

## Métodos de control de motores de inducción: síntesis de la situación actual

Roberto Aranz<sup>b</sup>, F. Javier García<sup>a,\*</sup>, Luis J. Miguel<sup>c</sup>

<sup>a</sup>ITAP, C/ Paseo del Cauce n.º.59, 47011 Valladolid, España.

<sup>b</sup>CARTIF, Parque Tecnológico de Boecillo, 205, 47151 Boecillo, España.

<sup>c</sup>Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Escuela de Ingenierías Industriales, C/ Paseo del Cauce, S/N, 47011 Valladolid, España.

### Resumen

Este trabajo describe y analiza la situación actual de los métodos de control de motores de inducción que se aplican en la industria, desde los métodos clásicos hasta los más modernos. Además se da una visión general de las tendencias de control actuales en cada uno de los métodos.

#### Palabras Clave:

Motor de Inducción, Variación de frecuencia, Control Escalar, Control Vectorial, Control Directo de Par.

### 1. Introducción

Debido a su robustez, las máquinas eléctricas de inducción son en la actualidad uno de los elementos más importantes en los accionamientos eléctricos modernos. Además de tener un menor tamaño, peso y coste para la misma potencia que los motores de corriente continua, sus necesidades de mantenimiento son menores al carecer de escobillas. Todo ello hace que industrialmente sea mucho más ventajosa la utilización de motores de inducción frente a la de los motores de corriente continua, y su uso se sigue extendiendo. Aunque sigue habiendo aplicaciones en las que puede ser más conveniente el uso de motores de corriente continua (Melfi and Hart, 1992; Stearns, 2007).

Tradicionalmente, hasta aproximadamente la década de los ochenta, el motor de continua acaparaba las aplicaciones de control en velocidad y posición basadas en accionamientos eléctricos. Esto era debido a la facilidad de su control a través de la regulación de la tensión de alimentación de sus devanados (excitación y armadura). Este control permite obtener excelentes prestaciones en un amplio rango de velocidades, así como el funcionamiento en cuatro cuadrantes. Es el conocido como método Ward-Leonard de control de velocidad y que se utiliza desde 1896 (Vas, 1992). Su funcionamiento se basa en alimentar el circuito de armadura de un motor de excitación independiente con un generador de corriente continua, también de excitación

independiente, que gira a velocidad constante movido por un motor síncrono o de inducción.

Frente a esto, la regulación de los motores de corriente alterna suponía tener que modificar constructivamente el motor o (Cortés Cherta, 1994) introducir elementos mecánicos o eléctricos auxiliares. Así, entre otros, se dispone de los siguiente métodos de regulación:

- Cambio del número de polos: modifica la velocidad de sincronismo, y permite tener un motor de varias velocidades alterando las conexiones de las bobinas, pero su construcción es complicada y de elevado precio, por lo que se suele limitar a dos velocidades. Se utiliza en motores de jaula de ardilla porque no es necesario cambiar el número de polos del rotor al modificar el circuito del estátor.
- Variación de la frecuencia de alimentación: mediante una fuente independiente de corrientes de frecuencia regulable o un convertidor de frecuencia. Para esto se suele emplear un motor de inducción de rotor trifásico bobinado accionado por otro motor de inducción en sentido contrario al del campo giratorio. La frecuencia de las tensiones inducidas en el rotor serán la suma de la frecuencia de alimentación de dicho motor más la frecuencia impuesta por el motor de accionamiento.
- Modificación del deslizamiento: puede ser variando la tensión de alimentación del estátor, variando la resistencia del circuito rotórico mediante un reostato o por inyección de una fuerza electromotriz en el rotor utilizando

\* Autor en correspondencia.

Correos electrónicos: [robarn@diana.cartif.es](mailto:robarn@diana.cartif.es) (Roberto Aranz),  
[javgar@eii.uva.es](mailto:javgar@eii.uva.es) (F. Javier García), [ljmiguel@eii.uva.es](mailto:ljmiguel@eii.uva.es) (Luis J. Miguel)

otra máquina eléctrica (se utiliza también para compensar el factor de potencia). Estos dos últimos métodos sólo son aplicables en motores de rotor bobinado.

También existen métodos electrodinámicos como son los sistemas Leblanc, Krämer y Scherbius, en que se combinan varias máquinas eléctricas con el fin de regular la velocidad del motor. El motor Schrage por su parte integra en una máquina el motor de inducción y el convertidor de fase. La complejidad constructiva de todos estos sistemas suponía un coste considerablemente mayor que el de la solución basada en el motor de corriente continua.

No fue hasta la década de los setenta con la aparición del control vectorial desarrollado fundamentalmente por Blaschke, Hasse y Leonhard, que se dispuso de un control de motores de corriente alterna suficientemente preciso. Este control se basa en la transformación de las ecuaciones de funcionamiento del motor, de modo que el control se puede simplificar al control independiente del par y del flujo. Controlando dos corrientes, una generadora de par y otra de flujo, se puede asimilar este control al del motor de corriente continua. Sin embargo fue el desarrollo de la electrónica de potencia y la cada vez mayor capacidad de procesamiento de los microcontroladores lo que permitió la construcción de controladores basados en el control vectorial cada vez más precisos, robustos y baratos. La madurez alcanzada por este tipo de controladores es lo que ha conseguido desplazar a los motores de corriente continua de la mayoría de las aplicaciones de control. Actualmente existen en el mercado numerosos fabricantes que ofrecen este tipo de controladores (Teixidó et al., 2003).

Posteriormente apareció el Control Directo de Par (DTC) que se basa en el control directo de las magnitudes de flujo y par, lo cual permite una respuesta más rápida a variaciones del par. Este control fue desarrollado por Takahashi y Noguchi (Takahashi and T. Noguchi, 1984, 1985) y Depenbrock (Depenbrock, 1988). Aunque industrialmente su implantación es menor que la de los controladores vectoriales, también existen diversos fabricantes que ofrecen modelos con este tipo de control desde que ABB lo introdujo en 1996.

## 2. Métodos de Control Modernos

Se entiende por métodos de control moderno aquellos que se basan en la alimentación del motor a través de un convertidor de potencia que permite la regulación de la tensión y frecuencia suministrada. Dicho convertidor está construido utilizando dispositivos de electrónica de potencia y controlado habitualmente por un microcontrolador.

Los dos grandes tipos de control del motor de inducción dentro de los cuales se pueden incluir todos los demás son:

- *Control escalar*: las variables son controladas en magnitud y su control se basa en el modelo de funcionamiento estacionario del motor. El más utilizado es el control Tensión–Frecuencia (V/f en sus siglas en inglés) que se presenta en el apartado 2.1.

- *Control vectorial*: tiene como objeto el control del par electromagnético generado por el motor, y para ello utiliza la teoría de vectores espaciales que permite simplificar el modelo del motor y también su control a través de una serie de transformaciones matemáticas que convierten las variables a controlar en vectores. Dentro de este tipo de control se distinguen el *control vectorial* (apartado 2.2) y el *control directo de par* (apartado 3.1).

A éstos, se han añadido en los últimos diez años otros métodos de control no lineal como los de linealización en la realimentación (FLC), el multiescalar o el conocido como Passivity-Based Control (PBC). Sin embargo las soluciones existentes comercialmente no han recogido hasta ahora este tipo de controles y se han limitado a los controles escalares y vectoriales.

### 2.1. Control Escalar

Entre los métodos conocidos de control de un motor de inducción, uno de los más utilizados es el de Tensión–Frecuencia (V/f) que consiste en mantener una relación constante entre la tensión y la frecuencia de alimentación a medida que se varía la frecuencia para regular la velocidad de giro Leonhard (2001).

