presencia de controladores por histéresis y a la ausencia de una señal modulante, el espectro de las corrientes de estator de la máquina presenta una característica dispersa. Por lo tanto, la frecuencia de conmutación no se puede controlar directamente, aunque se pueden lograr modificaciones mediante la variación de los anchos de las bandas de histéresis.
- En una implementación discreta, resulta imposible lograr un control efectivo de las variables dentro de los límites de los controladores de histéresis producto del muestreo periódico realizado. Por lo tanto las variables de control se escapan de los límites de

**Tabla 2.2.** Tabla de conmutación para doce sectores

$h_{\vec{\psi}_s}$	$h_T$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$	$S_8$	$S_9$	$S_{10}$	$S_{11}$	$S_{12}$
1	0	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$
	1	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$
	2	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$
	3	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$
-1	0	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$
	1	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$
	2	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_7$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_0$	$\vec{v}_4$
	3	$\vec{v}_5$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_6$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_1$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_2$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_3$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_4$	$\vec{v}_5$

control. Dicha situación puede ser mejorada aumentando la frecuencia de muestreo, lo que también implica el aumento de la frecuencia de conmutación y por consecuencia en una mayor disipación de potencia.

- Aunque la estrategia de control no usa una rotación de coordenadas explícita, si se desean obtener buenos resultados experimentales es necesario usar un método de estimación del flujo de estator de mejor rendimiento que el método de voltaje. El uso del método de corriente orientado con la posición del rotor es una buena alternativa, aunque implica considerar rotación de coordenadas.

### 2.3. Simulación

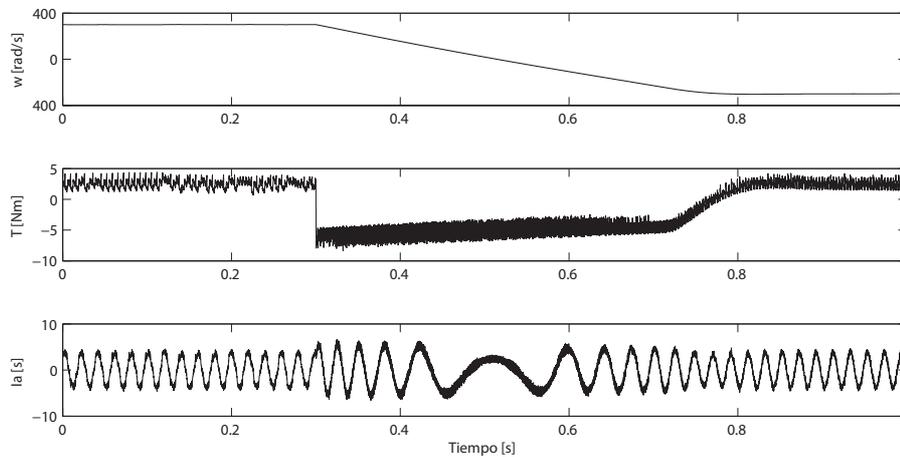
Para la obtención de los resultados se simulación para el Control Directo de Torque se usa el mismo esquema descrito para la simulación del Control por Campo Orientado, es decir, se usa el programa Simulink para la simulación de todos los componentes de la simulación y en particular la herramienta de programación *S-Function* para la configuración del algoritmo de control.

En cuanto a los detalles de la configuración, se considera la misma máquina de inducción que en el caso anterior, cuyos parámetros de detallan en la tabla 2.3. El tiempo de simulación usado es de  $T_s = 10 \mu s$  y la frecuencia de muestreo de corrientes es igual a 25 kHz. Por otra parte, el control de velocidad se configura con un ancho de banda de 10 Hz y para el control interno de torque y flujo, los anchos de bandas de los controladores por histéresis se configuran en un valor de 0,5 Nm para el controlador de torque y 0,01 Wb para el controlador de flujo. En cuanto a la tabla de conmutación usada, se consideró la solución convencional detallada en la tabla 2.1(a)

Los resultados de simulación durante una inversión de marcha a velocidad nominal se muestran en la figura 2.12, en donde se detalla la señal de velocidad, torque y corriente de estator de la máquina. Es importante destacar que durante toda la maniobra, el torque de carga es igual a 2,5 Nm, valor equivalente al 50 % del torque nominal de la máquina. Los resultados muestran que a diferencia del Control por Campo Orientado, el Control

Parámetro	Valor
$R_s$	2,65 $\Omega$
$R_r$	2 $\Omega$
$L_m$	291,1 mH
$L_s$	301,4 mH
$L_r$	306,5 mH
$J$	0,0055 Kg $m^2/s$
$p_p$	1

**Tabla 2.3.** Parámetros de la máquina de inducción a simular



**Figura 2.12.** Formas de onda de velocidad, torque y corriente ante un cambio de marcha

Directo de Torque es una técnica de control, que a pesar de lograr una excelente dinámica y un control de velocidad apropiado, el control de torque es bastante ruidoso producto de los problemas del control por histéresis, los cuales implican que las variables de control no puedan ser realmente acotadas dentro de los niveles de histéresis. El control de flujo también es distorsionado, lo que se refleja en la gran cantidad de ripple presente en las corrientes. Al observar la forma de onda de torque, se puede apreciar que el control de torque se deteriora en baja velocidad, producto de que este método supone una variación proporcional del torque en función del vector de voltaje aplicado, lo que solo aplica en momentos en que la velocidad es alta y la caída de voltaje en la resistencia de estator es despreciable en comparación al voltaje inducido.

Tal como se mencionó en el capítulo anterior, mayores resultados de simulación se pueden encontrar en [1].

# CONTROL PREDICTIVO DE TORQUE

En las últimas décadas, el control de accionamientos eléctricos ha sido ampliamente estudiado. Tal como se ha mencionado en los capítulos anteriores, los métodos de control clásicos se basan en controladores lineales del tipo PI (junto con un modulador) [2–4, 13] y en controladores no lineales basados en el control por histéresis [9]. Dichas estrategias son ampliamente utilizadas y hoy en día predominan en las aplicaciones industriales de alto rendimiento [14, 15].

A finales de la década de los setenta, el Control Predictivo basado en Modelos o MPC (*Model Predictive Control*) comenzó a ser utilizado con frecuencia en la industria petroquímica [16–18]. El término MPC no apunta a una estrategia de control en particular, más bien cubre una gran variedad de técnicas de control que hacen uso explícito de un modelo matemático del proceso y de una minimización de una función de objetivo para obtener señales de control óptimas [19]. Las dinámicas lentas propias de la industria química, facilitaron su desarrollo ya que con los procesadores de la época era posible resolver el problema de optimización de manera online.

En la actualidad, el uso del Procesamiento Digital de Señales o DSP (*Digital Signal Processing*) y el desarrollo de microprocesadores más rápidos y poderosos ha hecho posible la aplicación de MPC en el campo de la electrónica de potencia. Las primeras aplicaciones se remontan a los años ochenta [20, 21]. El concepto base es el cálculo del comportamiento futuro del sistema para optimizar las señales de actuación.

Debido al amplio rango de métodos MPC [22], las técnicas MPC aplicadas a electrónica de potencia han sido clasificadas en dos categorías principales: MPC clásico y MPC de estados finitos FS-MPC (*Finite States Model Predictive Control*). En la primera técnica [23, 24], la variable de control es usualmente el voltaje de salida del convertidor en forma de ciclo de trabajo, el cual varía continuamente entre sus valores mínimos y máximos, mientras que un problema de optimización es resuelto durante cada instante de muestreo. En cambio, el segundo esquema (FS-MPC) usa la naturaleza inherente de los convertidores de potencia para resolver el problema de optimización. Así el modelo discreto del sistema es evaluado para cada secuencia de acciones posibles hasta el horizonte de predicción correspondiente

$N_p$ . Luego, el resultado de dichas predicciones es comparado con las referencias de manera de elegir la secuencia de vectores de voltaje que mejor satisfaga los objetivos de control. Varias investigaciones han reportado el uso exitoso de ésta técnica en convertidores de potencia tales como en un inversor trifásico de dos niveles [25], NPC trifásico de tres niveles [26], puente H en cascada (CHB) [27], Capacitores Flotantes [28] y Convertidores Matriciales [29]. También su aplicación en accionamientos eléctricos usando inversores de dos y tres niveles ha sido reportado en [30–35] y en [36, 37] respectivamente.

En cuanto a accionamientos, las estrategias basadas en FS-MPC pueden ser clasificadas en dos categorías dependiendo del horizonte de predicción: Horizonte largo  $N_p \geq 2$  y horizonte de predicción corto  $N_p = 1$ . Una aplicación de FS-MPC con horizonte de predicción largo se reporta en [36], en donde se presenta el desarrollo de un modelo de estados finitos para las corrientes de estator de una máquina. En [37], la misma técnica es usada para el control de torque y flujo.

Una comparación entre el rendimiento en estado estacionario de las estrategias con horizonte de predicción largo y corto con respecto a una estrategia de control convencional basada en el Control por Campo Orientado se lleva a cabo en [38]. El criterio de comparación principal es el compromiso existente entre las pérdidas por conmutación y la distorsión de corriente o torque. Como es de esperar, a medida que aumenta el horizonte de predicción, mejores son los resultados en estado estacionario obtenidos, sin embargo cuando se incrementa el horizonte de predicción o se usan topologías de convertidores más complejas, el número de cálculos por parte del procesador crece significativamente.

El uso de MPC con un horizonte de predicción sencillo es menos demandante en términos de esfuerzo computacional y por lo tanto se escoge esta estrategia para comparar el comportamiento dinámico del Control Predictivo con otras técnicas clásicas de control.

### 3.1. Control Predictivo de Torque con horizontes de predicción cortos

En una estrategia de Control Predictivo que considera un horizonte de predicción pequeño, el modelo discreto del inversor forma parte del algoritmo de control. Por otra parte, el problema de optimización de la función de costo se vuelve menos sensible a la capacidad del procesador utilizado, ya que el número de predicciones está limitado por la cantidad de vectores posibles por parte del actuador. En las siguientes ideas se aborda el Control Predictivo de Torque aplicado a una máquina de inducción, en donde el modelo discreto de todo el sistema se basa en la aproximación de Euler para las derivadas.

En el capítulo anterior correspondiente a la descripción del marco teórico del Control Directo de Torque, se demostró que tanto el flujo de estator  $\vec{\psi}_s$  como el torque electromagnético  $T$  pueden ser controlados mediante la selección de una secuencia de vectores adecuados que modifiquen la magnitud del vector de flujo de estator y al mismo tiempo aumente o disminuya el ángulo existente entre el flujo de rotor y estator.

En el Control Predictivo de Torque (PTC: *Predictive Torque Control*) se usa un concepto similar al de DTC, ya que las variables de control son el flujo de estator y el torque electromagnético. Sin embargo, en esta estrategia, se consideran predicciones para dichas variables en función de todas las actuaciones posibles. Luego la condición de seguimiento a referencia se implementa en base a la optimización de una función de costo, en la cual se selecciona el vector de voltaje que más satisface los objetivos de control.

Un esquema conceptual básico del Control Predictivo aplicado a un accionamiento considera las variables  $i_s$ ,  $w$  más un modelo discreto de la máquina para estimar las variables que no pueden ser medidas como lo son el flujo de estator y rotor  $\vec{\psi}_r$ ,  $\vec{\psi}_s$ . Luego el mismo

modelo matemático es usado para predecir el comportamiento futuro de las variables de control para cada estado de conducción del inversor. Finalmente el vector de voltaje que sea óptimo para el seguimiento de referencia es seleccionado como la acción a aplicar durante el siguiente instante de muestreo. El modelo de la máquina es la parte más importante de esta estrategia, ya que tanto estimaciones y predicciones dependen directamente de éste. El diagrama de bloques del Control Predictivo aplicado al control de accionamiento se muestra en la figura 3.1

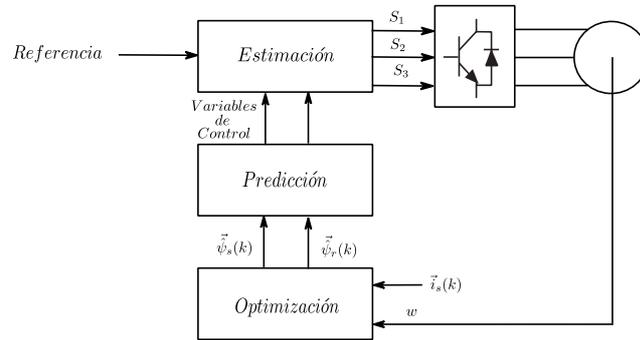


Figura 3.1. Esquema de Control Predictivo

Es importante destacar que este esquema de control es aplicable tanto para esquemas de control de corriente (en cualquier sistema coordinado) como también a sistemas basados en el control de torque y flujo. Este último esquema aplicado al control de velocidad de una máquina de inducción se presenta en la figura 3.2.

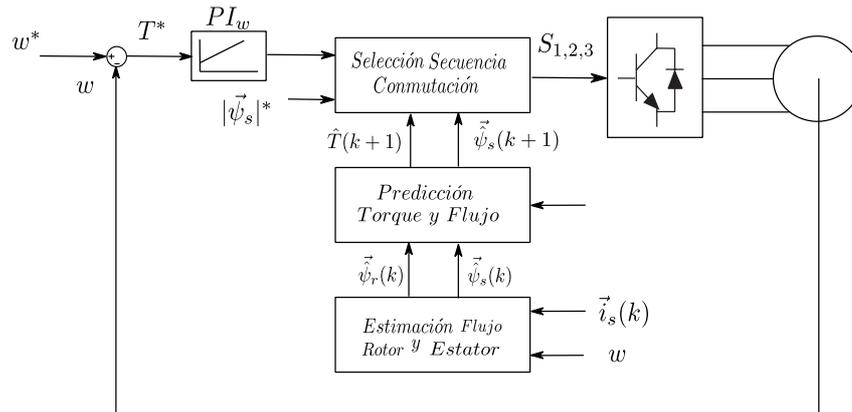


Figura 3.2. Esquema de Control Predictivo de Torque

El bloque llamado *Estimación* es usado para estimar las variables no medibles, como el flujo de rotor  $\vec{\psi}_r$  y el flujo de estator  $\vec{\psi}_s$ . Posteriormente el algoritmo predice el valor futuro de las variables de control para el instante de muestreo  $k + 1$  (bloque *Predicción*), de esta forma se obtiene  $\vec{\psi}_s(k + 1)$  y  $\hat{T}(k + 1)$ . Estas predicciones con calculadas para cada vector de voltaje posible; para el caso de un inversor de dos niveles solo siete vectores son generados.

Finalmente, el bloque llamado *Optimización* escoge la condición del inversor que minimiza la función de costo correspondiente. Esta función de costo contiene la ley de control para lograr un seguimiento de referencia adecuado para el torque y el flujo de acuerdo a las restricciones correspondientes.

En la función de costo, el valor de las referencias son periódicamente comparados con los valores predichos para las variables de control. Dicha función puede implementarse en base a diferentes estructuras, aunque la aproximación más usada considera expresiones basadas en el valor absoluto y cuadrático del error [17].

De la misma forma que las estrategias convencionales como FOC y DTC, un lazo externo de velocidad basado en un controlador lineal PI se considera para generar la referencia de torque correspondiente  $T^*$ .

Para el cálculo de las estimaciones y predicciones, es necesario considerar un modelo matemático apropiado [39]. Aunque varios modelos pueden ser usados, en este capítulo se enfocará el desarrollo de un modelo basado en la aproximación de Euler para las derivadas.

### 3.1.1. Control Predictivo de Torque basado en la aproximación de Euler

A continuación se detallan los pasos principales para lograr un Control Predictivo de Torque de la máquina de inducción. Tal como se estableció anteriormente, dichos pasos corresponden a la estimación, predicción y optimización de la función de costo:

### 3.1.2. Estimación

En cualquier técnica de control, las variables que no se pueden medir deben ser estimadas. Al igual que en Control por Campo Orientado y Control Directo de Torque, estimaciones para el flujo de rotor y estator deben ser calculadas. El método de estimación a utilizar se basa en el modelo de corrientes (detallado previamente en el capítulo uno), en el que primero se estima el flujo de rotor en función de las corrientes de estator orientadas con el ángulo de rotor, posteriormente se calcula el flujo de estator en base a la estimación del flujo de rotor previamente calculada, dichas ecuaciones se detallan a continuación:

$$\vec{\psi}_r + \tau_r \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = L_m \cdot \vec{i}_s \quad (3.1)$$

$$\vec{\psi}_s = L_m \cdot \left( \frac{\vec{\psi}_r - L_m \cdot \vec{i}_s}{L_r} \right) + L_s \cdot \vec{i}_s. \quad (3.2)$$

Para la discretización de las ecuaciones usadas para la estimación de los flujos, se considera la aproximación de Euler hacia atrás, la cual se define como:

$$\frac{dY}{dt} = \frac{Y(k) - Y(k-1)}{T_s}, \quad (3.3)$$

en donde  $T_s$  denota el tiempo de muestreo e  $Y$  corresponde a la variable correspondiente.

Aplicando la discretización por Euler en (3.1) y (3.2) se obtienen las expresiones discretas para las estimaciones de los flujos de rotor y estator en el instante de muestreo  $k$ :

$$\vec{\psi}_r(k) = \frac{L_r}{L_r + T_s R_r} \cdot \vec{\psi}_r(k-1) + \frac{L_m}{\frac{T_r}{T_s} + 1} \cdot \vec{i}_s(k), \quad (3.4)$$

$$\vec{\psi}_s(k) = k_r \cdot \vec{\psi}_r(k) + \sigma L_s \cdot \vec{i}_s(k), \quad (3.5)$$

### 3.1.3. Predicción

Luego de estimar el comportamiento del flujo de rotor y estator, es necesario obtener predicciones para las variables de control. Por lo tanto se deben calcular expresiones que determinen el comportamiento del flujo de estator  $\vec{\psi}_s$  y el torque electromagnético  $T$  en el instante  $k + 1$ .

Para la predicción del flujo de estator se hace uso de la ecuación de voltaje del estator:

$$\vec{v}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt}. \quad (3.6)$$

Luego, y a diferencia del cálculo de las estimaciones, para las predicciones se hace uso de la aproximación de las derivadas por Euler hacia adelante:

$$\frac{dY}{dt} = \frac{Y(k+1) - Y(k)}{T_s}, \quad (3.7)$$

de esta forma, todas las predicciones para el instante  $k + 1$  quedan en función de variables en el instante  $k$ , lo que genera un algoritmo temporalmente consistente.

