

Trabajo de Fin de Grado  
Grado en Ingeniería Electrónica, Robótica y  
Mecatrónica

Control Vectorial de un Motor de Inducción  
alimentado por un Inversor NPC

Autor:

Francisco José Gálvez Palomo

Tutores:

Francisco Salas Gómez

Pablo Montero Robina

Dpto. Ingeniería de Sistemas y Automática  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2019





Trabajo de Fin de Grado  
Grado en Ingeniería Electrónica, Robótica y Mecatrónica

# **Control Vectorial de un Motor de Inducción alimentado por un Inversor NPC**

Autor:

Francisco José Gálvez Palomo

Tutores:

Francisco Salas Gómez

Profesor titular

Pablo Montero Robina

Predoctoral

Dpto. Ingeniería de Sistemas y Automática

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2019



Trabajo de Fin de Grado: Control Vectorial de un Motor de Inducción alimentado por un Inversor NPC

Autor: Francisco José Gálvez Palomo

Tutores: Pablo Montero Robina  
Francisco Salas Gómez

El tribunal nombrado para juzgar el Proyecto arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2013

El Secretario del Tribunal



*A mi madre, Loli*

*A mis abuelos, Francisco e Isabel*



# Agradecimientos

---

Me gustaría agradecer este trabajo sobre todo a mi familia, a los que siguen aquí y a los que desgraciadamente ya no se encuentran entre nosotros. Sin ellos nada de lo que he conseguido en mi vida habría sido posible.

A Francisco Salas por ofrecerme la oportunidad de trabajar en este proyecto y a Pablo Montero por responderme a todas las cuestiones y ayudarme muchísimo con todo.

A mi hermano de otros padres Félix, que eres la persona que siempre ha estado ahí desde que éramos crios y que no me puedo permitir nunca perder.

Y por supuesto a mi colega Carlos, que siempre es una ayuda tenerlo en sitios como la escuela y la empresa. Espero volver a trabajar contigo, compañero.

*Francisco José Gálvez Palomo*

*Sevilla, 2019*



# Resumen

---

Los motores de inducción tienen multitud de aplicaciones a día de hoy, desde industriales hasta domésticas. Su versatilidad y robustez los distinguen de otros tipos de máquinas.

La industria ha planteado numerosos controles para esta topología de motores de menor a mayor complejidad, así como formas de alimentarlo. En este trabajo se estudia principalmente el Control Vectorial con un inversor de tres niveles NPC, planteando diversas estrategias y comparativas con métodos alternativos.

Finalmente se realizarán simulaciones para poner de manifiesto la bondad y sencillez del control seleccionado.



# Abstract

---

Induction motors have many applications nowadays, from industrial to domestic ones. Their versatility and robustness distinguish it from other types of machines.

The industry has proposed numerous controls for this topology of motor from minor to greater complexity, as well as ways to feed it. In this work Vector Control is particularly studied with a three-level inverter NPC, and several strategies and comparisons with alternative methods are also proposed.

Finally simulations will be carried out to show the the proper functioning and simplicity of the selected control.



<b>Agradecimientos</b>	<b>9</b>
<b>Resumen</b>	<b>11</b>
<b>Abstract</b>	<b>13</b>
<b>Índice</b>	<b>15</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>17</b>
<b>1 Antecedentes</b>	<b>19</b>
<b>2 Estado del Arte</b>	<b>23</b>
<b>3 Motor de inducción</b>	<b>25</b>
3.1 <i>Constitución física</i>	25
3.1.1 Estator:	26
3.1.2 Rotor	27
3.2 <i>Principio de funcionamiento del motor</i>	28
3.3 <i>Pérdidas de potencia del motor</i>	29
<b>4 Convertidores de Potencia</b>	<b>31</b>
4.1 <i>Inversor de dos niveles</i>	31
4.1.1 Modulación de la señal de salida del inversor de dos niveles	32
4.1.2 Observaciones	33
4.2 <i>Inversor de tres niveles.</i>	33
4.2.1 Modulación de la señal de salida del inversor de tres niveles [23]	33
4.2.2 Observaciones	34
4.2.3 Balanceo de condensadores del lado DC	35
<b>5 Control de Motores</b>	<b>37</b>
5.1 <i>Control escalar</i>	37
5.2 <i>Control Vectorial</i>	38
5.2.1 Control Vectorial Directo	38
5.2.2 Control Vectorial Indirecto	38
5.3 <i>Control Directo de Par</i>	38
<b>6 Control Vectorial Indirecto</b>	<b>41</b>
6.1 <i>Representación del bobinado-dq</i>	41
6.1.1 Inductancia Mutua entre las bobinas del Estator y del Rotor	42
6.2 <i>Matriz de transformación <math>abc \rightarrow dq</math> y <math>dq \rightarrow abc</math></i>	43
6.3 <i>Modelo del motor con el eje-d alineado a lo largo del flujo enlazado del rotor.</i>	44
6.3.1 Cálculo de $\theta_{da}$	46
6.3.2 Cálculo de $T_{em}$	47
6.3.3 Dinámicas del Flujo Enlazado del Rotor en el Eje-d	49
6.3.4 Modelo del motor en variables de estado	49
6.4 <i>Arquitectura e implementación del control</i>	50
6.4.1 Arquitectura del control	50

6.4.2	Cálculo de condiciones iniciales del motor	50
6.4.3	Modelo del Motor para estimar variables	52
6.4.4	Selección de la frecuencia de corte y el margen de fase	53
6.4.5	Diseño del controlador de corriente del eje d	53
6.4.6	Diseño del controlador de velocidad	54
6.4.7	Diseño del controlador de flujo	55
6.4.8	Implementación del debilitamiento de campo	56
<b>7</b>	<b>Simulaciones</b>	<b>61</b>
7.1	<i>Perfil de velocidad a)</i>	61
7.2	<i>Perfil de velocidad b)</i>	63
7.3	<i>Perfil de velocidad c)</i>	63
7.4	<i>Perturbaciones en el par resistente</i>	63
7.5	<i>Balanceo de condensadores</i>	65
7.6	<i>Análisis en frecuencia de las corrientes y tensiones a la salida del inversor</i>	66
<b>8</b>	<b>Conclusiones</b>	<b>69</b>
	<b>Anexo A</b>	<b>71</b>
	<b>Anexo B</b>	<b>75</b>
	<b>Referencias</b>	<b>77</b>

# Índice de Figuras

---

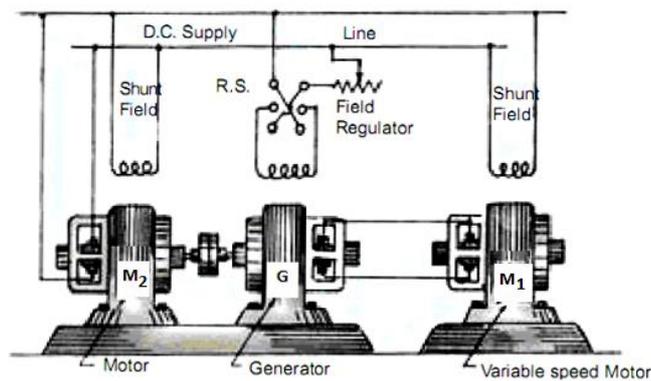
Fig. 1-1. Sistema Ward Leonard [3]	19
Fig. 1-2. Transistor IGBT [4]	20
Fig. 1-3. Variador de frecuencia [4]	20
Fig. 1-4. Motor de imanes permanentes [5]	21
Fig. 2-1. Esquema del motor de imanes permanentes de doble rotor [11]	23
Fig. 2-2: Hunstable Electric Turbine (HET) [12].	24
Fig. 3-1. Motor de inducción [15]	25
Fig. 3-2. Diagrama vectorial de las bobinas del estator [1].	26
Fig. 3-3. Estator de dos polos [17].	26
Fig. 3-4. Rotor de jaula de ardilla de barras inclinadas [18].	27
Fig. 3-5. Rotor en doble jaula de ardilla [18].	27
Fig. 3-6. Rotor bobinado [18].	28
Fig. 3-7. Campo magnético rotatorio [20].	29
Fig. 3-8. Pérdidas de potencia del motor [1].	29
Fig. 4-1: Topología del inversor de dos niveles	31
Fig. 4-2: Modulación PWM	32
Fig. 4-3: Tensión de línea en inversor de 2 niveles.	32
Fig. 4-4: Topología de inversor de tres niveles NPC.	33
Fig. 4-5: Carrier-based PWM modulation.	34
Fig. 4-6: Tensión de línea del inversor de 3 niveles.	34
Fig. 4-7. Bucle de control del balanceo de condensadores.	35
Fig. 6-1: Transformación de las corrientes del estator al del bobinado-dq equivalente [1].	41
Fig. 6-2: Representación de las bobinas $dq$ equivalentes [1].	42
Fig. 6-3. Representación del estator y del rotor por medio de corrientes en las bobinas $dq$ [1].	43
Fig. 6-4. Representación de corrientes en las bobinas $dq$ de estator y rotor [1].	45
Fig. 6-5. Circuitos equivalentes en ejes $d$ y $q$ [1].	46
Fig. 6-6. Circuito equivalente por fase en régimen permanente [1].	47
Fig. 6-7: Circuito equivalente por fase en régimen permanente simplificado [1].	48
Fig. 6-8: Arquitectura de control [1]	50
Fig. 6-9: Voltajes de fase sinusoidales aplicados al estator [24].	51
Fig. 6-10: Modelo del motor para la estimación de variables [1]	52

Fig. 6-11. Sistema en lazo abierto y sistema en lazo cerrado	53
Fig. 6-12. Lazo de control de la corriente del eje $d$ [1]	54
Fig. 6-13. Lazo de control de la velocidad [1].	55
Fig. 6-14. Lazo de control de flujo [1]	56
Fig. 6-15: Par y potencia nominales en función de la velocidad [1]	57
Fig. 6-16: Par máximo y nominal vs velocidad [1].	58
Fig. 7-1. Perfiles de velocidad de referencia a), b) y c)	61
Fig. 7-2. Perfil de velocidad a)	62
Fig. 7-3. Perfil de velocidad b)	63
Fig. 7-4. Perfil de velocidad c)	64
Fig. 7-5. Perturbación en el par resistente.	64
Fig. 7-6. Perfil de velocidad c) sin control de tensión de los condensadores.	65
Fig. 7-7. Tensión de los condensadores del perfil de velocidad c) sin control de tensión	66
Fig. 7-8. Tensión de los condensadores del perfil de velocidad c) con control de tensión.	66
Fig. 7-9. FFT de la tensión $V_{ab}$ del inversor de dos niveles. Amplitud de la fundamental 590.9V (60Hz)	67
Fig. 7-10. FFT de la tensión $V_{ab}$ del inversor de tres niveles NPC. Amplitud de la fundamental 634.4V (60Hz)	67
Fig. 7-11. FFT de la corriente de fase del inversor de dos niveles. Amplitud de la fundamental 49.69A (60Hz)	68
Fig. 7-12. FFT de la corriente de fase del inversor de tres niveles NPC. Amplitud de la fundamental 47.72A (60Hz)	68
Fig. 7-13. Comparativa de armónicos de alta frecuencia	68

# 1 ANTECEDENTES

En la industria actual, las máquinas de inducción o asíncronas tienen un papel clave en diversas aplicaciones. Son muchas las ventajas que poseen estas máquinas, como su bajo coste de inversión y mantenimiento. Esta fue desarrollada por Nikola Tesla, cuyos primeros prototipos se construyeron a finales del siglo XIX, y compitieron con la máquina de corriente continua [1]. A parte de la superioridad de la máquina de inducción en los aspectos antes mencionados sobre la máquina de corriente continua, cabe destacar su menor tamaño y peso. Su funcionamiento se basa en la inducción de corrientes y campos magnéticos desde una parte fija llamada estator a una parte móvil llamada rotor.

Claramente, la máquina de inducción parece ser la mejor opción para numerosos entornos industriales, aunque existen aplicaciones puntuales en las que las máquinas de corriente continua siguen siendo la elección predilecta. Hasta los ochenta aproximadamente, se utilizaba el motor de corriente continua en aplicaciones donde se debía controlar su velocidad y posición. Esto es menos complejo en este tipo de motores porque el par eléctrico es directamente proporcional a la tensión alimentada. Desde 1896 hasta la aparición de los dispositivos de electrónica de potencia se utilizaba el método de Ward-Leonard, cuyo funcionamiento se basa en alimentarlo con un generador de corriente continua [2].



WARD LEONARD SYSTEM OF SPEED CONTROL

Fig. 1-1. Sistema Ward Leonard [3]

Antes de la aparición de la electrónica de potencia y, en definitiva, el uso de los dispositivos semiconductores en inversores<sup>1</sup>, para el control de los motores de inducción era necesaria la modificación constructiva del mismo o añadir elementos electromecánicos, lo que era por lo general más costoso. Se utilizaban técnicas como el cambio del número de polos, modificando las conexiones de las bobinas; la variación de la frecuencia de alimentación, que suponía en la mayoría de los casos el añadir otro motor de inducción; modificación del deslizamiento, donde se variaba la tensión de alimentación del estátor mediante la variación de la resistencia del circuito rotórico [2].

El comienzo de la electrónica de potencia se encuentra en la invención del rectificador de arco de mercurio por Peter Cooper Hewitt en 1902. Este se usaba para convertir la corriente alterna en continua. Diversas mejoras se consiguieron desde el año 1920 hasta el año 1948 con el invento del transistor de unión bipolar (BJT) por William Shockley, un transistor estable y con buen resultado. En los años cincuenta ya se estaban cambiando las válvulas de vacío por diodos semiconductores y en 1956 se introdujo el rectificador controlado de silicio (SCR). Un punto de inflexión a resaltar es la invención del MOSFET en 1959, seguido por el transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) [4], usado comúnmente en aplicaciones de alta tensión y elevada frecuencia de

<sup>1</sup> Inversor: dispositivo que transforma una tensión de entrada de corriente continua a alterna mediante la conmutación de dispositivos semiconductores.

conmutación como pueden ser los inversores modernos de alta potencia.



Fig. 1-2. Transistor IGBT [4]

La electrónica de potencia y, en particular, los inversores facilitaron el control de los motores de inducción. La regulación de la amplitud y la frecuencia de alimentación ya era posible de realizar sin la necesidad de modificaciones costosas y elementos anteriormente mencionados. Una topología muy sencilla es la combinación de un rectificador y un inversor, como la que aparece en la Fig. 1.3. La corriente alterna pasa por el rectificador no controlado para proporcionar al inversor un voltaje fijo de continua. Este último transforma este voltaje fijo a una tensión en corriente alterna de frecuencia y amplitud deseadas [4]. El funcionamiento y las características del inversor se expondrán en el capítulo 4.

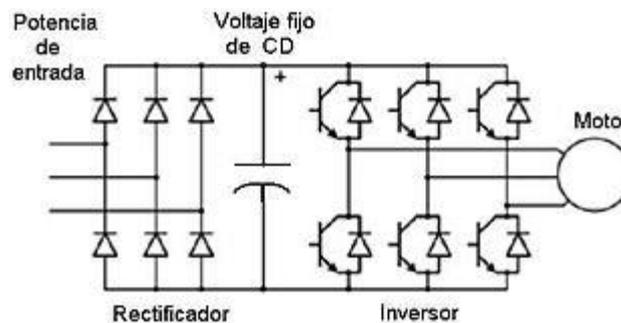


Fig. 1-3. Variador de frecuencia [4]

La capacidad de modificar la amplitud y la frecuencia de alimentación de los inversores de potencia hizo posible que a finales de los sesenta se introdujera el Control de Campo Orientado (FOC), que mejoró la precisión de la regulación de los motores de corriente alterna. Desde la perspectiva del control, este algoritmo se basa en la transformación de las ecuaciones que modelan su funcionamiento para controlar de manera desacoplada el par y el flujo magnético, conociendo ciertos parámetros del motor. Pero no fue hasta el avance en los dispositivos de control electrónicos como los microcontroladores cuando se consiguió que la regulación de la velocidad de estos motores sea más fácil de implementar y precisa gracias a la capacidad de cálculo y la versatilidad que ofrecían. Poco después apareció el Control Directo del Par (DTC), que permitía controlar de manera directa el par y el flujo del motor mediante la selección de las conmutaciones del inversor [2].

Estos métodos de control modernos se basan en transformaciones matemáticas complejas, en contraposición con el control Tensión-Frecuencia (V/F), que consiste en la regulación de la frecuencia y la amplitud de la tensión de alimentación del motor manteniendo un cociente entre ambas constante, para mantener a su vez la densidad de flujo magnético constante (el concepto de flujo magnético se detallará en el capítulo 3). El control V/f es más sencillo de implementar que los anteriores y se sigue usando en aplicaciones actuales, a pesar de tener un tiempo elevado de reacción ante cambios en la carga y de no ser robusto ante incertidumbres en los parámetros del motor [2].

Pero incluso el más sofisticado de los controles modernos para el motor de inducción muestra limitaciones inherentes de eficiencia. La regulación de la velocidad es relativamente imprecisa en el control vectorial porque

es necesario conocer los parámetros del motor en cuestión, que pueden variar durante la operación del mismo. A velocidades bajas es necesario conocer la posición angular del rotor, habitualmente, con un encoder<sup>2</sup> para cometer el menor error posible, de hecho no es recomendable controlarlo a velocidades por debajo del 50% de la nominal [5].

Los motores de imanes permanentes son un tipo de motor síncrono capaz de solventar tales problemas. Estos poseen los imanes permanentes que le dan nombre alrededor de la estructura del rotor. Estos imanes proporcionan un campo magnético constante, a prueba de fallos, a excepción de una desmagnetización por sobrecalentamiento en casos extremos. Esto significa un amplio rango de velocidad con precisión, pudiendo incluso controlarse a 0 rpm con el par resistente al máximo, cosa que no es aconsejable para su predecesor, el motor asíncrono [5].



Fig. 1-4. Motor de imanes permanentes [5]

---

<sup>2</sup> Encoder: dispositivo que se instala en los motores para conocer su posición angular.



## 2 ESTADO DEL ARTE

Son numerosas las aplicaciones que tiene el motor eléctrico en la actualidad, tanto industriales como domésticas. Una de las aplicaciones que está teniendo mayor atención es la del transporte, en concreto la del vehículo eléctrico. El combustible basado en el carbón se está consumiendo a pasos agigantados dada la demanda energética mundial, lo que impulsa a la humanidad a desarrollar alternativas para la necesidad básica del transporte.

El motor eléctrico toma la energía eléctrica de baterías para transformarla en mecánica. Este requiere de cierta eficiencia, fiabilidad y durabilidad, a parte de un escaso mantenimiento. El motor de inducción cumple con estas características, tal como se expusieron en el capítulo 1 [6].

Sin embargo, como se enunció en el anterior capítulo, presenta ciertas desventajas en cuestión de precisión y sobrecalentamientos, lo que hace que el motor de imanes permanentes esté ganando popularidad. Estos presentan una gran potencia, firmeza y hace uso de la electrónica de potencia accesible actualmente [7].

A continuación se expondrán algunas de las áreas de investigación de manera descriptiva más importantes en cuestión del motor eléctrico [8]:

1. Sensores: los sensores convencionales únicamente son capaces de proporcionar una medida, es decir, son de un solo propósito como la temperatura y las vibraciones y transmiten estas señales analógicas a través de cables. Se están investigando en la actualidad los *Smart Sensors*. Estos no son muy diferentes de los anteriores, pero son capaces de medir más de una magnitud con un mismo dispositivo, y transmitir estos datos de manera inalámbrica en lugares del vehículo difícilmente accesibles mediante cables [9].
2. Refrigeración y gestión de la temperatura: como circuitos de refrigeración y disipación de calor, algo crítico en los motores. Los nuevos métodos computacionales de mecánica de fluidos están facilitando la tarea de obtener la distribución de la temperatura sobre la superficie del motor. Esta es la razón por la que métodos como la refrigeración por agua tiene mejor resultado actualmente [10]. El sobrecalentamiento conlleva efectos adversos como el desgaste de los aislamientos en las bobinas.
3. Diseño del rotor y el estator: como la posición de los imanes y diseños multirotores. Un ejemplo de diseño multi rotor es el del motor de imanes permanentes de doble rotor. Este está compuesto de dos estatores y dos rotores, en el que el par total que proporciona es la suma de los pares de cada rotor [11].

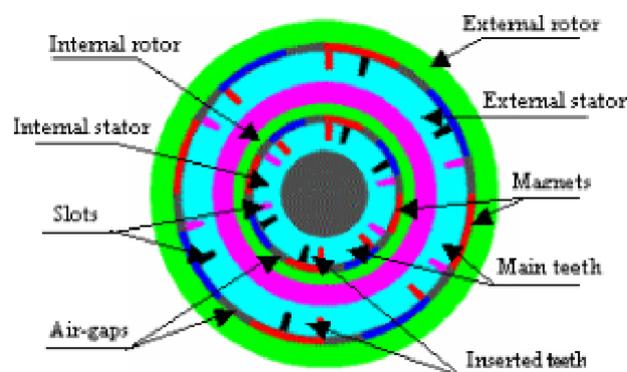


Fig. 2-1. Esquema del motor de imanes permanentes de doble rotor [11]

Un ejemplo de novedad en cuestión de motores eléctricos es la llamada HUM (Hunstable Electric Turbine). Se trata de una máquina de 4 rotores (a diferencia del resto de los motores, que tienen uno o dos) con imanes permanentes exteriores. Orienta todo el campo magnético de forma que se use la totalidad del electromagnetismo para producir movimiento [12].



Fig. 2-2: Hunstable Electric Turbine (HET) [12].

Aunque los avances en esta materia son incuestionables, los consumidores son aún reacios a la compra de un vehículo eléctrico. “Una nueva encuesta sobre la actitud de los consumidores ante la compra de un vehículo eléctrico, concluye que las principales razones para no decantarse ellos siguen basándose en las afirmaciones de siempre: la autonomía, el precio y la red y la infraestructura y el tiempo de recarga” [13]. Lo que es innegable es que poco a poco desaparecerán del mercado los motores de combustión, por motivos económicos y medioambientales. La investigación sobre los motores eléctricos y avances como los anteriormente mencionados abaratan los costes de este nuevo automóvil y finalmente sustituirá a los convencionales.

# 3 MOTOR DE INDUCCIÓN

El motor asíncrono o de inducción es un motor eléctrico que funciona con corriente alterna. Consta de una parte fija llamada estator y una parte móvil llamada rotor. El estator está conectado a la fuente de potencia (inversor, red eléctrica,...) e induce unas corrientes sobre el rotor. Las corrientes eléctricas en el estator y en el rotor producen campos magnéticos, que provocan una fuerza que hace que el motor gire.

Los motores de inducción destacan sobre el resto por su facilidad de utilización, ya que pueden funcionar directamente al conectarlos a una red trifásica, que es la forma de transporte de energía más extendida. Esto reduce las pérdidas sensiblemente, además de tener un elevado rendimiento. Requieren poco mantenimiento y son extremadamente resistentes, lo que hace que se pueda utilizar en diversos entornos industriales [14].