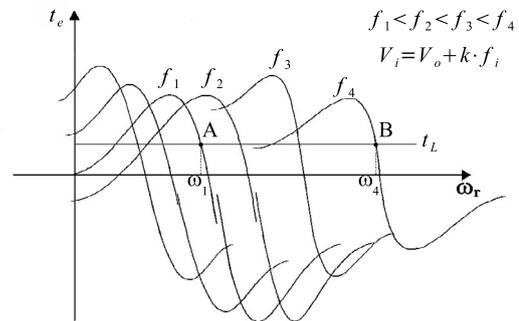


Figura 1: Curvas de funcionamiento del motor de inducción para distintas frecuencias de alimentación

En la (Fig. (1)) se muestran diversas curvas de par-velocidad de un motor de inducción en función de la frecuencia de alimentación. Al modificar dicha frecuencia, se varía la frecuencia de sincronismo del motor, por lo que para un mismo par, la velocidad de giro será diferente. El control V/f se basa en este principio para conseguir una regulación de la velocidad del motor a través de la variación de la frecuencia de alimentación. La regulación de la amplitud de la tensión de alimentación se realiza para mantener constante la densidad de flujo magnético. En el caso más simple se mantiene una relación proporcional entre la amplitud de la tensión y su frecuencia. En la propia figura se puede observar cómo se puede acelerar una carga mecánica pasando del punto A al B alimentando el motor con una tensión cuya frecuencia aumente desde  $f_1$  a  $f_4$ , pasando así la velocidad de giro de  $\omega_1$  a  $\omega_4$ . Cuando la variación de la frecuencia se realiza de manera lenta en comparación con la inercia del conjunto, la corriente es menor que en el caso de un arranque directo, lo cual es aprovechado por la mayoría de los arrancadores

comerciales que emplean esta técnica. También es posible alcanzar cualquier punto de operación intermedio aumentando o reduciendo la velocidad. En bajas frecuencias se incrementa el par de arranque, aunque el par máximo es prácticamente constante.

El esquema habitual de un control V/f se muestra en la (Fig. 2). El sistema realimenta la velocidad ( $\omega_r$ ) o la posición del eje mecánico y lo compara con la referencia. El controlador (habitualmente un PID) determina a partir del error la frecuencia de deslizamiento  $\omega_{sl}^*$  que sumada a la velocidad de giro del rotor genera la consigna de la frecuencia de alimentación del estátor  $\omega_s^*$ . La relación de proporcionalidad entre la tensión y la frecuencia define la consigna de la amplitud de la tensión  $V_s^*$ . Ambas magnitudes se utilizan para obtener las señales de encendido y apagado de los elementos de electrónica de potencia del inversor ( $S_{1...6}$ ). El inversor, como fuente de tensión, aplica a la máquina una tensión alterna no sinusoidal con una frecuencia y una tensión determinadas por el controlador.

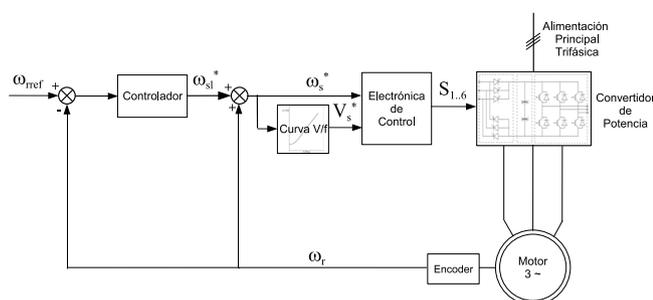


Figura 2: Esquema general del control Tensión-Frecuencia

En los sistemas comerciales de control, la relación constante entre la tensión y frecuencia de alimentación es habitualmente sustituida por una función no lineal que intenta mejorar el comportamiento a bajas velocidades o adaptarse al perfil de la carga.

Este método tiene como inconvenientes su baja eficiencia y un tiempo de reacción elevado para variaciones de la carga.

## 2.2. Control Vectorial

El principio del método de control vectorial fue desarrollado por Hasse y Blaschke a finales de los años 60 (Hasse, 1969; Blaschke, 1972). Este control se basa en la transformación de un sistema trifásico estacionario, representado por las corrientes de fase del estátor ( $i_R, i_S, i_T$ ), en un sistema de coordenadas bifásico rotatorio representado en un plano imaginario x-y que gira a la velocidad de rotación del rotor. En este plano se obtienen las corrientes  $i_{sx}$  e  $i_{sy}$ , alineadas con los ejes ortogonales x y y respectivamente. La obtención de este nuevo marco de referencia conduce a un modelo matemático para el motor cuyo comportamiento es igual al de una máquina de corriente continua.

La expresión de par electromagnético ( $t_e$ ) en una máquina de corriente continua cuando el efecto de saturación es despreciado, se puede definir mediante la ecuación:

$$t_e = K_t \cdot I_f \cdot I_a \quad (1)$$

donde  $I_a$  es la corriente de armadura,  $I_f$  la corriente para el devanado de campo y  $K_t$  es una constante de proporcionalidad.

Las variables  $I_a$  e  $I_f$  son las variables de control en una máquina de corriente continua, y pueden considerarse como vectores ortogonales o desacoplados. En condiciones normales, la corriente  $I_f$  se mantiene constante e igual a su valor nominal, por lo que el par será proporcional a la corriente de armadura  $I_a$ .

En un motor de inducción, sin embargo, entre el flujo y el par existe un gran acoplamiento. En un marco de referencia bifásico x-y las componentes de corriente obtenidas ( $i_{sx}$  e  $i_{sy}$ ), son las componentes de corriente del estátor, en los ejes directo y de cuadratura respectivamente. Si la componente de corriente  $i_{sx}$ , se hace coincidir en fase con el flujo magnético del rotor o con la componente de corriente que lo genera, se puede establecer una analogía entre la componente  $i_{sx}$  y la corriente de campo  $I_f$  del motor de corriente continua, así como entre la componente  $i_{sy}$  y la corriente de armadura  $I_a$  (Vas, 1992; Leonhard, 2001). Con los desarrollos matemáticos apropiados a partir de su modelo, el par de una máquina de inducción se puede expresar según la ecuación:

$$t_e = K_t \cdot i_{sx} \cdot i_{sy} \quad (2)$$

De esta forma manteniendo el flujo magnético constante ( $i_{sx}$  constante), se puede realizar el control del par del motor mediante la corriente  $i_{sy}$ , ya que ambos vectores son ortogonales y están por lo tanto desacoplados, pudiéndose modificar y regular de manera independientemente.

Las técnicas de control vectorial pueden clasificarse en dos grandes grupos según el método usado para el cálculo de la posición del vector de flujo rotórico (que es el que determina el sistema de referencia) (Bose, 1986; Vas, 1998):

- Métodos directos: fue sugerido inicialmente por Blaschke, y se basa en la medida directa mediante sensores de la magnitud y posición del flujo rotórico. Requiere situar sondas de efecto Hall o bobinas exploradoras en el entrehierro o en las ranuras del estátor. Es un método que se ha deshechado en la actualidad ya que requiere la modificación de la máquina y las sondas se ven muy afectadas por cambios en la temperatura, además de ser mecánicamente frágiles.
- Métodos indirectos: propuesto por Hasse se basa en determinar el flujo rotórico a partir del modelo matemático del motor y midiendo las variables fácilmente accesibles como las corrientes y velocidad o posición. Estos métodos implican conocer también los parámetros del motor implicados en el modelo utilizado de manera precisa. Por tanto son generalmente más sensibles a las variaciones de los parámetros durante la operación del motor. La figura 3 muestra el esquema general de un sistema de control por campo orientado usando el método indirecto. A partir de las medidas de corriente y velocidad, y utilizando el modelo de flujo se obtienen las corrientes en el nuevo sistema



Puede verse por lo descrito hasta el momento, que la ventaja que supone el control vectorial a la hora del diseño del control por su analogía con el motor de corriente continua, implica una complejidad importante cuando se desean diseñar controles de altas prestaciones en un rango amplio de velocidades. La complejidad de los modelos necesarios no sólo aparecerá en el momento del diseño sino también en el de la implementación debido a la potencia de cálculo necesaria. Sin embargo, la complejidad y el aumento de precio que suponen la electrónica de control y el inversor frente al uso de un motor de corriente continua quedan compensados en la mayoría de las aplicaciones por la robustez del motor de alterna y su bajo precio. También frente a las aplicaciones de control V/f presenta ventajas el control vectorial debido al desacople que realiza entre las variables de flujo y par. Entre éstas cabe destacar:

- Capacidad para generar el máximo del par del motor a baja velocidad.
- Mejor comportamiento dinámico para variaciones de par.
- Alta eficiencia para cada punto de operación en un amplio rango de velocidades.

### 3. Control Directo de Par (DTC)

#### 3.1. Metodología general del control DTC

El método de control directo de par permite controlar de manera directa el flujo del estátor y el par electromagnético generado mediante la selección de las conmutaciones óptimas de los elementos del inversor. Dicha selección se realiza en función de los errores de seguimiento del par y del flujo de manera que se obtenga una rápida respuesta a variaciones de par con una baja frecuencia de conmutación y pérdidas por armónicos reducidas. Este control fue desarrollado inicialmente por Takahashi y Noguchi (Takahashi and T. Noguchi, 1984, 1985). Aunque en el presente apartado se muestra el control DTC realizando el control del flujo del estátor, el control puede realizarse de la misma manera sobre el flujo del rotor o el flujo de magnetización.