Usando (3.7) para discretizar (3.6) se obtiene la expresión discretizada de la predicción del flujo de estator:

$$\vec{\psi}_s(k+1) = \vec{\psi}_s(k) + T_s \cdot \vec{v}_s(k) - R_s T_s \cdot \vec{i}_s(k) \quad (3.8)$$

Para calcular la expresión que permita predecir el torque electromagnético se usa la expresión tradicional:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Im\{\vec{\psi}_s^* \cdot \vec{i}_s\} \quad (3.9)$$

Luego, evaluando (3.9) para la muestra  $(k + 1)$  se obtiene:

$$\hat{T}(k+1) = \frac{3}{2} p \cdot \Im\{\vec{\psi}_s(k+1)^* \cdot \vec{i}_s(k+1)\}. \quad (3.10)$$

La ecuación (3.10) indica que para lograr una predicción del torque es necesario usar la expresión de la predicción del flujo de estator (3.8) y una predicción de la corriente de estator en el instante  $k + 1$ . Dicha predicción se obtiene usando la ecuación equivalente de la dinámica del estator para la máquina de inducción [40]:

$$\vec{v}_s = R_\sigma \cdot \vec{i}_s + L_\sigma \cdot \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} - k_r \cdot \left( \frac{1}{\tau_r} - j \cdot w \right) \cdot \vec{\psi}_r, \quad (3.11)$$

donde  $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$  corresponde a la resistencia equivalente,  $L_\sigma = \sigma L_s$  es la inductancia de dispersión de la máquina. El último término en (3.11) representa el acoplamiento cruzado entre los devanados de rotor y estator, es decir el voltaje inducido.

Reemplazando las derivadas de (3.11) por la aproximación de Euler hacia adelante, se obtiene la predicción de la corriente de estator  $\vec{i}_s$  al instante de muestreo  $k + 1$ :

$$\vec{i}_s(k+1) = \left( 1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \cdot \vec{i}_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \cdot \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \cdot \left( \left( \frac{k_r}{\tau_r} - j \cdot k_r \cdot w \right) \cdot \vec{\psi}_r(k) + \vec{v}_s(k) \right) \right\}. \quad (3.12)$$

Una vez obtenida la predicción de la corriente y del flujo de estator, se puede calcular la predicción del torque electromagnético.

Como pudo observarse en las expresiones anteriores, tanto las predicciones de flujo como de torque están en función de la variables  $\vec{v}_s(k+1)$ . Esto implica que al usar un inversor de dos niveles, se obtienen siete predicciones diferentes para cada una de estas variables:  $(\hat{T}(k+1), \vec{\psi}_s(k+1))_h, h \in [0, 1.., 7]$ . El número de predicciones obtenidas dependen del tipo de inversor utilizado.

Una vez obtenidas las predicciones para las variables de control, se pasa a la etapa final del Control Predictivo de Torque, que es la selección del vector óptimo a ser aplicado en el siguiente instante de muestreo.

### 3.1.4. Optimización

La selección del estado de conducción óptimo para el siguiente instante de muestreo es llevada a cabo mediante una función de costo, la cual contiene la ley de control para el seguimiento de las referencias. Básicamente su estructura corresponde a una comparación entre las referencias y los valores predichos tanto para el torque como para el flujo de estator. La función de costo es evaluada para cada predicción y aquel vector que genere la predicción que minimiza la función de costo, es elegido como el estado de conducción óptimo para el inversor en el siguiente instante de muestreo.

La estructura general de la función de costo se detalla a continuación:

$$g_i = |T^* - \hat{T}(k+1)_i| + \lambda_0 \cdot \left| \|\vec{\psi}_s^*\| - \|\vec{\psi}_s(k+1)_i\| \right|, \quad (3.13)$$

donde  $i$  denota el índice del vector de voltaje usado para calcular las predicciones  $\hat{T}(k+1)$  and  $\vec{\psi}_s(k+1)$ , respectivamente.

En (3.13), la referencia de torque es generada externamente mediante un control de velocidad del tipo PI, de la misma forma que en el Control por Campo Orientado y Control Directo de Torque. Para el control de flujo se usa la magnitud de flujo de estator, al igual que en el Control Directo de Torque. El factor  $\lambda_0$  denota el factor de peso, el cual incrementa o disminuye la importancia relativa del control del torque respecto al control de flujo o vice versa. Si la misma importancia es asignada a ambos objetivos de control, dicho factor corresponde a la razón ente los valores nominales de torque  $T_{nom}$  y del flujo de estator  $|\vec{\psi}_{s_n}|$  [41] según:

$$\lambda_0 = \frac{T_{nom}}{|\vec{\psi}_{s_n}|}. \quad (3.14)$$

Finalmente, la optimización es llevada a cabo, y el vector de voltaje que minimiza (3.13) es seleccionado como el estado de conducción óptimo para el instante  $k+1$ .

En el Control Predictivo, es posible aseverar que se logra una optimización en tiempo real, ya que la estrategia considera el vector de voltaje real aplicado en vez de un valor medio como sucede con el caso de Control por Campo Orientado. Esto es posible debido a que el modelo discreto del actuador es incorporado en el algoritmo de control, sin la necesidad de un modulador.

En una implementación experimental, el tiempo requerido que toma el procesador en calcular el algoritmo de control completo puede tomar una parte significativa del tiempo de muestreo, lo que resulta en un retardo de una muestra. Este fenómeno ha sido ampliamente cubierto en FOC y puede estudiarse en [42]. En PTC, el efecto del retardo de tiempo tiene un gran impacto en las predicciones, especialmente cuando se usas métodos con horizontes de predicción cortos. La solución más simple apunta en compensar dicho retardo de tiempo

en el algoritmo de control, asumiendo que el retardo máximo producto del tiempo de cálculo es de una muestra. Para esto, se utiliza una predicción inicial de las variables para obtener  $\vec{i}_s(k+1)$ , las cuales son usadas como condición inicial para calcular  $\vec{i}_s(k+2)$ . Por lo tanto, el algoritmo implementado es aplicado de la misma forma en la que se detalló en (3.12), pero desplazándolo en una muestra de manera de predecir  $\vec{\psi}_s(k+2)$  y  $\hat{T}(k+2)$  [25]. La función de costo también es modificada de manera de optimizar las variables de control para el instante  $k+2$ , ya que el vector óptimo será aplicado solo en el instante  $k+1$ .

### 3.2. Simulación

Para la simulación del Control Predictivo de Torque y al igual que en las otras estrategias, se usa Simulink como plataforma principal de programación y la herramienta *S-Function* para la configuración de la estrategia de control.

Tal como se mencionó anteriormente, la configuración de la simulación del Control Predictivo de Torque es bastante similar a la del Control Directo de Torque, ya que el tiempo de simulación  $T_s$  se estableció en  $10\ \mu\text{s}$  y la frecuencia de muestreo del sistema de control se fijó en 25 kHz.

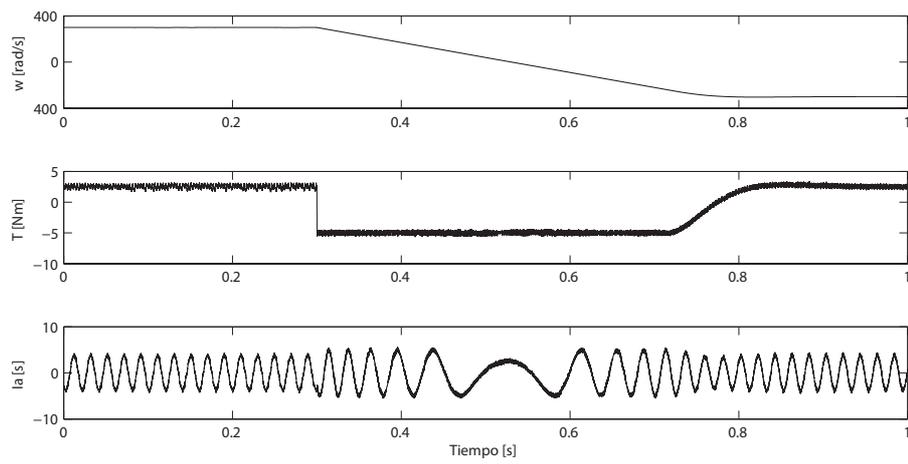
Para la configuración del algoritmo de control, se consideró un control de velocidad del tipo PI con antienrollamiento, con un nivel de saturación de 5 Nm. Dicho valor, junto con la magnitud de la referencia del flujo de estator implicaron que el factor de peso apropiado para la estrategia sea calculado mediante la ecuación (3.14).

Es importante destacar que los parámetros de la máquina de inducción considerada para la simulación son los mismos que se usaron para la simulación de las otras estrategias. De todas formas éstos se detallan en la tabla 3.1.

Parámetro	Valor
$R_s$	$2,65\ \Omega$
$R_r$	$2\ \Omega$
$L_m$	291,1 mH
$L_s$	301,4 mH
$L_r$	306,5 mH
$J$	$0,0055\ \text{Kgm}^2/\text{s}$
$p_p$	1

**Tabla 3.1.** Parámetros de la máquina de inducción a simular

En la figura 3.3 se observan las señales resultantes para la velocidad, torque y una de las fases de la corriente de estator de la máquina. La simulación efectuada recrea una inversión de marcha a velocidad nominal con un torque de carga de 2,5 Nm, equivalente al 50 % del torque nominal de la máquina. Al observar los resultados obtenidos, es posible verificar que los resultados obtenidos por el Control Predictivo de Torque son de muy buena calidad, ya que la optimización periódica de los vectores de voltaje de salida del inversor logra un control de flujo muy exacto, lo que se traduce en corriente senoidales de muy baja distorsión. A su vez, el torque electromagnético presenta una muy buena forma de onda, con una excelente dinámica producto de que se trata de una estrategia directa. Finalmente en cuanto al control de velocidad, se logra un buen control en todo el rango de frecuencias.



**Figura 3.3.** Formas de onda de velocidad, torque y flujo ante una inversión de marcha

## Capítulo 4

---

---

# BANCO DE PRUEBAS EXPERIMENTALES

En el presente capítulo se describen los diferentes elementos usados para obtener los resultados experimentales. La configuración básica del banco de pruebas experimentales consta de dos máquinas de inducción acopladas, de 2 kW de potencia, una de las cuales corresponde a la máquina a controlar y la otra tiene la función de generar el torque de carga requerido. Ambas máquinas son controladas por inversores trifásicos de dos niveles respectivamente. Para la máquina a controlar se usa un inversor comercial marca *Eurotherm*, el cual es intervenido de la manera de lograr un completo control sobre los disparos de los semiconductores, teniendo como ventaja la adición de todo el sistema de protecciones propio de un equipo comercial. En cuanto a la máquina de carga, ésta se controla a través de un convertidor comercial marca *Danfoss*, el cual es operado en su modalidad de control de torque. Es importante destacar que dicho inversor no es intervenido ya que es operado de manera comercial y que la estrategia de control que usa es el Control Vectorial o Control por Campo Orientado. Tanto la programación de las estrategias como la generación de la referencia de torque de carga se realizó en una plataforma experimental que se basa en la tecnología dSPACE. Para las variables a medir se usaron sensores de corriente LEM y para la velocidad se consideró un encoder incremental de 2048 puntos por revolución.

Para operar las estrategias de control se configuró un HMI (*Human Machine Interface*) en base al programa *Control Desk*, este permitió lograr un control total sobre las pruebas como también adquirir y almacenar los datos de las diferentes pruebas realizadas.

Una descripción gráfica de la interconexión de todos los componentes se detalla en la figura 4.1.

A continuación se realiza una descripción más detallada de todos los componentes del banco de pruebas.

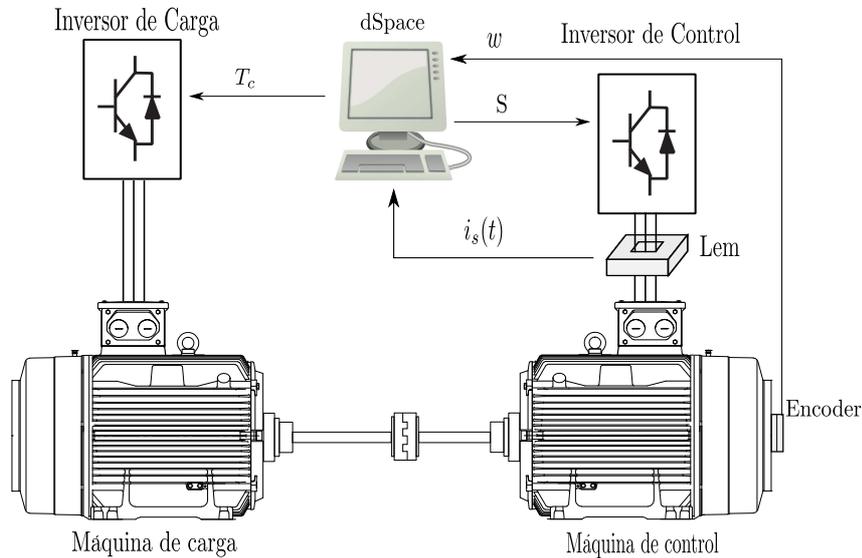


Figura 4.1. Descripción general del banco de pruebas experimentales

#### 4.1. Máquina de Inducción a Controlar

La máquina a controlar corresponde a una máquina de inducción del tipo jaula de ardilla, marca *Marelli Motori* modelo MA 90L2-B3 de una potencia de 2kW. Los parámetros de dicha máquina se detallan en la tabla 4.1:

Parámetro	Valor
$R_s$	2,65 $\Omega$
$R_r$	2 $\Omega$
$L_m$	291,1 mH
$L_s$	301,4 mH
$L_r$	306,5 mH
$J$	0,0055 Kg $m^2/s$
$p_p$	1
$w_{nom}$	2860 RPM
$I_{nom}$	4,7 A

Tabla 4.1. Parámetros de la máquina de inducción.

Los parámetros eléctricos de la máquina fueron obtenidos a través de las pruebas convencionales, correspondientes a las pruebas en vacío y de rotor bloqueado. En cuanto a la velocidad y corriente nominal, dicha información viene dada por el fabricante.

#### 4.2. Inversor Eurotherm

El inversor usado para controlar la máquina de inducción descrita anteriormente corresponde a un inversor comercial trifásico de dos niveles, marca *Eurotherm*, modelo 584SV0075400. Las principales características del equipo se detallan en la tabla 4.2:

Parámetro	Valor
Potencia	7,5 kW
Corrientes de entrada constante	18 A
Corriente de salida constante	16 A

**Tabla 4.2.** Parámetros del inversor *Eurotherm*.

Es importante destacar que dicho inversor no se usó en su forma comercial ya que es intervencido de manera de obtener un control total sobre los pulsos de disparos del inversor. Dicha modificación se realiza mediante una tarjeta externa que permite generar las señales de disparos del inversor en base a señales de control externas, las cuales son generadas por la estrategia correspondiente. Dicha tarjeta consta también con la posibilidad de generar las señales inversas de los pulsos de disparo, junto con los tiempos muertos, los cuales pueden ser configurables a tiempos de 1, 2 o 4  $\mu s$ . Otra de las ventajas de la tarjeta de intervención es que ésta permite contar con el sistema de protección propio de los inversores comerciales tales como el nivel de sobrecorriente por cada una de las fases o sobre y baja tensión en el dc-link, permitiendo proteger tanto la máquina como el convertidor.

Es importante señalar que los pulsos de disparos en la plataforma de programación son generados en forma de señales de voltaje de 0 – 5 V, las cuales son ingresadas a la tarjeta de intervención en forma de corriente para evitar ruido e interferencia electromagnética. Dicha transformación se realiza a través de otra tarjeta que en base a espejos de corriente transforma las señales de voltaje a señales de corriente de 0 – 10 mA.

La tarjeta de intervención consta de cuatro señales de entrada principales, tres de las cuales corresponden a los pulsos de disparo y una cuarta que los habilita en condición normal de operación y los desconecta en el caso de una señal de trip.

### 4.3. Máquina de Inducción usada como Carga

Al igual que la máquina a ser controlada, la máquina que produce el torque de carga necesario corresponde a un máquina de inducción del tipo jaula de ardilla, marca *WEG*, modelo 90S0694. Dicha máquina tiene una potencia de 2 HP. Sus características principales se detallan en la tabla 4.3.

Parámetro	Valor
$R_s$	0,5 $\Omega$
$R_r$	8,9 $\Omega$
$L_m$	266 mH
$L_s$	268 mH
$L_r$	269 mH
$J$	0,00205 Kgm <sup>2</sup> /s
$p_p$	1
$w_{nom}$	2860 RPM
$I_{nom}$	3,4 A

**Tabla 4.3.** Parámetros de la máquina de inducción usada como carga.

De la misma forma en que se hizo con la máquina a controlar, para estimar los parámetros eléctricos de la máquina se usan los ensayos clásicos mencionado anteriormente.

#### 4.4. Inversor Danfoss

En cuanto al inversor que controla la máquina de carga, este corresponde a un inversor trifásico de dos niveles, marca *Danfoss*, modelo VLT5008. Dicho equipo se trata de un inversor comercial que permite operar la máquina tanto con control de velocidad como con control de torque, con o sin realimentación de encoder. Debido a que la máquina de control es usada como máquina de carga, el inversor se debe configurar en su opción de control de torque con realimentación de un encoder incremental del 1024 puntos conectado al eje de la máquina de inducción, para así lograr una mejor orientación y control de torque.

Las características más importantes de dicho inversor se detallan en la tabla 4.4.

Parámetro	Valor
Potencia	4,4 kW
Corrientes de entrada constante	10,6 A
Corriente de salida constante	11 A

**Tabla 4.4.** Parámetros del inversor *Danfoss*.

Es importante destacar que la referencia de torque de dicho inversor es generada a través de la plataforma de control e ingresa al equipo de manera análoga por una señal de voltaje cuyo rango varía entre 0 – 10 V.

#### 4.5. Plataforma de Programación dSPACE

En cuanto a la plataforma de control usada para programar las estrategias, se hizo uso de la tecnología de la marca dSPACE, modelo 1104. Dicho sistema posee un procesador primario, encargado de todos los cálculos y otro procesador esclavo, que se encarga de la transmisión de datos y del control de los periféricos.

El sistema se conecta a un computador de escritorio mediante un puerto PCI. La unidad también consta con un dispositivo externo que permite la conexión de las señales de entrada y salida, tanto análogas como digitales. Dicho dispositivo permite también la conexión directa de encoder para la medición de la velocidad del rotor.

En cuanto a los periféricos que se usaron para implementar las estrategias de control, se encuentran los siguientes:

- 3 entradas análogas para la medición de las tres corrientes de estator.
- 1 señal análoga para la medición del voltaje en el dc-link para el caso de la implementación de PTC.
- 1 salida análoga correspondiente a la señal de referencia de torque para el inversor *Danfoss*.
- 1 decodificador del encoder incremental de 2048 puntos por revolución.