## 3.1 Constitución física

Tanto el rotor como el estator están separadas por un espacio de aire llamado entrehierro, el mínimo y necesario para que sea posible el giro del rotor sin excesivas pérdidas de flujo magnético<sup>3</sup>. En la Fig. 3-1 aparece un esquema de un motor de inducción del tipo jaula de ardilla, en el que se distinguen también otras piezas, como los rodamientos para que pueda deslizar el eje del rotor y el ventilador para que se refrigere el circuito.

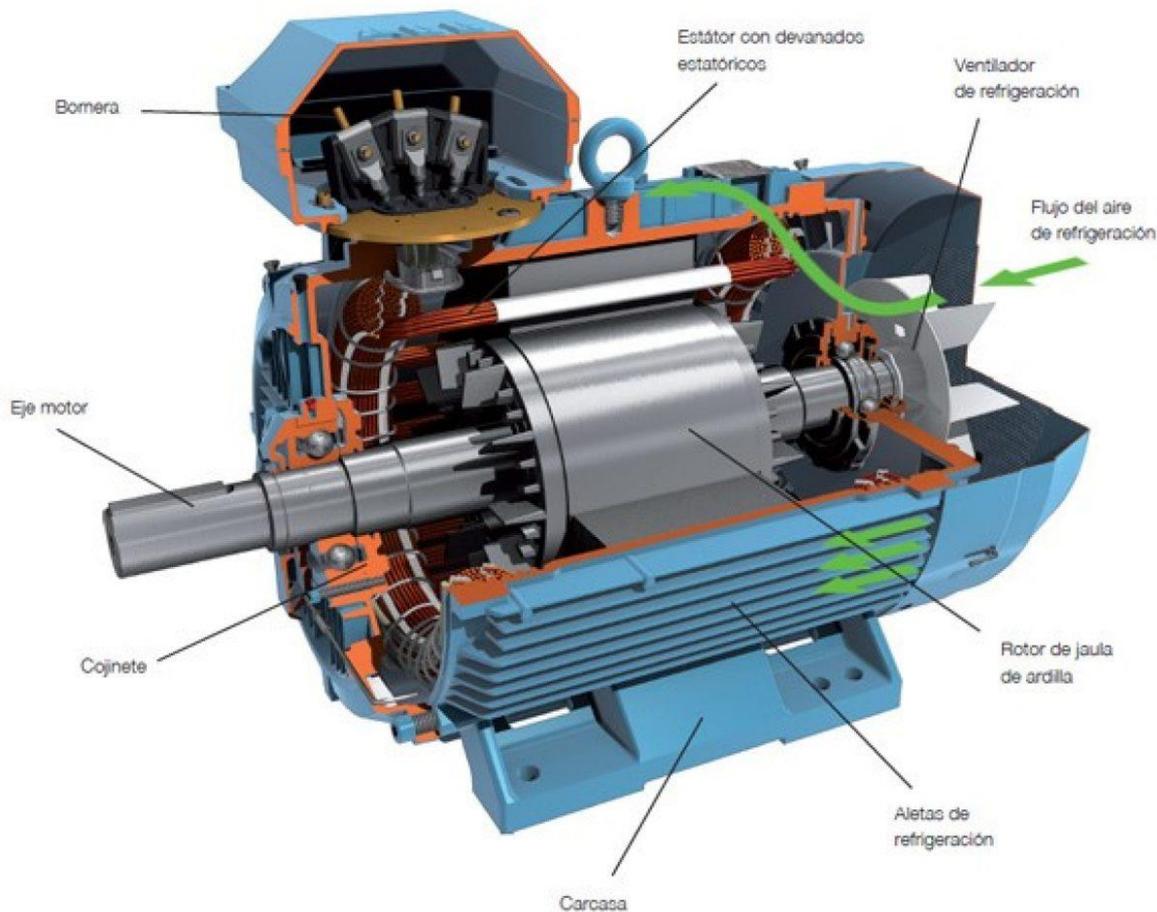


Fig. 3-1. Motor de inducción [15]

<sup>3</sup> Flujo magnético: medida del campo magnético total que pasa a través de un área.

### 3.1.1 Estator:

El estator es la pieza que induce las corrientes. En el caso de un motor trifásico, este está conectado a un sistema trifásico, como puede ser un inversor. Consiste en un núcleo, un bobinado por fase y un armazón que soporta las dos piezas anteriores. El núcleo consta de láminas ferromagnéticas unidas entre sí. Los materiales ferromagnéticos tienen una estructura molecular que concentran las líneas de campo magnético fácilmente y acumulan una densidad de flujo magnético elevada, lo que proporciona un camino de retorno a este flujo y evita que se disperse hacia el exterior [1]. La razón por la que el núcleo debe estar laminado en vez de formar un sólido compacto es evitar las corrientes parásitas de Foucault. Estas son corrientes inducidas en el núcleo ferromagnético debidas al campo magnético que lo atraviesa. Al estar formado por láminas aisladas entre sí por óxido u otro material, se evita el paso de estas corrientes que lo único que ocasionan son pérdidas [16].

El bobinado, desde el punto de vista eléctrico, consta de tres bobinas representadas en un diagrama vectorial en la Fig. 4-2 en configuración en estrella, separadas  $120^\circ$ . En esta configuración comparten el punto neutro. Es el encargado de inducir el campo magnético.

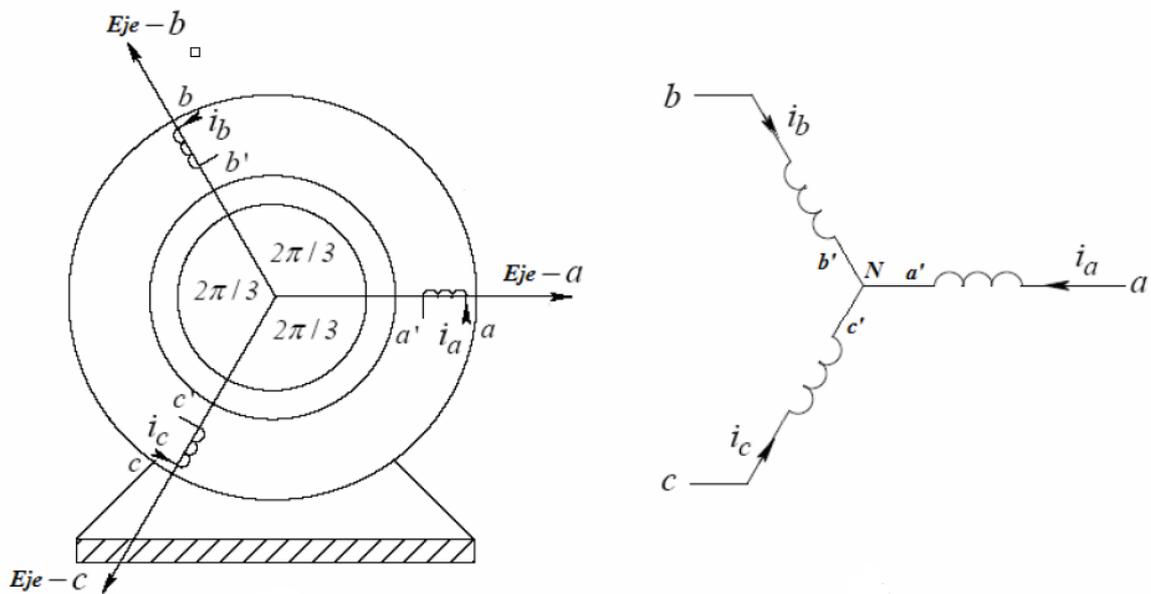


Fig. 3-2. Diagrama vectorial de las bobinas del estator [1].

Desde el punto de vista constructivo, cada una de las tres bobinas está distribuida alrededor del estator. El número de veces en las que se divide hace referencia a los polos  $p$  del motor. Por ejemplo, si están divididas en 2 partes, la máquina tendrá 2 polos.



Fig. 3-3. Estator de dos polos [17].

### 3.1.2 Rotor

A esta pieza se le conecta la carga mecánica. El rotor también está formado por un núcleo ferromagnético y un devanado trifásico, al igual que el estator. La construcción del rotor difiere en los distintos tipos de motores asíncronos.

#### 3.1.2.1 Motor de jaula de ardilla

Este es el caso más frecuente en los motores de inducción. El devanado de su rotor está constituido por barras conductoras paralelas entre sí y cortocircuitadas mediante anillos conductores circulares. Esta estructura está embebida en un núcleo ferromagnético con ranuras para alojar tales barras. Es posible disminuir las vibraciones colocando las barras rotóricas inclinadas con respecto al eje. Este tipo de motor adquiere su nombre del parecido que tiene la estructura de su devanado con una jaula, tal y como se aprecia en la Fig. 3-3 [18].

Es el motor de inducción más extendido y destaca por su sencillez. Por estos motivos se ha elegido el estudio de su control para este trabajo académico.

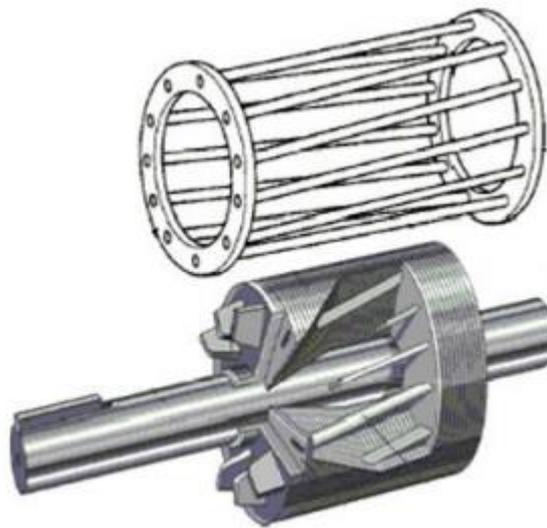


Fig. 3-4. Rotor de jaula de ardilla de barras inclinadas [18].

#### 3.1.2.2 Motor con rotor en doble jaula de ardilla

Esa es una variación del motor clásico de jaula de ardilla, pero con otra jaula en el interior de menor resistividad, aunque mayor sección de barra. Los resultados de esta modificación se aprecian en el arranque: los flujos magnéticos predominan sobre las corrientes inducidas en el rotor, por eso la corriente pasa mayormente por el devanado exterior, de menor reactancia. Cuando el motor se encuentra en la velocidad nominal las corrientes inducidas predominan, entonces pasará mayor corriente sobre el de menor resistencia, el interior [18].

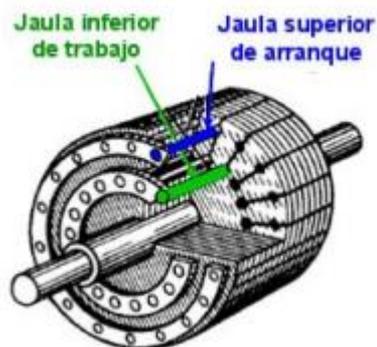


Fig. 3-5. Rotor en doble jaula de ardilla [18].

### 3.1.2.3 Motor de rotor bobinado

Esta variante de motor está en desuso. Tiene un devanado similar al estático. Cada extremo del devanado se conecta en estrella y el otro se conecta al exterior con anillos que rozan con escobillas. El rozamiento con las escobillas hace que requiera mayor mantenimiento por desgaste que el rotor de jaula de ardilla. Por esta razón se están sustituyendo por motores tipo jaula de ardilla.



Fig. 3-6. Rotor bobinado [18].

## 3.2 Principio de funcionamiento del motor

El principio de funcionamiento del motor se puede entender como una analogía del funcionamiento de un transformador eléctrico. El transformador eléctrico es un elemento que “transforma” la energía eléctrica de entrada en energía eléctrica de diferente tensión y corriente, mientras que el motor transforma la energía eléctrica en mecánica.

La ley de Faraday aplicada a las bobinas del motor se puede interpretar como que la corriente alterna en las bobinas del estator producen un campo magnético rotatorio, de frecuencia igual a la de la corriente de alimentación [15]. La velocidad a la que gira el campo magnético del estator es la velocidad de sincronismo  $\omega_{syn}$ , que tiene la siguiente expresión:

$$\omega_{syn} = 2\pi \cdot f \text{ rad/s} \quad (3-1)$$

donde  $f$  es la frecuencia de la corriente de alimentación.

En la Fig. 3-3 se observa como la dirección de la resultante del flujo magnético  $\Phi$  cambia en función de las corrientes de fase por el estator.

Cuando el rotor está en reposo la diferencia del flujo magnético entre estator y rotor es elevada. Esto provoca que se induzcan corrientes en el bobinado de este último y, como consecuencia, adquiera su propio campo magnético rotatorio. La interacción entre esos dos campos magnéticos provoca el giro del motor, siempre y cuando haya una diferencia de velocidad relativa entre ambos campos rotatorios. En otras palabras, cuando el campo magnético del rotor gira, lo hace en el sentido del campo magnético del estator y a una velocidad inferior a la de éste. Por la ley de Lenz, el rotor trata de alcanzar al estator, pero nunca va a moverse con la velocidad  $\omega_{syn}$ , porque, en ese caso, no habrá variación de flujo, ni corrientes inducidas [19]. Este es el motivo porque el motor de inducción se le conoce también como motor asíncrono.

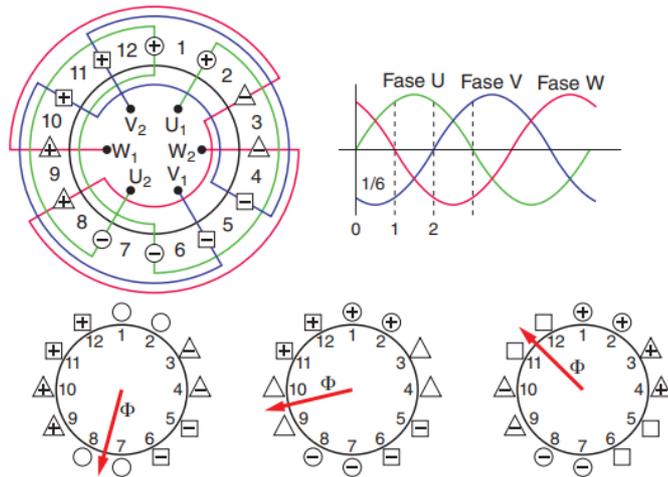


Fig. 3-7. Campo magnético rotatorio [20].

Este efecto o diferencia de velocidad es lo que llamamos deslizamiento. El deslizamiento ( $s$ ) significa la variación relativa de la velocidad del campo magnético del rotor respecto a la de sincronismo.

$$s = \frac{\omega_{syn} - \omega_m}{\omega_{syn}} \quad (3-2)$$

Donde  $\omega_m$  es la velocidad a la que gira el campo magnético del rotor en radianes por segundo. Se obtiene de la velocidad mecánica ( $\omega_{mech}$ ) con la siguiente expresión:

$$\omega_m = \frac{p}{2} \omega_{mech} \quad (3-3)$$

### 3.3 Pérdidas de potencia del motor

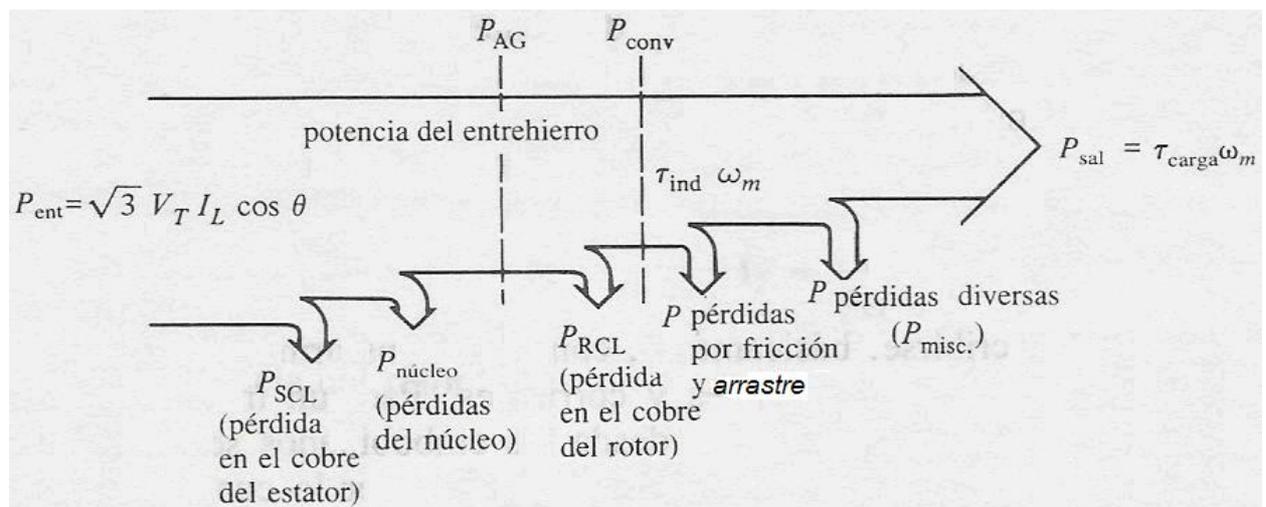


Fig. 3-8. Pérdidas de potencia del motor [1].

Un motor eléctrico no transforma completamente la energía eléctrica con la que se alimenta en energía mecánica. A la potencia eléctrica de entrada se le han de restar las pérdidas para obtener la potencia mecánica entregada en el eje del rotor. Del diagrama de la Fig. 3-7 se puede obtener el valor de la potencia en cada momento del proceso restando la que se pierde en el camino de la conversión.

Tal como se enunció en el capítulo anterior, el motor de inducción puede entenderse como una analogía de un transformador. De esta manera, se puede modelar en forma de circuito de forma simplificada tal y como se suele

hacer con los transformadores. La diferencia está en que el secundario del transformador tiene una resistencia variable: durante el arranque se induce una corriente elevada en el rotor debido a la gran diferencia entre los flujos magnéticos del rotor y el estator. Esta diferencia disminuye cuando el rotor adquiere mayor velocidad [15].

# 4 CONVERTIDORES DE POTENCIA

Un convertidor de potencia es un dispositivo basado en semiconductores que tiene como función transformar la energía eléctrica de un tipo a otra. Existen diversos tipos de convertidores de potencia:

- Rectificadores: transforma una forma de onda en corriente alterna a una en continua mediante la conmutación de diodos o transistores.
- Convertidores DC-DC: reducen o aumentan la tensión en corriente continua, igualmente mediante la conmutación de semiconductores.
- Inversores o alternadores (DC-AC): en este caso la transformación se realiza de una magnitud en corriente o tensión DC a otra AC.
- Convertidor AC-AC: transforma la magnitud eléctrica de entrada cambiando su frecuencia o amplitud. Una de las topologías más frecuentes es la combinación de un rectificador con un inversor como el variador de frecuencia que aparece en la Fig. 1-3.

Los convertidores de potencia tienen una gran variedad de aplicaciones en los procesos industriales. El diseño real de los convertidores es determinado individualmente por las condiciones de la aplicación. Un ejemplo de restricción puede ser la máxima potencia de salida, que puede ser cumplida con la amplia variedad de tipos de dispositivos semiconductores existentes. Especialmente en aplicaciones con alto nivel de exigencia de funcionamiento y eficiencia [21].

Los tipos de inversores dominantes están basados en puentes de fuente de tensión. Este diseño puede ser encontrado en todas las industrias importantes como las del petróleo o gasolina, de energía, químicas, grúas, barcos y metales.

La topología convencional de inversor es la de dos niveles, pero existen topologías más complejas llamadas multinivel. Estas se usan en aplicaciones donde se manejan tensiones mayores o donde las restricciones de calidad de corriente eléctrica son mayores. Este capítulo se centra en describir el inversor de dos niveles y un tipo de inversor de tres niveles llamado *Neutral Point Clamped* (NPC).

## 4.1 Inversor de dos niveles

El inversor de dos niveles (Fig. 4-1) es usado frecuentemente en aplicaciones de baja tensión. El coste económico es el que domina en el diseño y el control de este convertidor. Es una topología que requiere de una fuente de corriente continua (habitualmente de una fuente o bus DC) y seis dispositivos semiconductores para un inversor trifásico o dos para uno monofásico.

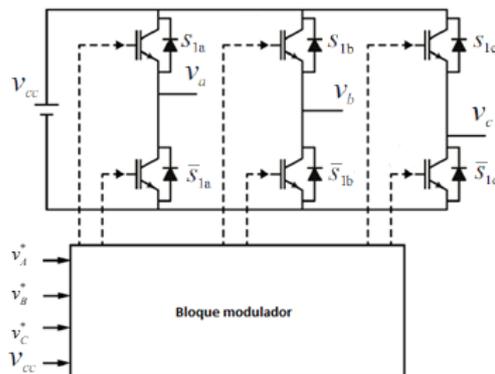


Fig. 4-1: Topología del inversor de dos niveles

### 4.1.1 Modulación de la señal de salida del inversor de dos niveles

Una de las técnicas más utilizadas es la modulación por ancho de pulsos (PWM). Consiste en hacer que conmuten los interruptores mediante el resultado de comparación de dos señales, una referencia y una portadora (Fig. 4-2), con el objetivo de que la señal modulada tenga el mismo valor medio que la referencia. Esta tendrá mayor o menor contenido armónico según la calidad de la modulación. Se pretende que tenga el mínimo posible. En el caso de inversor trifásico se modulan por separado cada una de las fases con los transistores de cada rama. En este trabajo las señales se modularán en tensión.

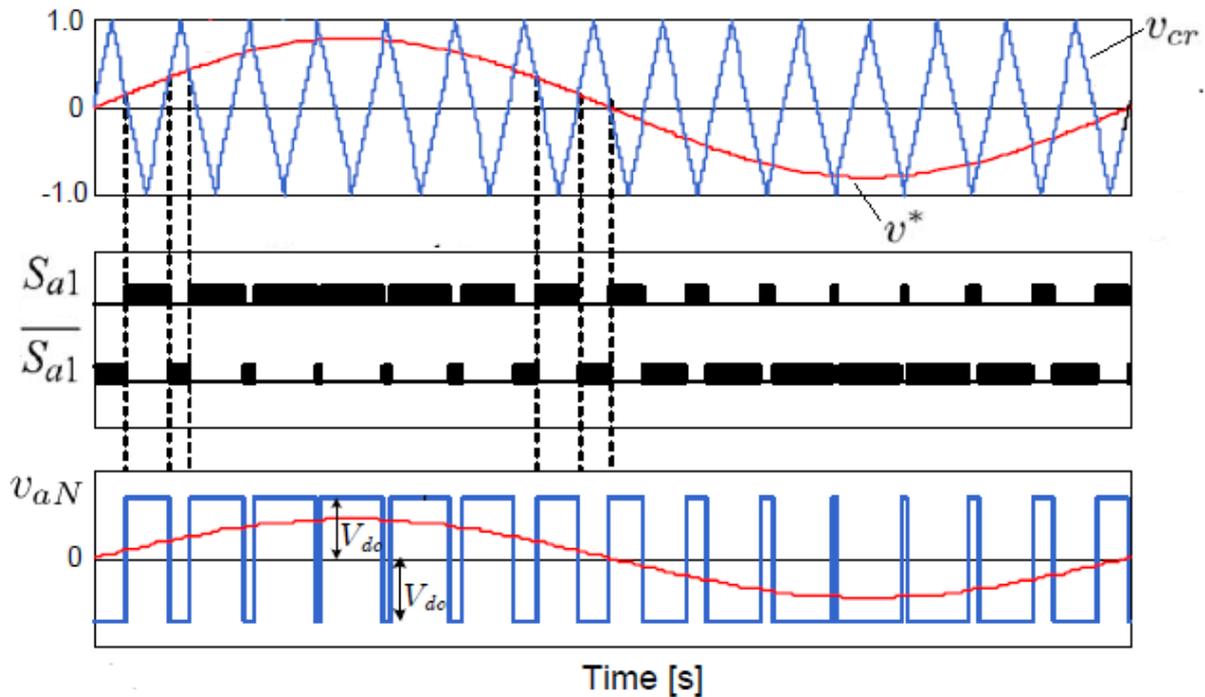


Fig. 4-2: Modulación PWM

Cada señal de referencia en las tres ramas se compara con la portadora triangular que aparece en la Fig. 4-2. Cuando la señal de referencia  $v^*$  es mayor que la portadora, la señal que recibe el interruptor  $S_{a1}$  está a nivel alto, y en caso contrario sería  $\overline{S_{a1}}$  el que estaría activo. Nunca puede ocurrir que ambos interruptores estén activos, ya que se cortocircuitaría la fuente de tensión DC, causando graves daños.