Para un motor de inducción trifásico simétrico, el par electromagnético puede expresarse en función del flujo y corriente del estátor según la ecuación (4):

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s - L_m^2} (\vec{\psi}'_r \times \vec{\psi}_s) = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s - L_m^2} |\vec{\psi}'_r| |\vec{\psi}_s| \text{sen}(\rho_s - \rho_r) = \\ &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s - L_m^2} |\vec{\psi}'_r| |\vec{\psi}_s| \text{sen} \gamma \end{aligned} \quad (4)$$

donde  $\vec{\psi}_s$  es el vector espacial del flujo del estátor y  $\vec{\psi}'_r$  es el vector espacial del flujo en el rotor, ambos expresados en una referencia estacionaria de ejes d-q fija en el estátor. Los ángulos  $\rho_s$  y  $\rho_r$  son los formados por los flujos con el eje horizontal (d) de la referencia estacionaria. Por último  $p$  es el número de pares de polos del motor,  $L_m$  la inductancia de magnetización y  $L_s$  la autoinductancia del estátor (Vas, 1992).

A partir de la ecuación (4) puede demostrarse matemáticamente cómo la variación del par es proporcional a la variación del ángulo  $\rho_s$  bajo la hipótesis de mantener constante la magnitud del flujo concatenado por el estátor  $|\vec{\psi}_s|$ . La constante de

tiempo rotórica es grande comparada con la del estátor, por lo que el vector de flujo rotórico variará muy lentamente cuando se produzca una variación rápida de la posición del vector espacial de flujo del estátor. Esto permite conseguir una variación rápida del par electromagnético generado, lo cual constituye la base del control directo de par. Los vectores de tensión generados por el inversor deberán ser tales que el movimiento del vector espacial de flujo sea el deseado para conseguir el aumento, o disminución, tanto del par como de la magnitud del flujo. Despreciando las pérdidas óhmicas en las bobinas del estátor, se cumple que  $\vec{u}_s = \frac{d\vec{\psi}_s}{dt}$ , siendo  $\vec{u}_s$  el vector espacial de la tensión impuesta en las bobinas del estátor. Por tanto para tiempos cortos (los utilizados como periodo de muestreo y control) la relación puede expresarse como  $\Delta\vec{\psi}_s = \vec{u}_s \cdot \Delta t$ , y puede comprobarse que existe una relación directa entre el vector espacial de flujo y el de tensión, que permitirá controlar de manera desacoplada las dos componentes del vector de flujo aplicando el vector de tensión apropiado. Controlando de manera independiente la posición y la magnitud del vector de flujo, se estará controlando de manera desacoplada el par electromagnético y el flujo, de manera similar al control vectorial expuesto en el apartado 2.2.

El inversor de seis IGBT puede generar hasta ocho vectores espaciales de tensión diferentes según las combinaciones de disparo de los IGBT, aunque dos de estos vectores son nulos (no generan caída tensión entre fases y por tanto no excitan el motor). En la figura 4 se muestran estos ocho vectores indicando con valor 1 las fases que se conectan a la tensión positiva del bus de continua y con valor 0 las fases que se conectan a la tensión negativa. Conociendo el vector de flujo del estátor es posible predecir el efecto de cada uno de estos vectores sobre el par electromagnético y la magnitud de flujo según lo comentado anteriormente. En la figura 5 se muestra un ejemplo de como afectan distintos vectores de tensión a un vector de flujo situado en el segundo sector del plano d-q. Así, si se quiere aumentar el módulo del flujo, será necesario aplicar un vector cuyo módulo se suma al del flujo actual y lo haga crecer. En la figura esto ocurre con los vectores de tensión  $u_1$  y  $u_3$ . El efecto contrario lo proporcionarán los vectores  $u_4$  y  $u_6$  que le hacen reducir su tamaño. En el caso de querer aumentar el par eléctrico lo que se tendrá que producir es una aceleración en el vector de flujo del estátor, ya que como se ha comentado la variación del par será proporcional a la variación de dicho ángulo. Dado que los vectores  $u_3$  y  $u_4$  producen una variación positiva en el ángulo del vector de flujo ello conllevará un aumento del par. Al contrario que cuando se aplican los vectores  $u_1$  y  $u_6$ . Así, para cualquier combinación de variaciones deseadas en el par y el flujo, podremos escoger aquel vector de tensión que la proporciona en función del cuadrante en que se encuentre el vector de flujo, y aplicarlo al motor para conseguir el efecto deseado.

A partir de estos resultados se establece la tabla óptima de disparos (cuadro 1), que define el vector de tensión que debe ser generado a partir de los errores de seguimiento del par,  $e_{t_e}$ , y del flujo,  $e_{\psi_s}$ :

$$\begin{aligned} e_{t_e} &= t_{eref} - t_e \\ e_{\psi_s} &= |\vec{\psi}_{s,ref}| - |\vec{\psi}_s| \end{aligned}$$

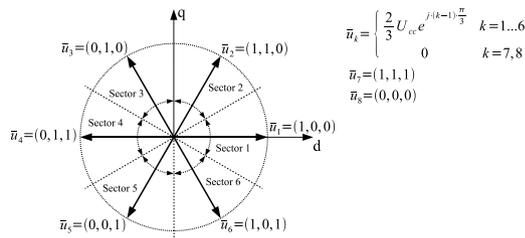


Figura 4: Vectores activos generados por un inversor de seis IGBT

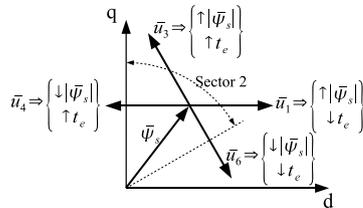


Figura 5: Efecto de vectores activos sobre un vector espacial de flujo situado en el sector 2

El controlador es un comparador de dos niveles para el flujo y de tres niveles para el par que indican el signo de la acción necesaria en esas magnitudes. Para evitar un alto rizado de ambas variables se define una banda de histéresis de umbral  $\pm\Delta_\psi$  para el flujo y  $\pm\Delta_t$  para el par, dentro de las cuales no se modifica el sentido de la acción de control. Los vectores nulos se utilizan en el caso de que el par permanezca dentro de su banda de histéresis (no es necesario generar par), y la elección se realiza haciendo que el número de conmutaciones de los interruptores de potencia del inversor sea el menor posible (siempre se podrá hacer con una única conmutación). En (Casadei et al., 1994; Moustafa, 2002) se muestra el efecto de las bandas de histéresis sobre el control directo de par. En la figura 6 se muestra el esquema del control DTC al que se le ha añadido un control de velocidad.

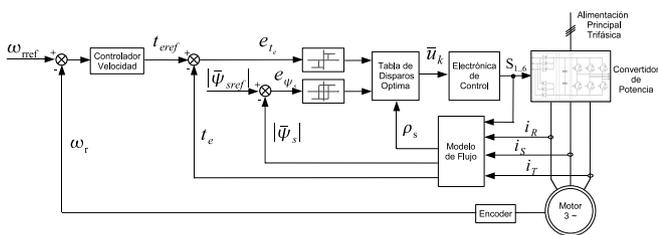


Figura 6: Esquema general del control directo de par

Como se observa es necesario obtener una estimación del par y del flujo, lo cual supone disponer de algún tipo de modelo del motor que permita obtener dichas variables a partir de los valores medidos. En el algoritmo DTC convencional su cálculo es muy sencillo y el único sistema de referencia que se utiliza es el flujo en el estátor. Las ecuaciones utilizadas, que se obtienen a partir del modelo matemático del motor, son:

$e_{\psi_s}$	$e_{t_e}$	Sector1	Sector2	Sector3	Sector4	Sector5	Sector6
$> \Delta_\psi$	$> \Delta_t$	$\bar{u}_2$	$\bar{u}_3$	$\bar{u}_4$	$\bar{u}_5$	$\bar{u}_6$	$\bar{u}_1$
$> \Delta_\psi$	$< -\Delta_t$	$\bar{u}_6$	$\bar{u}_1$	$\bar{u}_2$	$\bar{u}_3$	$\bar{u}_4$	$\bar{u}_5$
$> \Delta_\psi$	$< \Delta_t$	$\bar{u}_7$	$\bar{u}_8$	$\bar{u}_7$	$\bar{u}_8$	$\bar{u}_7$	$\bar{u}_8$
$< -\Delta_\psi$	$> \Delta_t$	$\bar{u}_3$	$\bar{u}_4$	$\bar{u}_5$	$\bar{u}_6$	$\bar{u}_1$	$\bar{u}_2$
$< -\Delta_\psi$	$< -\Delta_t$	$\bar{u}_5$	$\bar{u}_6$	$\bar{u}_1$	$\bar{u}_2$	$\bar{u}_3$	$\bar{u}_4$
$< -\Delta_\psi$	$< \Delta_t$	$\bar{u}_8$	$\bar{u}_7$	$\bar{u}_8$	$\bar{u}_7$	$\bar{u}_8$	$\bar{u}_7$

Tabla 1: Tabla de disparos óptimos para el control DTC

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{u}_s - R_s \cdot \bar{i}_s) \cdot dt \quad (5)$$

$$t_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\bar{\psi}_s \times \bar{i}_s) \quad (6)$$

siendo  $\bar{i}_s$  el vector espacial de la corriente que circula por el estátor y  $R_s$  la resistencia de las bobinas del estátor.

El otro elemento a destacar en el esquema del control DTC convencional es la necesidad de imponer un flujo al motor, lo cual puede utilizarse para modificar las prestaciones del control. Así por ejemplo, para obtener la máxima rapidez en la respuesta transitoria se requiere el máximo flujo en el motor, y cuando se trabaja por encima de la velocidad nominal es necesario aplicar una curva de debilitamiento de flujo en función de la velocidad.

En resumen, entre las ventajas del DTC convencional pueden señalarse:

- Obtención de altas respuestas dinámicas del par y del flujo que se controlan de forma independiente.
- Ausencia de controladores PI en la corriente.
- Sólo se necesita saber el sector en que se encuentra el vector espacial de flujo, no su posición exacta.
- Robustez contra la variación de los parámetros, ya que sólo necesita conocer la resistencia del estátor.
- No necesita transformación de coordenadas, por lo que los modelos matemáticos utilizados para el motor son más sencillos.
- La programación del algoritmo es menos compleja que en el caso del control vectorial.

Algunas de estas ventajas pueden convertirse en inconvenientes, así por ejemplo:

- La corriente de arranque tiene un valor elevado, ya que no hay regulación en corriente, y esta puede destruir los interruptores.
- La ondulación del par produce vibraciones en el motor y dificulta la aplicación a bajas velocidades.
- La reducción del rizado de par implica tener que aumentar la frecuencia de conmutación, aumentando las pérdidas y provocando una mayor fatiga en los interruptores.
- La resistencia del estátor varía, especialmente a bajas velocidades, por lo que es necesario estimar su valor real en cada instante.

- Los modelos de flujo y par utilizados no son correctos a bajas velocidades.
- La frecuencia de conmutación es variable.
- En motores de alta potencia la distorsión en el flujo produce armónicos de bajo orden.

Es interesante remarcar que según el trabajo realizado por (Ortega et al., 2001), el método de control DTC es estable. Se demuestran también sus buenas prestaciones que le hacen especialmente adecuado para el control de flujo, y el desacoplamiento entre flujo y par a través de las componentes del vector tensión proyectadas respectivamente sobre el vector de flujo y su ortogonal. Por último se muestra también la razón de su mejor respuesta a bajas velocidades de funcionamiento respecto al control vectorial y de su mal comportamiento ante perturbaciones bruscas en el par de carga. Estas conclusiones se obtienen a partir de una serie de condiciones necesarias y/o suficientes que obtiene para la regulación del par y flujo.

Paralelamente a los desarrollos de Takahashi y Noguchi, Depenbrock propuso un control denominado autocontrol directo (Direct Self Control – DSC) (Depenbrock, 1988). El esquema es similar al del DTC, pero utilizando tres controladores de histéresis para el flujo -uno por fase- y uno para el par, que define la duración de los vectores nulos. La diferencia con el DTC es que para reducir el par genera vectores nulos en lugar de un vector de tensión en sentido contrario al del giro del flujo. Una de las ventajas del DSC frente al DTC es que añade un mecanismo para el control del flujo en la zona de debilitamiento del flujo, lo que le proporciona un rápido control del par en esa zona de funcionamiento. Esto unido a su menor frecuencia de conmutación le hace muy conveniente para motores de alta potencia. Sin embargo su desarrollo y las mejoras introducidas por la comunidad científica han sido mucho menores que en el caso del DTC.

Para solventar los problemas del DTC y mejorar las prestaciones del control, se han ido proponiendo diversas modificaciones del control directo de par convencional que se describen en los siguientes apartados. En (Buja and Kazmierkowski, 2004) se recoge un estado del arte del control DTC con una amplia bibliografía entre la que se incluyen algunos de los métodos aquí presentados.

### 3.2. Modificaciones en la secuencia de conmutación

Como se ha comentado anteriormente, las bandas de histéresis de los controladores de par y flujo tienen un efecto significativo sobre el rizado del par. También el vector de tensión seleccionado afectará al rizado, no siendo su efecto el mismo si el motor está a baja o a alta velocidad. Esta dependencia del vector de tensión tiene como consecuencia que cuantos más vectores posibles de tensión se puedan generar en cada instante, más fácil será realizar la compensación de los errores de par y flujo. Han sido numerosos los autores que han definido métodos para aumentar el número de vectores de disparo posibles en lugar de los seis que define el control DTC en su tabla de conmutaciones óptimas.

Una de la propuestas consiste en utilizar un inversor multinivel, que genera diferentes niveles discretos de tensión de salida. El origen de los convertidores multinivel es la reducción de armónicos de la tensión y corriente generados. En (Alepuz, 2004) puede encontrarse una descripción de los distintos tipos de convertidores multinivel según la topología constructiva. La aplicación de este tipo de inversores a los motores eléctricos permite, además de disminuir los armónicos en la alimentación, reducir los saltos de tensión ( $du/dt$ ) en las conmutaciones, lo cual previene fallos en el motor. Desde el punto de vista del control suponen la posibilidad de aumentar el número de vectores de tensión disponibles. Para cada una de las fases, la tensión a la que puede conectarse pasará de dos al número de niveles de que disponga el inversor. Esto supone aumentar el número de combinaciones posibles de conexiones de las tres fases hasta  $3^N$  vectores, siendo  $N$  el número de niveles del inversor. De estos  $3^N$  vectores,  $N$  serán vectores nulos, y algunos de los restantes serán equivalentes entre sí, habiendo en total  $3N(N - 1) + 1$  vectores diferentes. La redundancia de los vectores activos se emplea para reducir el número de conmutaciones, que además permite reducir el incremento de tensión en cada conmutación. En la figura 7 se muestran los vectores de tensión posibles para el caso del inversor de tres niveles, que permitirá disponer de 18 vectores activos diferentes. La notación  $abc$  indica a que nivel de tensión está conectada cada fase de las tres posibles: 0, 1, 2.

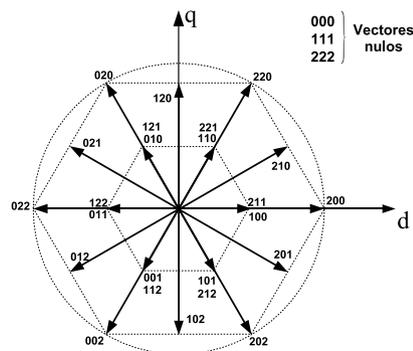


Figura 7: Vectores disponibles en un inversor de tres niveles

El diseño de un inversor multinivel supone el incremento de los interruptores de potencia y de los elementos pasivos del inversor. Además será necesario añadir al control los algoritmos que en cada momento generen la tensión deseada en cada una de las fases además de mantener la tensión en los condensadores. A pesar del incremento de coste que estos problemas suponen, suelen ser una buena solución para accionamientos de gran potencia o cuando se dispone de varias fuentes de tensión continua como en las aplicaciones de automoción. En (Walczyzna and Hill, 1993; Zhang et al., 2012; Dharmaparakash and Henry, 2014) se propone un control con un inversor de tres niveles y en (Escalante et al., 2002) se propone una aplicación de control DTC con un inversor de cinco niveles. Dado que el número de vectores disponible ha aumentado, en este segundo caso se definen doce sectores (en lugar de los seis del DTC convencional)

y cuatro tablas de disparos óptimos para cuatro rangos de velocidades diferentes. En (Rodríguez et al., 2004) se muestra la disminución del rizado de par que supone utilizar un inversor de 11 niveles frente a uno de tres.