En cuanto a los periféricos necesarios para la implementación de los pulsos de disparo, existen ciertas diferencias dependiendo de la estrategia de control a desarrollar.

Para el Control por Campo Orientado:

- 1 decodificador PWM trifásico.
- 1 señal digital para la habilitación de los pulsos de disparo en la tarjeta de intervención.

Para el Control Directo de Torque y Control Predictivo de Torque:

- 4 señales digitales para los pulsos de disparo y para la habilitación de éstos en la tarjeta de intervención.

En cuanto a la programación de las estrategias, éstas se desarrollaron mediante el lenguaje de programación C. Para la configuración de los periféricos del dSPACE se utilizó la biblioteca RTlib, en donde se encuentra detallada toda la información.

Las características principales de la plataforma de programación dSPACE se detallan en la tabla 4.5:

Parámetro	Valor
Procesador primario	PMC8240 a 250 MHz, punto flotante de 65 bit
Procesador esclavo	TMS320F240 a 20 MHz, punto fijo 16 bit
Entradas análogas	Tensión de entrada $\pm 10$ V 4 entradas multiplexadas de 16 bits Tiempo de conversión $1 \mu s$ 4 entradas independientes de 12 bits Tiempo de conversión $800 \eta s$
Salidas análogas	Tensión de salida $\pm 10$ V 8 salidas de 12 bits Tiempo es estabilización $10 \mu s$
Entradas y salidas digitales	20 bits disponibles para entrada o salida Niveles de tensión TTL, corriente de salida de $\pm 5$ mA
Salidas PWM	1 salida PWM trifásica 4 salidas PWM monofásicas Niveles de tensión TTL
Decodificador de encoder	2 canales de lectura simple TTL o diferencial RS422 Paso de cuenta 0.25 Alimentación de encoder 5 V, 5 A Reset por índices (z)

**Tabla 4.5.** Características generales de un equipo dSPACE 1104.

#### 4.6. Enconder Incremental

Para la medición de la posición del rotor se usa un encoder incremental de 2048 puntos por revolución, marca *Kübler*, modelo 8.5820-0H30-2048. El encoder es conectado en un puerto exclusivo de la tarjeta de expansión de la plataforma dSPACE. Tanto la alimentación de éste como la decodificación de sus señales se realizan internamente. La plataforma de programación también permite aumentar la resolución del encoder hasta en un factor de cuatro.

Dado que la alimentación de encoder es de 15 V y que la alimentación de la plataforma dSPACE es de solo 5 V, fue necesario usar una tarjeta elevadora de tensión que permitiera al encoder ser alimentado con el nivel de tensión suficiente. Dicha tarjeta se basa en un conversor DC-DC, de la marca *Traco Power*.

#### 4.7. Sensores de Corriente LEM

Para las mediciones de las tres señales de corriente se hace uso de tarjetas de medición basadas en transductores corriente-voltaje marca LEM y circuitos acondicionadores de señal. Dicha tarjeta permite medir corrientes de hasta los 24 A con una salida que abarca un rango de  $\pm 10$  V. Dichas mediciones permite cerrar el lazo de control y son ingresadas a éste mediante las entradas análogas de la plataforma dSPACE.

#### 4.8. Medición de Voltaje

Para la implementación del Control Predictivo de Torque se añadió una medición extra al lazo de control, correspondiente a la medición del voltaje en el dc-link. Dicho dispositivo corresponde a una punta de voltaje marca *Pintek*, modelo DP-25, el cual permite medir voltaje de hasta los 1000 V. La señal entregada por dicho transductor es ingresada a la plataforma de control por una entrada analógica del sistema.

#### 4.9. Interconexión

Los motores eléctricos del banco se encuentran acoplados por el eje, y en las pruebas experimentales que se realizaron se transmite energía a través del mismo. Sin embargo, ninguno de los inversores utilizados tiene la capacidad de regeneración hacia la red. Por este motivo los enlaces de tensión continua de ambos inversores se conectan en paralelo. De este modo se produce la condición de recirculación de potencia y no existe necesidad de transmitir energía hacia la red, ya que la energía regenerada por un motor es consumida por el otro. Los excesos de energía que se producen durante una operación de frenado son disipados en resistencias a través de un circuito pulsador incorporado al inversor *Danfoss*.

# RESULTADOS EXPERIMENTALES

En este capítulo se detallan los aspectos más importantes de la implementación experimental para cada una de las estrategias de control estudiadas en los capítulos anteriores. Los resultados experimentales son presentados para verificar y comparar el desempeño de las estrategias en diferentes puntos de operación.

### 5.1. Configuración de las Estrategias

A continuación se describe la configuración general de la implementación experimental de cada una de las estrategias estudiadas. Para todas ellas hay aspectos típicos a cualquier banco de pruebas, aunque también hay detalles particulares que son importantes de mencionar.

La estructura de programación usada para la implementación de cada estrategia se basa en el uso de interrupciones accionadas por eventos particulares. En el caso del Control Directo de Torque y Control Predictivo de Torque se usa una interrupción activada por un *Timer*, el cual es configurado a una tasa de muestreo específica para cada estrategia. Para el caso del Control por Campo Orientado se usa una aproximación diferente basada en una interrupción activada por la señal portadora de la modulación.

Dentro de los aspectos comunes a todas las estrategias, la lógica de seguridad del algoritmo constituye un aspecto de suma importancia, ya que toda medida ayuda a proteger tanto a los equipos como a los usuarios. Dentro de los detalles más relevantes en la programación de las estrategias destacan la activación de una señal de trip por la sobrecorriente en cualquiera de las fases del estator de la máquina a controlar. El límite máximo para dicha magnitud se fijó en 10 A. De esta forma, en el caso que cualquiera de las corrientes llegara a dicho valor, una señal digital desactiva los pulsos de disparo conectados a la tarjeta de intervención del inversor de control *Eurotherm*.

En los capítulos anteriores fue posible verificar que la mayoría de los métodos de control consideran al control PI como la alternativa ideal para el control de velocidad. Para su implementación en el algoritmo de control se consideró un diseño basado en el modelo continuo de la planta, para luego encontrar una discretización por medio del método

*Tustin*. Para evitar actuaciones excesivas, se limitó el torque electromagnético generado por la máquina a un valor de 5 Nm y también se consideró una estructura de control con antienrollamiento, evitando así que el lazo de velocidad se vuelva lento.

Otro aspecto importante en cuanto al control de velocidad apunta al cálculo de la velocidad a una frecuencia menor que la frecuencia usada para muestrear las corrientes. Es posible demostrar que el error de cuantización de la velocidad es inversamente proporcional al tiempo de muestreo. Por lo tanto, para tiempos de muestreo muy pequeños, los errores de cuantización son más bien grandes, situación que genera actuaciones muy vigorosas en la salida del controlador de velocidad, resultando en un control con gran cantidad de distorsión. Si bien es cierto, el ángulo del encoder es obtenido a la misma tasa que las corrientes de la máquina, tanto el cálculo de la velocidad como la ejecución del control PI de velocidad son ejecutados a una frecuencia de 200 Hz en todas las estrategias.

En relación a la generación de la referencia de torque de carga para el inversor *Danfoss*, es importante destacar que ésta se hizo a través de una de las salidas análogas de la plataforma dSPACE. Su valor fue limitado al valor máximo del torque electromagnético generado por la máquina (5 Nm).

En cuanto a la estimación de los flujos de estator y rotor, por simplicidad se usó el método de corrientes basado en la orientación por medio de la posición del rotor, el cual fue presentado en el capítulo uno.

### 5.1.1. Control por Campo Orientado

Como se mencionó anteriormente, la implementación del algoritmo del Control por Campo Orientado se basa en la configuración de una interrupción activada por la señal portadora de la modulación. Esta forma de implementación recibe el nombre de muestreo sincronizado y su idea principal es muestrear las corrientes de manera de no introducir ruido de conmutación en el lazo de control. Dicha característica se logra muestreando las corrientes de estator de la máquina en el mismo instante en que la señal portadora triangular de alta frecuencia alcanza su valor *peak*. De esta forma, la frecuencia de muestreo de dicha estrategia es igual a la frecuencia de la señal portadora. En esta implementación se consideró una frecuencia de 4 kHz (la cual será justificada posteriormente). Es importante destacar que la implementación de esta estrategia con muestreo sincronizado no es imperativa, aunque los resultados obtenidos dan cuenta de mejores niveles de distorsión en las corrientes de estator.

Para la etapa de modulación se prefirió el uso de la modulación vectorial implementada en base a la inyección del voltaje de modo común (*Min Max*). La mayor ventaja que tiene la modulación vectorial en comparación con una modulación convencional es que ésta permite añadir el voltaje de modo común a los voltajes de referencia originales, obteniendo una ganancia del 15% en el valor del voltaje de entrada a la máquina. Es importante mencionar que en la literatura, la Modulación Vectorial se menciona a veces como un concepto diferente a la modulación *Min Max*, aunque es posible demostrar que ambos métodos son equivalentes [43].

En cuanto a los controladores de corriente, la referencia de corriente magnetizante  $i_d^*$  se limitó a un valor máximo de 3,5 A, valor que permite trabajar con una magnitud de flujo de rotor igual a 1 Wb. En cuanto a la corriente máxima de referencia  $i_q^*$ , ésta fue limitada al valor que permitiera obtener un torque electromagnético de 5 Nm, obteniendo un valor resultante de 3,45 A.

El ajuste de los controladores PI de corriente se hizo de manera similar al ajuste del controlador de velocidad. Se consideró el modelo continuo de la planta para su sintonización,

para luego usar el método de *Tustin* para su discretización. Ambos controladores se implementaron con una estructura de antienrollamiento, con el objetivo de limitar el voltaje de referencia al valor máximo posible entregado por el inversor:  $\pm \frac{V_{dc}}{2} = \pm 270 \text{ V}$ .

### 5.1.2. Control Directo de Torque

En cuanto a la implementación del Control Directo de Torque y al igual que el Control por Campo Orientado, la estructura general del algoritmo se programa en base a una interrupción, aunque ésta es activada por un *Timer* ajustado a la frecuencia a la cual se muestrean las corrientes. Para este caso se escogió una frecuencia de muestreo de 25 kHz (la cual será justificada más adelante).

Lo más característico de esta estrategia radica en la implementación de los controladores por histéresis, los cuales fueron ajustados con un ancho de 0,5 Nm para el caso del controlador de torque y a un valor de 0,01 Wb para el caso del controlador de flujo. Dichos valores fueron seleccionados con el objetivo de lograr una comparación lo más efectiva posible, los criterios para esta selección serán abordados más adelante.

En cuanto a la tabla de conmutación implementada, se optó por la estrategia tradicional que implica subdividir el plano complejo en seis sectores diferentes con la idea de usar los vectores descritos en la tabla 2.1(a).

### 5.1.3. Control Predictivo de Torque

Para el caso del Control Predictivo de Torque, hay varias características de implementación que son importantes de mencionar. En primer lugar y al igual que el Control Directo de Torque, se usó una frecuencia de muestreo de 25 kHz para configurar la interrupción correspondiente.

Otro aspecto necesario a considerar es el esquema de compensación del retardo de cálculo, con el objetivo de hacer frente a una dificultad propia de la implementación experimental [44], [45], [46]. Así, el algoritmo comienza con el muestreo de las corrientes de estator y la actualización del vector de voltaje, luego se estima el comportamiento actual de las variables usando el vector de voltaje aplicado en el instante anterior. Posteriormente se realiza un primer paso de predicción usando el vector de voltaje que se está actualmente aplicando. En el siguiente paso se realiza la segunda predicción en función de los siete vectores disponibles en un inversor de dos niveles. Finalmente se lleva a cabo la minimización de la función de costo. De esta forma se obtiene un algoritmo temporalmente consistente.

Para el caso de las predicciones y a diferencia del controlador PI de velocidad, se usó la discretización basada en el método de Euler hacia adelante, debido a que es el método más simple que asegura una correcta predicción. Además, por su simplicidad, se ahorra bastante tiempo de ejecución desde el punto de vista del procesador.

En cuanto al factor de peso de la función de costo, en el capítulo tres se mencionó que su valor es cercano a la razón entre los valores nominales de torque y flujo. Sin embargo, al no existir un procedimiento formal que permita encontrar su valor exacto, es imposible obtener un valor óptimo. Por lo tanto, para la implementación experimental, se comenzó con un valor inicial igual al teórico ( $\lambda_0 = 5$ ), para posteriormente mediante un procedimiento heurístico, encontrar un valor que permitiera lograr un rendimiento más apropiado. El valor final se fijó en  $\lambda = 20$ , es decir cuatro veces más que el valor originalmente considerados en las simulaciones.

Otro aspecto importante apunta a los efectos que tienen las variaciones en el dc-link en

el desempeño de la estrategia de control. Para el caso del Control Predictivo de Torque, se verificó de manera experimental que dicho valor es muy importante para la obtención de estimaciones y predicciones correctas, debido a que FS-MPC requiere conocer todas las dinámicas del sistema y una de ellas es el voltaje en el condensador. En una etapa inicial, de la implementación, se omitió dicha consideración, lo que implicó resultados poco favorables. Por lo tanto, con el objetivo de lograr mejores resultados finales, se decidió incluir dicha medición en el algoritmo de control, lo que finalmente implicó resultados mejores, especialmente en condiciones en el que el voltaje en el dc-link se ve afectado, como en el caso de la regeneración.

Tal como se detalló en los capítulos anteriores, los parámetros de la máquina de inducción son estimados mediante los ensayos típicos de vacío y rotor bloqueado, en donde la máquina se conecta directamente a una fuente senoidal trifásica de 50 Hz. Para el caso del Control Predictivo de Torque, se sabe que la frecuencia a la cual se aplican los vectores de voltaje es elevada y variable, por lo que los parámetros estimados difícilmente coinciden con los reales. En la etapa inicial de la implementación experimental, se consideraron los parámetros estimados en baja frecuencia para realizar el control, obteniendo resultados pobres. Finalmente y luego de varios ensayos se verificó que una modificación en la inductancia equivalente de la máquina  $\sigma L_s$  de 25 mH a 18 mH implicó que los resultados obtenidos mejoraran considerablemente. Dicha variación en los parámetros se hizo de manera heurística, aunque se tomo en cuenta la ecuación equivalente de la máquina de inducción.

Los últimos detalles en la implementación del Control Predictivo de Torque dan cuenta de que a pesar de que el algoritmo es bastante sencillo de programar, la obtención de resultados experimentales de buena calidad implican una configuración importante de detalles de los cuales no se posee un conocimiento profundo, por lo tanto dichos puntos también constituyen un área potencial de investigación.

## 5.2. Consideraciones de Comparación

En una primera instancia, es importante destacar que para la adquisición de los datos en cada una de las estrategias de usó un HMI equivalente para todas las estrategias, el cual fue configurado en la plataforma *Control Desk*. El uso de un osciloscopio se omitió, ya que su alta tasa de muestreo introducía demasiado ruido de conmutación en la visualización de las variables.

Tal como se mencionó anteriormente, el objetivo principal de este trabajo es la obtención de una comparación efectiva entre las tres estrategias de control estudiadas. Por lo tanto, para cumplir con dicho objetivo algunas consideraciones en cuanto a la implementación experimental fueron abordadas.

En primer lugar, se considera que la forma más efectiva para comparar diferentes estrategias de control es mediante la operación de cada uno de los métodos a una frecuencia de conmutación equivalente en estado estacionario. Para esto, se consideró la frecuencia de conmutación del Control Predictivo de Torque en estado estacionario como referencia para las otras estrategias (debido a que su frecuencia de conmutación es variable y no controlable). Luego, considerando que la frecuencia de conmutación en el Control por Campo Orientado está definida por la frecuencia de la señal portadora del modulador, se ajustó dicho parámetro para lograr una frecuencia de conmutación equivalente. Por otra parte, para el Control Directo de Torque, se intentó ajustar el ancho de banda de las histéresis de los controladores de torque y flujo para lograr un número de conmutaciones similar.

Como consecuencia de las consideraciones descritas anteriormente, la frecuencia de

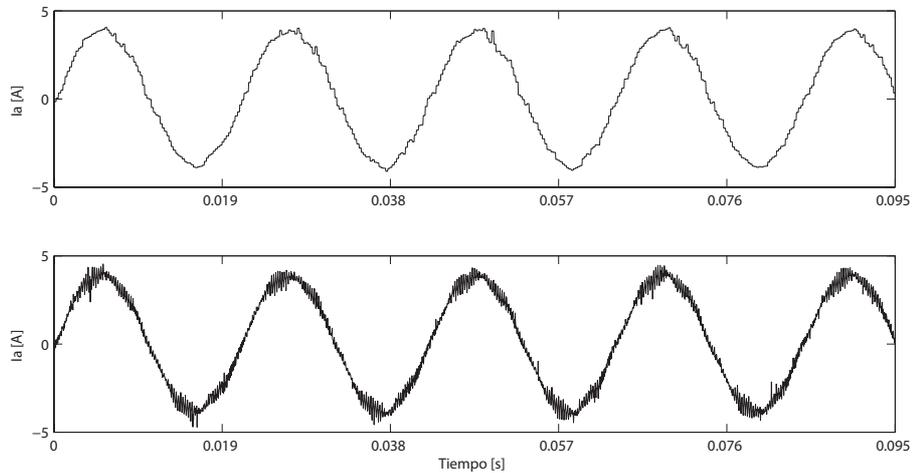
muestreo del algoritmo de Control Predictivo de Torque se fijó en 25 kHz, valor que solo está limitado por el tiempo de cálculo del sistema. Con dicha configuración y operando la máquina a velocidad nominal (3000 RPM), con un torque de carga de 2,5 Nm, correspondiente al 50 % del torque nominal, se obtuvo una frecuencia de conmutación de 4 kHz en cada semiconductor. Por lo tanto, la frecuencia de la señal portadora en el Control por Campo Orientado se fijó en 4 kHz. Para el caso del Control Directo de Torque, y al igual que PTC, se usó una frecuencia de muestreo de 25 kHz con la idea de lograr el mismo número de conmutaciones mediante la modificación de las bandas de histéresis de los controladores. Lamentablemente, luego de innumerables cambios en la configuración de las bandas de histéresis, no fue posible lograr una frecuencia de conmutación equivalente. Por esta razón, para el desarrollo de las pruebas en estado estacionario de DTC, se consideró una nueva frecuencia de muestreo correspondiente 40 kHz, de manera de lograr corrientes similares a las obtenidas con las otras estrategias. Sin embargo, para las pruebas experimentales restantes, se prefirió usar la frecuencia del diseño original de 25 kHz ya que dichas pruebas son en su mayor parte transientes.