A modo de ejemplo, en la Fig. 4-3 se modula la tensión de referencia (azul) a través de esta técnica, resultando en la tensión línea-línea (rojo) donde se reflejan los pulsos de la salida.

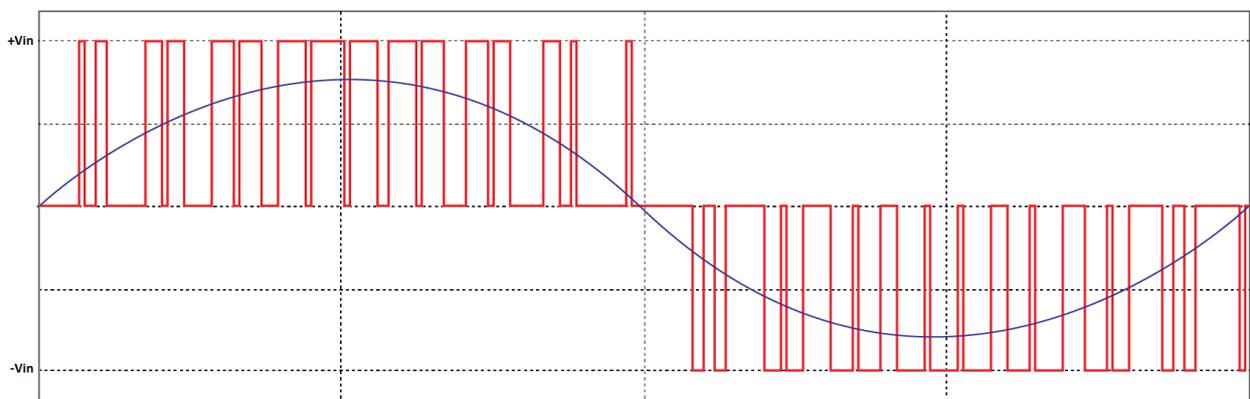


Fig. 4-3: Tensión de línea en inversor de 2 niveles.

### 4.1.2 Observaciones

En este inversor la frecuencia de conmutación de los semiconductores es más baja con respecto a las topologías multinivel, lo que aumenta su tiempo de vida. Las pérdidas durante la conmutación contribuyen sobre el 50% de las pérdidas generales en los dispositivos. Sin embargo, esta baja frecuencia de pulso hace que, desafortunadamente, la señal de salida tenga mayor contenido armónico [21]. Si se pretende conectar un motor de inducción, un mayor contenido armónico significa un sobrecalentamiento en las bobinas y pares opuestos no deseados [22].

## 4.2 Inversor de tres niveles.

En aplicaciones de mayor potencia, los interruptores han de soportar mayor caída de tensión cuando están abiertos. Pero al aumentar los transistores por rama, la tensión se comparte entre estos y cada uno ha de soportar menor tensión.

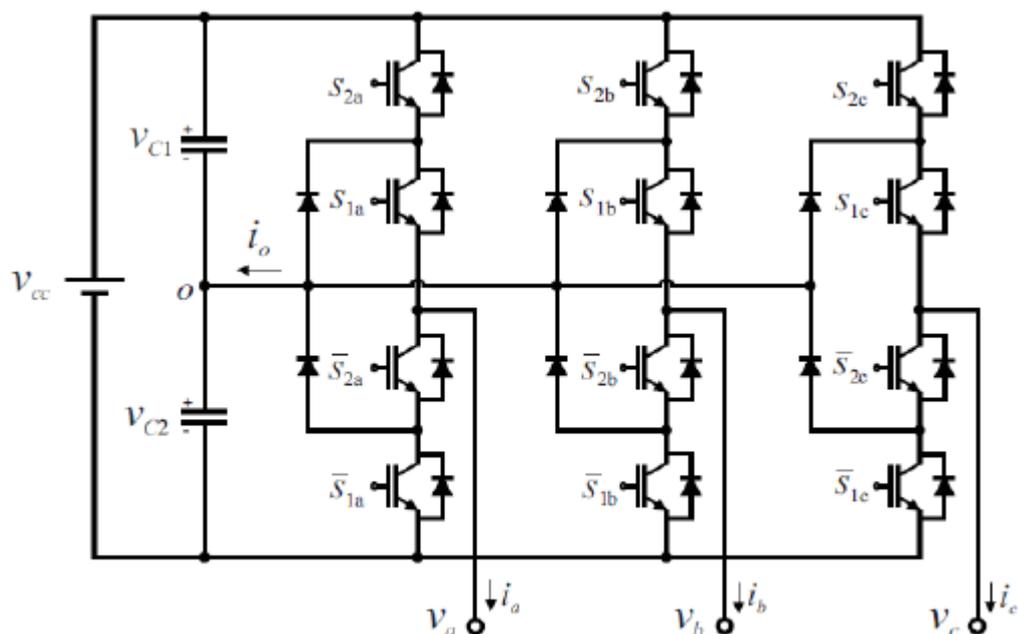


Fig. 4-4: Topología de inversor de tres niveles NPC.

En la Fig. 4-4 se muestra el convertidor que se va a usar en este trabajo, el convertidor de tres niveles NPC (*Neutral Point Clamped converter*). Al tener el nodo  $o$  accesible en la salida trifásica, los semiconductores se pueden conmutar para que los puntos de salida  $\{a, b, c\}$  se conecten a los puntos del DC link  $\{-, o, +\}$  ofreciendo 3 niveles de tensión para cada uno de ellos. Este nodo se sitúa en el punto de conexión de los dos condensadores del lado DC, cuya tensión es la de  $v_{C2}$ . Cada uno de los dos condensadores han de tener la mitad de la tensión del lado DC  $v_{cc}/2$ , pero es posible que durante la operación estos se desequilibren y es necesario un bucle de control que los balancee.

### 4.2.1 Modulación de la señal de salida del inversor de tres niveles [23]

Una de las modulaciones, y la que se va a utilizar en este trabajo, es comúnmente llamada *Carrier-Based Three-Level PWM*. Se basa en la comparación de un seno de referencia  $v^*$  (generado con un controlador o en bucle abierto) con dos portadoras triangulares  $v_{cr1}$  y  $v_{cr2}$  de la frecuencia deseada. A esta frecuencia conmutarán los semiconductores.

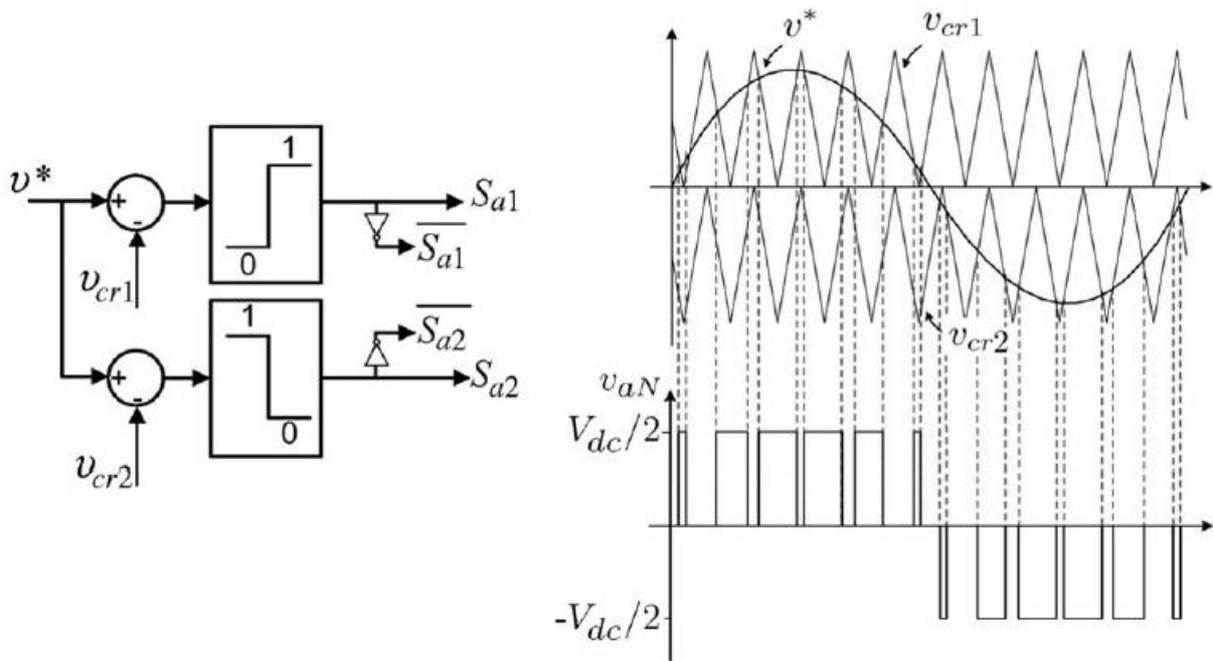


Fig. 4-5: Carrier-based PWM modulation.

El resultado de la comparación sería:

- Cuando  $v^* > v_{cr1} \Rightarrow S_{a1} = ON \quad S_{a2} = ON$  entonces  $v_{aN} = \frac{v_{cc}}{2}$
- Cuando  $v_{cr2} < v^* < v_{cr1} \Rightarrow S_{a1} = OFF \quad S_{a2} = ON$  entonces  $v_{aN} = 0$
- Cuando  $v^* < v_{cr2} \Rightarrow S_{a1} = OFF \quad S_{a2} = OFF$  entonces  $v_{aN} = -\frac{v_{cc}}{2}$

Igualmente, en la Fig. 4-6 se modula la tensión de referencia (azul) a través de esta técnica, resultando en la tensión línea-línea (rojo) donde se reflejan los pulsos de la salida.

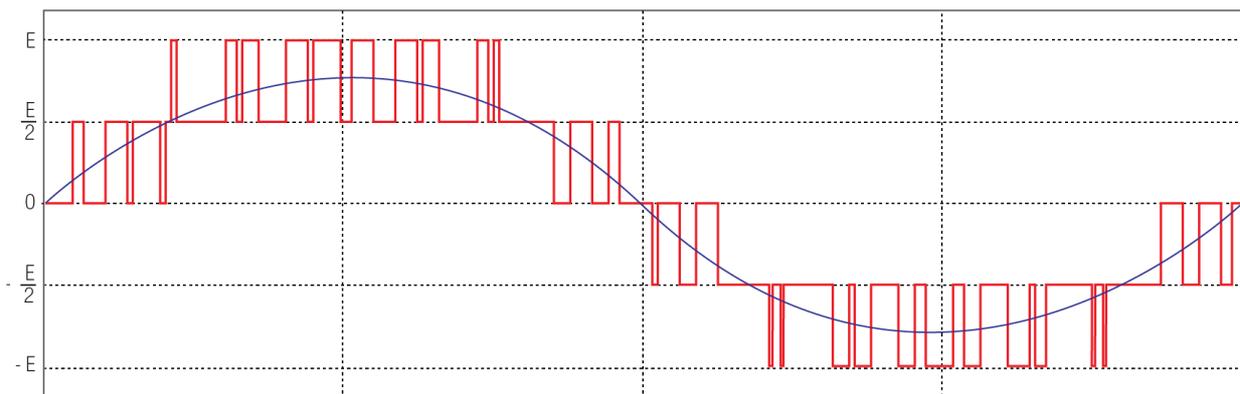


Fig. 4-6: Tensión de línea del inversor de 3 niveles.

#### 4.2.2 Observaciones

La onda modulada presenta menor contenido armónico, esto mitiga los problemas anteriormente mencionados con los inversores de dos niveles. Sin embargo, una de las desventajas de esta topología es que es necesario equilibrar los condensadores del lado DC, ya que sin un mecanismo que regule la descarga de cada uno, estos no mantienen una tensión constante y la modulación se ve afectada. En el siguiente apartado se expondrá el control utilizado para conseguir este propósito.

### 4.2.3 Balanceo de condensadores del lado DC

Para abordar la diferencia de tensión entre los condensadores del lado DC se ha hecho uso en este trabajo de un sencillo método basado en un controlador PI. Este método consiste en añadir un offset  $v_{off}$  en las tensiones de referencia que son luego comparadas con las portadoras. De esta forma, la señal de referencia  $v^*$  en la Fig. 4-5 se desplaza arriba o abajo haciendo que se conecte un nivel superior o inferior, cuando normalmente no lo haría, que a su vez provoca que los condensadores se carguen o descarguen hasta que sus tensiones se asemejen. Utiliza como error la diferencia entre las tensiones de los dos condensadores  $v_{C1}$  y  $v_{C2}$ . La señal resultante  $v_1^*$  es la que se compara con las portadoras.

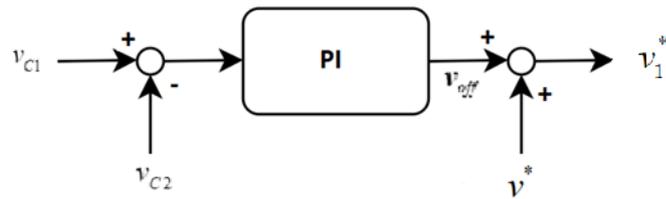


Fig. 4-7. Bucle de control del balanceo de condensadores.



# 5 CONTROL DE MOTORES

Los métodos de control actuales se basan en conectar las bornas de alimentación del motor a un convertidor de potencia, cuya función es regular la tensión y la frecuencia de la señal eléctrica. La velocidad del rotor es función de la velocidad del campo magnético inducido por el estator y, dado que la impedancia del motor disminuye a bajas frecuencias, la tensión de entrada ha de reducirse para evitar sobrecorrientes [1].

A continuación, se expondrán tres tipos de control actuales realizables gracias a la electrónica de potencia.

## 5.1 Control escalar

Utiliza un modelo del funcionamiento del motor para regular las variables anteriores. El control escalar más extendido es el control Tensión-Frecuencia (V/f).

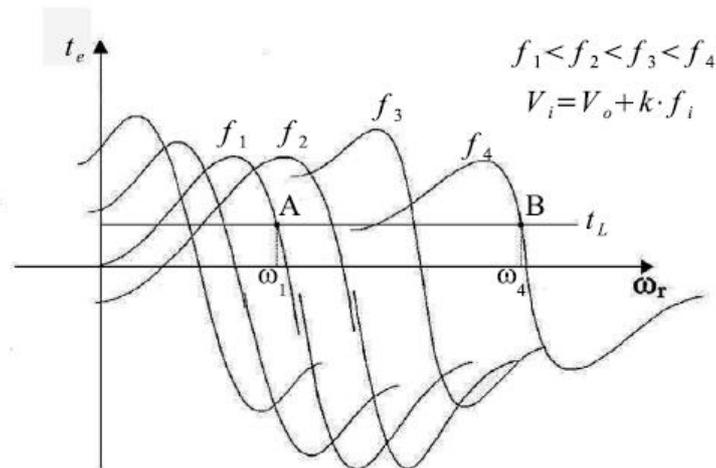


Figura 5-1 Par vs velocidad a distintas frecuencias. Control V/f [2].

En la Fig. 5-1 aparecen diferentes curvas de par en función de la velocidad de un motor asíncrono, según la frecuencia de entrada. Para un par y frecuencia de giro deseados se obtiene el punto que define la frecuencia y la amplitud de la tensión a modular por el convertidor.

Si la frecuencia de alimentación cambia, también lo hará la de sincronismo del motor. Para un mismo par, la velocidad de giro será distinta. Se consigue regular la velocidad mediante cambios en la frecuencia de entrada.

Es destacable la importancia de respetar los límites de voltaje y par por seguridad: para velocidades debajo de la velocidad nominal del motor<sup>4</sup> es necesario disminuir el voltaje de alimentación proporcionalmente a la disminución en frecuencia, de lo contrario, las corrientes de magnetización causarán que el núcleo del material ferromagnético se sature; para velocidades por encima de la nominal, la amplitud de la tensión modulada debe mantenerse por debajo de un valor límite proporcionado por la hoja de características del motor, ya que de lo contrario se vencería el aislamiento eléctrico de los bobinados [1].

Este control es simple y barato, pero no regula eficazmente el flujo del campo magnético a bajas velocidades y no controla el par electromagnético del motor [1].

<sup>4</sup> Velocidad nominal: velocidad síncrona del motor en condiciones nominales.

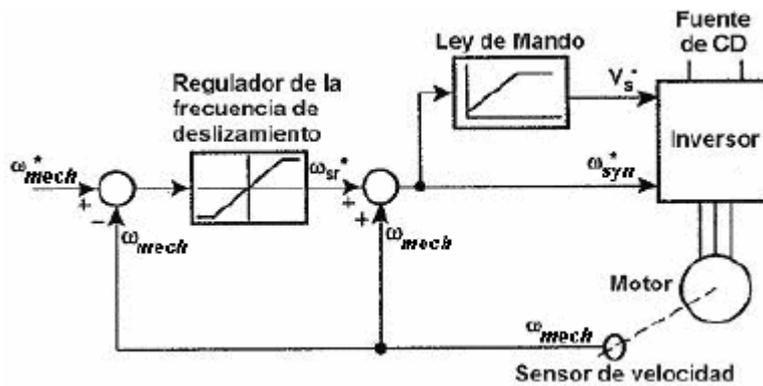


Figura 5-2. Control V/f [1]

## 5.2 Control Vectorial

Conocido también como Control por Campo Orientado (FOC). Este hace uso de las ecuaciones dinámicas del motor de inducción. La peculiaridad de este algoritmo de control es que permite desacoplar el flujo del campo magnético y el par electromagnético, mediante una transformación a ejes ortogonales conocidos como ejes  $dq$  que se explicarán más adelante en el capítulo 6. Las corrientes en el estator se modelan como un vector espacial, descompuestas en una componente colineal con el flujo producido por el rotor (flujo rotórico) y responsable del mismo (corriente de magnetización  $i_{sd}$ ) y la otra ortogonal, responsable de la generación del par electromagnético (corriente activa  $i_{sq}$ ) [1]. El último paso es transformar a coordenadas  $abc$  mediante la matriz de transformación  $[T_s]_{dq \rightarrow abc}$  (6-6), que aparece en el capítulo 6 para establecer las referencias de tensión que necesita el inversor.

### 5.2.1 Control Vectorial Directo

Este método utiliza la medida directa de sondas de efecto a Hall o bobinas exploradoras para obtener el flujo rotórico y así se realimentaría el control del mismo. Esto requiere modificar el motor para su instalación. La temperatura afecta a la medida de las sondas y son mecánicamente frágiles, lo que hace que no sea un método tan extendido actualmente [2].

### 5.2.2 Control Vectorial Indirecto

Al contrario que el anterior, este utiliza medidas indirectas y fácilmente accesibles de corrientes y velocidad o posición del motor para obtener el flujo rotórico. El inconveniente que conlleva es que necesita conocer los parámetros del motor, que pueden cambiar durante el funcionamiento del mismo [2].

## 5.3 Control Directo de Par

Por último, el Control Directo de Par regula de forma directa el flujo del estator y el par electromagnético generado. Este selecciona las conmutaciones óptimas del inversor en función del seguimiento del par y el flujo. Destacan su capacidad para trabajar a baja frecuencia de conmutación y la reducción de armónicos en la corriente de salida [2]. También reduce la dependencia a la variación de los parámetros del sistema durante el funcionamiento del motor.

La implementación de este control se basa en que estima el flujo enlazado y el par electromagnético a partir de las medidas de las corrientes, dc-link y los posibles estados de conmutación del inversor, de forma que selecciona aquel estado que más aproxime el flujo y el par a los de referencia. Este error entra en dos comparadores de histéresis de dos y tres niveles respectivamente, y junto con la posición angular del flujo del estator, se determina el estado de conmutación del inversor que produzca el flujo y el par de referencia que más se aproximen.

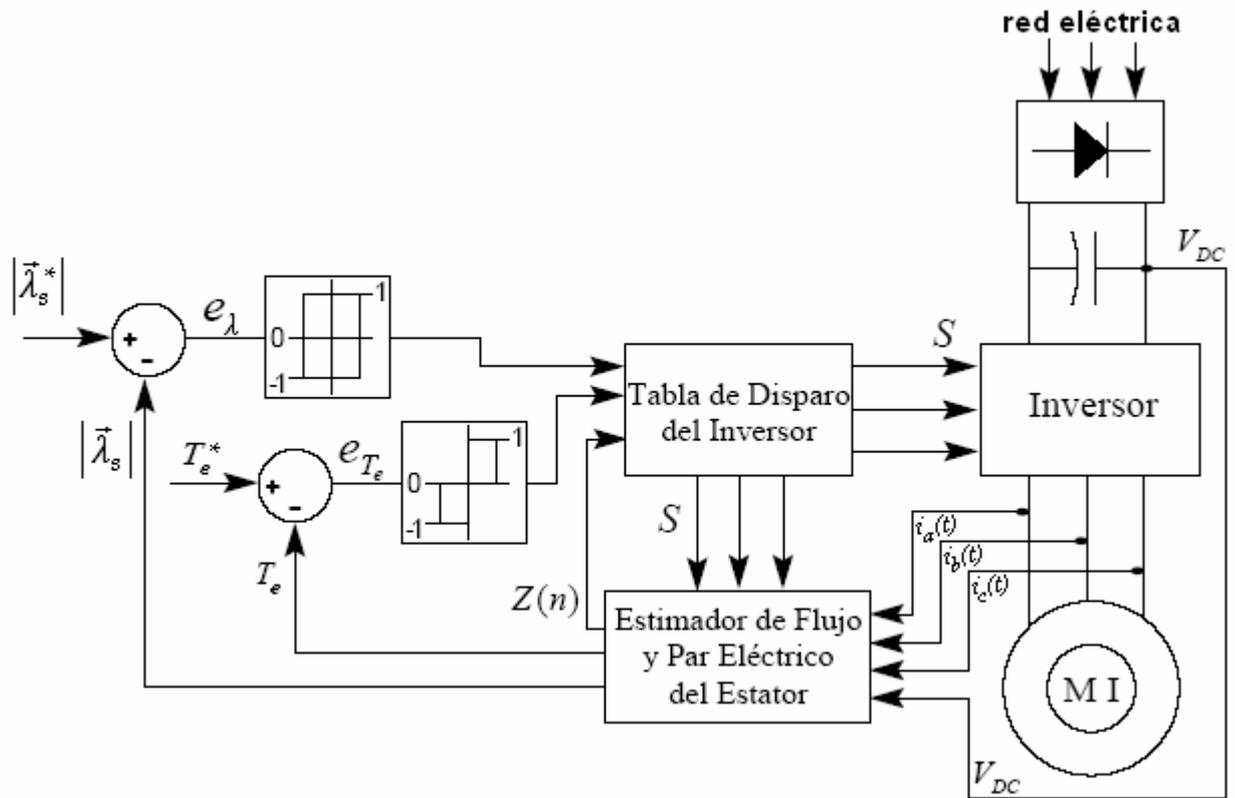


Figura 5-1 Control Directo de Par [1].