La modulación de vectores espaciales discretos (DSVM) funciona de forma similar a los inversores multinivel pero sin necesidad de modificar la topología del inversor. Esta técnica de modulación consiste en dividir el periodo de muestreo en un número fijo de intervalos temporales de igual duración. Durante cada uno de estos intervalos se genera un vector de tensión de los ocho posibles del inversor, siendo el vector resultante en el periodo de muestreo la suma de esos vectores. Al igual que en el caso de los inversores multinivel, en este caso cuantos más intervalos contenga el periodo de muestreo mayor número de vectores de tensión se podrán generar. Por ejemplo, en el caso de utilizar dos intervalos, los vectores que pueden ser generados son los que aparecen en la figura 8. En este caso la notación *ab* indicará el vector que se dispara en cada intervalo. El orden de disparo de los vectores que forman un determinado determinará la presencia o no de determinados armónicos en las tensiones de alimentación. Como se observa, esta figura es idéntica a la del inversor de tres niveles en la que la notación *abc* indicaría el número de intervalos que está conectado a la tensión positiva del bus de continua cada una de las fases. En (Casadei et al., 2000) se propone un algoritmo de control directo de par basado en DSVM, donde para aprovechar los nuevos vectores de disparo disponibles definen un comparador de histéresis del flujo de cinco niveles, doce sectores y tres tablas de disparos óptimos por cada sector. El uso de una u otra tabla lo define el valor del producto del flujo por la velocidad de giro. Se acota así el estado del motor de una manera más precisa y el efecto que tendrá cada uno de los vectores disponibles. En (Lai et al., 2004) se proponen dos técnicas en las que se usan dos vectores de igual duración por cada periodo de muestreo para conseguir una reducción en el rizado de la velocidad de giro. El primer método utiliza un vector activo y otro nulo y un comparador de par de cinco niveles, mientras que el segundo utiliza dos vectores activos y doce sectores. Cada uno de ellos define su tabla de disparos apropiada a los niveles del comparador y número de sectores.

El DSVM puede entenderse como un caso particular de la técnica de modulación de vector espacial (SVM). Esta técnica permite generar cualquier vector de tensión en el plano a partir de los ocho vectores disponibles en el inversor. En la figura 9 puede verse cómo un vector de tensión cualquiera puede formarse como combinación lineal de los vectores que forman el sector en que se encuentra. Cada uno de los vectores ocupará una fracción del periodo, y el tiempo restante lo ocupará un vector nulo. A partir de la figura puede demostrarse que los tiempos que deben permanecer activos cada uno de los vectores son:

$$\begin{aligned} d_1 &= \sqrt{3} \frac{|u_{sref}|}{U_{cc}} \text{sen} \left( \frac{\pi}{3} - \alpha \right) \\ d_2 &= \sqrt{3} \frac{|u_{sref}|}{U_{cc}} \text{sen} \alpha \\ d_0 &= 1 - d_1 - d_2 \end{aligned} \quad (7)$$

donde  $d_1$ ,  $d_2$  y  $d_0$  son las fracciones de periodo de muestreo

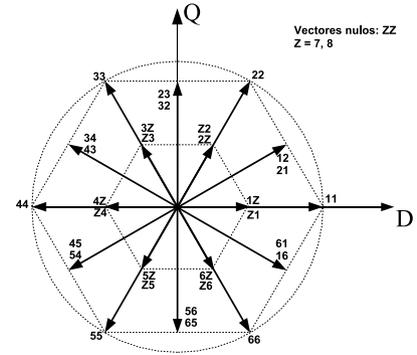


Figura 8: Vectores disponibles con la técnica de modulación DSVM en el caso de dos intervalos por periodo de muestreo

que deben durar los vectores  $\bar{u}_k$ ,  $\bar{u}_{k+1}$  y nulo respectivamente, cuando el vector  $\bar{u}_{sref}$  se encuentra en el sector  $k$  (en el sector 6 el vector  $\bar{u}_{k+1}$  será el vector  $\bar{u}_1$ ).

La técnica de modulación SVM permite modificar el esquema de control y sustituir la tabla de conmutación óptima por otros métodos de control que determinan el vector tensión de referencia que permite reducir los errores de par y flujo. En los apartados siguientes se describen algunos de estos métodos, y se indicará cuales de ellos utilizan el SVM como técnica de generación de los vectores de tensión. En (Bowes and Lai, 1997; Zhou and Wang, 2002; Kwasinski et al., 2003) se muestran las ventajas de utilizar la técnica SVM frente a la de modulación de ancho de pulso (PWM) o alguna de sus modificaciones cuando se desea generar un vector de tensión cualquiera. Entre éstas destacan la minimización del contenido armónico y la extensión del rango lineal de la amplitud de tensión que puede ser generada, aunque el SVM es idéntico a las técnicas PWM que introducen una señal de secuencia cero o un tercer armónico.

La técnica SVM permite generar tensiones cuya máxima amplitud la define el círculo inscrito en el hexágono que forman los seis vectores activos. Si se desea alimentar el motor con vectores de mayor amplitud, algunos autores han desarrollado métodos denominados de sobremodulación (“overmodulation”) basados en la eliminación de los vectores nulos y que aumentan el índice de modulación de la señal hasta la unidad (el índice de modulación se define como la relación entre la tensión generada y la amplitud de los vectores activos). En estos casos se pierde la linealidad de la señal de tensión generada que deja de ser senoidal (Holtz et al., 1993; Lee and Lee, 1998; Kazmierkowski et al., 2002).

Aún siendo las técnicas hasta aquí mencionadas las más utilizadas para la generación de las tensiones de alimentación, existen propuestas de otros autores para optimizar las conmutaciones del inversor, como por ejemplo (Purcell and Acarnley, 2001; Ahammad et al., 2014).

### 3.3. Modelos mejorados de estimación de parámetros y variables

Para mejorar el control DTC, una de las principales cuestiones a resolver es la estimación correcta del par y del flujo,

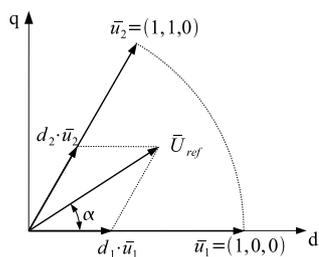


Figura 9: Generación de un vector de tensión mediante la técnica SVM

bien sea a través del cálculo de la resistencia del estátor en línea o mejorando los estimadores utilizados para el cálculo de las variables. La variación del valor de la resistencia se debe principalmente al cambio de temperatura de motor, y su efecto es importante especialmente a bajas velocidades, donde la caída de tensión que provoca no es despreciable frente a la alimentación. En (Moustafa, 2002) puede verse un estudio de cómo afecta la variación de la resistencia a la estimación de las variables del motor. Existen múltiples trabajos encaminados a resolver este problema, ya sea estimando la resistencia del estátor de manera independiente (Bose and Patel, 1998; Habetler et al., 1998; Ha and Lee, 2000; Guidi and Umida, 2000; Lai et al., 2000; Mitronikas et al., 2001; Ameer et al., 2012), junto con otros parámetros (Shaw and Leeb, 1999; Tai et al., 2000) o junto con otras variables de funcionamiento del motor (Yang and Chin, 1993; Zamora and Garcia-Cerrada, 2000; Tsuji et al., 2001; Holtz and Quan, 2002; Vasic et al., 2003; Sun and Xue, 2014). Lógicamente también se pueden emplear métodos generales de estimación de parámetros del motor o los observadores de estado utilizados en los desarrollos del control vectorial (apartado 2.2).