Otro aspecto importante para lograr un rendimiento similar en las tres estrategias, es configurar el lazo de control de velocidad externo con el mismo ancho de banda. Para este caso, se usó un ancho de banda típico de 10 Hz de frecuencia, con un submuestreo de la velocidad de 200 Hz.

Como detalle final, se considera que la visualización de los resultados experimentales debe indicar de manera justa el comportamiento de cada una de las variables. Dicho punto se contradice con lo mencionado en la implementación del control vectorial, en donde se especifica que para evitar la introducción de ruido de conmutación se realiza un muestreo sincronizado de las corrientes en función del valor *peak* de la señal portadora del modulador. En este método, si se adquieren los datos de las variables a la frecuencia de muestreo de la estrategia (4 kHz), se filtra en gran parte la forma de onda definida por la conmutación del inversor. Por lo tanto, para solucionar dicho inconveniente, se configuró un sobremuestreo de las corrientes a una tasa de 25 kHz, que corresponde a la misma frecuencia de muestreo y adquisición de datos de las otras estrategias. De esta forma, el lazo de control muestrea y controla a una frecuencia de 4 kHz, pero las corrientes a visualizar se muestran a una frecuencia de 25 kHz. Dicha configuración puede causar que se introduzca ruido de conmutación en las variables observadas, el cual no se considera para efectos de comparación.

Una comparación de las corrientes adquiridas a diferentes tasas de muestreo se presenta en la figura 5.1, en donde la primera señal corresponde a la corriente del Control por Campo Orientado producto de un muestreo sincronizado de 4 kHz. Al observar su forma de onda es posible apreciar que presenta una forma suave, sin el rizado característico de la conmutación. Por otra parte, al muestrear la misma corriente a una frecuencia de 25 kHz se obtiene una visualización mucho más real de la corriente de estator como la presentada en la segunda forma de onda. Sin embargo, es importante destacar que el uso de un esquema de muestreo sintonizado impide el ingreso del ruido de conmutación al lazo de control, mejorando de manera importante su desempeño.

Finalmente, es importante destacar, que pese a las dificultades encontradas para lograr una implementación equivalente que permita lograr una comparación justa, las tres estrategias de control son configuradas en el mismo set-up y en las mismas condiciones de comparación.



**Figura 5.1.** Comparación entre una corriente adquirida con muestreo sincronizado a 4 kHz y un muestreo de 25 kHz para el Control por Campo Orientado

### 5.3. Resultados Finales

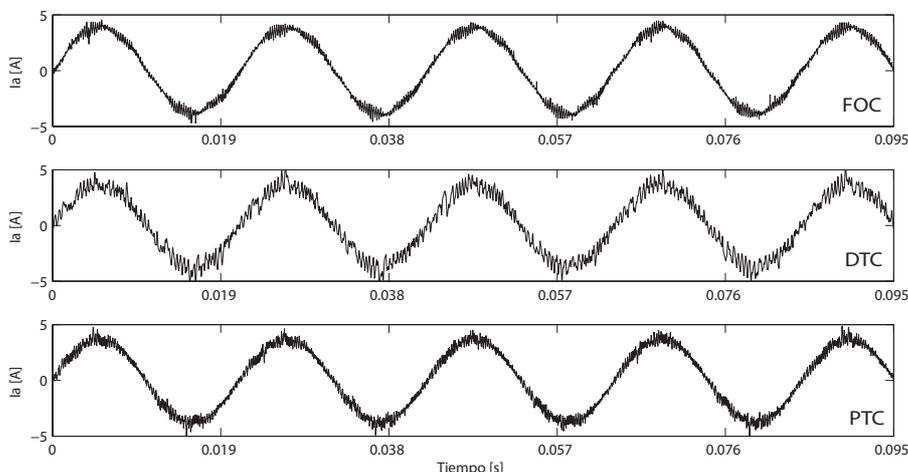
A continuación se describen las configuraciones del set-up que dan lugar a los resultados experimentales finales, los cuales se describen a continuación.

#### 5.3.1. Corrientes en Estado Estacionario

En esta primera prueba experimental se intentan igualar las frecuencias de conmutación de las tres estrategias para obtener una visualización de las corrientes de estator en un determinado punto de operación. Tal como se explicó anteriormente, se tomó como base la frecuencia de conmutación de la estrategia de Control Predictivo de Torque, la cual se configuró con un muestreo de corrientes de 25 kHz, resultando una frecuencia de conmutación promedio de 4 kHz en cada semiconductor. Así, para el Control por Campo Orientado, se estableció la frecuencia del muestreo sintonizado de corrientes en 4 kHz.

Para el caso del Control Directo de Torque, en una primera instancia se configuró con la misma frecuencia de muestreo que el Control Predictivo de Torque, es decir 25 kHz, para luego configurar los anchos de banda de histéresis de los controladores de torque y flujo con la idea de obtener la misma frecuencia de conmutación que las otras estrategias. Sin embargo, no se logró igualar la frecuencia de conmutación con anchos de bandas de histéresis que permitieran un control adecuado de torque y flujo. La frecuencia de conmutación lograda resultó igual a 2,6 kHz, con anchos de histéresis para los controladores de 0,5 Nm para el caso del controlador de torque y de 0,01 Wb para el controlador de flujo.

Los resultados de dicha configuración se pueden observar en la figura 5.2, en donde claramente se observa que los comportamientos de las corrientes en estado estacionario para el Control por Campo Orientado y Control Predictivo de Torque son muy similares, debido a que tienen la misma frecuencia de conmutación. Para el caso del Control Directo de Torque, es notorio que su forma de onda es de menor calidad en comparación con las otras estrategias, ya que para la frecuencia de muestreo configurada, no se alcanzó una frecuencia de conmutación equivalente.



**Figura 5.2.** Comparación de las corrientes en estado estacionario (primera prueba)

Los valores de los THD de las corrientes presentadas en las figura 5.2 se observan en la tabla 5.1.

Estrategia	THD
FOC	2,5 %
DTC	11 %
PTC	3 %

**Tabla 5.1.** THD de una fase de la corriente de estator para cada una de las estrategias de control

Dado que no se logró igualar la frecuencia de conmutación de DTC con la frecuencia de las otras estrategias, se realizó una reconfiguración del método con el objetivo de lograr corrientes similares a las de Control por Campo Orientado y Control Predictivo de Torque. Para esto, se elevó la frecuencia de muestreo hasta el nivel máximo permisible. El valor resultante fue de 40 kHz, valor que está solo limitado por el tiempo de ejecución del código, que para este caso resultó de  $19 \mu\text{s}$ . Los anchos de histéresis también fueron ajustados con el objetivo de maximizar el rendimiento del control. Los anchos de bandas finales fueron de 0,001 Wb para el controlador de flujo y 0,2 Nm para el controlador de torque. Dichos valores de histéresis parecen mínimos, pero es importante destacar que fue la única forma de mejorar el comportamiento de las corrientes en estado estacionario.

La nueva comparación de las formas de onda de las corrientes se puede observar en la figura 5.3, en donde claramente se observa una mejora en la forma de onda para la corriente del Control Directo de Torque. El nuevo THD para dicha corriente resultó de 5 %, valor que sigue siendo mayor al de los otros métodos. Para la frecuencia de conmutación, la mejoría en la forma de onda tiene como consecuencia un elevado número de conmutaciones, con una frecuencia promedio de 7,6 kHz.

Por otra parte, se observan unos pequeños *peaks* en su forma de onda, los cuales son explicados producto de los bruscos cambios de sectores de la tabla de conmutación, los cuales provocan cambios drásticos en el control de flujo y por consecuencia en la corriente.

Como resultado principal de esta segunda prueba, se verifica que para obtener corrientes similares a las obtenidas con Control por Campo Orientado y Control Predictivo de Torque, es necesario una gran cantidad de conmutaciones para el Control Directo de Torque, lo cual desde el punto de vista de la eficiencia es claramente perjudicial.

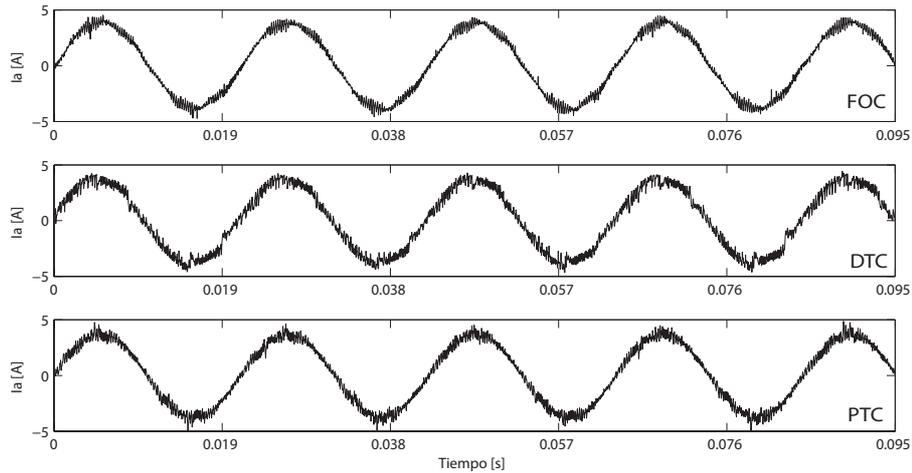


Figura 5.3. Comparación de las corrientes en estado estacionario (segunda prueba)

### 5.3.2. Inversión de Marcha

La segunda prueba que se realizó corresponde a una maniobra de inversión de marcha a velocidad nominal ( $\omega = 300 \text{ rad/s}$ ) con un torque de carga de  $2,5 \text{ Nm}$ . Los resultados de dicha maniobra para cada estrategia pueden verse en la figura 5.4, en donde es posible observar las formas de onda de la velocidad, torque y corriente para las diferentes dinámicas.

Es importante destacar que para este ejercicio es imposible igualar las frecuencias de conmutación, dado que los comportamientos transientes a los que son sometidas las estrategias hacen imposible tener un punto de operación fijo que haga conmutar a DTC y PTC en forma constante. Ésto solo es posible en FOC debido al uso del modulador. De esta forma, tanto la frecuencia de muestreo de DTC como de PTC se ajustaron a un valor de  $25 \text{ kHz}$ .

En los resultados de la figura 5.4(a) es posible visualizar el buen comportamiento que tiene el Control por Campo Orientado, en donde gracias al control PI de corrientes y buena orientación, se logra un control de corrientes muy bueno que implica un bajo nivel de ripple en el torque electromagnético generado por la máquina. Es importante señalar que si bien es cierto el nivel del ripple de torque es bastante bajo durante toda la maniobra, su nivel es considerablemente menor en el punto en que las velocidades son bajas. Este fenómeno se explica debido a que en dichos puntos de operación, el voltaje necesario para la operación de la máquina es bajo, por lo que se requiere de ciclos de trabajo mínimos por parte del modulador, lo que finalmente genera un ruido de conmutación menor que influye positivamente en el comportamiento del torque electromagnético y de las corrientes.

Es importante destacar que para la obtención de la corriente de esta estrategia, se optó por sobremuestrearla a una frecuencia de  $25 \text{ kHz}$ , con el objetivo de hacer su forma de onda y ripple comparables con la de las otras estrategias. Por esta misma razón es que

en algunos instantes pueden verse peaks de corriente, los cuales corresponde a ruido de conmutación introducido por el sobremuestreo y el cual puede ser totalmente descartado para efectos de comparación.

Por otra parte, la forma de onda de las señales correspondientes a DTC pueden apreciarse en la figura 5.4(b), en donde claramente se observa una diferencia importante en relación al comportamiento del Control por Campo Orientado. Para este caso, aunque las bandas de histéresis de los controladores de torque y flujo fueron ajustadas a valores pequeños ( $h_t = 0,5 \text{ Nm}$  y  $h_f = 0,01 \text{ Wb}$ ), es imposible acotar el comportamiento del torque y flujo a los límites de los controladores, ya que por la dinámica de las variables y por tratarse de un control discreto, las variables escapan de sus límites de control. En cuanto al ripple de torque, aunque su nivel es bajo en los momentos de velocidad fija (pero siempre mayor que el ripple de FOC), en el momento en donde la velocidad cambia constantemente, el comportamiento del torque y las corrientes empeora drásticamente. Dicho fenómeno puede ser explicado por las variaciones en el voltaje del dc-link que toman lugar en dichos instantes, sumado a la incapacidad de la estrategia de incluir dichas variaciones como medición en el lazo de control, ya que los vectores de voltaje son seleccionados desde una tabla de conmutación fija, lo que hace que los vectores de voltaje aplicados no tengan el efecto esperado en el control de flujo y de torque. De todas formas, a pesar de todas estas dificultades operacionales, es posible obtener un control de velocidad apropiado.

Para el caso de PTC, es importante señalar que al igual que DTC, se usó una frecuencia de muestreo de corrientes de 25 kHz. En la figura 5.4(c) se observan las señales de velocidad, torque y corriente, las cuales presentan una forma de onda de alta calidad. En el caso de la corriente de estator, ésta se parece bastante a la obtenida con la estrategia FOC, ya que es una forma de onda de corriente muy suave, con muy poca distorsión aunque levemente mayor a la obtenida con FOC. Para el caso del control del torque electromagnético, éste presenta un ripple similar al de FOC aunque sin las variaciones de su magnitud en baja velocidad debido a la ausencia de un modulador. De todas formas, y al igual que todas las estrategias estudiadas, se logra un control de velocidad correcto en todo el rango de velocidades.

### 5.3.3. Impacto de Carga

En la siguiente prueba se verifica el correcto desempeño de las tres estrategias durante un impacto de torque de carga de un 50 %. El punto de operación inicial es fijado en la velocidad nominal de la máquina, es decir 300 rad/s, con un torque de carga de 1,5 Nm, para luego aplicar un impacto de carga de 2,5 Nm. Los resultados de torque y velocidad para todas las estrategias se pueden observar en la figura 5.5, en donde para las tres estrategias se verifica que la velocidad sufre una pequeña perturbación, que después de cierto instante de tiempo logra ser compensada. Las respuestas dinámicas de las velocidades resultan casi idénticas producto de que se usó el mismo controlador PI de velocidad. La diferencia fundamental de las estrategias radica en la forma de onda de torque. Al igual que en las otras pruebas, para el Control por Campo Orientado se observa un nivel de ripple bajo, en donde la forma de onda solo se ve contaminada por los *peaks* en su forma de onda producto del ruido de conmutación adquirido producto del sobremuestreo descrito anteriormente. Para el caso del Control Directo de Torque y tal como se esperaba, la forma de onda de torque es más bien ruidosa producto del control por histéresis. Finalmente para el caso del Control Predictivo de Torque, la respuesta del torque es excelente ya que el nivel de ruido es bajo y el control de velocidad apropiado. Es importante destacar que para todas las estrategias, el control de

velocidad es equivalente ya que se usó la misma configuración para el controlador PI.

#### 5.3.4. Respuesta a Escalón de Torque

La siguiente prueba verifica el comportamiento de las tres estrategias de control ante un escalón de torque nominal, es decir 5 Nm. Para la configuración de la prueba, se estableció un cambio del tipo escalón en la velocidad, pasando de 100 rad/s a 200 rad/s. De esta forma se logra saturar el control de velocidad, manteniendo una referencia fija en el torque de 5 Nm. Las formas de onda resultantes para el torque de cada estrategia se pueden observar en la figura 5.6.

En la primera forma de onda, correspondiente al torque resultante en el Control por Campo Orientado, se puede notar una típica respuesta de segundo orden, la cual es notoriamente más lenta que en las otras estrategias, resultando un tiempo de asentamiento de unos 1,9 ms en comparación a los 0,3 ms obtenidos para las otras estrategias. Dicho fenómeno se debe claramente al control PI en cascada implementado, en donde se tiene una limitación en el ancho de banda producto del control de corriente. Tal como se mencionó anteriormente, para tener un ancho de banda de 10 Hz en el control de velocidad, se configuró el ancho de banda del control interno a 100 Hz. Por lo tanto, con tales controladores no se pueden obtener respuestas más rápidas. Se puede aumentar el ancho de banda del sistema, obteniendo respuestas más rápidas pero con un nivel de distorsión mayor dado por las actuaciones más vigorosas. En el control PI existe siempre un compromiso entre el transiente y el estado estacionario. Un caso extremo para dicha aproximación la entrega el control por latido muerto, en donde se aumenta el ancho de banda ampliamente, logrando tiempos de respuesta mínimos pero con una mayor sensibilidad al ruido.

En la segunda y tercera figura se puede apreciar el comportamiento del torque electromagnético del Control Directo de Torque y Control Predictivo de Torque respectivamente. En esta prueba se logra verificar las ventajas que tiene un control directo sin el control lineal de corrientes y el uso de modulador, ya que se logra un control de torque y flujo muy rápido logrando tiempos de respuesta mínimos en comparación con el Control por Campo Orientado. Al igual que en las pruebas anteriores el nivel de distorsión en la señal de torque es siempre menor en el Control Predictivo que en el Control Directo de Torque.

#### 5.3.5. Ajuste Controlador PI de Velocidad

La siguiente prueba establece un nuevo ajuste de los anchos de banda de los controladores de velocidad, con el objetivo de verificar las ventajas de las estrategias directas de control en relación al control en cascada basado en controladores PI. Para esto se lleva la máquina al punto de operación de 245 rad/s con un torque de carga de 2,5 rad/s, para luego elevar la velocidad mediante un pequeño escalón en la referencia de velocidad de 6 rad/s. Es importante destacar que dicho escalón en la referencia de velocidad debe ser pequeño de tal forma de no saturar el controlador de velocidad para mantenerlo trabajando dentro de su zona lineal.

Para el Control por Campo Orientado y el Control Predictivo de Torque, se aumentó el ancho de banda del controlador PI de velocidad desde un valor inicial de 10 Hz hasta un valor final de 40 Hz. Para el caso del Control Directo de Torque, solo fue posible lograr un ancho de banda máximo de 25 Hz, ya que producto del gran ancho de banda, la operación de dicha estrategia resultó bastante complicada de maniobrar. De todas formas se muestran

los resultados de manera de ilustrar el comportamiento de todas las estrategias.

En la figura 5.7(a) se muestra el comportamiento de la señal de velocidad y torque del Control por Campo Orientado. En dicha figura es posible verificar que ante un aumento en el ancho de banda del controlador de velocidad y producto de la estructura de control en cascada, comienza a producirse una interferencia entre los lazos de control de corriente y velocidad, ya que se pierde su característica de funcionamiento desacoplada. Por lo tanto, a pesar de que se obtiene un buen control de velocidad ante el cambio en la referencia, existe una oscilación no menor en su respuesta, lo que es producto de la oscilación en el torque, situación que implica un mayor tiempo para alcanzar el estado estacionario.