# 6 CONTROL VECTORIAL INDIRECTO

En este capítulo se detallarán las ecuaciones para analizar la operación de la máquina de inducción trifásica en condiciones dinámicas. Se usarán vectores espaciales para entender la transformación de ejes  $abc$  a  $dq$  y se definirá el modelo para estimar las variables no accesibles a partir de las que lo son fácilmente.

## 6.1 Representación del bobinado-dq

El algoritmo del Control Vectorial necesita la previa transformación de las corrientes de fase del estator y rotor a variables representadas en un plano síncrono rotatorio.  $\vec{i}_s$  e  $\vec{i}_r$  son los vectores espaciales definidos por las corrientes de fase en el sistema de referencias  $abc$  del estator y  $ABC$  del rotor, representados gráficamente en la Fig. 6-3. Cada uno de ellos tiene su proyección en ejes  $dq$ :  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  para el vector espacial de las corrientes estáticas e  $i_{rd}$  e  $i_{rq}$  para el de las corrientes rotóricas [24].

El bobinado estático del motor en ejes  $abc$  ha de ser transformado al nuevo sistema de referencia para que el par electromagnético y el flujo puedan ser regulados de manera independiente. Este está formado por dos bobinas ortogonales distribuidas senoidalmente. Una bobina ortogonal se sitúa a lo largo del eje  $d$  y la otra a lo largo del  $q$ . Ambas muestran una resistencia  $R_s$  y una inductancia de dispersión  $L_{ls}$ , valores que se utilizan en el modelo del motor transformado a ejes  $dq$  que se verá más adelante [24].  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$  son las corrientes estáticas en ejes  $abc$ .

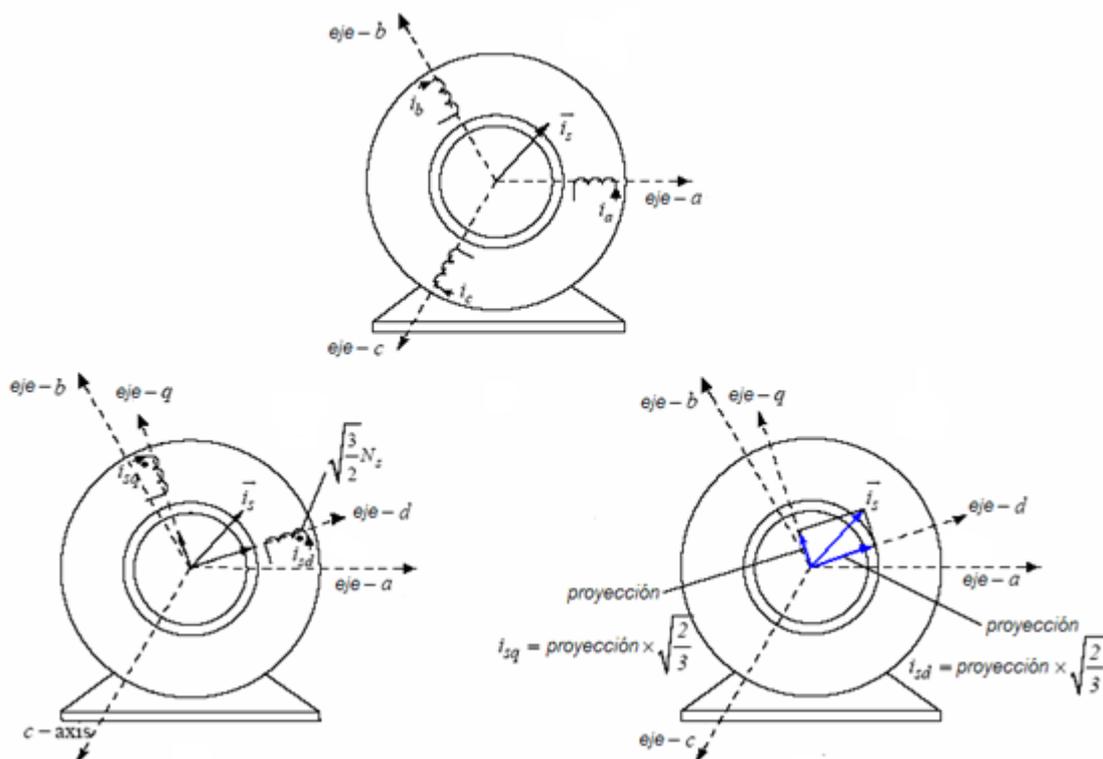


Fig. 6-1: Transformación de las corrientes del estator al del bobinado-dq equivalente [1].

El rotor se modela de manera similar, cada una de sus bobinas equivalentes posee una resistencia  $R_r$  y una inductancia de dispersión  $L_{rr}$ . El bobinado rotórico en los ejes  $ABC$  se transforma también a ejes  $dq$ .

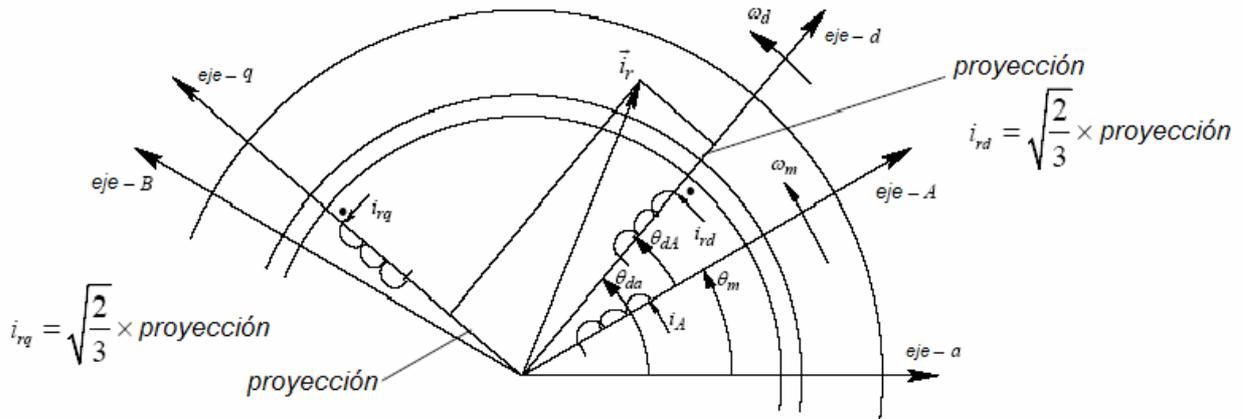


Fig. 6-2: Representación de las bobinas  $dq$  equivalentes [1].

La relación entre los vectores espaciales y las cantidades en ejes ortogonales aparece en la expresión (6-1) [25]:

$$\begin{aligned} \sqrt{\frac{3}{2}}(i_{sd} + j i_{sq}) &= \bar{i}_s \\ \sqrt{\frac{3}{2}}(i_{rd} + j i_{rq}) &= \bar{i}_r \end{aligned} \quad (6-1)$$

En la Fig. 6-2 están representado el ángulo  $\theta_{dA}$  entre el eje  $d$  y el eje  $A$  del rotor, el ángulo  $\theta_{da}$  entre el eje  $d$  y el eje  $a$  del estator, y el ángulo  $\theta_m$  entre el eje  $A$  del rotor y el eje  $a$  del estator.  $\omega_m$  es la velocidad a la que gira el campo magnético del rotor en radianes por segundo, como ya se comentó en el capítulo 3 y  $\omega_d$  es la velocidad instantánea a la que giran los ejes  $dq$ .

### 6.1.1 Inductancia Mutua entre las bobinas del Estator y del Rotor

Existe una inductancia mutua debido al flujo de magnetización que se produce en el aire del entrehierro. Este fenómeno se modela con la inductancia mutua  $L_m$  entre las bobinas  $d$  de estator y rotor y entre las bobinas  $q$  de ambos. Sin embargo, esta inductancia es igual a cero entre bobinas de ejes  $d$  y  $q$ .

Cada bobina en ejes ortogonales  $dq$  se modela como una bobina de  $\sqrt{\frac{3}{2}}N_s$  vueltas, donde  $N_s$  es el número de vueltas que tiene cada bobinado por fase.

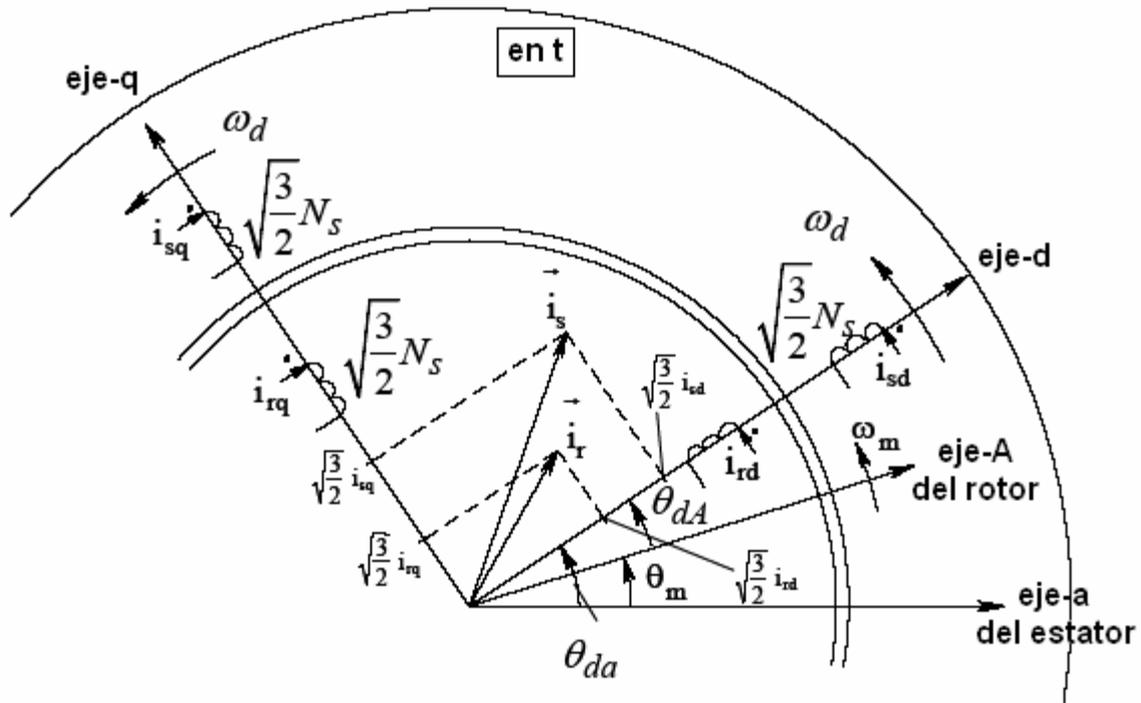


Fig. 6-3. Representación del estator y del rotor por medio de corrientes en las bobinas  $dq$  [1].

## 6.2 Matriz de transformación $abc \rightarrow dq$ y $dq \rightarrow abc$

Se pretende que los vectores en ejes  $dq$  que giran a una velocidad  $\omega_{da}$  se conviertan en vectores estáticos, donde la velocidad angular  $\omega_{da}$  es la velocidad de deslizamiento. Para ello se les hace girar en sentido contrario al que giran normalmente.

Por lo tanto:

$$\bar{i}_s(t) = i_a(t)e^{-j\theta_{da}} + i_b(t)e^{-j(\theta_{da}-2\pi/3)} + i_c(t)e^{-j(\theta_{da}-4\pi/3)}. \quad (6-2)$$

En forma matricial:

$$\begin{bmatrix} i_{sd}(t) \\ i_{sq}(t) \end{bmatrix} = [T_s]_{abc \rightarrow dq} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (6-3)$$

donde:

$$[T_s]_{abc \rightarrow dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{da}) & \cos(\theta_{da} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{da} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{da}) & -\sin(\theta_{da} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{da} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (6-4)$$

siendo  $[T_s]_{abc \rightarrow dq}$  la matriz de transformación  $abc$  a  $dq$ .

De manera similar, la transformación inversa de ejes  $dq$  a  $abc$  es la siguiente:

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = [T_s]_{dq \rightarrow abc} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd}(t) \\ i_{sq}(t) \end{bmatrix} \quad (6-5)$$

donde:

$$[T_s]_{dq \rightarrow abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{da}) & -\sin(\theta_{da}) \\ \cos(\theta_{da} + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{da} + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{da} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{da} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (6-6)$$

siendo  $[T_s]_{dq \rightarrow abc}$  la matriz de transformación inversa (dq a abc).

### 6.3 Modelo del motor con el eje-d alineado a lo largo del flujo enlazado del rotor.

En primer lugar, se han de definir los conceptos de flujos enlazados del estator y del rotor  $\overline{\lambda}_s^a(t)$  y  $\overline{\lambda}_r^A(t)$ . Son flujos magnéticos dependientes de las corrientes del estator y el rotor simultáneamente. Estos dependen además de la posición angular del rotor. El flujo enlazado en cualquier bobina es debido a su propia corriente y a aquella en la otra bobina sobre el mismo eje. Los flujos magnéticos son el producto de la corriente que pasa por la bobina y la inductancia [1].

Bobinas del estator

$$\lambda_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + L_m \cdot i_{rd} \quad (6-7)$$

$$\lambda_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + L_m \cdot i_{rq} \quad (6-8)$$

donde:

$$L_s = L_{ls} + L_m. \quad (6-9)$$

Bobinas del rotor

$$\lambda_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \quad (6-10)$$

$$\lambda_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + L_m \cdot i_{sq} \quad (6-11)$$

donde:

$$L_r = L_{lr} + L_m. \quad (6-12)$$

El modelo que se usará está alineado con el flujo del eje  $d$ . Lo que implica que la componente  $\lambda_{rq}(t) = 0$ .

Igualando  $\lambda_{rq}$  en la ecuación (6-11) a cero:

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq}. \quad (6-13)$$

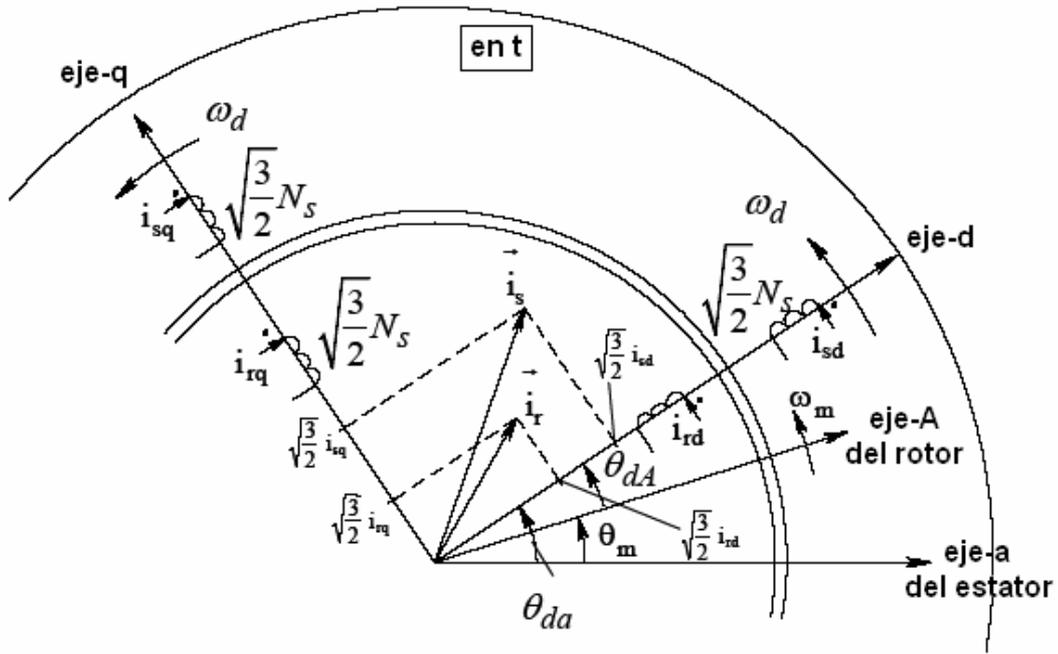


Fig. 6-4. Representación de corrientes en las bobinas dq de estator y rotor [1].

La consideración de que  $\lambda_{rq}(t) = 0$  también causa que  $d\lambda_{rq}(t)/dt = 0$ .

De igual manera, las expresiones de los voltajes que caen en las bobinas ortogonales  $dq$  se pueden modelar de la siguiente forma:

Bobinas del estator

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \lambda_{sd} - \omega_d \lambda_{sq} \quad (6-14)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \lambda_{sq} - \omega_d \lambda_{sd} \quad (6-15)$$

Bobinas del rotor

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \lambda_{rd} - \omega_{dA} \lambda_{rq} \quad (6-16)$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} - \omega_{dA} \lambda_{rd} \quad (6-17)$$

El modelo se simplifica con las relaciones anteriores y pueden ser plasmados en los circuitos de la Fig. 6-5, para facilitar su visualización.

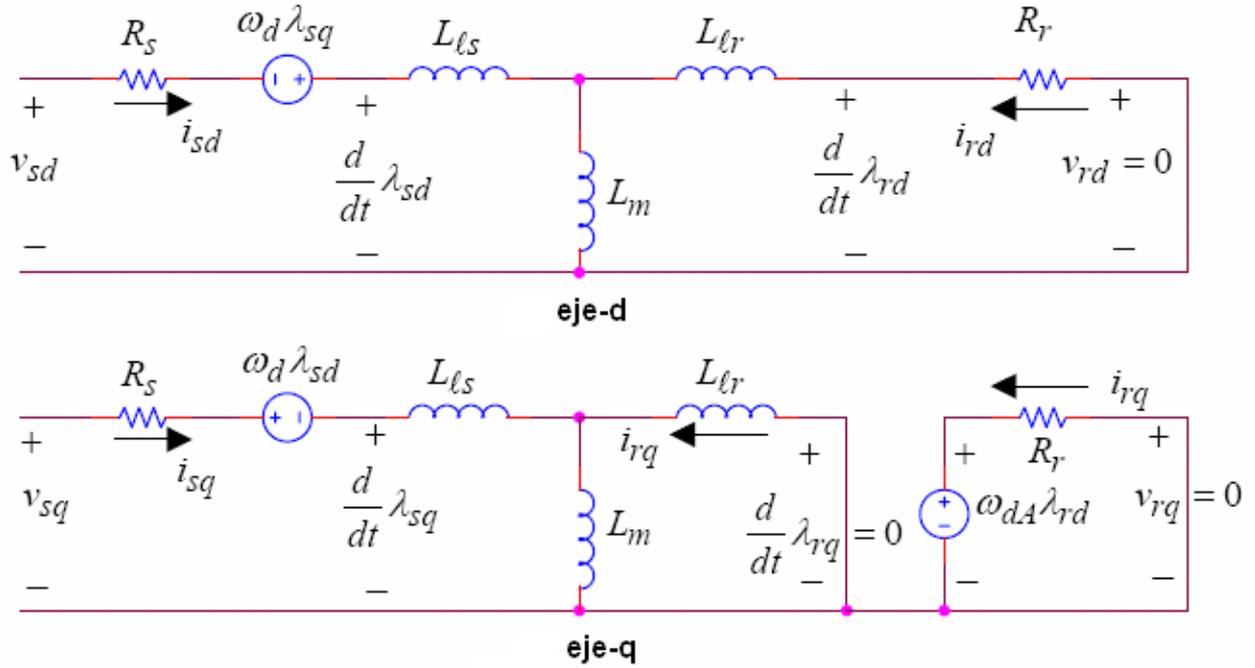


Fig. 6-5. Circuitos equivalentes en ejes  $d$  y  $q$  [1].

En los siguientes apartados se calcularán las variables estimadas a partir del modelo del motor, necesarias para la implementación del Control Vectorial.

### 6.3.1 Cálculo de $\theta_{da}$

Este ángulo se calcula mediante la integral en el tiempo de la velocidad  $\omega_d$  (6-18).

$$\theta_{da}(t) = 0 + \int_0^t \omega_d(\tau) \cdot d\tau \quad (6-18)$$

El valor inicial de  $\theta_{da}$  se asume como cero en  $t = 0$ .

La velocidad de los ejes  $dq$  es la suma de la velocidad de deslizamiento y la velocidad a la que gira el campo magnético del rotor (6-19).

$$\omega_d = \omega_{dA} + \omega_m \quad (6-19)$$

Con la condición que el eje  $d$  esté alineado con el flujo enlazado del rotor,  $d\lambda_{rq}/dt = 0$  y considerando que las barras del rotor estén cortocircuitadas  $v_{rq} = 0$  [24].

La expresión (6-20) se reduce a la (6-21).

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \lambda_{rq} + \omega_{dA} \lambda_{rd} \quad (6-20)$$

$$\omega_{dA} = -R_r \frac{i_{rq}}{\lambda_{rd}} \quad (6-21)$$

En el circuito del rotor, la constante de tiempo  $\tau_r$ , llamada la constante de tiempo del rotor, se define como:

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r}. \quad (6-22)$$

E insertando (6-13)

$$\omega_{dA} = \frac{L_m}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{\lambda_{rd}}. \quad (6-23)$$

### 6.3.2 Cálculo de $T_{em}$

Sobre la bobina del eje  $d$  del rotor, se produce un par electromagnético debido a la densidad de flujo producida por las bobinas del eje  $q$ . Este fenómeno ocurre de forma inversa. Para calcular el par electromagnético total se utiliza el principio de superposición [1]:

$$T_{em} = T_{d,rotor} + T_{q,rotor} = \frac{P}{2} \cdot \lambda_{rq} \cdot i_{rd} - \frac{P}{2} \cdot \lambda_{rd} \cdot i_{rq} \quad (6-24)$$

Dado que el flujo enlazado del rotor en el eje-q es cero,

$$T_{em} = -\frac{P}{2} \cdot \lambda_{rd} \cdot i_{rq} \quad (6-25)$$

Sustituyendo  $i_{rq}$  por la expresión (6-13):

$$T_{em} = \frac{p}{2} \cdot \lambda_{rd} \cdot \left( \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq} \right) \quad (6-26)$$

#### 6.3.2.1 Cálculo de $T_{em,max}$

En la Fig. 6-6 aparece el circuito que modela una fase en régimen permanente senoidal del motor de inducción, el cual estaría alimentado con un voltaje y frecuencia constantes. De él se obtienen las ecuaciones de potencia y par electromagnético  $T_{em}$ . Este último se define como el par generado por la conversión de potencia eléctrica en mecánica [1].

