

## Capítulo 2

### Principios del control directo del par (DTC)

#### 2.1 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.

Inicialmente se desarrollaron los métodos escalares para controlar estas máquinas. La respuesta transitoria obtenida con ellos es pobre, o sea insatisfactoria, debido a que este control no regula separadamente y adecuadamente tanto el flujo como el par del motor. Por este motivo, no es aconsejable el empleo de los métodos de control escalar en los accionamientos a los que se les exige elevadas prestaciones dinámicas.

No obstante, la evolución tecnológica a partir de los ochenta pudo resolver esta dificultad mediante el desarrollo del control vectorial o del campo orientado, que han mejorado el comportamiento transitorio de las máquinas de inducción lo que permite sacar el máximo partido de las mismas. Sin embargo, su comportamiento va empeorando a medida que se producen variaciones en los parámetros de la máquina. Por este motivo, para obtener un buen comportamiento dinámico del accionamiento eléctrico es necesario que se realice una adaptación de sus parámetros [54].

En los noventa, las investigaciones en el campo del control de los accionamientos eléctricos fueron concentradas hacia el desarrollo una nueva estrategia de control (DTC) que ofrece una respuesta muy rápida del par y un comportamiento dinámico muy alto, utilizando un modelo más sencillo que el que se necesita con el control de campo orientado [59]-[60].

#### 2.2 Principio de operación

La idea básica del DTC es calcular los valores instantáneos del par y del flujo a partir de las variables del estator de la máquina. El par y el flujo se controlan directamente y de forma independiente mediante la selección óptima de los estados de conmutación del inversor y limitando los errores del flujo y del par mediante controladores histéresis del flujo y del par.

En la figura 2.2.1 se muestra el diagrama de bloque básico del DTC.

La estrategia del DTC es clara. El par del motor se controla efectivamente con la rotación del vector del flujo del estator utilizando estados de conmutación adecuados. En el mismo tiempo se controla la magnitud del vector del flujo de estator de la misma manera, es decir, con la utilización de estado de conmutación del inversor. Este valor se puede cambiar según los requisitos de la consigna del flujo. Los detalles del funcionamiento se pueden obtener con la ayuda de las figuras 2.2.1 y 2.2.2. Según la figura 2.2.1, los valores calculados del par y del flujo se comparan con sus consignas. Los errores entran en los controladores de histéresis. Sus salidas son señales lógicas de valores discretos  $\pm 1,0$  que se aplican a la tabla de conmutación que elige uno de los ocho estados posibles del vector espacial de la tensión del inversor [112].

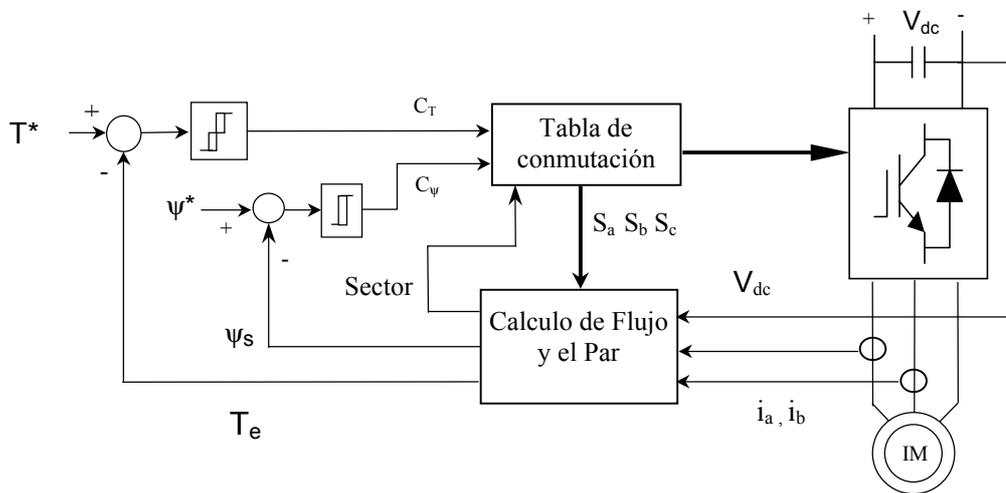


Fig. 2.2.1 Diagrama de bloques del sistema DTC.