Para el caso del Control Directo de Torque y Control Predictivo de Torque, se observa en las figuras 5.7(b) y 5.7(c) que un aumento en el ancho de banda de velocidad no implica mayores complicaciones al comportamiento de la velocidad, debido a que tanto los controladores internos de torque y flujo se basan en el control por histéresis y control predictivo respectivamente, los cuales tienen un ancho de banda teóricamente infinito. Por lo tanto no existe inconveniente en trabajar con anchos de banda mayores para el control de velocidad, siendo una importante ventaja de las estrategias directas en relación con los métodos tradicionales basados en controladores internos lineales.

### 5.3.6. Tiempo de Cálculo

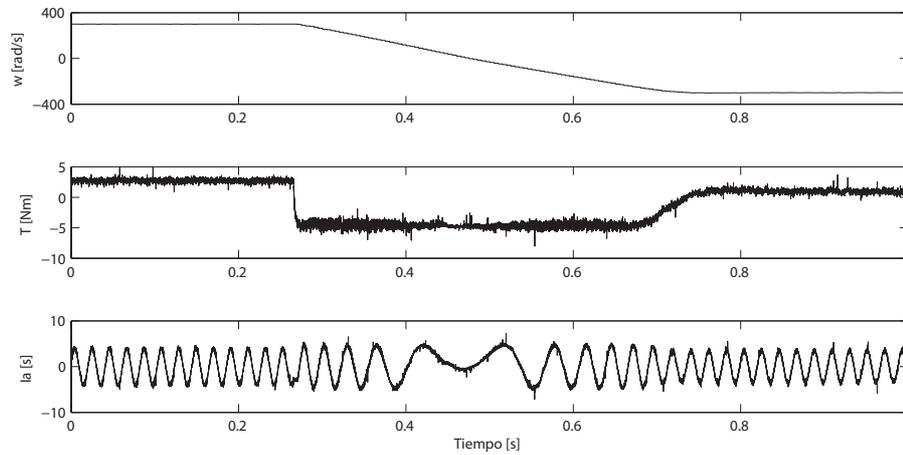
En cuanto al tiempo de cálculo que toma el procesador en ejecutar cada estrategia, éste fue medido por medio de comandos del lenguaje C (*tic*). Los resultados de los tiempos de ejecución para cada estrategia se muestran en la tabla 5.2.

Tal como se esperaba, el tiempo de ejecución para la estrategia de Control Predictivo de Torque resultó ser el más alto debido a que las predicciones para cada vector de voltaje demandan gran cantidad de recursos, aún cuando se usó un convertidor sencillo como lo es un inversor de dos niveles. La siguiente estrategia es el Control por Campo Orientado, lo que puede ser explicado básicamente porque en dicha estrategia hay cuatro rotaciones de coordenadas, 2 correspondientes a la orientación de la estimación de flujo (común para todas las estrategias) y otras dos para la orientación del método de control. Además, el algoritmo es más bien extenso, ya que además de las orientaciones hay 3 controladores del tipo PI que también demandan operaciones matemáticas.

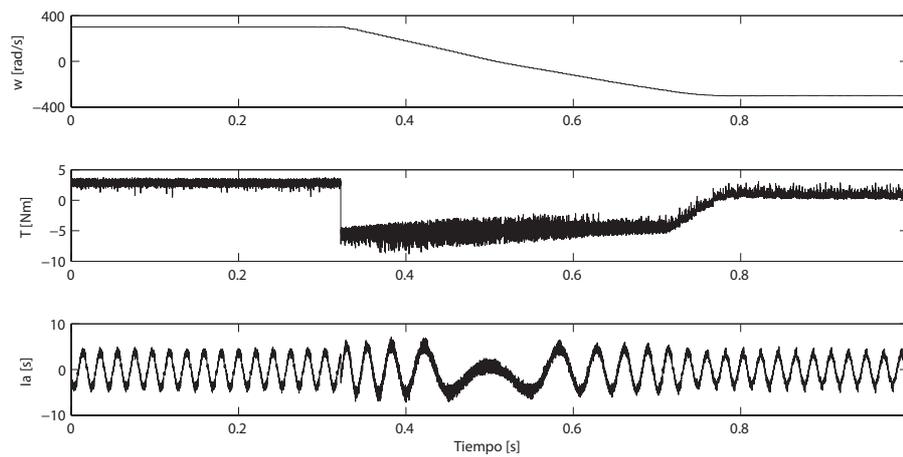
El caso más simple en términos de tiempo de cálculo resultó ser el Control Directo de Torque debido principalmente a su estrategia de selección de los vectores de voltaje por medio de la tabla de conmutación. Éste es un método muy sencillo que no requiere gran cantidad de procesamiento, además solo se requiere de un controlador PI y dos rotaciones de coordenadas.

Estrategia	Tiempo de cálculo
FOC	15 $\mu$ s
DTC	10 $\mu$ s
PTC	19 $\mu$ s

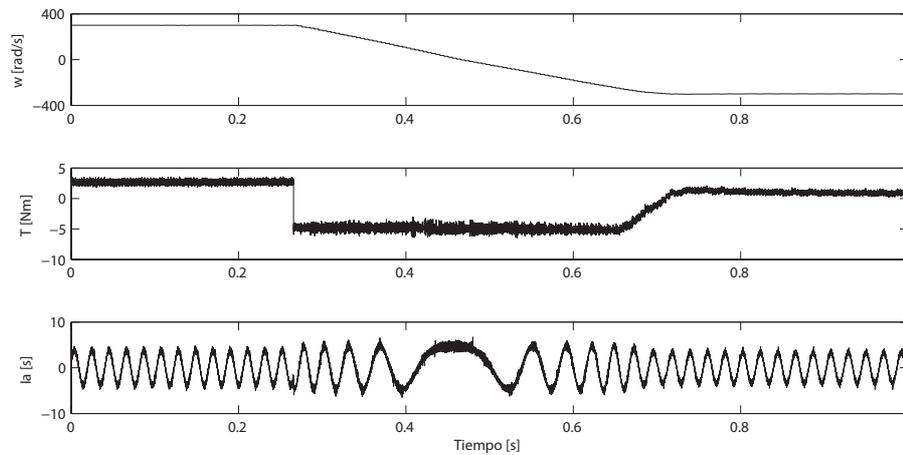
**Tabla 5.2.** Tiempos de cálculo de las diferentes estrategias



(a) Control por Campo Orientado

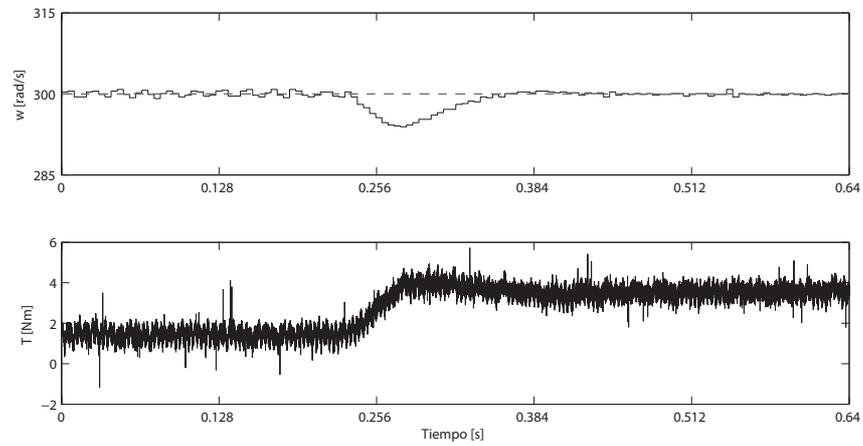


(b) Control Directo de Torque

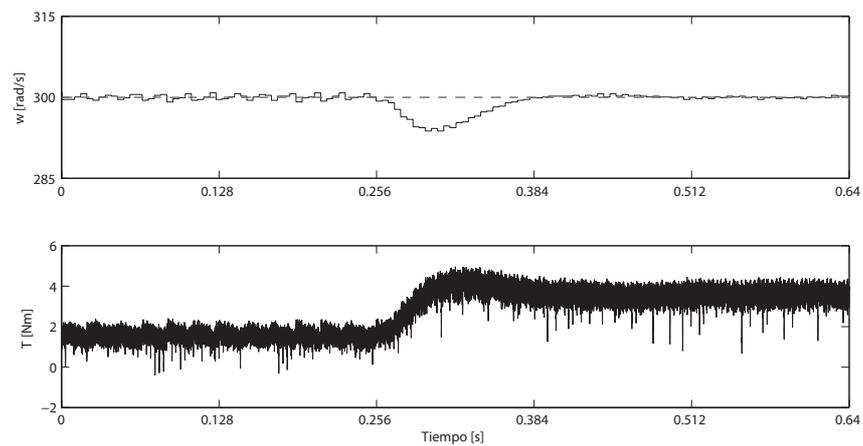


(c) Control Predictivo de Torque

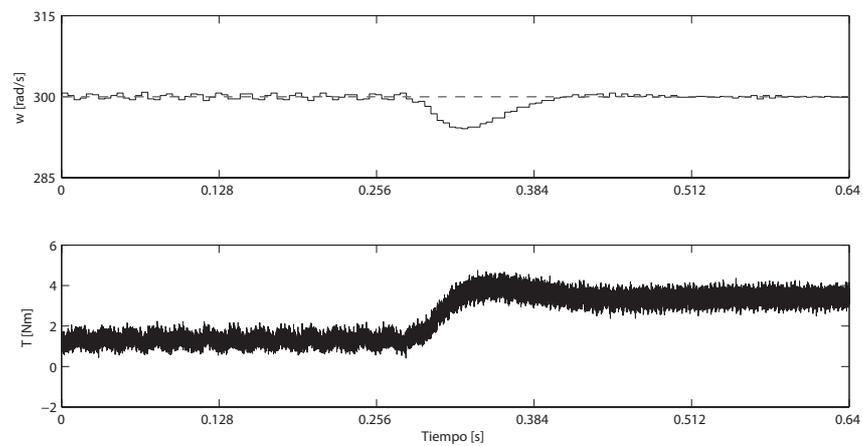
**Figura 5.4.** Inversión de marcha



(a) Control por Campo Orientado



(b) Control Directo de Torque



(c) Control Predictivo de Torque

**Figura 5.5.** Impacto de carga

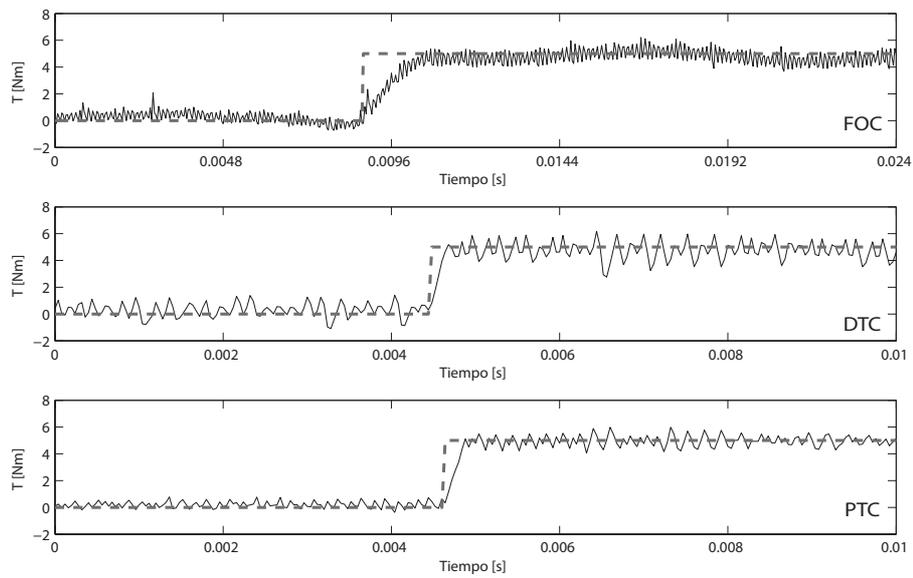


Figura 5.6. Respuesta a escalón de torque

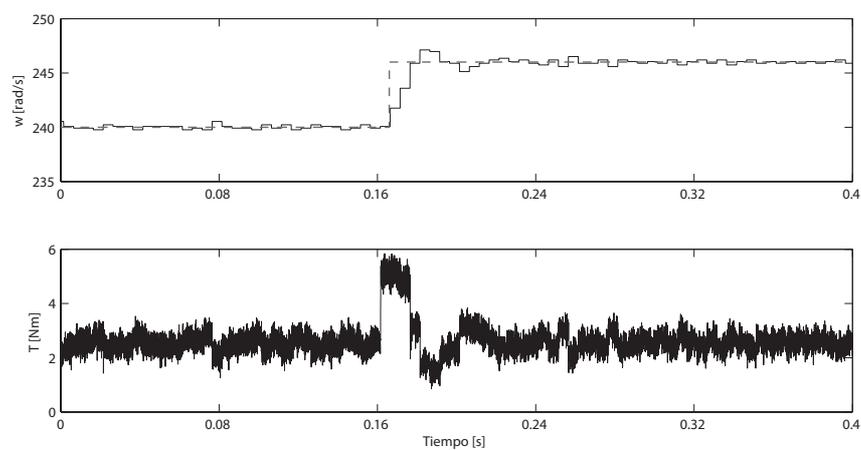
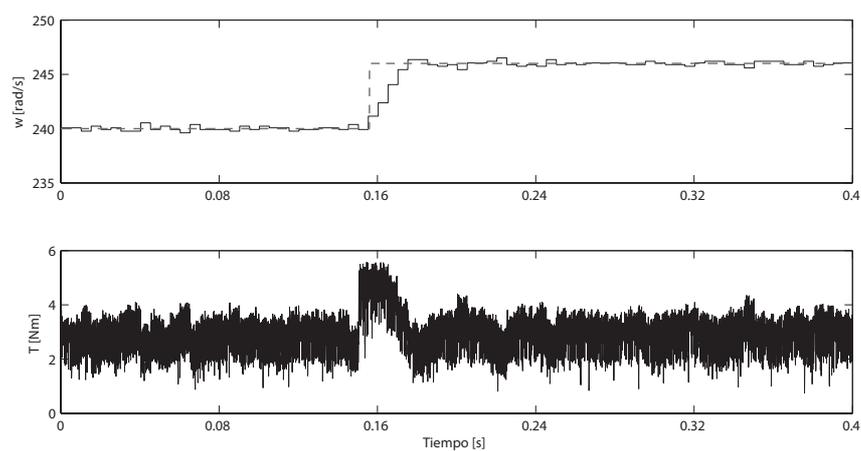
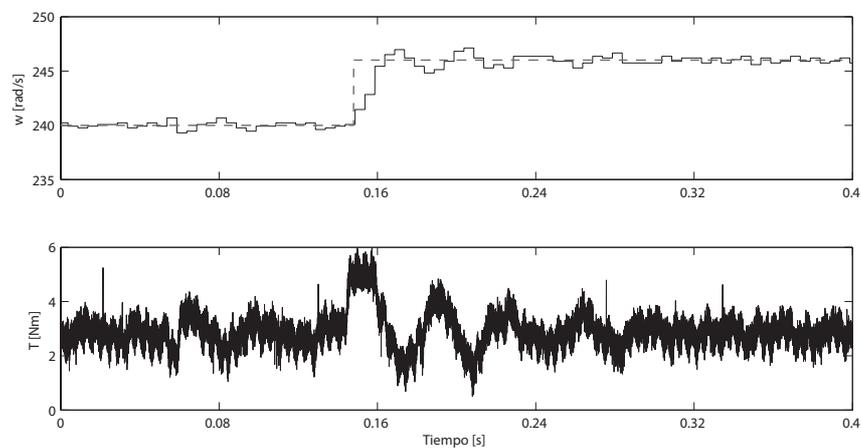


Figura 5.7. Aumento del ancho de banda del controlador PI de velocidad

---

---

# CONCLUSIONES

El objetivo principal de este trabajo de tesis se centró fundamentalmente en la obtención de resultados experimentales apropiados que permitieran una comparación efectiva entre las dos estrategias de control de accionamientos más usadas en la actualidad, como lo son el Control por Campo Orientado y el Control Directo de Torque. En esta comparación, se incluyó también al Control Predictivo de Torque, la cual es una estrategia de control emergente que ha mostrado interesantes resultados preliminares.

Para lograr una comparación realmente efectiva entre las tres estrategias de control, se tomaron en cuenta algunas consideraciones importantes en relación a la operación y configuración de cada una de las estrategias. En primer lugar y como consideración más importante, se consideró que para lograr una comparación realmente efectiva en estado estacionario, el número de conmutaciones promedio en una ventana de tiempo determinada debería ser la misma. De esta forma se asegura que para el mismo nivel de conmutaciones en un punto de operación particular, la comparación sería realmente representativa. Por otra parte y no menos importante, se estableció que la generación de las referencias de velocidad debería ser la misma, por lo que los controladores PI de velocidad se configuraran de manera equivalente.

Si bien es cierto, las consideraciones prácticas resultan teóricamente simples, su implementación experimental resultó ser bastante laboriosa, ya que fue necesario de muchos intentos para obtener resultados realmente comparativos entre las estrategias.

A continuación se desarrollan las conclusiones particulares para cada una de las estrategias estudiadas.

## Control por Campo Orientado

Como se explicó en las secciones anteriores, la característica principal del Control por Campo Orientado es el control desacoplado de torque y flujo, el cual se logra por medio del uso de un sistema de coordenadas rotatorio en base al ángulo de flujo de rotor.

En términos experimentales, se logró verificar que esta estrategia obtiene excelentes resultados tanto en maniobras dinámicas como en estado estacionario, logrando siempre niveles de distorsión menores que los otros métodos de control, tanto para las corrientes de estator como para el torque, en todo el rango de velocidades. Esto gracias a los controladores PI de corriente internos, los cuales aseguran error estacionario cero en las componentes  $d$  y  $q$  de la corriente, y por lo tanto en el flujo de rotor y torque. Dichos controladores representan a una topología bastante estudiada, por lo que su implementación experimental resultó ser bastante sencilla, aunque es necesario conocer los parámetros del sistema para su sintonización. Por otra parte, en caso de que sea necesario un reajuste de la estrategia,

ésta es fácilmente realizable ya que solo es necesario variar los parámetros P e I de los controladores. Así siempre se tiene el control del compromiso entre la respuesta dinámica y estacionaria del sistema.

Al considerar los resultados experimentales obtenidos, se pudo verificar que en el control vectorial, los tiempos de respuesta dinámica resultaron ser bastante más altos en comparación a las otras estrategias. Esto es debido a la arquitectura de control PI en cascada que establece limitaciones en el ancho de banda. Por otra parte, al tratar de acelerar el lazo de velocidad, los resultados mostraron que no se lograba un completo desacoplamiento entre el lazo interno y externo, por lo que el tiempo de asentamiento para las variables aumentaba. De todas formas y tal como se mencionó anteriormente, en las estrategias basadas en controladores PI siempre existe la posibilidad de resintonización de acuerdo a las necesidades operacionales. Así se mencionó la alternativa de usar el control por latido muerto para el caso en que deseen tiempos de respuestas menores. Dichos controladores son básicamente controladores del tipo PI con anchos de banda elevados de manera de acelerar el lazo.