En cuanto a la mejora de los estimadores de flujo y par también es amplia la bibliografía existente con soluciones orientadas a la mejora del control, especialmente en el rango de bajas velocidades. Una de las primeras propuestas para el estimador de flujo consiste en la sustitución del integrador puro por un filtro pasabajos (Vas, 1998; Idris and Yatim, 2002) que elimina los problemas en la estimación cuando existen errores de offset en las medidas de las corrientes. El integrador puro puede ser problemático también a bajas frecuencias, cuando las tensiones son pequeñas y las pérdidas óhmicas son dominantes. El filtro pasabajos sin embargo introduce un error en la estimación y limita el ancho de banda. Por ello, (Holtz and Quan, 2002) propone mantener el integrador puro y añade al estimador de flujo un vector espacial  $\bar{u}_\Delta$ , que se obtiene de un modelo para el inversor, y que compensa las posibles desviaciones en la tensión de alimentación real respecto de la calculada a partir de los disparos de los interruptores de potencia. Así, el estimador resultante se puede expresar como:

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{u} - R_s \cdot \bar{i}_s + \bar{u}_\Delta) \cdot dt \quad (8)$$

En (Shyu et al., 2004) se propone un método basado en el filtro pasabajos pero con una realimentación del vector de flujo para eliminar los problemas de offset y saturación del flujo.

Además propone una compensación de la consigna de flujo mediante un algoritmo adaptativo basado en el error de velocidad para hacer al control inmune a la variación de la resistencia del estátor.

Otra manera de mejorar la estimación del flujo es con el uso de observadores adaptativos como el propuesto por (Lascu et al., 2000). El observador utiliza como modelo de referencia la estimación del flujo del estátor a partir del flujo rotórico según el modelo clásico del motor de inducción. El modelo adaptativo es el descrito por la ecuación (8). El vector  $\bar{u}_\Delta$  se obtiene como la salida de un PI cuya entrada es la diferencia entre los flujos del estátor calculados con los modelos de referencia y adaptativo, y es el valor que se realimenta en el modelo adaptativo. Además plantea otro esquema de observador adaptativo para el cálculo del flujo del rotor y la velocidad de giro. El estimador de lazo abierto (modelo de referencia) es apropiado para funcionamiento a baja velocidad, mientras que el adaptativo es apropiado para un rango amplio de velocidades (1-100 Hz). El PI se ajusta para que cada modelo prevalezca en la zona donde mejor es su estimación. Uno de los inconvenientes del observador es que requiere conocer los parámetros del motor.

Otro observador adaptativo es el propuesto por (Maes and Melkebeek, 2000) cuyas variables de estado son el flujo del estátor y del rotor y la salida las corrientes del estátor. Este observador de flujo utiliza el modelo matemático del motor en forma de ecuaciones de estado, por lo que también es necesario conocer todos los parámetros del motor para su cálculo. En este caso el mecanismo de adaptación se establece a través de la estimación de la resistencia del estátor, la velocidad del motor y el par, estos dos últimos obtenidos a partir de un modelo mecánico del motor. La ganancia del observador se calcula fijando los polos del observador desplazados un cierto valor respecto a los polos del motor.

En (Vas, 1998) se proponen otros cuatro observadores de la velocidad del rotor utilizando un modelo adaptativo de referencia, cuya variable de estado en tres de ellos es el flujo del estátor. En la misma referencia también pueden encontrarse observadores como el filtro de Kalman o un observador de orden completo de Luenberger para la estimación del flujo.

En (Gallegos-Lara et al., 2010) el controlador se basa en un nuevo algoritmo de observación de bajo orden que estima simultáneamente los flujos y la velocidad del rotor en presencia de par de carga constante y desconocido.

Una solución distinta fue la propuesta en (Lascu and Trzynadlowski, 2004b) de un observador de flujo del estátor y velocidad utilizando dos sistemas de referencia. Al utilizar un sistema de referencia fijo al estátor se elimina la realimentación de la estimación de velocidad que puede ser errónea. Se evitan así los problemas de ciclos límite, sensibilidad al ruido y desplazamiento de fase que pueden tener los estimadores adaptativos de velocidad.

Indicar que también existen soluciones de estimación del flujo del estátor mediante redes neuronales (Kazmierkowski et al., 2002).

### 3.4. Modificaciones en la estructura de control

El control basado en comparadores del error y bandas de histéresis para el flujo y par produce un alto rizado en el control del par y la velocidad del motor. Este efecto es especialmente crítico a bajas velocidades. Algunos autores han propuesto la sustitución de los controladores basados en bandas de histéresis por controladores PI. Existen en la bibliografía otros autores que también han propuesto modificar la estructura de control del DTC con técnicas de control predictivo, deslizante u otras utilizadas habitualmente en los sistemas de control. Aunque las propuestas que pueden encontrarse para realizar un control del par son abundantes, se han considerado únicamente como DTC los controles que controlan el par y el flujo sin utilización de lazos de corriente.

En (Monmasson et al., 2001), aunque se mantienen los comparadores con histéresis para el error de flujo y par, se sustituye la tabla de conmutación óptima por un controlador que genera vectores de tensión desplazados un ángulo fijo respecto al vector de flujo. Los nuevos vectores de tensión deben ser generados mediante la técnica de SVM y se elige el ángulo de desplazamiento respecto al flujo de manera que mejoran el comportamiento a baja velocidad.

Buscando una frecuencia de conmutación fija, que favorezca la reducción del rizado de par, (Idris and Yatim, 2004) propone un controlador de par con un PI y dos comparadores cuya salida es equivalente a la del comparador de tres estados utilizado habitualmente. El controlador se diseña a partir de un modelo linealizado del lazo de control, que podría verse como un comparador con banda de histéresis variable triangular. Otros autores, como (Kang et al., 1999), han propuesto también bandas de histéresis variables para obtener una frecuencia de conmutación constante

En (Lascu et al., 2000; Lascu and Trzynadlowski, 2004b), mencionados en el apartado dedicado a los observadores, la regulación del par y flujo sustituye los controladores de banda de histéresis por dos PI, cada uno de los cuales tiene como entrada los errores de flujo y par, y como salida las componentes d-q respectivamente del vector de tensión de referencia. En el regulador de par se tiene en cuenta además la compensación de la fuerza electromotriz. El vector de tensión se obtiene en el inversor utilizando la técnica del SVM. Cuando la consigna de tensión es mayor que la que puede generarse con la técnica SVM, el control se sustituye por un control DTC clásico.

En (Casadei et al., 2003), sin embargo, sí se sustituyen los comparadores por un control basado en la regulación del flujo. Este regulador del flujo se basa en un control de tipo proporcional pero añadiendo términos que compensan las pérdidas óhmicas y la fuerza electromotriz. La consigna de flujo se obtiene a partir de las consignas de par y flujo del rotor utilizando las ecuaciones de funcionamiento del motor. Esto permite seleccionar de manera fácil el flujo que permite el máximo par en cada instante, especialmente en las situaciones de debilitamiento de flujo.

Es posible utilizar esquemas predictivos para determinar las tensiones a aplicar en el motor en función de la magnitud de los errores de par y tensión. El resultado es un control tipo dead-beat. En (Habetler et al., 1992) y (Vas, 1998) se presentan dos

algoritmos de control similares en los que se calculan de manera independiente las componentes  $d$  y  $q$  de la tensión necesaria para alcanzar las consignas de flujo y par respectivamente. La generación de dicho vector se realiza mediante la técnica SVM. En (Ambrozic et al., 2004) se predice el par que debe generarse para mantenerse dentro de la banda de histéresis seleccionada. En función de si el motor debe acelerarse o frenarse, se define el tiempo que debe estar disparado el vector activo o el vector cero respectivamente.

En (Riveros et al., 2010, 2013) se plantea un control PTC (Control Predictivo de Par) como una alternativa al DTC, proporcionando una estructura de control más flexible. El sistema de control incluye un controlador de velocidad PI que proporcione una referencia de par para alcanzar la velocidad angular de referencia. El controlador predictivo se aplica para decidir las acciones de control.

Otra modificación propuesta para el algoritmo DTC son los métodos basados en el control deslizante. En (Carmeli and Mauri, 2011) el DTC es presentado y analizado como un caso especial de estrategia de modo deslizante. Las condiciones de existencia del modo deslizante se verifican y se obtienen las regiones operativas más críticas. El análisis formal propuesto permite definir tablas más sofisticadas de conmutación que aseguren un funcionamiento estable. En (Lascu and Trzynadlowski, 2004a) se sustituyen los controladores de par y flujo por otros de tipo deslizante para mejorar el comportamiento en estado estacionario en un amplio rango de velocidades incluyendo velocidad cero con par nominal. Este control incluye también un observador de estado del motor también de tipo deslizante. Una estructura similar aunque cambiando el tipo de control deslizante, se propone en (Lascu et al., 2004), que en el caso anterior introducía el cuadrado del error de par y flujo en la estimación de la tensión de control.