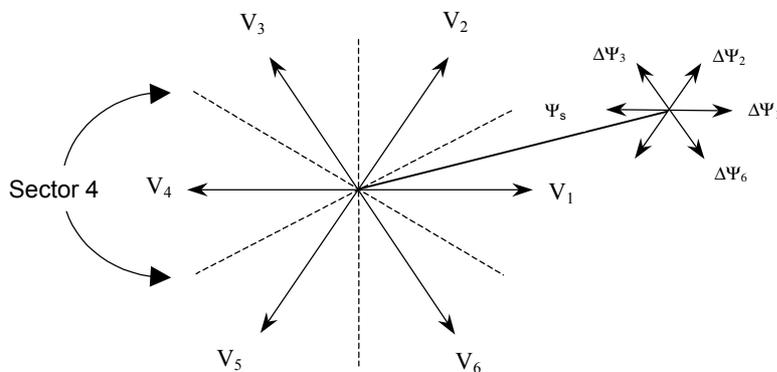


Fig. 2.2.2 Variación del flujo estatórico en el sector (1).

Como un ejemplo, las influencias de cada vector de tensión en el sector 1 sobre el par y el flujo se muestra en la tabla 2.2.1. La figura 2.2.2 muestra el efecto de cada vector de la tensión sobre la magnitud y el ángulo del vector del flujo de estator si está situado en sector 1. Además, la variación del ángulo del flujo afecta fuertemente la magnitud del par, ya que el par viene dado por el producto vectorial entre el flujo del estator y el flujo del rotor. El flujo del rotor cambia lentamente por lo que cualquier variación rápida en el vector espacial del flujo del estator producirá una variación notable en el par. La tabla 2.2.1 resume estos efectos.

Tabla 2.2.1 Resumen de las influencias de los vectores espaciales de la tensión sobre el flujo y el par ( $\Psi_s$  esta en el sector 1)

Vector tensión	$\Delta\Psi_s$	$\Delta T_e$
$V_1$	++	-
$V_2$	+	+
$V_3$	-	++
$V_4$	--	+
$V_5$	-	-
$V_6$	+	--
$V_0 - V_7$	0	-

Por este motivo, se puede estudiar los efectos de los estados de conmutación, o sea, los vectores espaciales de la tensión sobre la magnitud, el ángulo del flujo del estator y el par del motor en todos los sectores. A continuación, se puede deducir la tabla óptima de conmutación que controla el funcionamiento del DTC, tabla 2.2.2 [131].

Tabla 2.2.2 Tabla óptima de conmutación

$\Psi_s$ esta en sector K		$C_T$		
		1	0	-1
$C_\Psi$	1	$V_{k+1}$	$V_0, V_7$	$V_{k-1}$
	0	$V_{k+2}$	$V_0, V_7$	$V_{k-2}$

Como se dijo anteriormente, el flujo de estator como el par electromagnético se controlan por dos controladores histéresis cuyas salidas son  $C_\psi$  y  $C_T$  respectivamente. En las figuras 2.2.3 y 2.2.4 se muestran sus ciclos de histéresis ( $H_\psi = H_{\psi P} + H_{\psi N}$ ), y ( $H_T = H_{TP} + H_{TN}$ ) [130].

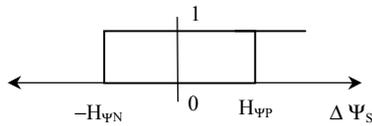


Fig. 2.2.3 Controlador del flujo.

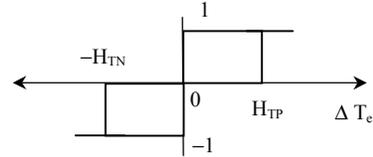


Fig. 2.2.4 Controlador del par.