Otra característica importante en el Control por Campo Orientado es el uso del modulador para traducir los voltajes de referencia de los controladores PI en pulsos de disparo para el inversor. En términos de implementación, el modulador no ofrece complicación alguna, ya que en cualquier plataforma de programación para aplicaciones afines, éste viene incluido como un módulo interno, por lo que su dificultad de implementación es mínima. Por otra parte, el hecho de ocupar un modulador, implica obtener una frecuencia de conmutación conocida e independiente del punto de operación. Esto es una enorme ventaja, ya que sirve para cuantificar las pérdidas por conmutación que genera el sistema, además su ajuste es sencillo, ya que solo basta con fijar la frecuencia a la cual se muestrean las corrientes. Otra ventaja que ofrece el uso de un modulador, es que el ripple en las corrientes tiene un patrón definido producto de la cantidad fija de conmutaciones.

En lo que respecta al consumo de recursos por parte del procesador, el Control por Campo Orientado resultó ser algo más exigente que las otras estrategias producto de la cantidad de rotaciones de coordenadas. Sin embargo, dada la capacidad de los procesadores actuales, la limitación computacional de antaño se ve claramente superada para el este método.

En resumen, el Control por Campo Orientado puede ser entendido como una estrategia que logra error cero en el control de las corrientes en estado estacionario y aunque dicho control solo considera el valor medio de las referencias, los resultados experimentales obtenidos tanto para las respuestas dinámicas como para el comportamiento de las variables en estado estacionario dan cuenta de una estrategia de control de alta calidad cuya implementación es sencilla y fácilmente adaptable a cualquier sistema producto de la capacidad de ajuste de los controladores PI y del modulador. El desempeño dinámico de esta estrategia puede ser totalmente considerado como suficiente para las aplicaciones industriales actuales.

## Control Directo de Torque

La característica principal del Control Directo de Torque es la exclusión de una arquitectura de control en cascada basada en controladores PI para dar lugar comparadores por histéresis para el control de torque y flujo.

En términos experimentales, esta estrategia resultó ser la más complicada para trabajar debido principalmente al ajuste de los comparadores por histéresis, ya que para lograr

resultados realmente comparativos, fueron necesarios muchas pruebas. Si bien es cierto, la frecuencia de conmutación puede ser controlada por el ajuste de dichos controladores, en términos experimentales es bastante difícil lograr un completo control ya que las variables de control se escapan de los límites de histéresis.

Lamentablemente nunca se logró igualar la frecuencias de conmutación del Control Directo de Torque a las de las otras estrategias, por lo que para la obtención de resultados comparativos, fue necesario aumentar de la frecuencia de muestreo y minimizar el ancho de histéresis de los controladores. Aún así los resultados no superaron a los obtenidos con las otras estrategias.

De los resultados obtenidos se puede observar que en todas las pruebas realizadas, el Control Directo de Torque logra un control mucho más ruidoso que las otras estrategias, debido principalmente a que las variables no están realmente acotadas por los límites establecidos por las bandas de histéresis. Sin embargo, desde el punto de vista de la rapidez de respuesta, los controladores por histéresis logran tiempos menores dado que el ancho de banda de dichos controladores es teóricamente infinito; sin embargo anchos de bandas amplios implican una mayor sensibilidad al ruido, tal como se verificó de manera experimental.

Por otra parte, la ausencia de controladores internos de corriente hacen innecesario el uso de un modulador, ya que los pulsos de disparo son directamente generados, por lo que el patrón de ripple en las corriente no es uniforme debido a variabilidad en la frecuencia de conmutación del inversor.

Aunque en esta estrategia, el valor real del vector de voltaje es considerado para completar la tabla de conmutación, en los momentos de regeneración el voltaje en el dc-link varía bastante en relación a su valor nominal, además la estrategia no ofrece la posibilidad de prealimentar el valor de dicho voltaje en el algoritmo, por lo que a veces el control de las variables empeora bastante dado que el vector de voltaje aplicado tiene una magnitud muy distinta a la nominal.

En términos de esfuerzo computacional, el Control Directo de Torque resultó ser la estrategia menos demandante, ya que el método de selección de vectores está basado en una tabla, la cual es bastante sencilla de programar y no requiere de operaciones matemáticas.

A modo de resumen, el Control Directo de Torque y los resultados mostrados en los capítulos anteriores dan cuenta de una estrategia muy sencilla de programar pero que ofrece varias desventajas desde el punto de vista de la distorsión de las variables de control producto del control por histéresis. La única ventaja radica en la ausencia de un control interno de corriente lo cual asegura tiempos de respuesta menores. Además, en estado estacionario, para la obtención de corrientes similares a las de las otras estrategias, es necesario de una gran cantidad de conmutaciones, lo que dan cuenta de una baja eficiencia del método.

## Control Predictivo de Torque

La característica principal del Control Predictivo de Torque es el uso de una optimización del seguimiento de la referencia en función de las predicciones de éstas. Si bien es cierto es una estrategia directa como en Control Directo de Torque, los resultados obtenidos dan cuenta de una estrategia mucho más sólida tanto en respuestas dinámicas como en resultados estacionarios.

En primer lugar, del análisis de los resultados experimentales obtenidos se logra concluir que el Control Predictivo de Torque genera niveles de distorsión muy cercanos a los logrados por el Control por Campo Orientado y mucho menores a los logrados por el Control Directo

de Torque, resultado que avala en parte las ventajas de una estrategia predictiva en vez de una basada en control por histéresis. En cuanto a la respuesta dinámica, el hecho de ser una estrategia de control directa, sin un control PI interno de corriente, implica que la respuesta ante cambios de referencia sea muy rápida. Tal situación puede ser aprovechada por el usuario en el caso de querer aumentar el ancho de banda del lazo de velocidad del sistema ya que dicho aumento no interferirá con la dinámica de control interno de torque y flujo.

La frecuencia de conmutación es un asunto importante a considerar en esta estrategia, ya que no hay forma directa para controlarla, por esta razón se consideró su valor como referencia para los otros métodos. Por lo tanto dicho punto constituye un tema abierto para la investigación.

En cuanto a la programación del algoritmo, se puede decir que esta resultó bastante fácil, aunque para lograr resultados de buena calidad, que fueran comparables con los obtenidos para las otras estrategias fue necesario de un extenso trabajo en relación al ajuste de algunos parámetros para asegurar la correcta predicción de las corrientes, también se tuvo que ajustar de manera heurística el factor de peso de la función de costo y considerar una prealimentación del voltaje del dc-link para mejorar la calidad de las predicciones. Todos los puntos anteriormente señalados pueden ser considerados como nuevos tópicos de investigación con el objetivo de mejorar el desempeño de la estrategia que de manera previa se ve muy promisoría.

El tiempo de cálculo de la estrategia constituyó un factor importante en la implementación, ya que de dicho valor dependió el valor de la frecuencia de muestreo de corriente de las estrategia restantes. Afortunadamente, dadas las cualidades de los procesadores existentes no fue problema implementar la estrategia para un inversor de dos niveles, aunque cuando la complejidad de las topologías aumenta, el tema de la optimización del costo computacional se vuelve un asunto medular.

A modo de resumen, los resultados obtenidos para el Control Predictivo de Torque da cuenta de una estrategia capaz de lograr resultados excelentes tanto en transiente como en estado estacionario, situación que avala al Control Predictivo como estrategia de control promisoría en convertidores y máquinas eléctricas. Sin embargo, para lograr resultados de calidad es necesario enfrentar diversos asuntos de implementación. Por lo tanto, antes de pensar en una aplicación industrial de dicha estrategia, hay varios aspectos de investigación abiertos.

La conclusión final del presente trabajo de tesis fue la adquisición importante de consideraciones prácticas para la implementación de las estrategias de control estudiadas. Es importante destacar que si bien es cierto es bastante difícil lograr una comparación realmente efectiva tomando en cuenta las consideraciones tomadas. Los resultados experimentales obtenidos verifican que el Control por Campo Orientado se ve mejor enfrentado a las diferentes condiciones de operación de una máquina eléctrica, ya que los niveles de distorsión alcanzados fueron bastante menores y los tiempos de respuesta del lazo son considerados como aceptables dadas las aplicaciones industriales actuales. El siguiente lugar lo ocupa el Control Predictivo de Torque, el cual a pesar de ser necesarias varios ajustes para optimizar su desempeño, la calidad del control es bastante alta para ser una estrategia reciente. El tercer lugar lo ocupa el Control Directo de Torque, ya que control por histéresis no fue capaz de superar el rendimiento en estado estacionario de las otras estrategias.

Finalmente, es indudable la importancia del desarrollo de nuevas estrategias para el control de accionamientos eléctricos ya que su uso se hace cada vez más extenso en las aplicaciones que requieren un control de velocidad exigente.

## Apéndice A

---

---

# PUBLICACIONES

En este apéndice se adjunta la publicación que se realizó en base a este trabajo de tesis:

- *High Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment*, José Rodríguez, Ralph Kennel, José Espinoza, Mauricio Trincado, César Silva, Christian Rojas. Paper presentado en *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011.

# High Performance Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Assessment

José Rodríguez, *Fellow Member, IEEE*, Ralph Kennel, *Senior Member, IEEE*, José R. Espinoza, *Member, IEEE*, Mauricio Trincado, César Silva, *Member, IEEE*, and Christian A. Rojas, *Student Member, IEEE*

**Abstract**—This paper presents a comparative study between Field Oriented Control and Predictive Torque Control applied to induction machines. Both strategies are implemented on the same experimental bench and similar tests are performed. Furthermore, they were previously adjusted to get an equivalent switching frequency at a specific operation point, achieving the fairest possible comparison at steady state. Experimental results verify that Predictive Torque Control can achieve results similar to Field Oriented Control, possibly even improving performance in transient conditions.

**Index Terms**—Predictive control, Variable speed drives.

## I. INTRODUCTION

IN recent decades, control of electrical drives has been widely studied. Linear methods like proportional integral (PI) controllers using pulse width modulation (PWM) and non-linear methods such as hysteresis control have been fully documented in the literature and dominate high performance industrial applications [1], [2]. The most widely used linear strategy in medium and low power electrical drives is Field Oriented Control (FOC) [3]–[6], in which a decoupled torque and flux control is performed by considering an appropriate coordinate frame. A non-linear hysteresis-based strategy such as Direct Torque Control (DTC) [7] appears as a solution for medium and high power applications.

By the end of the 1970s, Model Predictive Control (MPC) was being used in the petrochemical industry [8]–[10]. The term MPC does not imply a specific control strategy, rather it covers a wide variety of control techniques that make explicit use of a mathematical model of the process and a minimization of an objective function [11] to obtain the optimal control signals. The slow dynamics of chemical processes allow long sample periods, providing enough time to solve the online optimization problem.

Nowadays, the use of Digital Signal Processing (DSP) and the development of powerful and fast microprocessors have

made it possible to use MPC in the power electronics field. The first ideas about applying MPC to power converters surfaced in the 1980s [12], [13]. The main concept is based on calculating the system's future behavior in order to compute optimal values for the actuating variables.

Due to the broad range of MPC methods [14], the MPC techniques applied to power electronics have been classified into two main categories: Classical MPC and Finite-State MPC (FS-MPC). In the first type e.g. [15], [16], the control variable is usually the converter output voltage, in the form of a duty cycle that varies continuously between its minimum and maximum magnitude, while an open-loop receding horizon optimization problem is solved at every sampling step to calculate this voltage. On the other hand, the second type, FS-MPC, uses the inherent discrete nature of the power converter to solve the optimization problem. Here, the discrete model of the system is evaluated for every possible actuation sequence up to the prediction horizon  $N_p$ . Then the outcomes of these predictions are compared to the reference in order to select a vector sequence that best fits the control objectives. Several works have reported the use of this technique on power converters such as the two-level Voltage Source Inverter (2L-VSI) [17], three-level Neutral-Point-Clamped (3L-NPC) [18], Cascade H-Bridge (CHB) [19], Flying Capacitor (FC) [20] and Matrix Converters (MC) [21], whereas the use on electrical drives fed by 2L-VSI and 3L-NPC has been reported in [22]–[27] and in [28], [29] respectively.

In drives applications, FS-MPC can be classified into two main categories according to the length of the prediction horizon: large prediction horizon  $N_p \geq 2$  and short prediction horizon  $N_p = 1$ . An example of a large prediction horizon FS-MPC formulation can be found in [28] where a finite state model of a stator current control scheme is presented. In [29] the same technique is used, but torque and stator flux are controlled. A comprehensive comparison between the steady state performance of short and large prediction horizon FS-MPC with respect to FOC using PWM is presented in [30]. The main performance criteria is the compromise between switching losses and stator current (and torque) harmonic distortion achieved by each method. As expected, longer prediction horizons yield better steady state performance than horizon one. However, when larger prediction horizons or more complex converter topologies are considered, the number of calculations grows significantly.

The use of only one-step prediction is a less demanding alternative in terms of computational effort and it is chosen in the current work as a benchmark to assess the transient

Copyright (c) 2009 IEEE. Personal use of this material is permitted. However, permission to use this material for any other purposes must be obtained from the IEEE by sending a request to pubs-permissions@ieee.org.

This work was supported in part by the Chilean National Fund of Scientific and Technological Development (FONDECYT) under Grant 1100404, by the Anillo Grant N°12 ACT-119 and by the Universidad Técnica Federico Santa María.

J. Rodríguez, M. Trincado, C. Silva and C. A. Rojas are with the Electronics Engineering Department, Universidad Técnica Federico Santa María, Av. Español 1680, Valparaíso, 2390123 Chile (e-mail: jrp@usm.cl; cesar.silva@usm.cl; christian.rojas@usm.cl).

R. Kennel is with the Technical University of Munich, Germany. (e-mail: kennel@ieee.org).

J. R. Espinoza is with the Department of Electrical Engineering, Universidad de Concepción, Concepción, (e-mail: jose.espinoza@udec.cl).



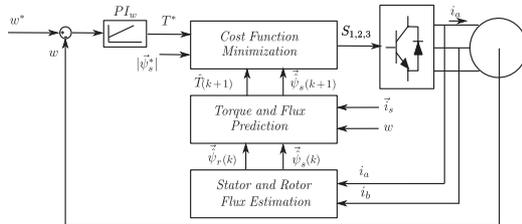


Fig. 2. Block diagram of Predictive Torque Control.

where  $T_s$  corresponds to the sampling time,  $k_r = \frac{L_m}{L_r}$  is the rotor coupling factor and  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  is the total leakage factor.

### B. Stator Flux and Electric Torque Prediction

Since the control variables in Predictive Torque Control are the stator flux and the electromagnetic torque, their behavior must be predicted at the sampling step  $k + 1$ . The stator flux prediction  $\vec{\psi}_s(k + 1)$  is obtained by means of the stator voltage equation:

$$\vec{v}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{dt}. \quad (11)$$

Using the Euler formula to discretize (11) and shifting the result to a single time step, the stator flux prediction is obtained:

$$\vec{\psi}_s(k + 1) = \vec{\psi}_s(k) + T_s \cdot \vec{v}_s(k) - R_s T_s \cdot \vec{i}_s(k), \quad (12)$$

where  $T_s$  is the sampling time used in the PTC algorithm. The electromagnetic torque prediction depends on the stator flux and stator current predictions according to:

$$\hat{T}(k + 1) = \frac{3}{2} p \cdot \text{Im} \{ \vec{\psi}_s^*(k + 1)^\ominus \cdot \vec{i}_s^*(k + 1) \}. \quad (13)$$

The prediction expression of the stator current  $\hat{i}_s(k + 1)$  is obtained using the equivalent equation of the stator dynamics of a squirrel-cage induction machine [33]:

$$\vec{v}_s = R_\sigma \cdot \vec{i}_s + L_\sigma \cdot \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} - k_r \cdot \left( \frac{1}{T_r} - j \cdot \omega \right) \cdot \vec{\psi}_r, \quad (14)$$

where  $R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r$  corresponds to the equivalent resistance,  $L_\sigma = \sigma L_s$  is the leakage inductance of the machine. The last term in (14) represents the cross coupling between the rotor and the stator winding through the induced voltage. Thus, replacing the derivatives with the Euler formula in (14), the prediction equation of the stator current  $\vec{i}_s^*$  at the instant  $k + 1$  is obtained:

$$\vec{i}_s^*(k + 1) = \left( 1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) \cdot \vec{i}_s(k) + \frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \cdot \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \cdot \left( \left( \frac{k_r}{T_r} - j \cdot k_r \cdot \omega \right) \cdot \vec{\psi}_r(k) + \vec{v}_s(k) \right) \right\}. \quad (15)$$

Once the predictions of the stator flux (12) and the stator current (15) are obtained, the prediction of the electromagnetic torque is calculated (13).

### C. Cost Function Optimization

The next step in Predictive Control is the optimization of an appropriate control law that is defined as a cost function, which has the following structure:

$$\mathfrak{g} = |T^\ominus - \hat{T}(k + 1)_i| + \lambda_0 \cdot \left( \|\vec{\psi}_s^*(k + 1)\| - \|\vec{\psi}_s(k + 1)_i\| \right), \quad (16)$$

where  $i$  denotes the index of the stator voltage vector used to calculate the predictions  $\hat{T}(k + 1)$  and  $\vec{\psi}_s^*(k + 1)$ , respectively. In (16), the torque reference is externally generated by a PI-speed controller, in the same way as FOC. The factor  $\lambda_0$  denotes a weight factor, which increases or decreases the relative importance of the torque versus flux control. If the same importance is assigned to both control objectives, this factor would correspond to the ratio between the nominal magnitudes of the torque  $T_n$  and stator flux  $|\vec{\psi}_{s_n}|$  [34]:

$$\lambda_0 = \frac{T_{nom}}{|\vec{\psi}_{s_n}|}. \quad (17)$$

Finally, the optimization step is carried out, and the inverter voltage vector that minimizes (16) is selected as the optimal switching state for the next sampling period  $k + 1$ .

In Predictive Torque Control, a real time optimization is achieved because the control strategy considers the real applied voltage value instead of the average voltage as with Field Oriented Control. This is possible because the inverter model is considered in the control algorithm, avoiding the use of modulators.