Por último mencionar que también han sido utilizados controladores basados en inteligencia artificial para realizar el control directo de par. En (Vas, 1998) se propone un método basado en lógica borrosa para determinar el ciclo de servicio del vector tensión y así reducir el rizado del par. En (Grabowski et al., 2000) se obtiene el módulo y ángulo de la tensión que debe generar el inversor a partir de los errores de par y flujo combinando lógica borrosa y redes neuronales. El método proporciona un buen comportamiento en estado estacionario y transitorio con una fácil sintonización. En (Karpe et al., 2013) se utiliza un controlador borroso para reducir el esfuerzo de torsión y ondas de flujo y mejoran el rendimiento especialmente a baja velocidad.

## 4. Conclusiones.

En este trabajo se han revisado los diferentes métodos de control de los motores de inducción, desde los métodos clásicos de cambio de número de polos, variación de frecuencia, etc, hasta los métodos más modernos como son el control vectorial y el control directo de par. El control vectorial presenta las ventajas que permite generar par máximo a bajas velocidades, tiene un buen comportamiento dinámico para variaciones de par y alta eficiencia en un rango amplio de velocidades. El control

directo de par presenta las ventajas de que ofrece altas respuestas dinámicas de par y flujo, no necesita un controlador PI para controlar la corriente, es robusto frente a la variación de los parámetros, su programación es menos compleja que la programación del control vectorial, etc. Sin embargo también presenta inconvenientes: corriente de arranque elevada, la ondulación de par produce vibraciones en el motor, lo que dificulta su aplicación a velocidades bajas, se producen pérdidas y fatiga en los interruptores, etc. Frente a los motores de corriente continua, los motores de inducción poseen una electrónica de control más compleja y cara, pero en la mayoría de las aplicaciones industriales esto se compensa por la robustez y el bajo precio del motor de inducción. Otra ventaja importante que conlleva un motor de inducción es el de ser extremadamente resistente. Esto lo convierte en la máquina ideal para usos pesados. Su bajo costo de mantenimiento y durabilidad complementa su resistencia y como resultado, éstos motores pueden funcionar durante años relativamente sin costo o mantenimiento.

¿Cuáles son los temas abiertos o próximos y las tendencias futuras? Será necesario mejorar la puesta en marcha automática. La cuota de mercado de controladores vectoriales crecerá en comparación con el control clásico de variador de frecuencia. Hay un creciente segmento de mercado de alta velocidad y unidades de prueba que requieren par motor estacionario más suave, pero también capacidad de esfuerzo de torsión y rápidos cambios de velocidad para aplicar patrones de prueba deseados. También los aspectos de seguridad son cada vez más importantes. Esto nos lleva al desarrollo de estándares “software” ya parcialmente introducidos al igual que medidas operacionales como redundancia o respaldo de la operación. La eficiencia optimizada cobrará más importancia con respecto a las exigencias de ahorro de energía. Los controladores que se basan hoy en microprocesadores o DSP, pueden cambiar en el futuro cada vez más hacia ASICs (Circuito Integrado para Aplicaciones Específicas) o FPGAs (Field Programmable Gate Array) combinado además con un incremento en el uso de técnicas de inteligencia artificial. Un creciente número de contribuciones se observa en estas áreas (Mora et al., 2001; Menghal and Laxmi, 2012; Nekoei et al., 2011; Hamed and Al-Mobaied, 2010).

## English Summary

### Methods for induction motor control: state of art.

#### Abstract

This paper describes and analyzes the current situation of the control methods of induction motors applied in the industry, from classic to the most modern methods. In addition an overview of the current trends of control is given in each of the methods.

#### Keywords:

Induction motor. Variation of frequency. Scalar Control. Vectorial control. Direct torque control.

## REFERENCIAS

- Ahammad, N., Khan, S., Reddy, R., Prasanthi, 2014. Novel dtc-svm for an adjustable speed sensorless induction motor drive. *International Journal of Science Engineering and Advance Technology* 2, 31–36.
- Alepuz, S., Noviembre 2004. Aportación al control del convertidor CC/CA de tres niveles. Ph.D. thesis, Universidad Politécnica de Cataluña.
- Ambrozic, V., Buja, G. S., Menis, R., Agosto 2004. Band-constrained technique for direct torque control of induction motor. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 51 (4), 776–784.
- Ameur, A., Mokhtari, B., Essounbouli, N., Mokrani, L., 2012. Speed sensorless direct torque control of a pmsm drive using space vector modulation based mras and stator resistance estimator. *World Academy of Science, Engineering and Technology* 6, 198–203.
- Blaschke, F., Mayo 1972. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines. *Siemens Review* 39 (5), 217–220.
- Bose, B. K., 1986. *Power Electronics and AC Drives*. Prentice-Hall, New Jersey.
- Bose, B. K., Patel, N. R., 1998. Quasi-fuzzy estimation of stator resistance of induction motor. *IEEE Trans. on Power Electronics* 13 (2), 279–287.
- Bowes, S. R., Lai, Y., Octubre 1997. The relationship between Space-Vector Modulation and regular sampled PWM. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 44 (5), 670–679.
- Buja, G. S., Kazmierkowski, M. P., Agosto 2004. Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors - a survey. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 51 (4), 744–757.
- Carmeli, M., Mauri, M., 2011. Direct torque control as variable structure control: Existence conditions verification and analysis. *Electric Power Systems Research* 81, 1188–1196.
- Casadei, D., Grandi, G., Serra, G., Tani, A., Septiembre 1994. Effect of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction motor.
- Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Julio 2000. Implementation of a direct torque control algorithm for induction motors based on discrete Space Vector Modulation. *IEEE Trans. on Power Electronics* 15 (4), 769–777.
- Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Zarri, L., Profumo, F., Marzo/Abril 2003. Performance analysis of a speed-sensorless induction motor drive based on a constant-switching-frequency DTC scheme. *IEEE Trans. on Industry Applications* 39 (2), 476–484.
- Cortés Cherta, M., 1994. *Curso Moderno de Máquinas Eléctricas Rotativas. Máquinas de Corriente Alterna Asíncronas. Vol. III. Editores Técnicos Asociados, S. A.*
- Depenbrock, M., Octubre 1988. Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine. *IEEE Trans. on Power Electronics* 3, 420–429.
- Dharmaprakash, R., Henry, J., 2014. Direct torque control of induction motor using three level diode clamped multilevel inverter. *International Conference on Computation of Power, Energy, Information and C, 2014., IEEE Annual*, 206–212.
- Escalante, M. F., Vannier, J., Arzandé, A., Agosto 2002. Flying capacitor multilevel inverters and DTC motor drive applications. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 49 (4), 809–815.
- Gallegos-Lara, M., Alvarez-Salas, R., Moreno, J., Espinosa-Pérez, G., 2010. Control vectorial de un motor de inducción con carga desconocida basado en un nuevo observador no lineal. *RIAI - Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 7, 74–82.
- Grabowski, P., Kazmierkowski, M. P., Bose, B. K., Blaabjerg, F., Agosto 2000. A simple direct-torque neuro-fuzzy control of pwm-inverter-fed induction motor drive. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 47 (4), 863–870.
- Guidi, G., Umida, H., 2000. A novel stator resistance estimation method for speed sensorless induction motor drives. *IEEE Trans. on Industry Applications* 36 (6), 1619–1627.
- Ha, I.-J., Lee, S.-H., Agosto 2000. An online identification method for both stator and rotor resistances of induction motors without rotational transducers. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 47 (4), 842–853.
- Habetler, T. G., Profumo, F., Griva, G., Pastorelli, M., Bettini, A., Enero 1998. Stator resistance tuning in a stator flux field oriented drive using an instantaneous hybrid flux estimator. *IEEE Trans. on Power Electronics* 13 (1), 125–133.
- Habetler, T. G., Profumo, F., Pastorelli, M., Tolbert, L. M., Septiembre/Octubre 1992. Direct torque control of induction machines using space vector modulation. *IEEE Trans. on Industry Applications* 28 (5), 1045–1053.