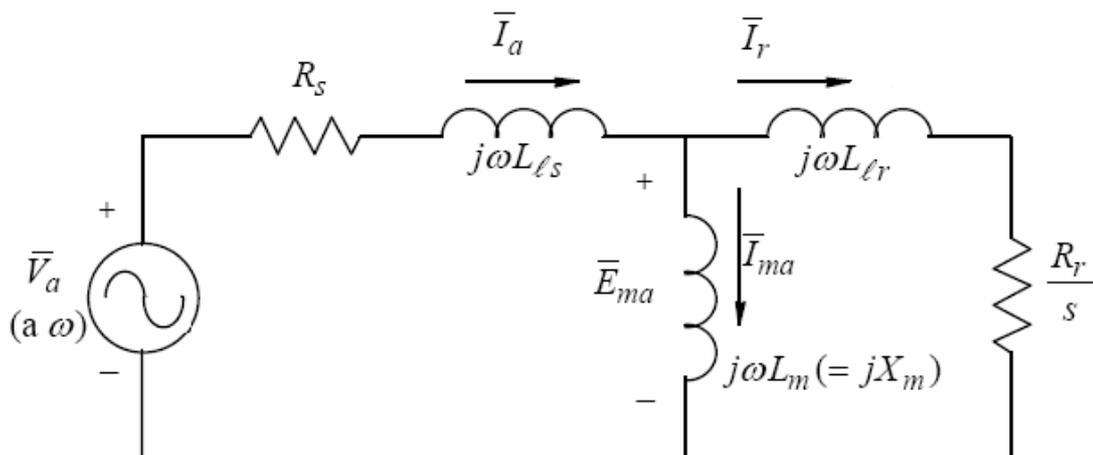


Fig. 6-6. Circuito equivalente por fase en régimen permanente [1].

$$T_{em} = \frac{P_{conv}}{\omega_{mech}} \quad (6-27)$$

La potencia eléctrica que se convierte en mecánica es [1]:

$$P_{conv} = 3 \cdot \bar{I}_r^2 \cdot \frac{R_r}{s} (1-s) \quad (6-28)$$

Según la ley de Kirchoff:

$$\bar{I}_a = \bar{I}_{ma} + \bar{I}_r \quad (6-29)$$

Donde  $\bar{I}_a$  es la intensidad de fase del estator,  $\bar{I}_{ma}$  es la intensidad que pasa por la inductancia mutua  $L_m$  y  $\bar{I}_r$  es la intensidad de una de las fases del rotor.

Teniendo en cuenta que normalmente  $X_m^2 \gg (R_s^2 + X_{ls}^2)$ , es posible pasar la inductancia mutua a la izquierda para simplificar el circuito, ya que la tensión de fase es aproximadamente la tensión que cae en  $L_m$

( $\bar{V}_a \approx \bar{E}_{ma}$ ).

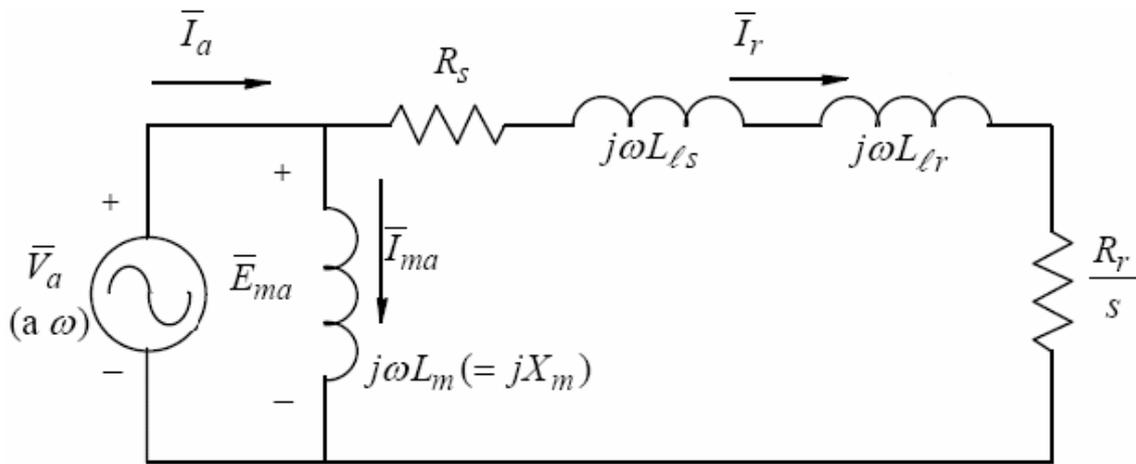


Fig. 6-7: Circuito equivalente por fase en régimen permanente simplificado [1].

En el circuito de la Fig. 6-7, la corriente rms del rotor se puede formular como:

$$I_r = \frac{V_a}{\left[ (R_s + R_r/s)^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2 \right]^{1/2}} \quad (6-30)$$

Sustituyendo en (6-28) y en función de  $\omega_{syn}$  se tiene (6-31).

$$T_{em} = \frac{3 \cdot p \cdot R_r \cdot V_a^2}{2 \cdot s \cdot \omega_{syn} \cdot \left[ (R_s + R_r/s)^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2 \right]^{1/2}} \quad (6-31)$$

El par electromagnético puede expresarse en función del deslizamiento. Para obtener el par electromagnético máximo en función del deslizamiento se considera el problema de optimización ( $dT_{em}/ds = 0$ ), del cual se obtiene la expresión (6-32) del deslizamiento en el par máximo [1].

$$s_{max} = \frac{R_r}{\left[ R_s^2 + (X_{ls} + X_{lr})^2 \right]^{1/2}} \quad (6-32)$$

Sustituyendo  $s = s_{max}$  en la ecuación (6-31):

$$T_{em,max} = \frac{3 \cdot p \cdot V_a^2}{4 \cdot \omega_{syn} \cdot (X_{ls} + X_{lr})} \quad (6-33)$$

$$T_{em,max} = \frac{3 \cdot p \cdot V_a^2}{4 \cdot \omega_{syn}^2 \cdot (L_{ls} + L_{lr})} \quad (6-34)$$

### 6.3.3 Dinámicas del Flujo Enlazado del Rotor en el Eje-d

De la Fig. 6-5 transformando las variables al dominio de Laplace

$$i_{rd}(s) = -\frac{s \cdot L_m}{R_r + s \cdot L_r} \cdot i_{sd}(s) \quad (6-35)$$

Con la ecuación (6-10):

$$\lambda_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \quad (6-36)$$

Sustituyendo  $i_{rd}$  de la ecuación (6-35) dentro de la ecuación (6-36), y utilizando  $\tau_r$  de la ecuación (6-22).

$$\lambda_{rd}(s) = \frac{L_m}{(1 + s \cdot \tau_r)} \cdot i_{sd}(s) \quad (6-37)$$

### 6.3.4 Modelo del motor en variables de estado

Para propósitos de análisis de lazos de control y para simplificar las expresiones, se utilizará en este trabajo el modelo en variables de estado del motor. Partiendo de las ecuaciones mencionadas anteriormente [1]:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \lambda_{rd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -A & \omega_d & B \\ -\omega_d & -A & \omega_m \cdot C \\ D & 0 & -E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \lambda_{rd} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F & 0 \\ 0 & F \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (6-38)$$

donde:

$$A = \left( \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s} + \frac{R_r \cdot (1 - \sigma)}{\sigma \cdot L_r} \right) \quad (6-39)$$

$$B = \frac{R_r \cdot L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} \quad (6-40)$$

$$C = \frac{L_m}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \quad (6-41)$$

$$D = \frac{L_m}{\tau_r} \quad (6-42)$$

$$E = \frac{1}{\tau_r} \quad (6-43)$$

$$F = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \quad (6-44)$$

La constante  $\sigma$  se llama coeficiente de fugas y tiene la siguiente expresión (6-45).

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (6-45)$$

## 6.4 Arquitectura e implementación del control

En este apartado se describirá el control a implementar y los cálculos necesarios para ajustarlo. En el Anexo A aparecen dichos cálculos programados en lenguaje Matlab.

### 6.4.1 Arquitectura del control

En este apartado se detallará el esquema de control mostrado de forma preliminar en la Fig. 6-8. Con las transformación en  $dq$  de las corrientes es posible desacoplar las dos señales: la encargada de entregar el par electromagnético ( $i_{sq}(t)$ ) y la de mantener el flujo enlazado en su valor correspondiente ( $i_{sd}(t)$ ).

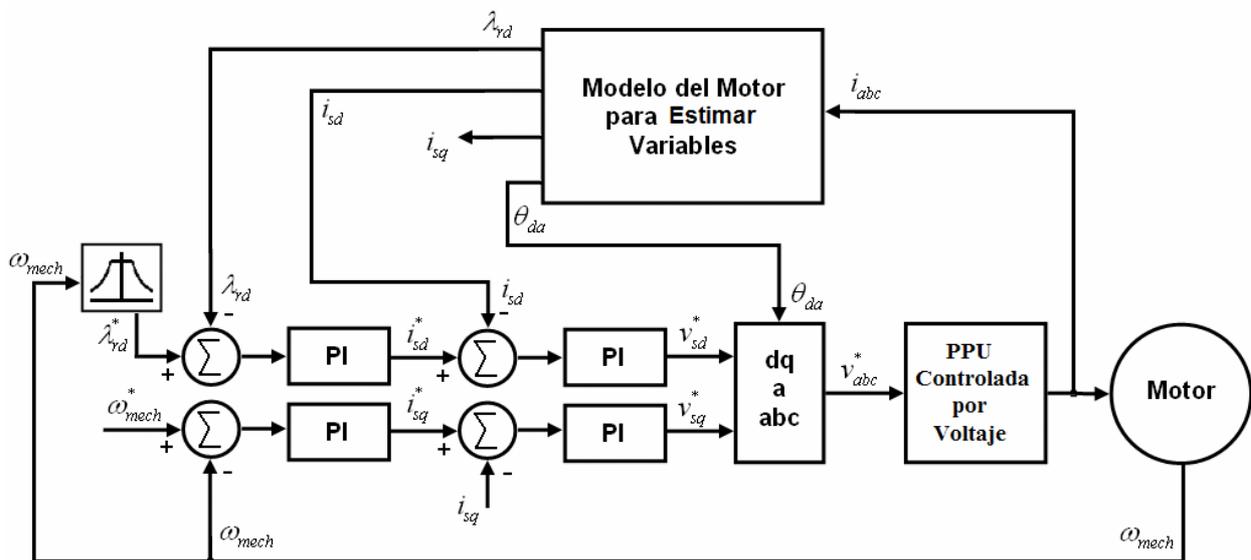


Fig. 6-8: Arquitectura de control [1]

Este está formado por varios controladores PI en cascada tal y como se puede apreciar en la Fig. 6-8, que reciben las señales estimadas por el modelo de la Fig. 6-10, y que calculan las referencias en tensión  $v_{sd}^*(t)$  y  $v_{sq}^*(t)$ . Estas últimas han de ser transformadas a ejes  $abc$  con la misma matriz  $[T_s]_{dq \rightarrow abc}$ , de tal manera que las tensiones quedarían:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_{da}) & -\sin(\theta_{da}) \\ \cos(\theta_{da} + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{da} + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_{da} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{da} + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd}(t) \\ v_{sq}(t) \end{bmatrix}. \quad (6-46)$$

### 6.4.2 Cálculo de condiciones iniciales del motor

En este apartado se van a describir los cálculos para obtener las condiciones iniciales que necesita el algoritmo. Por simplicidad se calculan estas con el eje  $d$  alineado con el eje  $a$  del estator para después trasladarlas a ejes

$dq$ , con el eje  $d$  alineado con el eje  $a$  del rotor.

**Cálculo de condiciones iniciales en ejes  $dq$ , con el eje  $d$  alineado con el eje  $a$  del estator.**

Se hace la suposición de que en  $t = 0$  el eje  $d$  del estator está alineado con el eje  $a$ . O lo que es lo mismo, estarán separados con un ángulo  $\theta_{da} = 0$  (ejes representados en la Fig. 6-2). De igual manera que se enunció el vector espacial de corrientes en el estator  $\bar{i}_s(t)$  en el apartado 6.1, resulta conveniente hacer uso del vector espacial de tensiones  $\bar{v}_s(t)$ .

Cuando se tiene un régimen permanente balanceado sinusoidal, el neutro del motor en el estator tiene el mismo potencial que el neutro de la fuente que lo alimenta. Considerando las tensiones moduladas como la fuente de alimentación trifásica (el inversor modula las tensiones  $v_{abc}$ ), los voltajes de fase de esta son los mismos que los de las bobinas en ejes  $abc$ . Entonces, despreciando la impedancia de dispersion del estator y el flujo de dispersion del rotor [24].

$$\bar{v}_s = V_s \cdot e^{j\theta_{vs}} = \frac{3}{2} V \angle \omega t \tag{6-47}$$

$$v_{sd} + jv_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \bar{v}_s \tag{6-48}$$

Dado que la fuente de alimentación es  $\frac{460\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \angle \omega t$  V (tensión nominal de fase del motor que se va a controlar en este trabajo), las proyecciones sobre el eje  $dq$  quedan:

$$v_{sd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} 460V \cos(\omega \cdot 0) = 460V \tag{6-49}$$

$$v_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} 460V \text{sen}(\omega \cdot 0) = 0 \tag{6-50}$$

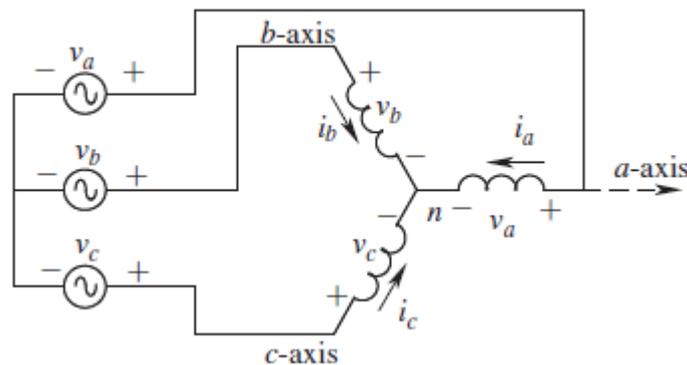


Fig. 6-9: Voltajes de fase sinusoidales aplicados al estator [24].

En régimen permanente las derivadas con respecto al tiempo de los flujos en ejes  $dq$  son cero, también son nulas las tensiones en las bobinas del rotor, ya que, al ser un motor de jaula de ardilla, estas están cortocircuitadas. Teniendo esto en cuenta y sustituyendo (6-7), (6-8), (6-10) y (6-11) en (6-14), (6-15), (6-16) y (6-17):

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_{syn} L_s & 0 & -\omega_{syn} L_m \\ \omega_{syn} L_s & R_s & \omega_{syn} L_m & 0 \\ 0 & -s\omega_{syn} L_m & R_r & -\omega_{syn} L_r \\ s\omega_{syn} L_m & 0 & s\omega_{syn} L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (6-51)$$

Para obtener las corrientes hay que operar con la matriz inversa

Las ecuaciones (6-7), (6-8), (6-10) y (6-11) se pueden expresar de forma matricial de igual forma:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (6-52)$$

### Cálculo de condiciones iniciales en ejes $dq$ , con el eje $d$ alineado con el eje $a$ del rotor.

Una vez calculadas las condiciones iniciales en ejes  $dq$ , con el eje  $d$  alineado con el eje  $a$  del estator. Habrá que obtener su representación en coordenadas polares para fácilmente rotar el eje síncrono para alinear el eje  $d$  con el eje  $a$  del estator.

### 6.4.3 Modelo del Motor para estimar variables

Basado en las ecuaciones anteriores, el diagrama de bloques de un modelo del motor de inducción usado para la estimación de variables se muestra en la Fig. (6-10)

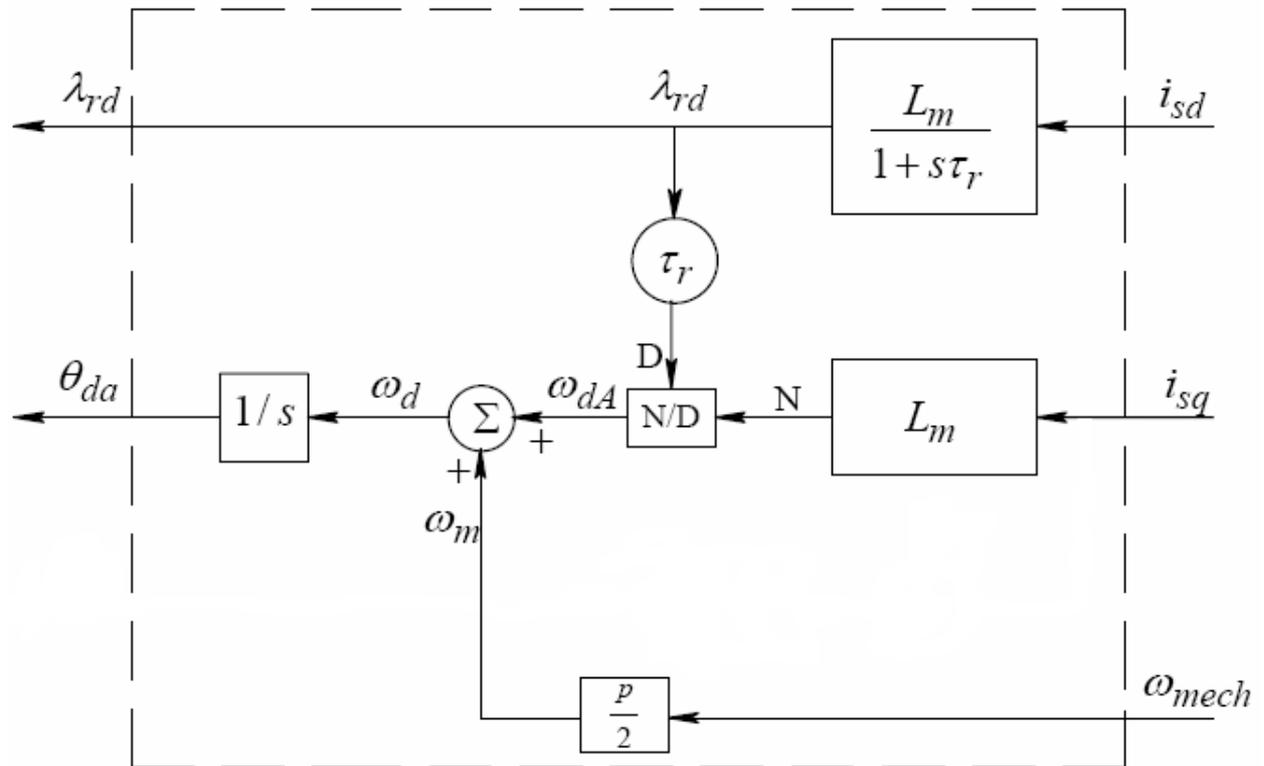


Fig. 6-10: Modelo del motor para la estimación de variables [1]

#### 6.4.4 Selección de la frecuencia de corte y el margen de fase

Las constantes del controlador PI serán calculadas utilizando los conceptos de control de frecuencia de corte ( $f_c$ ) y margen de fase ( $PM$ ). La frecuencia de corte es la frecuencia a la cual la ganancia de la función de transferencia del sistema en lazo abierto es igual a la unidad. A la frecuencia de corte, el desfase causado por la función de transferencia de lazo abierto debe ser menor que  $180^\circ$  para que el sistema realimentado de lazo cerrado sea estable.

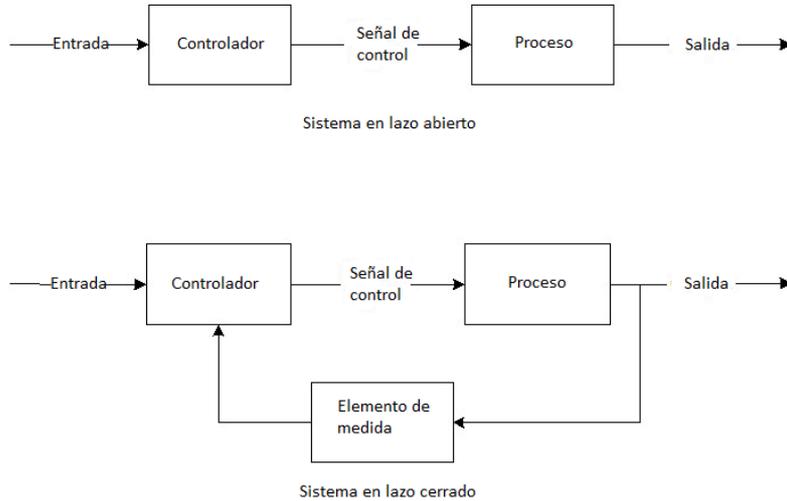


Fig. 6-11. Sistema en lazo abierto y sistema en lazo cerrado

Por lo tanto, en  $f_c$ , la diferencia del ángulo de fase del sistema en lazo abierto  $\phi_{OL}|_{f_c}$  a la frecuencia de corte con  $-180^\circ$  es definido como el margen de fase ( $PM$ ).

$$PM = \phi_{OL}|_{f_c} - (-180^\circ) = \phi_{OL}|_{f_c} + 180^\circ \quad (6-53)$$

La frecuencia de corte de los lazos de corriente debe ser uno o dos órdenes de magnitud más pequeña que la frecuencia de conmutación del inversor, para evitar el ruido producido por las conmutaciones [1].

$$\omega_{c_i} = \frac{2\pi \cdot f_s}{10} \quad (6-54)$$

donde  $f_s$  es la frecuencia de conmutación del inversor.

La frecuencia de corte de los lazos de velocidad y flujo de enlace del rotor, debe ser aproximadamente de un orden de magnitud más pequeña que la frecuencia de corte de los lazos de corriente. Esto se hace para que los lazos de corriente tengan dinámicas mucho más rápidas y puedan alcanzar la referencia fijada por los lazos que le preceden antes de que vuelvan a modificarse.

$$\omega_{c_v} = \omega_{c_{fl}} = \frac{\omega_{c_i}}{10} \quad (6-55)$$

Para una correcta respuesta dinámica, los márgenes de fase  $PM$  deben ser mayores de  $45^\circ$  y, a ser posible, aproximados a  $60^\circ$ .

$$PM_i = PM_v = PM_{fl} = \frac{\pi \cdot 60}{180} \quad (6-56)$$

#### 6.4.5 Diseño del controlador de corriente del eje d

Tal y como aparece en la Fig. 6-8, la señal de referencia  $i_{sd}^*(t)$  depende del flujo enlazado del rotor  $\lambda_r(t)$ . La

referencia de este flujo  $\lambda_r^*$  se mantiene en el valor nominal (6-70) hasta que la velocidad del rotor  $\omega_{mech}$  supere el valor nominal. Entonces se debe reducir gradualmente con el modo de debilitamiento de campo, que se expondrá más adelante.