In a real time implementation the time required to compute the control law algorithm may take a significant portion of the sample period, resulting in one sampling time delay. This phenomenon is well understood in FOC and may be compensated (see e.g. [35]). In the PTC algorithm the effect of the time delay has a large impact on the prediction, especially when an one-sample horizon algorithm is considered, and therefore a delay compensation scheme must be implemented. In this case, the first step is an extrapolation used to estimate  $\vec{i}_s^*(k + 1)$ , which is used as an initial condition for the predictions of  $\vec{i}_s^*(k + 2)$ . Hence, the predictive algorithm is applied as in (15), but shifted one a sample step in order to predict  $\vec{\psi}_s(k + 2)$  and  $\hat{T}(k + 2)$  [17].

## IV. IMPLEMENTATION AND EXPERIMENTAL RESULTS

### A. Hardware Description

Both FOC and PTC strategies have been tested on an experimental platform, which is composed of a 2 KW squirrel-

TABLE I  
PARAMETERS OF THE INDUCTION MACHINE.

Parameter	Value
$R_s$	2.65 $\Omega$
$R_r$	2 $\Omega$
$L_m$	291.1 mH
$L_s$	301.4 mH
$L_r$	306.5 mH
$J$	0.0055 Kg m <sup>2</sup> /s
$p$	2
$\omega_{nom}$	2860 RPM
$T_{nom}$	5 Nm

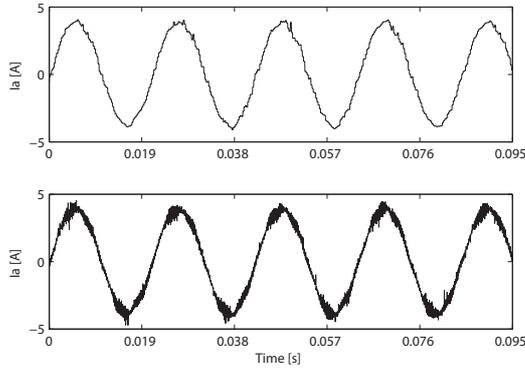


Fig. 3. Differences between the stator currents displays of Field Oriented Control when they are sampled with a carrier-based synchronized strategy and at 25 kHz.

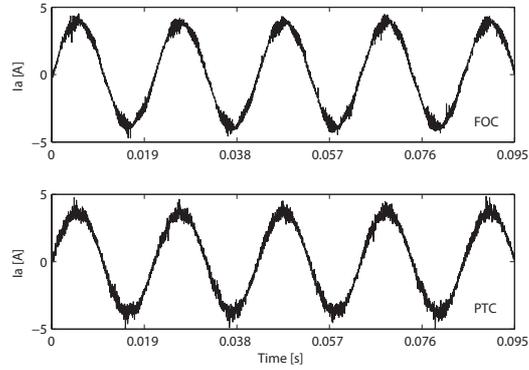


Fig. 4. Stator current waveform at 50% of the nominal load.

cage induction machine, a commercial 7 KW 2 level voltage source inverter, a programming platform consisting of a dSPACE 1104 and a 2048pts incremental encoder. The 2L-VSI was previously modified in order to allow complete control of the gate signals. A similar induction machine coupled to the same shaft and a commercial vector-controlled drive is used as load. The parameters of the induction machine have been obtained by the conventional tests and are given in Table I.

### B. Special Considerations

In order to achieve the fairest possible comparison, some considerations regarding the switching frequency and current sampling have been taken into account. The first one aims to achieve an equivalent switching frequency at least at the specific operation point at which the comparison at steady state is made. Since PTC is a variable switching frequency method due to the absence of a modulator, the commutation equivalence between both strategies is achieved by taking the average switching frequency in PTC as a reference. Then, by modifying the carrier frequency of the modulator in FOC, it is possible to obtain the same switching frequency. The operation point chosen is the nominal speed  $\omega = 300 \text{ rad/s}$  (2860 RPM) at a load of 2.5 Nm, which corresponds to half the nominal torque. The resulting switching frequency of the PTC strategy is 4 kHz for each IGBT. Hence, the carrier frequency in FOC has been set to 4 kHz, while in PTC the sampling frequency was set to 25 kHz.

It is well-known that a Field Oriented Control strategy should be implemented considering synchronized sampling with the peak value of the modulator carrier signal. Thus, the switching ripple of the stator currents is avoided and less noise is introduced into the control loop. For this reason, the measured and calculated variables, such as torque or flux, appear without ripple. On the other hand, because Predictive Control does not need a modulator, a higher sampling frequency is usually required to achieve the proper control of the stator current trajectory. In this work, the results in FOC have been re-sampled and displayed at the same frequency

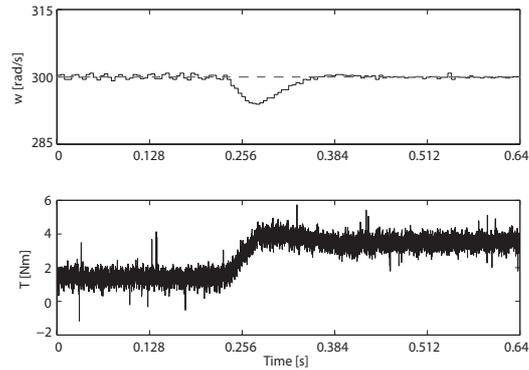


Fig. 5. Speed and torque behavior during a load impact on Field Oriented Control.

of PTC, i.e 25 kHz, in such a way that a fair visualization of the switching ripple of the variables in both methods is achieved. However, as a consequence of the re-sampling, some commutation noise will be introduced and observed in the FOC results. Nevertheless, it can be safely ignored for comparative purposes. Examples of the displays of the stator current of FOC obtained at the two different sampling rates are shown in Fig. 3. The first waveform corresponds to the current sampled at 4 kHz, which is used for the control algorithm in a carrier-synchronized sampling. The second one is the same waveform but sampled at 25 kHz.

Finally, the same external speed PI-controller has been used in FOC and PTC. Furthermore, this control is implemented at a sub-sampled rate (200 Hz) in order to reduce the quantization error in the speed signal derived from an incremental encoder.

TABLE II  
TOTAL HARMONIC DISTORTION.

FOC	PTC
2.5%	3%

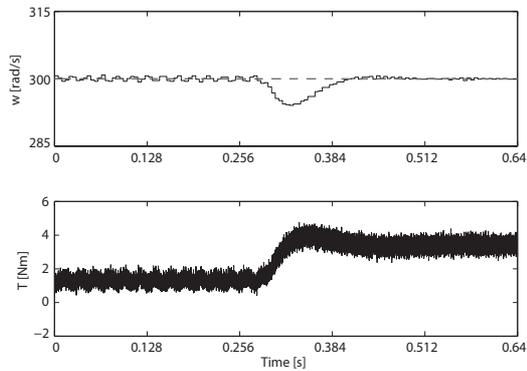


Fig. 6. Speed and torque behavior during a load impact on Predictive Torque Control.

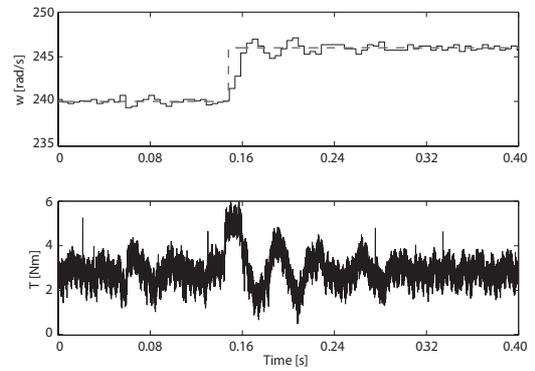


Fig. 9. Speed reference tracking in Field Oriented Control.

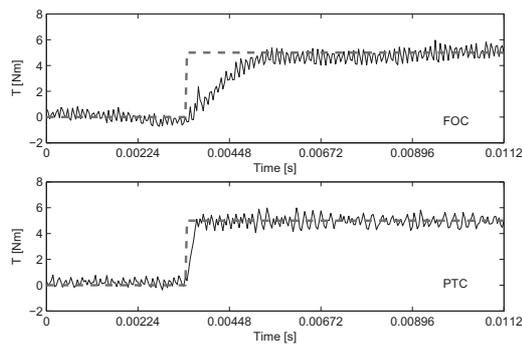


Fig. 7. FOC and PTC Torque step response.

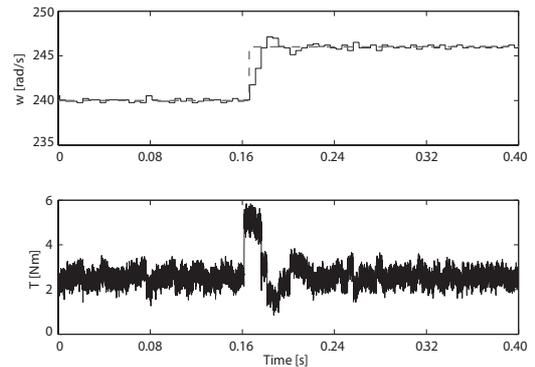


Fig. 10. Speed reference tracking in Predictive Torque Control.

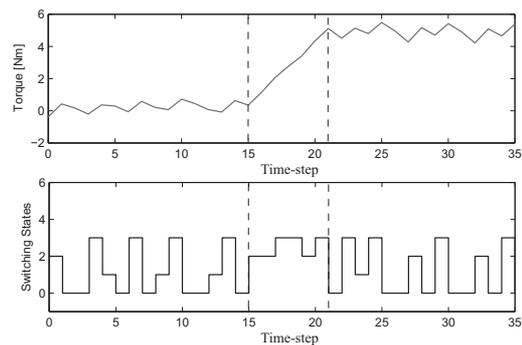


Fig. 8. Torque and Sequence of inverter switching states during the torque step in PTC.

### C. Results

The first test shows the performance of both strategies in steady state. The chosen operation point considers a rotor speed  $\omega = 300 \text{ rad/s}$  with a load  $T_1 = 2.5 \text{ Nm}$ . It is important

to highlight that under this condition the average switching frequency for both techniques is equivalent and equal to 4 kHz for each IGBT. In Fig. 4, the behavior of the resulting stator currents is shown. It can be observed that in FOC the current presents a typical PWM waveform with very low distortion.

The current in PTC has also low distortion, although its ripple is slightly higher compared to FOC. In order to evaluate the distortion of both stator currents, the THD (up to the 50<sup>th</sup> harmonic) has been calculated and given in Table II.

The second result shows the performance of FOC and PTC under a load torque impact of 2.5 Nm while the machine is running at the nominal speed with a load  $T_1 = 1.5 \text{ Nm}$ . In Fig. 5 and 6, the behavior of the speed and torque is observed. Since the same PI-speed controller has been used, the rotor speed and torque reacts almost in the same way for both strategies. The torque signal in FOC contains some commutation noise, which can be ignored for comparison purposes.

The following result describes the torque step response for FOC and PTC. The applied torque step is equal to 5 Nm and it was performed by a sudden change in the speed reference from 100 rad/s to 200 rad/s, and hence saturating the speed

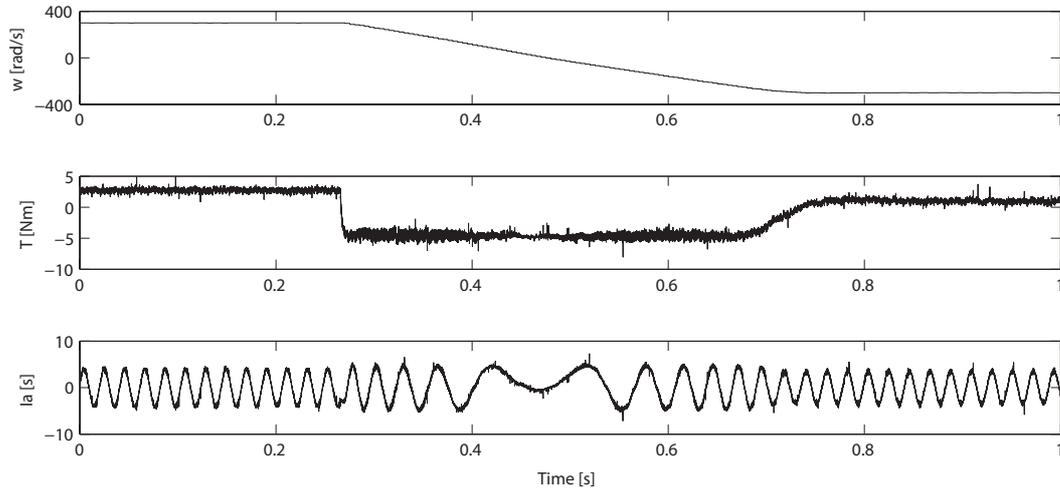


Fig. 11. Speed, torque and stator current waveforms of Field Oriented Control during a speed reversal maneuver at 50% of the nominal load.

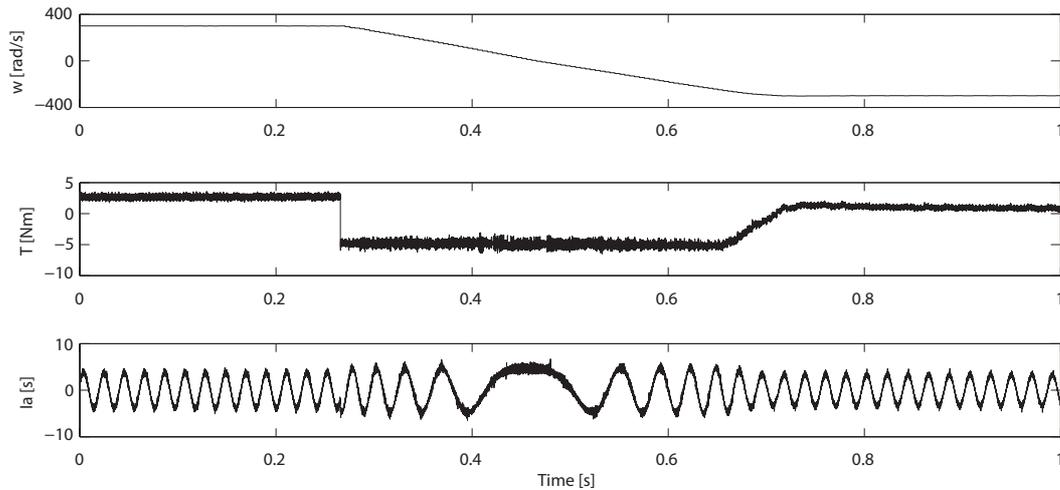


Fig. 12. Speed, torque and stator current waveforms of Predictive Torque Control during a speed reversal maneuver at 50% of the nominal load.

PI-controller. Both responses are shown and compared in Fig. 7, where it is clear that the torque response of PTC is faster than FOC, being characterized by approximate settling times of 0.3 ms versus 1.9 ms respectively. The response of Fig. 7a shows a hint of low frequency oscillation, this is most likely due to an 100 Hz oscillation in the DC-link voltage which was not compensated for the FOC implementation.

The predictive inner loop of PTC allows to achieve the fastest torque response, limited only by the actuation capability of the inverter, as shown in Fig. 8. This figure shows the switching state before, during and after the torque step response. In steady state (before and after the torque transient),

the PTC alternates the application of active vectors with zero vectors to achieve the appropriate time average of the stator voltage, behaving effectively as a modulator. On the other hand, during the transient, only active vectors are applied, maximizing the actuation and hence minimizing the settling time.

The improved inner loop response of PTC makes it possible to achieve higher bandwidths for the outer speed loop. To show this, the bandwidth of both external speed controllers has been increased from 10 Hz to 40 Hz. The new speed loop configuration has been tested via small speed reference steps of 6 rad/s with a constant load torque of 2.5 Nm. It is important

to point out that the speed reference step must be small in order to keep the PI-speed controller working in (or near) its linear operation region. The results are presented in Fig. 9 and 10. They show that in FOC, the increase on the bandwidth has negative effects on the speed regulation, because the inner control loop dynamics interfere with the outer one. For that reason, the torque and consequently the speed, oscillate around the reference, taking longer to reach steady state. On the other hand, in PTC, the faster inner loop allows it to increase the bandwidth of the outer speed loop without interference. Thus the speed behavior during the maneuver is as expected by design.

A speed reversal maneuver has been performed while the machine is rotating at the nominal speed at a load of 2.5 Nm. The results of speed, torque and stator current of FOC and PTC are presented in Fig. 11 and 12, respectively. It can be noted that although in both strategies the dynamic performance is appropriate and almost equivalent, at low speed operation, the ripple in FOC is lower than PTC.

Regarding to the computational effort, the execution time for both strategies has been measured. The results are given in Table III. They show that although the computational efforts are comparable, PTC has higher calculation requirements (even when FOC uses one more coordinate transformation), because estimations, predictions and the minimization of the cost function must be computed, for every actuating possibility, in only one sampling step. The simplest case is when PTC is applied to a two-level inverter, because only seven different vectors are evaluated.

A summary of the different features compared in this work is shown in Table IV.

#### D. Implementation Issues

In order to achieve the experimental results presented above, some technical difficulties have been solved in PTC, they are described as follows.

In PTC, the weight factor of the cost function is the only parameter to adjust, making this feature one of the main advantages of this strategy. However, at the same time, it is also a disadvantage, because to date, there is no formal method to obtain the optimum magnitude of this parameter. In this work, the value of the weight factor given by (17) has been taken only as a starting point; the final value was obtained experimentally by a heuristic procedure [34], [36], [37]. Finally, the weight factor was set to  $\lambda = 5\lambda_0$ .

The second issue to be addressed in PTC implementation is the compensation of DC-link voltage variation, such as oscillations due to the diode rectifier front-end or increases during braking. Although these variations also affect the performance of linear controllers and can be compensated by feedforward, their effect is usually not critical in such

TABLE III  
CALCULATION TIME.

FOC	PTC
15 $\mu$ s	19 $\mu$ s

TABLE IV  
COMPARATIVE ISSUES BETWEEN FOC AND PTC.

Feature	FOC	PTC
Use of Pulse Width Modulator	Yes	No
PI-current controllers	Yes	No
Sampling rate	Low	High
Switching frequency	Fixed	Variable
Stator current THD	Lower	Higher
Speed bandwidth	Lower	Higher
Conceptual complexity	Higher	Lower
Computational cost	Lower	Higher

implementations. On the other hand, the DC-link variation is particularly problematic in PTC technique as the output predictions directly depend on this variable. In this work it was found that the measurement of the DC-link voltage and its consideration in the prediction stage of the PTC algorithm significantly improves the quality of the practical results.

As is well-known, the parameters of the machine can be determined by the conventional tests (locked rotor and no-load), in which the machine is directly connected to the sinusoidal grid. However in PTC, the switching frequency is both higher and variable, and parameters change at such a high frequency. Hence, the estimated parameters do not match the real ones and the performance of the drive is affected. In this work, the value of the equivalent inductance of the machine ( $\sigma L_s$ ) has been heuristically retuned from the originally estimated value of 25 mH to 18 mH.