- Hamed, B., Al-Mobaied, M., 2010. Fuzzy logic speed controllers using fpga technique for three-phase induction motor drives. *Dirasat, Engineering Sciences* 37, 194–205.
- Hasse, K., 1969. Zur Dynamik Drehzahl geregelter Antriebe Mit Stromrichter gespeisten Asynchron Kurzschlusslaufer Maschinen.
- Holtz, J., Lotzkat, W., Khambadkone, A. M., Octubre 1993. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode. *IEEE Trans. on Power Electronics* 8 (4), 546–553.
- Holtz, J., Quan, J., Julio/Agosto 2002. Sensorless vector control of induction motors at very low speed using a nonlinear inverter model and parameter identification. *IEEE Trans. on Industry Applications* 38 (4), 1087–1095.
- Idris, N., Yatim, A. H. M., Enero/Febrero 2002. An improved stator flux estimation in steady state operation for direct torque control of induction machines. *IEEE Trans. on Industry Applications* 38 (1), 110–116.
- Idris, N., Yatim, A. H. M., Agosto 2004. Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 51 (4), 758–767.
- Kang, J.-W., Chung, D.-W., Sul, S. K., 1999. Direct torque control of induction machine with variable amplitude control of flux and torque hysteresis bands.
- Karpe, S., Suryawanshi, R., Markad, S., Octubre 2013. Direct torque control of induction motors. *International Journal of Application or Innovation in Engineering and Management* 2, 11–16.
- Kazmierkowski, M., Krishnan, P. R., Blaabjerg, F., 2002. *Control in Power Electronics. Selected Problems.* Academic Press.
- Kwasinski, A., Krein, P. T., Chapman, P. L., Septiembre 2003. Time domain comparison of Pulse-Width Modulation schemes. *IEEE Power Electronics Letters* 1 (3), 64–68.
- Lai, Y.-S., Lin, J.-C., Wang, J.-J., Noviembre 2000. Direct torque control induction motor drives with self commissioning based on Taguchi methodology. *IEEE Trans. on Power Electronics* 15 (16), 1065–1071.
- Lai, Y.-S., Wang, W.-K., Chen, Y.-C., Agosto 2004. Novel switching techniques for reducing the speed ripple of AC drives with direct torque control. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 51 (4), 768–775.
- Lascu, C., Boldea, I., Blaabjerg, F., Enero/Febrero 2000. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive. *IEEE Trans. on Industry Applications* 36 (1), 122–130.
- Lascu, C., Boldea, I., Blaabjerg, F., Marzo/Abril 2004. Direct torque control of sensorless induction motor drives: A sliding-mode approach. *IEEE Trans. on Industry Applications* 40 (2), 582–590.
- Lascu, C., Trzynadlowski, A. M., Enero/Febrero 2004a. Combining the principles of sliding mode, direct torque control, and Space-Vector Modulation in a high-performance sensorless AC drive. *IEEE Trans. on Industry Applications* 40 (1), 170–177.
- Lascu, C., Trzynadlowski, A. M., Octubre 2004b. A sensorless hybrid DTC drive for high-volume low-cost applications. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 51 (5), 1048–1055.
- Lee, D., Lee, G., Noviembre 1998. A novel overmodulation technique for Space-Vector PWM inverters. *IEEE Trans. on Power Electronics* 13 (6), 1144–1150.
- Leonhard, W., 2001. *Control of Electrical Drives*, 3rd Edition. Springer Verlag, Berlin.
- Maes, J., Melkebeek, J. A., Mayo/Junio 2000. Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer. *IEEE Trans. on Industry Applications* 36 (3), 778–784.
- Melfi, M., Hart, R., 1992. Considerations for the use of ac induction motors on variable frequency controllers in high performance applications. *Textile, Fiber and Film Industry Technical Conference, 1992.*, IEEE 1992 Annual 8, 8/1 – 8/9.
- Mendoza, A., 2004. Sistema de control vectorial y diagnóstico automático de fallos para motores de jaula de ardilla. Ph.D. thesis, Universidad de Valladolid.
- Menghal, P., Laxmi, A. J., 2012. State of the art of intelligent control of induction motor drives.
- Mitronikas, E. D., Safacas, A., Tatakis, E., Diciembre 2001. A new stator resistance tuning method for stator flux oriented vector controlled induction motor drive. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 48 (6), 1148–1157.
- Monmasson, E., Naassani, A. A., Louis, J., Junio 2001. Extension of the DTC concept. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 48 (3), 715–717.
- Mora, J., Barrero, F., Galvan, E., Colodro, F., Tombs, J., Barranco, M., Torralba, A., Franquelo, L., 2001. Asitron: Asic for indirect vector control of induction motors with fuzzy logic based speed regulation. *PCIM, 2001. Conference on Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality*, 471–475.
- Moustafa, M. A., 2002. Estudio y realización del control directo del par (DTC) para accionamientos de motores de inducción con inversores de diferentes topologías. Ph.D. thesis, Universidad Politécnica de Cataluña.
- Nekoei, F., Kaviani, Y., Mahani, A., 2011. Three-phase induction motor drive by fpga. 19th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 1–6.
- Ortega, R., Barabanov, N., Escobar, G., Agosto 2001. Direct torque control of induction motors: Stability analysis and performance improvement. *IEEE Trans. on Automatic Control* 46 (8), 1209–1222.
- Purcell, A., Acarnley, P. P., Mayo 2001. Enhanced inverter switching for fast response direct torque control. *IEEE Trans. on Power Electronics* 16 (3), 382–389.
- Riveros, J., Barrero, F., Levi, E., Duran, M., Jones, M., 2013. Variable-speed five-phase induction motor drive based on predictive torque control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60, 2957–2968.
- Riveros, J., Prieto, J., Barrero, F., Toral, S., Jones, M., Levi, E., 2010. Multi-phase machines in propulsion drives of electric vehicles.
- Rodríguez, J., Pontt, J., Kouro, S., Correa, P., Agosto 2004. Direct torque control with imposed switching frequency in an 11-level cascaded inverter. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 51 (4), 827–833.
- Shaw, S. R., Leeb, S. B., Febrero 1999. Identification of induction motor parameters from transient stator current measurements. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 46 (1), 139–149.
- Shyu, K., Shang, L., Chen, H., Jwo, K., Noviembre 2004. Flux compensated direct torque control of induction motor drives for low speed operation. *IEEE Trans. on Power Electronics* 19 (6), 1608–1613.
- Stearns, T., July 2007. Replacing your dc motors?. think ac. url-<http://http://www.reliableplant.com/Magazine/Issue/Reliable07>.
- Sun, D., Xue, H., 2014. Speed sensorless control system of induction motor. Sixth International Conference on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics, 2014., IEEE Annual, 100 – 103.
- Tai, Z., Li, Y., Ji, Z., 2000. Speed sensorless DTC and parameters estimation of induction motor based on a full order MRAS method.
- Takahashi, I., T. Noguchi, 1984. Quick torque response control of an induction motor using a new concept. *IEEE J. Tech. Meeting on Rotating Machines*, 61–70.
- Takahashi, I., T. Noguchi, 1985. A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE IAS Annual Meeting*, 496–502.
- Teixidó, M., Sumper, A., Sudriá, A., Sánchez, J., Junio 2003. Convertidores de frecuencia. *Automática e Instrumentación* (341), 84–103.
- Tsuji, M., Chen, S., Izumi, K., Yamada, E., Febrero 2001. A sensorless vector control system for induction motors using q-axis flux with stator resistance identification. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 48 (1), 185–194.
- Vas, P., 1992. *Electrical Machines and Drives: A Space-Vector Theory Approach.* Oxford University Press, Oxford (New York).
- Vas, P., 1993. *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines.* Oxford University Press.
- Vas, P., 1998. *Sensorless Vector and Direct Torque Control.* Oxford Science Publications, New York.
- Vasic, V., Vukosavic, S., Levi, E., Diciembre 2003. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives. *IEEE Trans. on Energy Conversion* 18 (4), 476–483.
- Walczyzna, A. M., Hill, R. J., 1993. Space vector PWM strategy for 3-level inverter with direct self control.
- Yang, G., Chin, T.-H., Julio/Agosto 1993. Adaptive-speed identification scheme for a vector-controlled speed sensorless inverter-induction motor drive. *IEEE Trans. on Industry Applications* 29 (4), 820–825.
- Zamora, J. L., Garcia-Cerrada, A., 2000. On line estimation of the stator parameters in an induction motor using only voltage and current measurements. *IEEE Trans. on Industry Applications* 36 (3), 805–816.
- Zhang, Y., Zhu, J., Zhao, Z., Xu, W., Dorrell, D., 2012. An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive. *IEEE Transactions on power electronics* 27, 1502–1513.
- Zhou, K., Wang, D., Febrero 2002. Relationship between Space-Vector Modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis. *IEEE Trans. on Industrial Electronics* 49 (1), 186–196.