Tomando la primera fila de la matriz (6-38) y expresándola en el dominio de Laplace se obtiene la dinámica de corriente en el eje d en términos de voltaje en el eje d.

$$i_{sd}(s) = \frac{F}{s+A} v_{sd}(s) + \frac{\omega_d}{s+A} i_{sq}(s) + \frac{B}{s+A} \lambda_{rd}(s) \quad (6-57)$$

Si se considera  $i_{sq}$  como prácticamente constante y  $\lambda_{rd}$  como una perturbación del sistema [15]

$$i_{sd}(s) = \frac{k}{1+\tau_i s} \cdot v_{sd}(s) \quad (6-58)$$

Para hacer más simples las operaciones se hace el siguiente cambio de variable  $k = F/A$  y  $\tau_i = 1/A$ .

El lazo cerrado de control aparece en la Fig. 6-12. El bloque de la izquierda es el controlador PI y el de la derecha es la función de transferencia de la dinámica de  $i_{sd}$ .

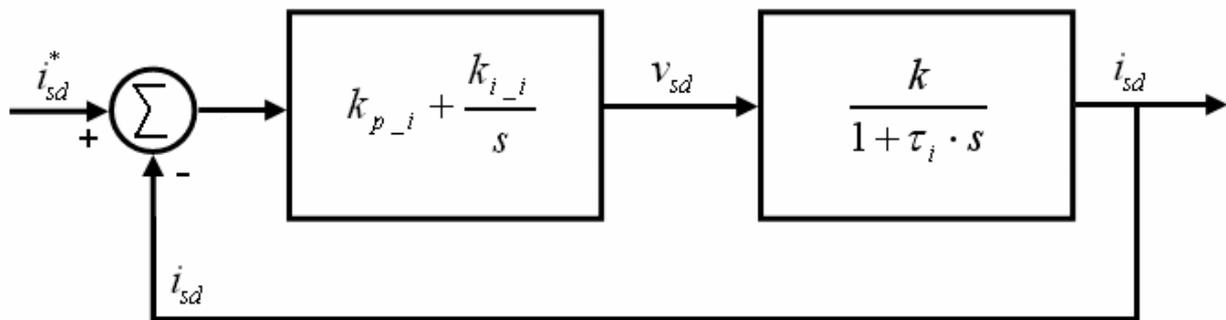


Fig. 6-12. Lazo de control de la corriente del eje  $d$  [1]

Para obtener el lazo de control para la corriente  $i_{sq}$  se sigue un proceso parecido:

$$i_{sq}(s) = \frac{F}{s+A} v_{sq}(s) - \frac{\omega_d}{s+A} i_{sd}(s) - \frac{\omega_m \cdot C}{s+A} \lambda_{rd}(s) \quad (6-59)$$

Considerando  $i_{sd}$  y  $\lambda_{rd}$  como perturbaciones:

$$i_{sq}(s) = \frac{k}{1+\tau_i s} \cdot v_{sq}(s) \quad (6-60)$$

La expresión de  $i_{sq}(s)$  tiene la misma dinámica que  $i_{sd}(s)$ , por lo tanto tendrá su controlador las mismas constantes PI.

#### 6.4.6 Diseño del controlador de velocidad

Para poder garantizar que el flujo enlazado se mantenga entorno a su referencia, se introduce otro lazo de control. Teniendo en cuenta que la dinámica del control en corriente es mucho más rápida que la del control de velocidad, se puede asumir que  $i_{sq} = i_{sq}^*$ .

Al analizar el equilibrio dinámico del eje se tiene que la aceleración angular es igual a la diferencia entre el par electromagnético  $T_{em}$  y el par de carga  $T_L$  dividida por la inercia equivalente visto desde la salida  $J_{eq}$ .

$$\frac{d}{dt} \omega_{mech} = \frac{T_{em} - T_L}{J_{eq}} \quad (6-61)$$

La dinámica de la velocidad en función de la corriente en el eje  $q$  expresada en Laplace:

$$\omega_{mech}(s) = \frac{1}{J_{eq} \cdot s} T_{em}(s) - \frac{1}{J_{eq} \cdot s} T_L(s) \quad (6-62)$$

Si se considera el par en la carga  $T_L$  como una perturbación

$$\omega_{mech}(s) = \frac{1}{J_{eq} \cdot s} T_{em}(s) \quad (6-63)$$

En la expresión del par electromagnético intervienen el flujo de enlace del rotor  $\lambda_{rd}$  y la corriente  $i_{sq}$ . El objetivo es encontrar una expresión en la que aparezcan desacoplados. Para ello, de la expresión del flujo de enlace del rotor en el eje  $d$  (6-29), bajo condiciones de régimen permanente senoidal, se obtiene la expresión:

$$\lambda_{rd} = L_m \cdot i_{sd} \quad (6-64)$$

Reemplazando la ecuación (6-64) en la ecuación (6-26), se obtiene una nueva expresión para el par electromagnético (6-65) cuando  $i_{sd}$  equivale a su valor nominal.

$$T_{em} = k_t \cdot i_{sq} \quad (6-65)$$

Donde

$$k_T = \frac{p}{2} \cdot \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{sd} \quad (6-66)$$

$k_T$  se define como una constante debido a que  $i_{sd}$  está en su valor nominal. Entonces:

$$\omega_{mech}(s) = \frac{k_T}{J_{eq} \cdot s} i_{sq}(s) \quad (6-67)$$

De la misma forma que para el lazo de control del eje  $d$ , el lazo de control de la velocidad se formula como un control PI de la que se obtiene la referencia de corriente  $i_{sq}^*$ .

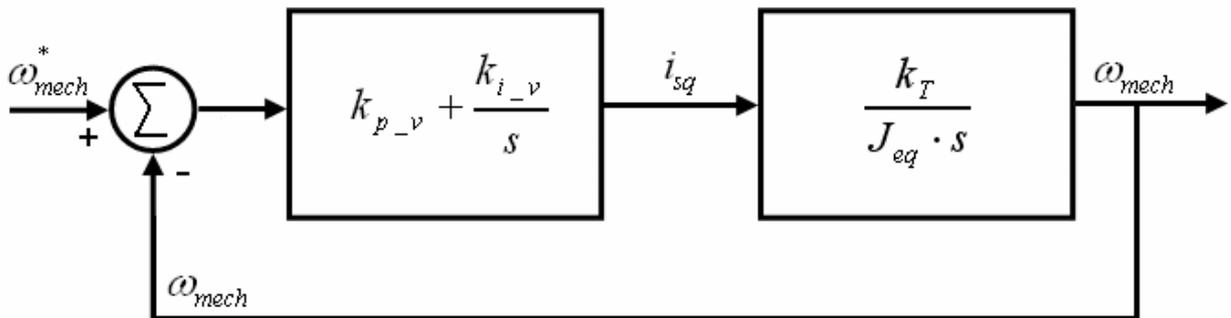


Fig. 6-13. Lazo de control de la velocidad [1].

#### 6.4.7 Diseño del controlador de flujo

Al igual que en el control de velocidad, para poder garantizar que el flujo enlazado se mantenga entorno a su

referencia, se introduce otro lazo de control. Se puede asumir que  $i_{sd} = i_{sd}^*$ . Entonces se puede hacer uso de la función de transferencia en el dominio de Laplace que relaciona la dinámica del flujo enlazado con la corriente del eje  $d$  calculada anteriormente:

$$\lambda_{rd}(s) = \frac{L_m}{(1 + s \cdot \tau_r)} \cdot i_{sd}(s) \quad (6-68)$$

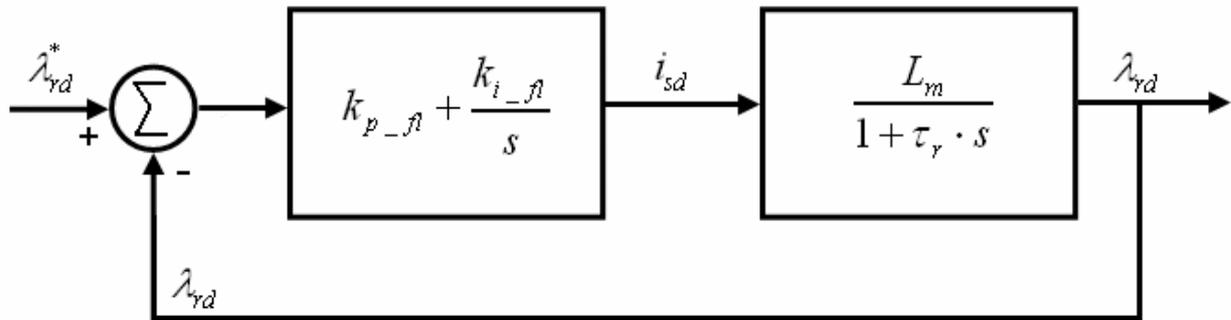


Fig. 6-14. Lazo de control de flujo [1]

La función de transferencia del sistema controlado en lazo abierto  $G_{OL}(s)$  se puede obtener simplemente al multiplicar el control que determina el valor de  $i_{sd}$  por el modelo que determina el valor del flujo a partir de esta misma corriente

$$G_{OL}(s) = \left( k_{p-fl} \cdot \frac{k_{i-fl}}{s} \right) \cdot \left( \frac{L_m}{1 + \tau_r s} \right) \quad (6-69)$$

#### 6.4.8 Implementación del debilitamiento de campo

Este bloque permite que el motor pueda ser controlado a velocidades hasta cuatro veces superiores a la nominal de forma segura. Se trata de reducir el flujo magnético conforme se sobrepase la velocidad nominal para que no se exceda la amplitud de la tensión de alimentación [1].

La señal  $\lambda_{rd}^*$  depende de la velocidad mecánica instantánea  $\omega_{mech}$ . La determinación del valor de la referencia del flujo cruzado depende del rango de velocidad del motor. La Fig. 6-15 muestra los distintos rangos de velocidad del motor, así como el par y potencia nominal correspondiente para cada uno de ellos. A raíz de esto, se puede determinar que existen tres regiones que se explican a continuación.

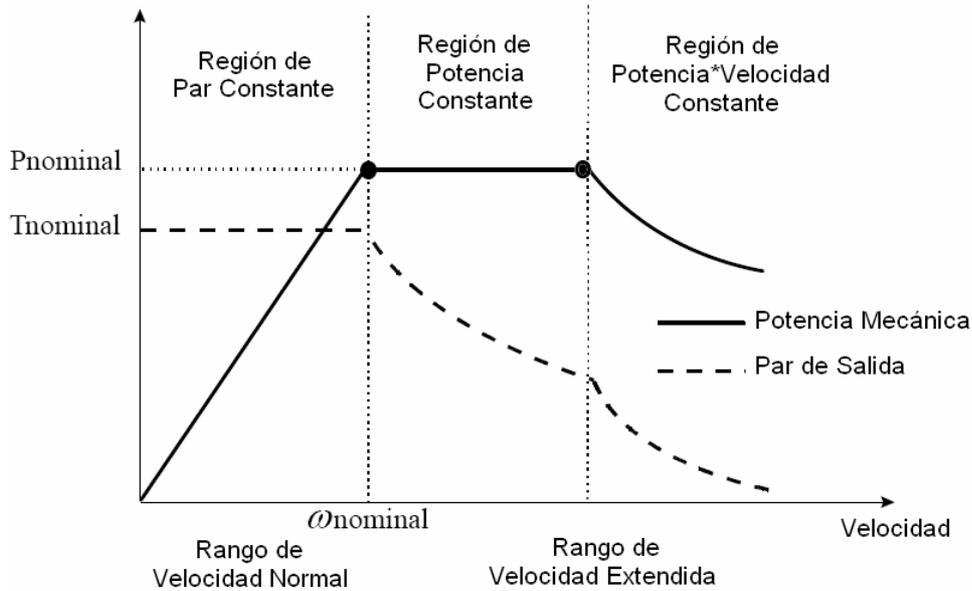


Fig. 6-15: Par y potencia nominales en función de la velocidad [1]

En ella se distinguen tres zonas: region de par constante, region de potencia constante y region de potencia\*velocidad constante.

#### 6.4.8.1 Región de par constante

En condiciones de carga por debajo de la nominal y manteniendo el par constante, la potencia aumenta de forma lineal hasta llegar a su valor nominal, dónde la velocidad es también la nominal. En este rango el flujo ha de mantenerse constante y en su valor nominal [1].

$$\lambda_{rd,nom} = L_m \cdot i_{sd,nom} \quad (6-70)$$

Esto se debido a que la potencia mecánica es proporcional al par, y adquiere su valor nominal cuando la velocidad es también la nominal.

$$P = T \cdot \omega \quad (6-71)$$

El par máximo tiene la expresión (6-72) calculada en el capítulo 3.

$$T_{max} \approx \frac{3 \cdot p \cdot V_a^2}{4 \cdot \omega_{syn}^2 \cdot (L_{ls} + L_{lr})} \quad (6-72)$$

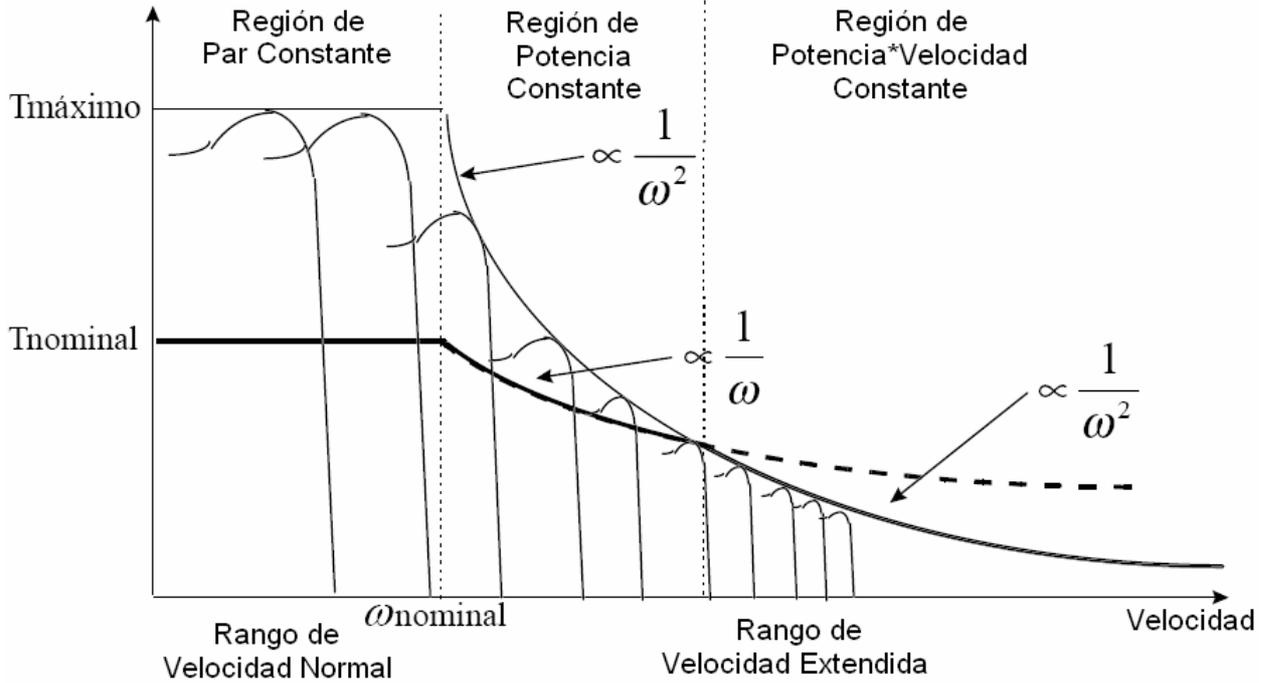


Fig. 6-16: Par máximo y nominal vs velocidad [1].

#### 6.4.8.2 Región de potencia constante

En esta zona el par nominal es inversamente proporcional a la la velocidad  $\omega_{syn}$ , ya que por encima de la velocidad nominal, la amplitud de tensión de fase  $V_a$  permanece constante y en su valor nominal, de lo contrario se vencería el aislamiento eléctrico de los bobinados.

El flujo de referencia en la zona de potencia constante se obtiene al sustituir la expresión del par electromagnético en la de potencia mecánica [1]:

$$P_{conv} = T_{em} \cdot \omega_{mech} \quad (6-73)$$

$$T_{em} = \frac{p}{2} \cdot \lambda_{rd} \cdot \left( \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq} \right) \quad (6-74)$$

$$P_{conv} = \left[ \frac{p}{2} \cdot \lambda_{rd} \cdot \left( \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq} \right) \right] \cdot \omega_{mech} \quad (6-75)$$

$$\lambda_{rd} = \frac{2 \cdot L_r \cdot P_{conv}}{p \cdot L_m \cdot i_{sq} \cdot \omega_{mech}} \quad (6-76)$$

$$\lambda_{rd} = \frac{2 \cdot L_r \cdot P_{conv}}{p \cdot L_m \cdot i_{sq} \cdot (2/p)(1-s) \cdot \omega_{syn}} \quad (6-77)$$

$$\lambda_{rd} = \frac{L_r \cdot P_{conv}}{L_m \cdot i_{sq} \cdot (1-s) \cdot \omega_{syn}} \quad (6-78)$$

En la Fig. 6-16 se aprecia que las curvas de par nominal y máximo se cruzan en un punto, este delimita esta zona y la zona de “Potencia\*Velocidad constante”. La velocidad de sincronismo en ese punto se obtiene de igualar el par máximo y el nominal [1].

$$T_{em,max} = \frac{3 \cdot p \cdot V_a^2}{4 \cdot \omega_{syn}^2 \cdot (L_{ls} + L_{lr})} \quad (6-79)$$

$$T_{em,nom} = \frac{P_{conv}}{\omega_{mech}} = \frac{p \cdot P_{conv}}{2 \cdot (1-s) \cdot \omega_{syn}} \quad (6-80)$$

$$T_{em,max} = T_{em,nom} \quad (6-81)$$

$$\frac{3 \cdot p \cdot V_a^2}{4 \cdot \omega_{syn,bp}^2 \cdot (L_{ls} + L_{lr})} = \frac{p \cdot P_{conv}}{2 \cdot (1-s) \cdot \omega_{syn,bp}} \quad (6-82)$$

$$\omega_{syn,bp} = \frac{3 \cdot (1-s) \cdot V_a^2}{2 \cdot (L_{ls} + L_{lr}) \cdot P_{conv}} \quad (6-83)$$

### 6.4.8.3 Región de Potencia\*Velocidad constante

Esta región se extiende desde la velocidad anteriormente calculada en adelante. Una vez sobrepasado ese punto, la función de potencia pasa a ser inversamente proporcional al cuadrado de la velocidad. En este rango de velocidad extendida, en la zona de potencia \* velocidad constante, el flujo de referencia se halla de forma similar, pero teniendo en cuenta que el producto de la potencia y la velocidad ha de ser constante. Esto se debe a que el par está limitado al par máximo, por lo que el motor no puede generar más par debido a que está en una región de velocidad muy alejada de su velocidad nominal. Por ello, el flujo debe modificarse para acogerse a este nuevo par máximo que varía en función de la velocidad [1].

$$P_{conv} \cdot \omega_{mech,bp} = \left[ \frac{p}{2} \cdot \lambda_{rd} \cdot \left( \frac{L_m}{L_r} \cdot i_{sq} \right) \right] \cdot \omega_{mech}^2 \quad (6-84)$$

$$\lambda_{rd} = \frac{2 \cdot L_r \cdot P_{conv} \cdot \omega_{mech,bp}}{p \cdot L_m \cdot i_{sq} \cdot \omega_{mech}^2} \quad (6-85)$$

$$\lambda_{rd} = \frac{2 \cdot L_r \cdot P_{conv} \cdot (2/p) \cdot (1-s) \cdot \omega_{mech,bp}}{p \cdot L_m \cdot i_{sq} \cdot [(2/p) \cdot (1-s) \cdot \omega_{syn}]^2} \quad (6-86)$$

$$\lambda_{rd} = \frac{L_r \cdot P_{conv} \cdot \omega_{syn,bp}}{L_m \cdot i_{sq} \cdot (1-s) \cdot \omega_{syn}^2} \quad (6-87)$$



# 7 SIMULACIONES

Las simulaciones del control se van a realizar en Matlab®/Simulink con el modelo del motor *Asynchronous Machine SI Units*, bloque de la librería *Simscape*. Cuenta con la posibilidad de modificar sus propiedades. La configuración elegida aparece en la Tabla B-1 del Anexo B.

Este bloque se alimentará con un inversor NPC de 3 niveles como el mostrado en la Fig. 4-1. El sistema completo funcionará en lazo cerrado con tres perfiles de velocidad de referencia en rampa, mostrados en la Figura 7-1, siempre con el par resistente constante e igual a la mitad del nominal, siendo el nominal 192.14 N.m.

A continuación de los perfiles de velocidad se mostrará una simulación donde se varía el par resistente, para comprobar el rechazo a esta perturbación; el efecto del balanceo de condensadores; y, para terminar, se analizará en el dominio de la frecuencia la tensión de línea entre las bornas de conexión a y b del estator y la corriente por una de las fases para comprobar las ventajas que posee el inversor de tres niveles NPC frente al de dos. Eso se llevará a cabo mediante la función *FFT Analysis* de la librería *Simscape*, que utiliza la *FFT (Fast Fourier Transformation)* para obtener la magnitud de los armónicos de cada señal.

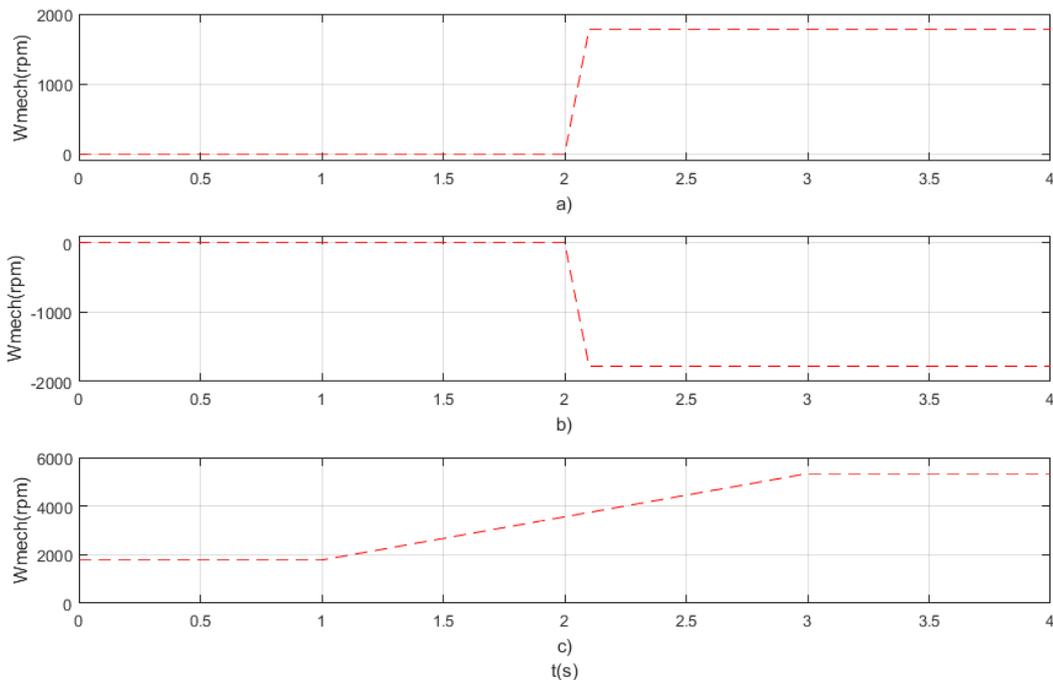


Fig. 7-1. Perfiles de velocidad de referencia a), b) y c)

## 7.1 Perfil de velocidad a)

El motor se encuentra a velocidad 0 rpm y pasa a la velocidad nominal (1780 rpm) en 0.1 s con una rampa que comienza en el segundo 2.