#### V. CONCLUSION

Predictive Control has emerged as a very powerful alternative in the field of power electronics and drives. Particularly, Predictive Torque Control is a conceptually different strategy compared to FOC. The concept is very easy to understand and implement. There is no need for modulators and tuning of PI-current controllers. The control objectives are defined as a cost function, which has a very flexible structure, and it is possible to add constraints and other control objectives.

In this paper, both strategies have been implemented under the conditions that make a fair comparison possible. It was experimentally verified that both methods achieve very high and comparable speed control performance, both in transient and steady state.

Experimental results have shown that in steady state operation and under an equivalent number of commutations, both strategies perform very well. However, if the THD of the stator currents is measured, FOC achieves better results than PTC.

In transient conditions, the experimental results have verified that PTC achieves a faster dynamic response due to the absence of internal current loops. Furthermore, the bandwidth of the speed control loop can be increased without the drawbacks on the speed transient behavior as with FOC, in which the speed oscillates around the reference before reaching its steady state.

The final result has shown that although the computational effort for both strategies is comparable when a two-level inverter is used, the execution time in PTC is higher than

FOC. However, it is important to point out that the continuous development of more powerful microprocessors have made it possible to successfully apply Predictive Control in control of both electrical machines and power converters.

The experimental results presented in this work are attractive enough to justify additional research work to develop more efficient PTC strategies and answer the remaining questions. Some of them are related to the parameter sensitivity of this strategy, the adjustment of the weight factor, limitation of the switching frequency in order to make PTC a feasible option for high power applications, and computational optimization (especially for multilevel converters).

#### REFERENCES

- [1] M. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*. New York: Academic Press, 2002.
- [2] N. Mohan, T. Underland, and W. Robbins, *Power Electronics*, 3rd ed. New York: Wiley, 2003.
- [3] F. Blaschke, "The principle of field-orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating machines," *Siemens Review*, vol. 39, no. 5, pp. 217–220, 1972.
- [4] K. Hasse, *Control of Electrical Drives*. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [5] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [6] J. Holtz, "Pulse width modulation for electronic power conversion," *Proc. IEEE*, vol. 82, no. 8, pp. 1194–1214, Aug. 1994.
- [7] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy for an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 22, no. 5, pp. 820–827, Sep./Oct. 1986.
- [8] J. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*. New York: Prentice Hall, 2002.
- [9] E. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*. Berlin: Springer-Verlag, 2007.
- [10] J. Rawlings and D. Mayne, *Model Predictive Control, Theory and Design*. Madison: Nob Hill Publishing, 2009.
- [11] M. Morari and J. H. Lee, "Model predictive control: past, present and future," *Computers & Chemical Engineering*, vol. 23, no. 4, pp. 667–682, May. 1999.
- [12] J. Holtz and S. Stadtfeldt, "A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source," in *Proc. IEEE Int. Power Electron. Conf. IPEC*, vol. 2, Mar. 27–31, 1983, pp. 1665–1675.
- [13] R. Kennel and D. Schöder, "A predictive control strategy for converters," in *IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives*, 1983, pp. 415–422.
- [14] R. Kennel and A. Linder, "Predictive control of inverter supplied electrical drives," in *Proc. IEEE 31st Power Electron. Spec. Conf. PESC*, vol. 2, Jun. 18–23, 2000, pp. 761–766.
- [15] S. Mariethoz and M. Morari, "Explicit model-predictive control of a pwm inverter with an lcl filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 389–399, Feb. 2009.
- [16] A. Linder and R. Kennel, "Model predictive control for electrical drives," in *Proc. IEEE 36th Power Electron. Spec. Conf. PESC*, Jun. 16, 2005, pp. 1793–1799.
- [17] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, Feb. 2007.
- [18] T. Laczynski and A. Mertens, "Predictive stator current control for medium voltage drives with lc filters," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 24, no. 11, pp. 2427–2435, Nov. 2009.
- [19] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2691–2699, Aug. 2010.
- [20] F. Defay, A.-M. Llor, and M. Fadel, "Direct control strategy for a four-level three-phase flying-capacitor inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2240–2248, Jul. 2010.
- [21] S. Muller, U. Ammann, and S. Rees, "New time-discrete modulation scheme for matrix converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 6, pp. 1607–1615, Dec. 2005.
- [22] M. J. Duran, J. Prieto, F. Barrero, and S. Toral, "Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. to be published.
- [23] F. Morel, X. Lin-Shi, J.-M. Retif, B. Allard, and C. Buttay, "A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 7, pp. 2715–2728, Jul. 2009.
- [24] E. Fuentes, C. Silva, D. Quevedo, and E. Silva, "Predictive speed control of a synchronous permanent magnet motor," in *IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT*, Feb. 10–13, 2009.
- [25] M. Preindl, E. Schaltz, and P. Thø andersen, "Switching frequency reduction using model predictive direct current control for high power voltage source inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. to be published.
- [26] M. Preindl and E. Schaltz, "Sensorless model predictive direct current control using novel second order pll-observer for pmsm drive systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. to be published.
- [27] H. Miranda, P. Cortes, J. Yuz, and J. Rodriguez, "Predictive torque control of induction machines based on state-space models," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, Jun. 2009.
- [28] J. Martinez, R. Kennel, and T. Geyer, "Model predictive direct current control," in *IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT*, Mar. 14–17, 2010, pp. 1808–1813.
- [29] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari, "Model predictive direct torque control - part i: Concept, algorithm, and analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1894–1905, Jun. 2009.
- [30] T. Geyer, "A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: Emerging predictive control concepts versus field oriented control," in *Proc. IEEE Energy Conv. Congr. Expo. ECCE*, Sep. 12–16, 2010, pp. 2836–2843.
- [31] R. Kennel, J. Rodriguez, J. Espinoza, and M. Trincado, "High performance speed control methods for electrical machines: An assessment," in *IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT*, Mar. 14–17, 2010, pp. 1793–1799.
- [32] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Cortés, U. Ammann, and S. Rees, "Predictive direct torque control of an induction machine," in *Proc. IEEE 11th Int. Power Electron. Motion Control Conf. EPE-PEMC*, Sep. 2–4, 2004.
- [33] J. Holtz, "The dynamic representation of ac drive systems by a complex signal flow graphs," in *IEEE Int. Symp. on Ind. Electron. ISIE*, vol. 1, May. 25–27, 1994, pp. 1–6.
- [34] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J. Leon, S. Vazquez, and L. Franquelo, "Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives," in *IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT*, Feb. 10–13, 2009.
- [35] B.-H. Bae and S.-K. Sul, "A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of pwm ac drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 802–810, May/June. 2003.
- [36] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control: a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, Jun. 2009.
- [37] R. Vargas, U. Ammann, B. Hudoffsky, J. Rodriguez, and P. Wheeler, "Predictive torque control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive input power control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 6, pp. 1426–1438, Jun. 2010.



**José Rodríguez** (M'81 - SM'94 - F'10) received the Engineer degree in electrical engineering from the Universidad Federico Santa María (UTFSM), Valparaíso, Chile, in 1977 and the Dr.-Ing. degree in electrical engineering from the University of Erlangen, Erlangen, Germany, in 1985.

He has been with the Department of Electronics Engineering, University Federico Santa María since 1977, where he is currently full Professor and Rector.

He has co-authored more than 250 journal and conference papers. His main research interests include multilevel inverters, new converter topologies, control of power converters, and adjustable-speed drives.

Prof. Rodríguez is Associate Editor of the IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS and IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS since 2002. He received the Best Paper Award from the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS in 2007 and the Best Paper Award from the IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS MAGAZINE in 2008.

Dr. Rodríguez is member of the Chilean Academy of Engineering and Fellow of the IEEE.



**Ralph M. Kennel** (M'89-SM'96) was born in 1955 at Kaiserslautern (Germany). In 1979 he got his diploma degree and in 1984 his Dr.-Ing. (Ph.D.) degree from the University of Kaiserslautern.

From 1983 to 1999 he worked on several positions with Robert BOSCH GmbH (Germany). Until 1997 he was responsible for the development of servo drives. Dr. Kennel was one of the main supporters of VECON and SERCOS interface, two multi-company development projects for a microcontroller and a digital interface especially dedicated to servo drives.

Furthermore he took actively part in the definition and release of new standards with respect to CE marking for servo drives.

Between 1997 and 1999 Dr. Kennel was responsible for "Advanced and Product Development of Fractional Horsepower Motors" in automotive applications. His main activity was preparing the introduction of brushless drive concepts to the automotive market.

From 1994 to 1999 Dr. Kennel was appointed Visiting Professor at the University of Newcastle-upon-Tyne (England, UK). From 1999 - 2008 he was Professor for Electrical Machines and Drives at Wuppertal University (Germany). Since 2008 he is Professor for Electrical Drive systems and Power Electronics at the Technical University of Munich (Germany). His main interests today are: Sensorless control of AC drives, predictive control of power electronics and Hardware-in-the-Loop systems.

Dr. Kennel is a Senior Member of IEEE, a Fellow of IET (IIE) and a Chartered Engineer in the UK. Within IEEE he was Vice President Meetings of the Power Electronics society (PELS) from 2007 to 2010. Since 2011 he is ECCE Global Chair of IEEE.-PELS, and since 2007 he is Treasurer of the Germany Section.



**José R. Espinoza** (S'92-M'97) received the Eng. degree in electronic engineering and the M.Sc. degree in electrical engineering from the University of Concepción, Concepción, Chile, in 1989 and 1992, respectively, and the Ph.D. degree in electrical engineering from Concordia University, Montreal, QC, Canada, in 1997.

Since 2006, he has been a Professor in the Department of Electrical Engineering, University of Concepción, where he is engaged in teaching and research in the areas of automatic control and power

electronics. He has authored and coauthored more than 100 refereed journal and conference papers.

Prof. Espinoza is currently an Associate Editor of the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS and IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.



**Mauricio Trincado** was born in Santiago, Chile, in 1985. He received the Engineering degree on electronics from the Universidad Técnica Federico Santa María (UTFSM), Valparaíso, Chile, in 2009.

From 2010, he is taking his master degree on power electronics at Universidad Técnica Federico Santa María, in Valparaíso, Chile. His main research interests include power drives, digital control and model predictive control of power converters.



**César A. Silva** (S'01-M'02) was born in Temuco, Chile, in 1972. He received the B.Eng. degree in electronic engineering from the Universidad Técnica Federico Santa María (UTFSM), Valparaíso, Chile, in 1998, and the Ph.D. degree from the University of Nottingham, Nottingham, U.K., in 2003.

In 1999, he was granted the Overseas Research Students Awards Scheme to join as a postgraduate research student at the Power Electronics, Machines and Control Group, University of Nottingham. Since 2003, he has been a Lecturer with the Departamento de Electrónica, UTFSM, where he teaches electric machines theory, power electronics, and ac machine drives. His main research interests include the sensorless vector control of ac machines and the control of static converters.

Dr. Silva is the recipient of the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS Best Paper Award in 2007.



**Christian A. Rojas** (S'10) received the Engineer degree in electronic engineering from the Universidad de Concepción, in Concepción, Chile, in 2009. He was awarded a scholarship from the Chilean Research Foundation CONICYT in 2010 to pursue his PhD studies in power electronics at Universidad Técnica Federico Santa María, in Valparaíso, Chile.

His research interests include matrix converters, digital control, and model predictive control of power converters and drives.

---

---

# BIBLIOGRAFÍA

- [1] R. Kennel, J. Rodriguez, J. Espinoza, and M. Trincado. High performance speed control methods for electrical machines: An assessment. In *IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT*, pages 1793–1799, Mar. 14-17, 2010.
- [2] Hasse. *Control of Electrical Drives*. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [3] F. Blaschke. *The principle of field-orientation applied to the transvector closed-loop control system for rotating field machines*, volume 34. Siemens Rev., 1972.
- [4] W. Leonhard. *Control of Electrical Drives*. Berlin: Springer-Verlag, 1996.
- [5] K. P. Kovács. *Transient Phenomena in Electrical Machines*. Amsterdam: Elsevier, 1984.
- [6] J. Holtz. The dynamic representation of ac drive systems by a complex signal flow graphs. In *International Symposium on Industrial Electronics ISIE'94*, volume 1, pages 1–6, Santiago de Chile, 1994.
- [7] J. Holtz. The induction motor, a dynamic system. In *IEEE IECON'94*, volume 1, pages 1–6, Bologna, 1994.
- [8] J. Holtz. Pulsewidth modulation- a survey. In *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, volume 35, pages 410–420, December 1992.
- [9] I. Takahashi and T. Noguchi. A new quick response and high efficiency control strategy for an induction motor. In *IEEE Transaction on Industrial Applications*, volume 22, pages 820–827, September-October 1986.
- [10] M. Depenbrock. Direct self control of inverted-fed induction machines. In *IEEE Transaction on Power Electronics*, volume 3, pages 420–429, October 1988.
- [11] G. Serra D. Cascadei, G. Grandi and A. Tani. Switching strategies in direct torque control for induction machines. In *Proc. ICEM*, volume 1, Paris, September 1994.
- [12] Wen-ke Wang Yen-Shin and Yen-Chang Chwn. Novel switching techniques for reducing the speed ripple of ac drives with direct torque control. In *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, volume 51, August 2004.
- [13] J. Holtz. Pulse width modulation for electronic power conversion. *Proc. IEEE*, 82(8):1194–1214, Aug. 1994.

- [14] M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg. *Control in Power Electronics*. New York: Academic Press, 2002.
- [15] N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robbins. *Power Electronics*. New York: Wiley, 3rd edition, 2003.
- [16] J Maciejowski. *Predictive Control with Constraints*. New York: Prentice Hall, 2002.
- [17] Eduardo F. Camacho and Carlos Bordons. *Model Predictive Control*. 2007.
- [18] J. Rawlings and D. Mayne. *Model Predictive Control, Theory and Design*. Madison: Nob Hill Publishing, 2009.
- [19] M. Morari and Jay H. Lee. Model predictive control: past, present and future. *Computers & Chemical Engineering*, 23(4):667–682, May. 1999.
- [20] J Holtz and S Stadtfeldt. A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source. In *Proc. IEEE Int. Power Electron. Conf. IPEC*, volume 2, pages 1665–1675, Mar. 27-31, 1983.
- [21] R Kennel and D Schöder. A predictive control strategy for converters. In *IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives*, pages 415–422, 1983.
- [22] R. Kennel and A. Linder. Predictive control of inverter supplied electrical drives. In *Proc. IEEE 31st Power Electron. Spec. Conf. PESC*, volume 2, pages 761–766, Jun. 18-23, 2000.
- [23] S. Mariethoz and M. Morari. Explicit model-predictive control of a pwm inverter with an lcl filter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(2):389–399, Feb. 2009.
- [24] A. Linder and R. Kennel. Model predictive control for electrical drives. In *Proc. IEEE 36th Power Electron. Spec. Conf. PESC*, pages 1793–1799, Jun. 16, 2005.
- [25] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann. Predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 54(1):495–503, Feb. 2007.
- [26] T. Laczynski and A. Mertens. Predictive stator current control for medium voltage drives with lc filters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, 24(11):2427–2435, Nov. 2009.
- [27] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub. Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57(8):2691–2699, Aug. 2010.
- [28] F. Defay, A.-M. Llor, and M. Fadel. Direct control strategy for a four-level three-phase flying-capacitor inverter. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 57(7):2240–2248, Jul. 2010.
- [29] S. Muller, U. Ammann, and S. Rees. New time-discrete modulation scheme for matrix converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 52(6):1607–1615, Dec. 2005.
- [30] M. J. Duran, J. Prieto, F. Barrero, and S. Toral. Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, to be published.

- [31] F. Morel, Xuefang Lin-Shi, J.-M. Retif, B. Allard, and C. Buttay. A comparative study of predictive current control schemes for a permanent-magnet synchronous machine drive. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(7):2715–2728, Jul. 2009.
- [32] E.J. Fuentes, C. Silva, D.E. Quevedo, and E.I. Silva. Predictive speed control of a synchronous permanent magnet motor. In *IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT*, Feb. 10-13, 2009.
- [33] Tobias Geyer and Georgios Papafotiou. Direct torque control for induction motr drives; a model predictive control approach based of feasibility. In *Automatic Control Laboratory, Swiss Federal Institute of Tecnology (ETH)*.
- [34] Tobias Geyer Georgios Papafotiou and Manfred Morari. Optimal direct control of three-phase symetric induction motors. In *43rd IEEE Conference on decision and control*, pages 1860–1865, 2004.
- [35] H. Miranda, P. Cortes, J.I. Yuz, and J. Rodriguez. Predictive torque control of induction machines based on state-space models. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(6):1916–1924, Jun. 2009.
- [36] J.C.R. Martinez, R.M. Kennel, and T. Geyer. Model predictive direct current control. In *IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT*, pages 1808–1813, Mar. 14-17, 2010.
- [37] T. Geyer, G. Papafotiou, and M. Morari. Model predictive direct torque control - part i: Concept, algorithm, and analysis. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(6):1894–1905, Jun. 2009.
- [38] T. Geyer. A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: Emerging predictive control concepts versus field oriented control. In *Proc. IEEE Energy Conv. Congr. Expo. ECCE*, pages 2836–2843, Sep. 12-16, 2010.
- [39] C.A. Silva and J.I. Yuz. On sampled-data models for model predictive control. In *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pages 2966 –2971, nov. 2010.
- [40] J Holtz. The dynamic representation of ac drive systems by a complex signal flow graphs. In *IEEE Int. Symp. on Ind. Electron. ISIE*, volume 1, pages 1–6, May. 25-27, 1994.
- [41] P. Cortes, S. Kouro, B. La Rocca, R. Vargas, J. Rodriguez, J.I. Leon, S. Vazquez, and L.G. Franquelo. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. In *IEEE Int. Conf. Ind. Technol. ICIT*, Feb. 10-13, 2009.
- [42] Bon-Ho Bae and Seung-Ki Sul. A compensation method for time delay of full-digital synchronous frame current regulator of pwm ac drives. *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 39(3):802–810, May./Jun. 2003.
- [43] B. McGrath, D. Holmes, and T. Lipo. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters. *IEEE Trans. Power Electron.*, 18(6):1293–1301, Nov. 2003.
- [44] P. Cortes, Rodriguez J., Silva C., and Flores. A. Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol.PP(99).

- 
- [45] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez. Model predictive control. a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 56(6):1826–1838, Jun. 2009.
- [46] Geyer. T. A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: Emerging predictive control concepts versus field oriented control. *in Proc. IEEE Energy Conv. Congr. Expo. ECCE*, vol.PP(99):2836–2843, Sep 2010.