En la Fig. 7-2 aparece la respuesta del motor ante el cambio de referencia en rampa. El motor sigue la referencia de tensión durante la rampa y tiene una pequeña sobreoscilación de 20 rpm.

Se puede observar que la corriente  $i_{sd}$  tiene un pico de 140 A en un instante durante el cambio de referencia. La corriente  $i_{sq}$  particularmente cambia de referencia. Esto es debido a que hay un cambio de velocidad de rotación, por lo que se debe aumentar el par mecánico para aumentar la velocidad. Cuando alcanza su velocidad de referencia el par vuelve a la posición de equilibrio, es decir, a la de la carga, por ello la corriente  $i_{sq}$  vuelve a su

referencia previa.

Se ha hecho un zoom de la tensión de línea  $V_{ab}$  con la señal de referencia superpuesta en la gráfica inferior.

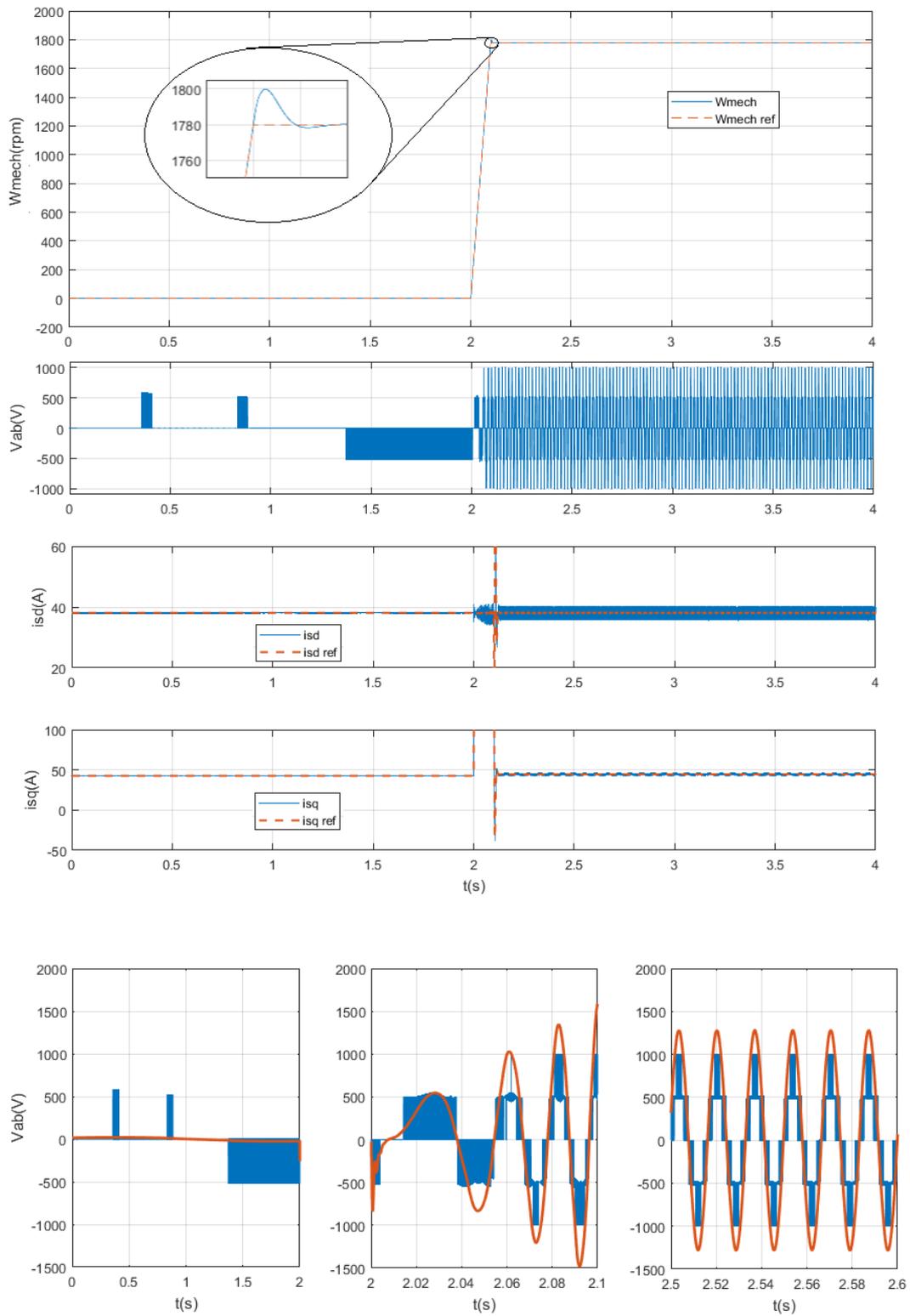


Fig. 7-2. Perfil de velocidad a)

## 7.2 Perfil de velocidad b)

El motor se encuentra a 0 rpm hasta el segundo 2 y pasa a girar en sentido contrario en 0.1s con la misma velocidad (Fig. 7-3).

Se observa un comportamiento similar al del perfil a), pero con el eje del motor girando en sentido contrario. El par en el eje del motor se ha elegido de la misma magnitud, pero negativo para esta simulación. De igual forma que en el perfil a), la referencia de corriente  $i_{sq}$  cambia para aumentar el par mecánico.

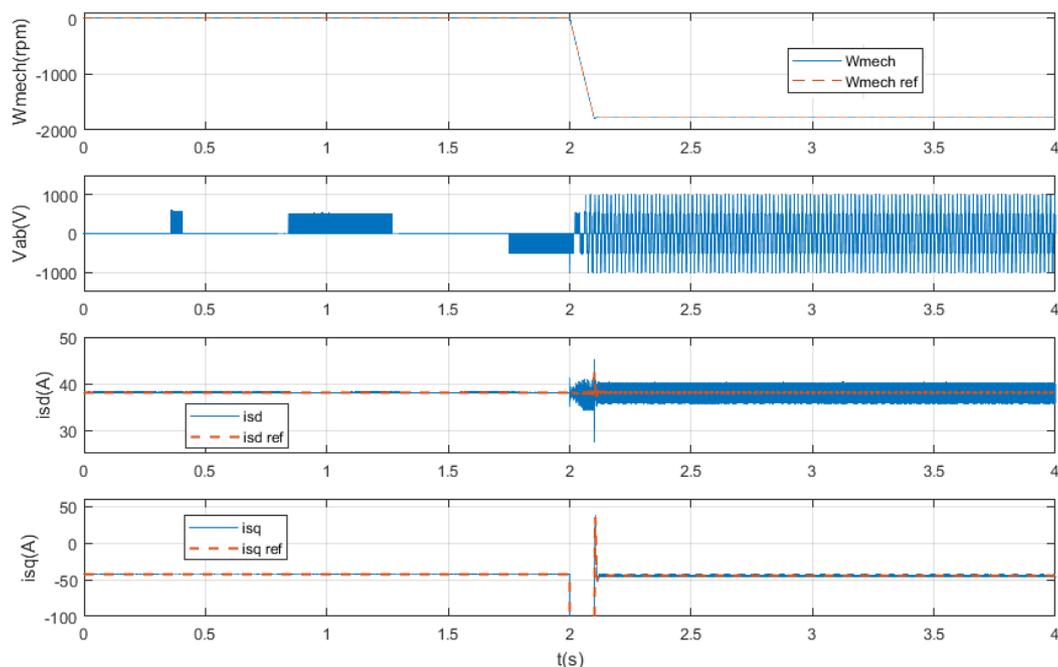


Fig. 7-3. Perfil de velocidad b)

## 7.3 Perfil de velocidad c)

El motor se encuentra a la velocidad nominal hasta el segundo 1 y pasa a tres veces la velocidad nominal (5340 rpm) en 3s (Fig. 7-4).

Por encima de la velocidad nominal el motor entra en modo debilitamiento de campo, en la zona de potencia constante. Esto quiere decir, como se mencionó anteriormente, que la referencia de flujo enlazado  $\lambda_{rd}^*$  es inversamente proporcional a la velocidad mecánica del motor  $\omega_{mech}$ . En la misma Fig. 7-4 se aprecia como el flujo magnético de referencia varía durante el rango de tiempo donde lo hace la velocidad mecánica. El flujo magnético estimado del motor  $\lambda_{rd}$  sigue la referencia de manera correcta.

## 7.4 Perturbaciones en el par resistente

El motor se encuentra girando en régimen permanente a la velocidad nominal, entonces el par resistente pasa a ser de 96.07 N.m a 192.14 N.m. en el segundo 4 (Fig 7-5). La perturbación se rechaza con un error en régimen

permanente nulo, pero se produce una ligera oscilación de 2.5 rpm.

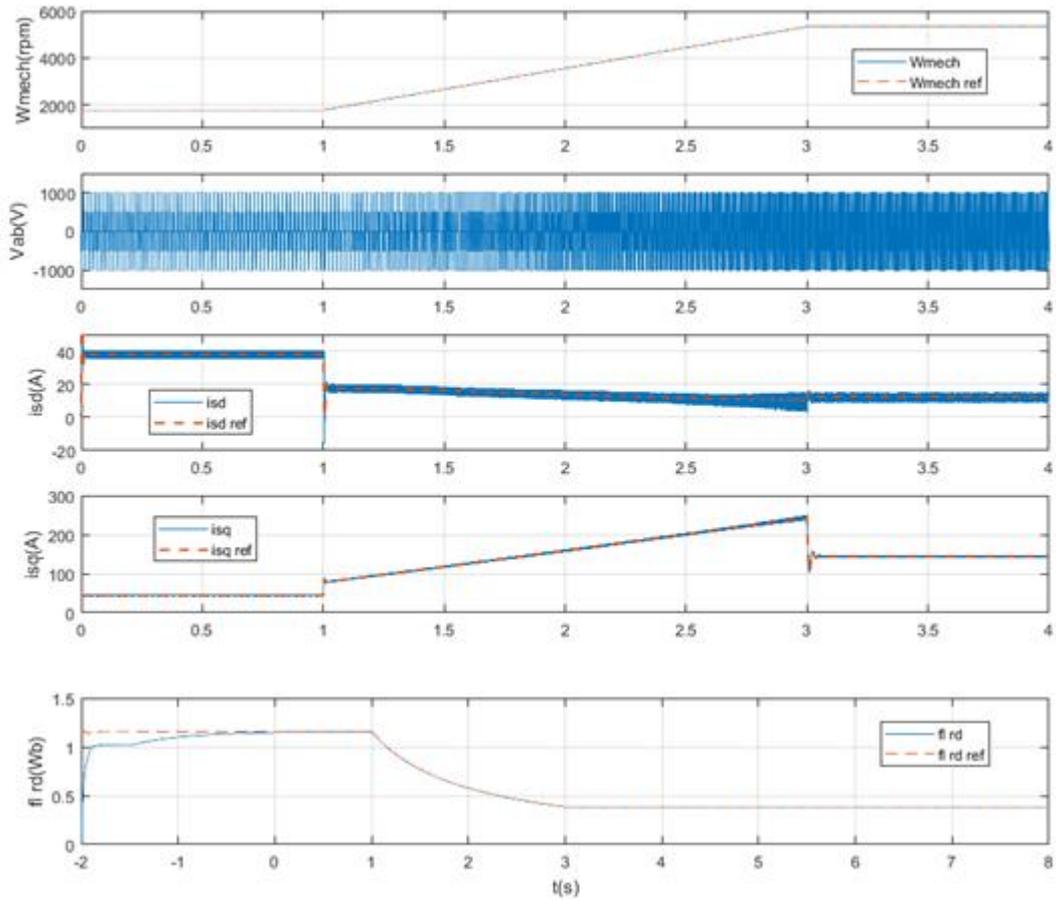


Fig. 7-4. Perfil de velocidad c)

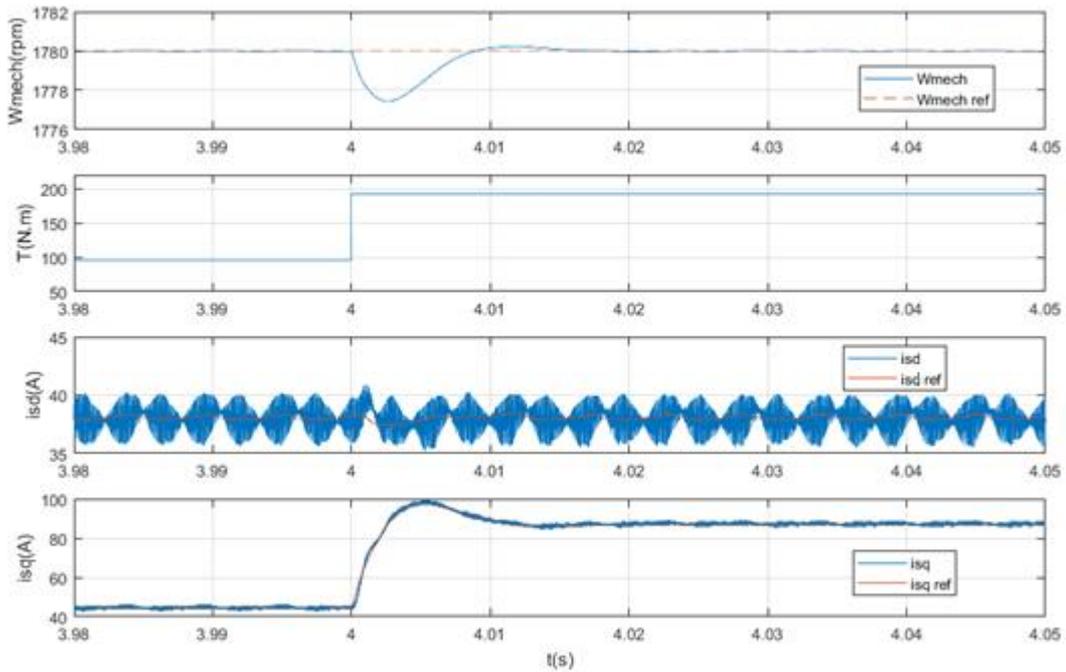


Fig. 7-5. Perturbación en el par resistente.

## 7.5 Balanceo de condensadores

En la Fig. 7-6 se muestra el efecto que tendría en el sistema que no existiera un balanceo controlado de las tensiones de los condensadores. Se observa que las corrientes tienen oscilaciones de elevada amplitud, lo que resulta perjudicial para el motor.

En la Fig 7-7 aparecen las tensiones de los condensadores. La tensión del condensador 1 (el que se sitúa en la parte superior) se aleja de la del condensador 2 hasta llegar a su máxima tensión, la tensión del DC link. Por el contrario, el condensador 2 se descarga completamente. En la Fig 7-8 se muestran las tensiones de los condensadores en la situación contraria, cuando el lazo de control está activo. Claramente la tensión de los condensadores oscila entorno a la mitad de la tensión del DC link, con pequeñas oscilaciones de 5 a 7 V.

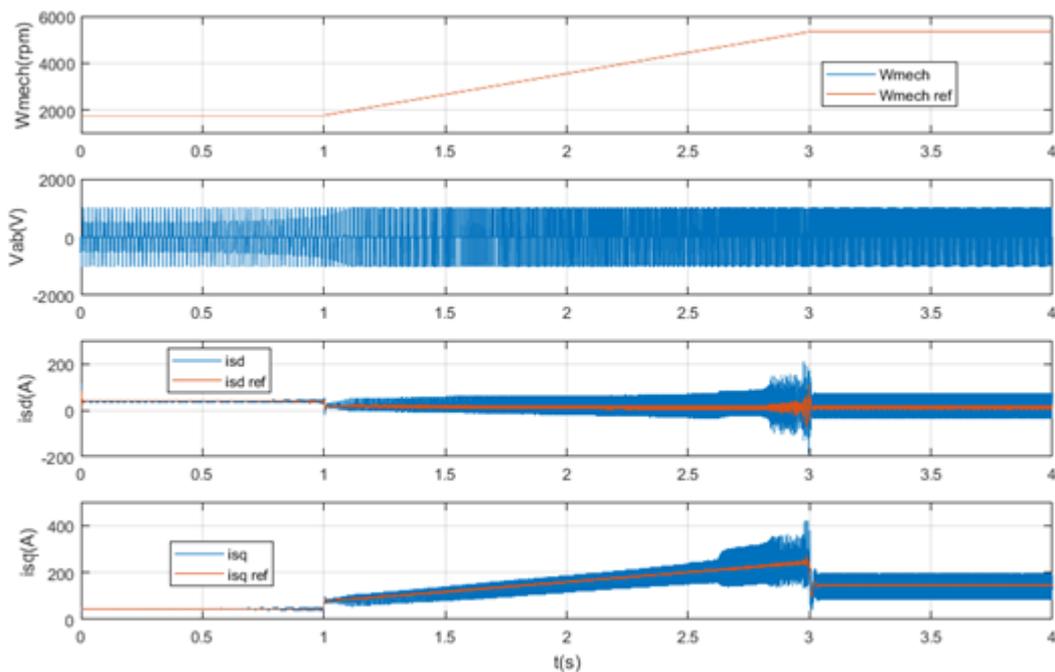


Fig. 7-6. Perfil de velocidad c) sin control de tensión de los condensadores.

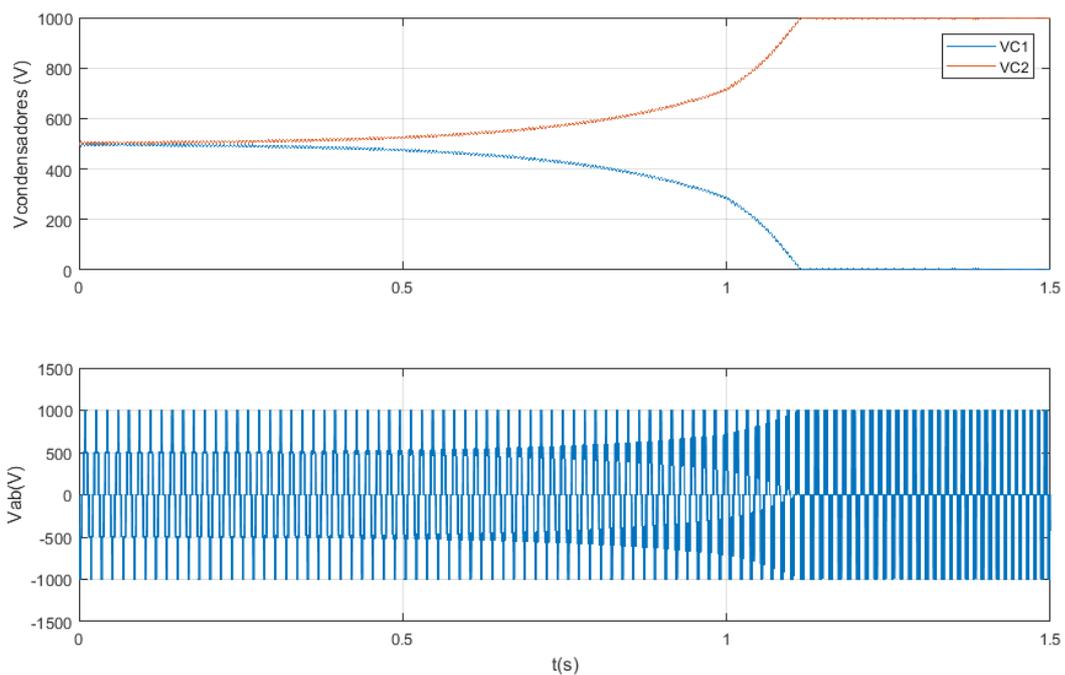


Fig. 7-7. Tensión de los condensadores del perfil de velocidad c) sin control de tensión

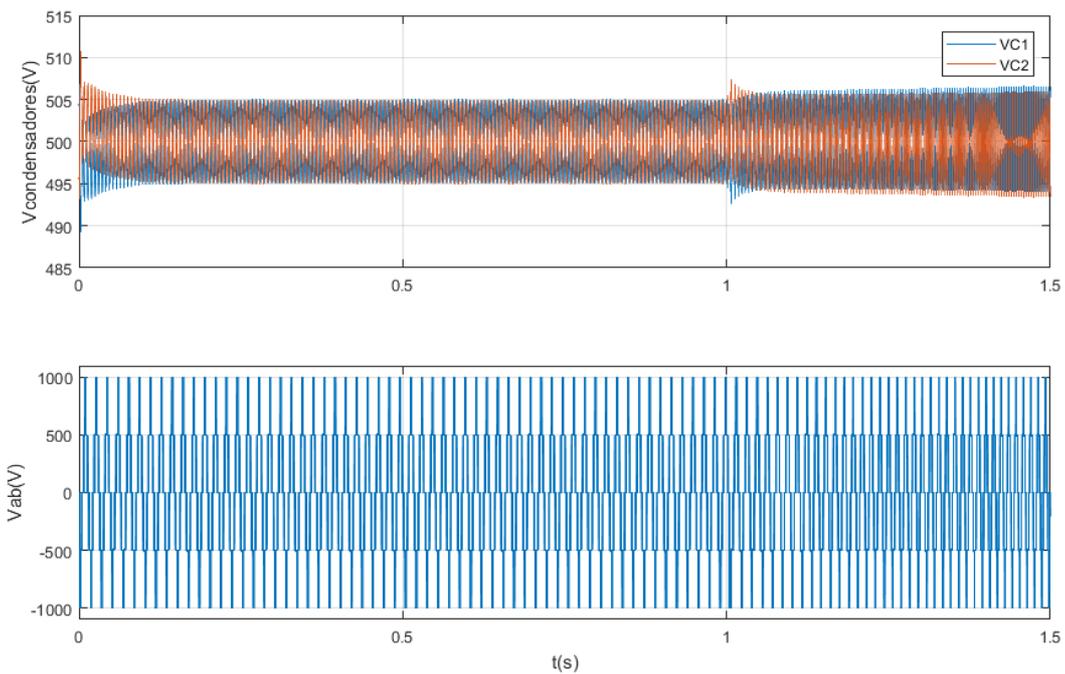


Fig. 7-8. Tensión de los condensadores del perfil de velocidad c) con control de tensión.

## 7.6 Análisis en frecuencia de las corrientes y tensiones a la salida del inversor

A velocidad constante en bucle cerrado, se analizarán la corriente de la fase a y la tensión entre las fases a y b del inversor.

En las Fig. 7-9 y 7-10 aparece un periodo de las tensiones  $V_{ab}$  de ambos tipos de inversores. El análisis

proporciona un THD de 105.19% para la tensión del inversor de dos niveles y 42.94% para la del tres niveles NPC. Se aprecia como disminuyen los armónicos 5 y 7 en la FFT de la Fig. 7-10 con respecto a la de la 7-9.

El efecto en la corriente  $I_a$  se aprecia en las Fig. 7-11 y 7-12. Hay una disminución de la distorsión armónica total en corriente del inversor NPC (1.75%) con respecto al de dos niveles (3.39%). Si bien es cierto que el inversor NPC presenta una distorsión bastante baja en corriente, los armónicos de baja frecuencia son más altos que los del inversor de dos niveles. En un análisis a la frecuencia de conmutación (10kHz) se observa que los armónicos entorno a esta frecuencia son menores, lo que disminuye la distorsión armónica total (Fig. 7-13).

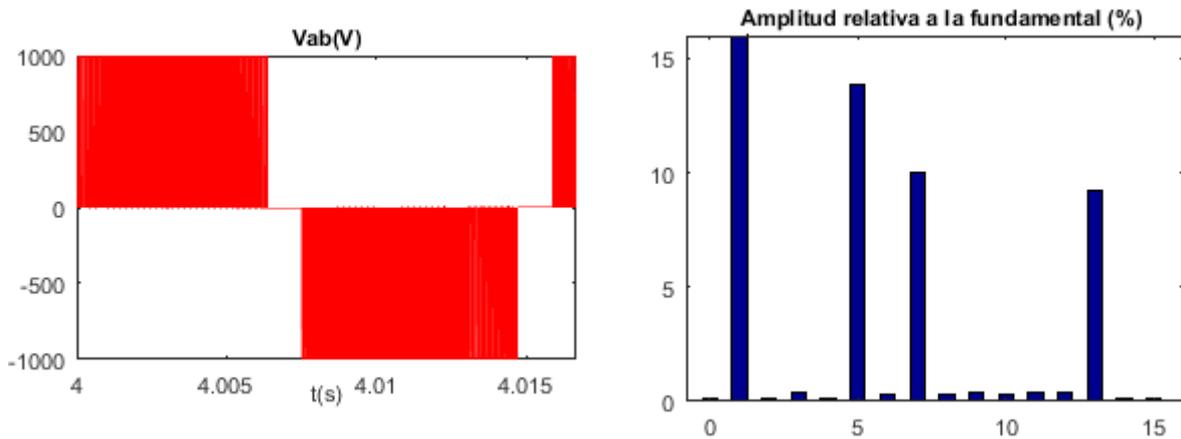


Fig. 7-9. FFT de la tensión  $V_{ab}$  del inversor de dos niveles. Amplitud de la fundamental 590.9V (60Hz)

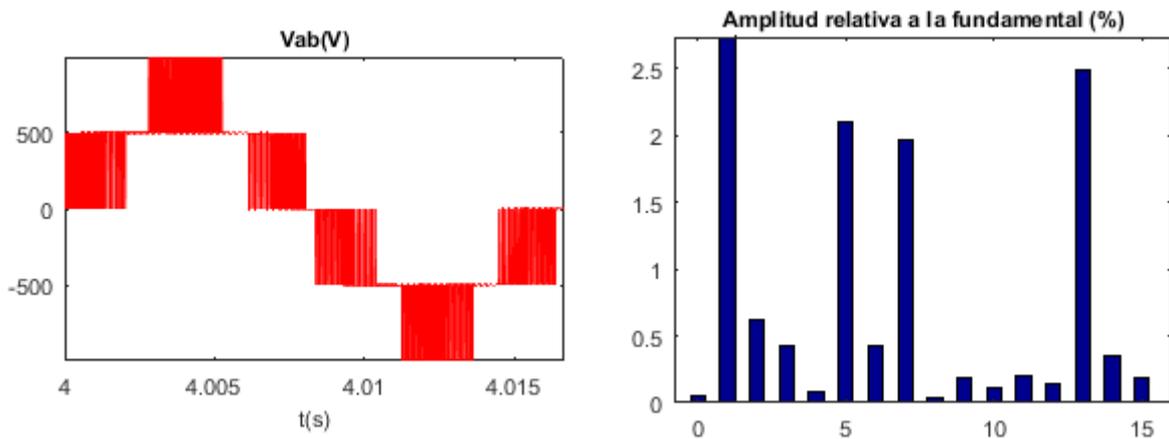


Fig. 7-10. FFT de la tensión  $V_{ab}$  del inversor de tres niveles NPC. Amplitud de la fundamental 634.4V (60Hz)

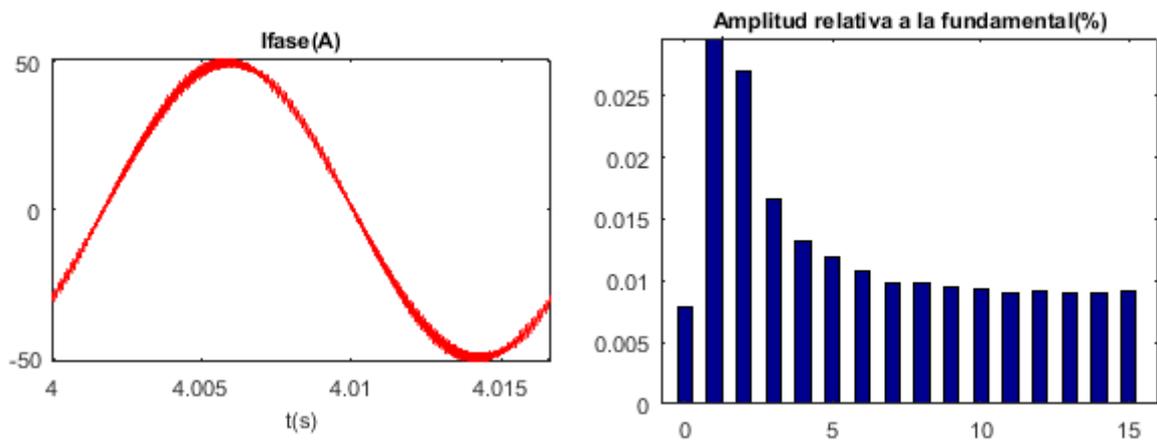


Fig. 7-11. FFT de la corriente de fase del inversor de dos niveles. Amplitud de la fundamental 49.69A (60Hz)

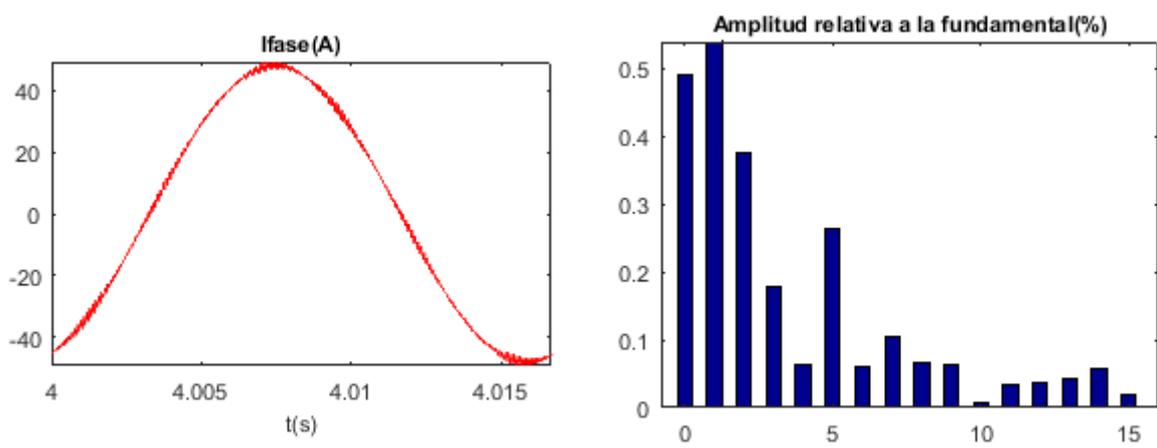


Fig. 7-12. FFT de la corriente de fase del inversor de tres niveles NPC. Amplitud de la fundamental 47.72A (60Hz)

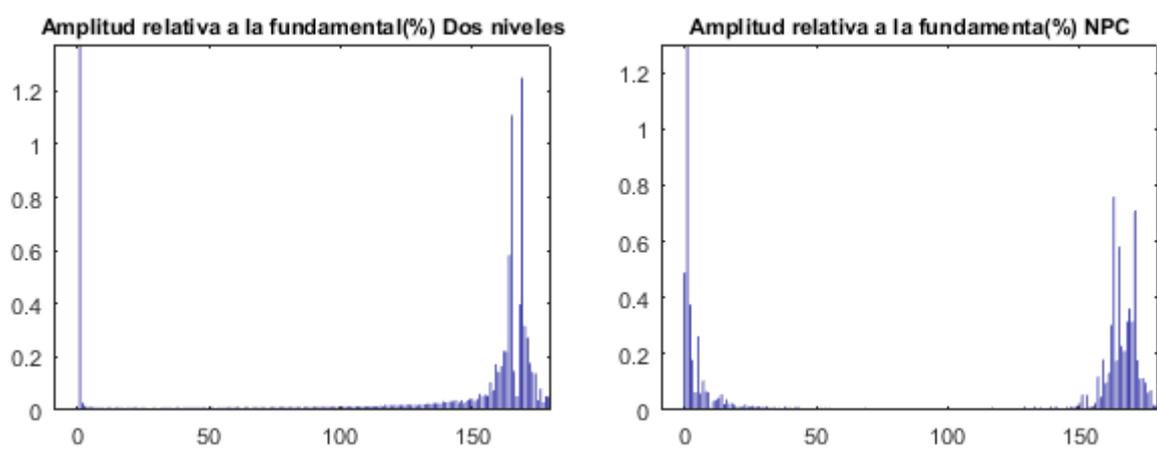


Fig. 7-13. Comparativa de armónicos de alta frecuencia

## 8 CONCLUSIONES

---

En este Trabajo de Fin de Grado se han presentado los antecesores del motor de inducción y sus coetáneos, así como distintos algoritmos de control para el mismo. Y dentro de los distintos tipos de motores de inducción se ha elegido para su estudio más detallado el motor de inducción de jaula de ardilla, debido a su sencillez y su utilización en procesos actuales, siendo adecuado para un trabajo académico como el presente.

Se ha hecho una primera aproximación de las transformaciones a ejes síncronos de magnitudes eléctricas y electromagnéticas para el modelado del motor en tales ejes. El ajuste de las constantes de los controladores se ha hecho en base a este concepto de igual forma, gracias a los conocimientos de la teoría de control convencional.

Ha sido demostrada la adecuación de los controles diseñados y puesto a prueba las constantes calculadas mediante los parámetros intrínsecos del motor. No ha sido necesario realizar ajustes ajenos a la teoría para que el control tuviese un correcto funcionamiento.

Se ha abordado la dificultad añadida de utilizar el convertidor NPC para alimentar el motor. Este ha demostrado en simulaciones mejorar el control del motor de jaula de ardilla con respecto al inversor de dos niveles.

En definitiva, este trabajo ha alcanzado el objetivo de describir teóricamente el sistema a controlar y de simular mediante software su comportamiento dinámico.



## Cálculos en código Matlab

```
clear all
clc

% Condiciones nominales en régimen permanente
f=60; % frecuencia nominal
VLLrms= 460; % tensión de línea nominal
p =4; % número de polos
Wsyn = 2*pi*f; % velocidad de sincronismo del estator en rad/s
eléctricos
Wmech = 1780*2*pi/60; % velocidad del rotor en rad/s mecánicos
Wm = Wmech*p/2; % velocidad del rotor en rad/s eléctricos
s_0 = (Wsyn-Wm)/Wsyn; % Deslizamiento

% Parámetros del motor y reactancias
Rs = 0.09961; % Resistencia del estator
Rr = 0.05837; % Resistencia del rotor
Lls = 0.000867; % Inductancia de dispersión del estator
Llr = 0.000867; % Inductancia de dispersión del rotor
Lm = 0.03039; % Inductancia de magnetización
Ls = Lls + Lm; % Inductancia del estator
Lr = Llr + Lm; % Inductancia del rotor
Xls = Wsyn*Lls; % Reactancia de dispersión del estator
Xlr = Wsyn*Llr; % Reactancia de dispersión del rotor
Xm = Wsyn*Lm; % Reactancia de magnetización

Jeq = 0.4; % Inercia equivalente del sistema

Vsd_0 = VLLrms*sqrt(2/3)*3/2*sqrt(2/3);
Vsq_0 = 0;

A = [Rs -Wsyn*Ls 0 -Wsyn*Lm ;...
     Wsyn*Ls Rs Wsyn*Lm 0 ;...
     0 -s_0*Wsyn*Lm Rr -s_0*Wsyn*Lr;...
     s_0*Wsyn*Lm 0 s_0*Wsyn*Lr Rr];

Ainv = inv(A);
V_dq_0=[Vsd_0; Vsq_0; 0; 0];
I_dq_0=Ainv*V_dq_0;
Isd_0=I_dq_0(1);
Isq_0=I_dq_0(2);
Ird_0=I_dq_0(3);
Irq_0=I_dq_0(4);

M = [Ls 0 Lm 0 ;...
     0 Ls 0 Lm;...
     Lm 0 Lr 0 ;...
     0 Lm 0 Lr];
```

```

fl_dq_0 = M * [Isd_0; Isq_0; Ird_0; Irq_0];
fl_sd_0 = fl_dq_0(1);
fl_sq_0 = fl_dq_0(2);
fl_rd_0 = fl_dq_0(3);
fl_rq_0 = fl_dq_0(4);

[theta_da_0, fl_r_dq_0]=cart2pol(fl_rd_0, fl_rq_0);
[thetas, fl_s_dq_0]=cart2pol(fl_sd_0, fl_sq_0);
[theta_Is_dq, Is_dq_0]=cart2pol(Isd_0, Isq_0);
[theta_Vs_dq, Vs_dq_0]=cart2pol(Vsd_0, Vsq_0);

fl_rd_0=fl_r_dq_0;
[fl_sd_0, fl_sq_0]=pol2cart(thetas-theta_da_0, fl_s_dq_0);
[Isd_0, Isq_0]=pol2cart(theta_Is_dq-theta_da_0, Is_dq_0);
[Vsd_0, Vsq_0]=pol2cart(theta_Vs_dq-theta_da_0, Vs_dq_0);

Tem_0 = p/2*fl_rd_0*(Lm/Lr*Isq_0);

fs = 1e4;
PM = 60;

wc_i = 2*pi*fs/10;
wc_v = wc_i/10;
wc_fl = wc_i/10;

s=tf('s');

sigma = 1 - (Lm^2/(Ls*Lr));
A = (Rs/(sigma*Ls) + Rr*(1-sigma)/(sigma*Lr));
F = 1/(sigma*Ls);

k = F/A;
tau_i = 1/A;

Gi = k/(1+tau_i*s);

Options = pidtuneOptions('PhaseMargin',PM);
PID_i = pidtune(Gi, 'PI',wc_i,Options)

%CONTROLADOR DE VELOCIDAD
kt = (p/2)*Lm^2/Lr*Isd_0;

Gv = kt/(Jeq*s)

Options = pidtuneOptions('PhaseMargin',PM);
PID_v = pidtune(Gv, 'PI',wc_v,Options)

%CONTROLADOR DE FLUJO
tau_r = Lr / Rr;

Gfl = Lm/(1+tau_r*s);

Options = pidtuneOptions('PhaseMargin',PM);
PID_fl = pidtune(Gfl, 'PI',wc_fl,Options)

```

```
Va = VLLrms/sqrt(3);
```

```
Pconv = Tem_0 * Wmech;
```

```
bp = 3*Va^2*(1-s_0)/(2*Pconv*(Lls+Llr));
```



# Anexo B

Tabla B-1. Propiedades del bloque *Asynchronous Machine SI Units*

<b>Potencia nominal</b>	3.73e+04 VA
<b>Voltaje de línea nominal</b>	460V
<b>Frecuencia nominal</b>	60 Hz
$R_s, L_{ls}$	0.09961 $\Omega$ , 0.000867 H
$R_r, L_{lr}$	0.05837 $\Omega$ , 0.000867 H
$L_m$	0.03039 H
<b>Inercia</b>	0.4 Kg.m <sup>2</sup>
<b>Factor de fricción</b>	0.02187 N.m.s
<b>Pares de polos</b>	2

Tabla B-2. Propiedades del inversor de tres niveles NPC

<b>Capacidad C1</b>	2200 $\mu$ F
<b>Capacidad C2</b>	2200 $\mu$ F
<b>Frecuencia portadoras</b>	10kHz
<b>Tensión DC link</b>	1000V

Tabla B-3. Constantes del controlador de corriente (en paralelo)

<b>Kp</b>	9.23
<b>Ki</b>	3.46e4

Tabla B-4. Constantes del controlador de velocidad (en paralelo)

<b>Kp</b>	96.7
-----------	------

<b>Ki</b>	3.51e4
-----------	--------

Tabla B-5. Constantes del controlador de flujo (en paralelo)

<b>Kp</b>	9.57e3
<b>Ki</b>	3.5e6

Tabla B-6. Bloque debilitamiento de campo

$\lambda_{rd,nom}$	1.1570 Wb
<b>Punto de corte del rango de velocidad extendida</b>	8044 rpm

# Referencias

---

- [1] D. F. Morales Rincón y J. O. Vanegas Serna, "Diseño de un Controlador de Velocidad para un Motor de Inducción Utilizando Control Vectorial", Trabajo de grado, Departamento de Ingeniería Electrónica, Instrumentación y Control, Universidad del Cauca, Popayán, 2005.
- [2] R. Aranz, F. J. García y L. J. Miguel, "Métodos de control de motores de inducción: síntesis de la situación actual", Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial, vol. 13, nº 4, pp. 381-392, Diciembre 2016.
- [3] "Ward Leonard Method of Speed Control | Electrical4U", Electrical4U, 2019. [Online]. Available: <https://www.electrical4u.com/ward-leonard-method-of-speed-control/>. [Accessed: 11- Sep- 2019].
- [4] "Wikipedia", Wikipedia.org, 2019. [Online]. Available: <https://www.wikipedia.org/>. [Accessed: 10- Aug- 2019].
- [5] "What's the Difference Between AC Induction, Permanent Magnet, and Servomotor Technologies?", Machine Design, 2019.[Online]. Available: <https://www.machinedesign.com/motorsdrives/whats-difference-between-ac-induction-permanent-magnet-and-servomotor-technologies/>. [Accessed: 06- Jun- 2019].
- [6] L. Mier Quiroga and J. Benitez-Read, "Estado del Arte Sobre el Control de Motores de Inducción en Vehículos Eléctricos", in CONGRESO MEXIQUENSE DE INNOVACIÓN Y DESARROLLO TECNOLÓGICO, 2011, p. 1.
- [7] "Permanent Magnet & Induction Motors for Electric Vehicle - Telematics Wire", Telematics Wire, 2019. [Online]. Available: [https://www.telematicswire.net/articles\\_interviews\\_qa-2/articles\\_inhouse\\_invited/permanent-magnet-induction-motors-for-electric-vehicle/](https://www.telematicswire.net/articles_interviews_qa-2/articles_inhouse_invited/permanent-magnet-induction-motors-for-electric-vehicle/). [Accessed: 11- Sep- 2019].
- [8] T. Thoppil, Unwinding Electric Motors. Warrendale: SAE International, 2014.
- [9] "The Rise of Smart Sensors for Motor Systems - Interact Analysis", Interactanalysis.com, 2019. [Online]. Available: <https://www.interactanalysis.com/the-rise-of-smart-sensors-for-motor-systems/>. [Accessed: 06- Sep- 2019].
- [10] R. Pechanek and L. Bouzek, "Analyzing of two types water cooling electric motors using computational fluid dynamics", in 15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe, 2012, p. 1.
- [11] "Dimensioning of a permanent magnets motor with double rotor for electric vehicle", in 4th International Conference: Sciences of Electronic, Tunisia, 2019.
- [12] H. Oudkerk, H. Oudkerk and V. perfil, "Motores eléctricos HET (Hunstable Electric Turbine) un avance en eficiencia y potencia.", Diarioautomotor.blogspot.com, 2019. [Online]. Available: <http://diarioautomotor.blogspot.com/2019/08/motores-electricos-het-hunstable.html>. [Accessed: 06- Sep- 2019]
- [13] G. García, "No comprar un coche eléctrico por precio, autonomía y recarga; mitos, mitos y mitos", Opennemas, 1 Agosto 2019. [Online]. Available: <https://www.hibridosyelectricos.com/articulo/sector/comprar-coche-electrico-precio-autonomia-recarga-mitos-mitos-mitos/20190821181442029721.html>
- [14] "Ventajas de los motores de inducción eléctrica", Puro Motores, 2019. [Online]. Available: <https://www.puromotores.com/13182626/ventajas-de-los-motores-de-induccion-electrica>. [Accessed: 05- Sep- 2019].
- [15] "Motor de inducción", Máquinas Eléctricas, 2019. [Online]. Available:

- <https://maquinaselectricasblog.wordpress.com/motor-de-induccion/>. [Accessed: 05- Sep- 2019].
- [16] “Porqué el núcleo del transformador se hace con láminas - Electrónica Unicrom”, Electrónica Unicrom, 2019. [Online]. Available: <https://unicrom.com/porque-nucleo-del-transformador-con-laminas>. [Accessed: 05-Sep- 2019].
- [17] Mestrecasa.gva.es, 2019. [Online]. Available: [http://mestrecasa.gva.es/c/document\\_library/get\\_file?folderId=500015254561&name=DLFE-971264.pdf](http://mestrecasa.gva.es/c/document_library/get_file?folderId=500015254561&name=DLFE-971264.pdf). [Accessed: 10- Sep- 2019].
- [18] frm.utn, [En línea]. Available: [http://www1.frm.utn.edu.ar/mielectricas/docs/APUNTES\\_MAQUINAS\\_ELECTRICAS-\\_U\\_3\\_v1.1.pdf](http://www1.frm.utn.edu.ar/mielectricas/docs/APUNTES_MAQUINAS_ELECTRICAS-_U_3_v1.1.pdf). [Accessed: 06-Sep-2019].
- [19] A. Castejon Oliva, G. Santamaría Herranz and A. Montanero Molina, Tecnología eléctrica. Madrid: McGraw-Hill, 2002.
- [20] McGraw-Hill, «M H Educación,» [En línea]. Available: <https://www.mheducation.es/bcv/guide/capitulo/8448173104.pdf>. [Accessed: 05-Sep-2019].
- [21] O. Drubel, Converter applications and their influence on large electrical machines. Berlin: Springer, 2015.
- [22] L. D.-R. J. & P.-G. A. Pabón-Fernández, “Simulación del inversor multinivel de fuente”, Rev.investig.desarro.innov., vol. 7, nº 1, pp. 165-180, 2016.
- [23] J. S. B. P.K. Steimer y I. E. Lizama, “A Survey on Neutral-Point-Clamped Inverters”, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, vol. 57, nº 7, pp. 2219-2230, 2010.
- [24] N. Mohan, Advanced Electric Drives, Wiley, 2014.
- [25] N. Mohan, Electric Machines and Drives. A First Course., Wiley, 2012.