Los funcionamientos de los controladores del flujo y del par se pueden describir según las tablas 2.2.3 y 2.2.4 [130]-[132].

Tabla 2.2.3 El funcionamiento del controlador del flujo.

Condición	Salida del controlador
$\Delta \Psi_s \geq H_{\psi P}$	$C_\psi = 1$
$\Delta \Psi_s \leq -H_{\psi N}$	$C_\psi = 0$
$ \Delta \Psi_s  < H_{\psi P}$ $ \Delta \Psi_s  > H_{\psi N}$	Mantener $C_\psi$

Tabla 2.2.4 El funcionamiento del controlador del par.

Condición	Salida del controlador
$\Delta T_e \geq H_{TP}$	$C_T = 1$
$\Delta T_e \leq 0$	$C_T = 0$
otro	Mantener $C_T$
$\Delta T_e \leq -H_{TN}$	$C_T = -1$
$\Delta T_e \geq 0$	$C_T = 0$
otro	Mantener $C_T$

### 2.3 Estimación del flujo y del par

El vector espacial de la tensión se calcula utilizando el valor medido de la tensión del bus de corriente continua (CC)  $V_{dc}$  (normalmente con un sensor de efecto Hall) y la información de las señales  $S_a$ ,  $S_b$  y  $S_c$  generadas por el sistema de control para conmutar los interruptores del inversor [113], [114], [131].

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} V_{dc} \left[ S_a + e^{j2\pi/3} S_b + e^{j4\pi/3} S_c \right] \quad (2.3.1)$$

Además, el vector espacial de la corriente del estator se calcula a partir de los valores de las corrientes del motor  $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ . Dos de ellas se miden utilizando dos sondas de corriente de efecto Hall, mientras que la tercera se obtiene por cálculo, lo que ahorra una sonda.

$$\bar{I}_s = \frac{2}{3} \left[ i_a + e^{j2\pi/3} i_b + e^{j4\pi/3} i_c \right] \quad (2.3.2)$$

El vector espacial del flujo se obtiene mediante la integración de la f.e.m del motor:

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (2.3.3)$$

El par electromagnético se calcula según la ecuación siguiente:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\bar{\Psi}_s \times \bar{I}_s) \quad (2.3.4)$$

El ángulo del vector del flujo del estator se calcula mediante la ecuación siguiente:

$$\phi_s = \tan^{-1} \left( \frac{\Psi_q}{\Psi_d} \right) \quad (2.3.5)$$

Y según los signos de las componentes  $\Psi_d$  y  $\Psi_q$  se añade una constante para que el ángulo del flujo se ajuste y esté situado entre los 0 y 360 grados. No obstante, existen otros métodos para estimar el flujo del estator y mejorar el comportamiento del accionamiento a bajas velocidades, ya que éste se ve afectado por efecto que produce la variación de la resistencia

del estator del motor con la temperatura [130], [137].

Dado que el DTC está implementado en forma digital hay que tener una formulación discreta para ser empleada en los algoritmos escritos en los lenguajes ensamblador o C++.

$$\bar{\psi}_s(n+1) = \bar{\psi}_s(n) + T_s [\bar{v}_s(n) - \bar{i}_s(n) R_s] \tag{2.3.6}$$

$$\psi_d(n+1) = \psi_d(n) + T_s [v_d(n) - i_d(n) R_s] \tag{2.3.7}$$

$$\psi_q(n+1) = \psi_q(n) + T_s [v_q(n) - i_q(n) R_s] \tag{2.3.8}$$

Siendo:

$T_s$  = Tiempo de muestreo.

$n$  = Número de muestra.

La elección del tiempo de muestreo depende de varios factores:

- La velocidad de la tarjeta de adquisición de datos.
- El tiempo de ejecución de los diversos algoritmos de cálculo.

A continuación, el par electromagnético se calcula utilizando la ecuación siguiente:

$$T_e(n+1) = \frac{3p}{2} [\psi_d(n+1) i_q(n+1) - \psi_q(n+1) i_d(n+1)] \tag{2.3.9}$$

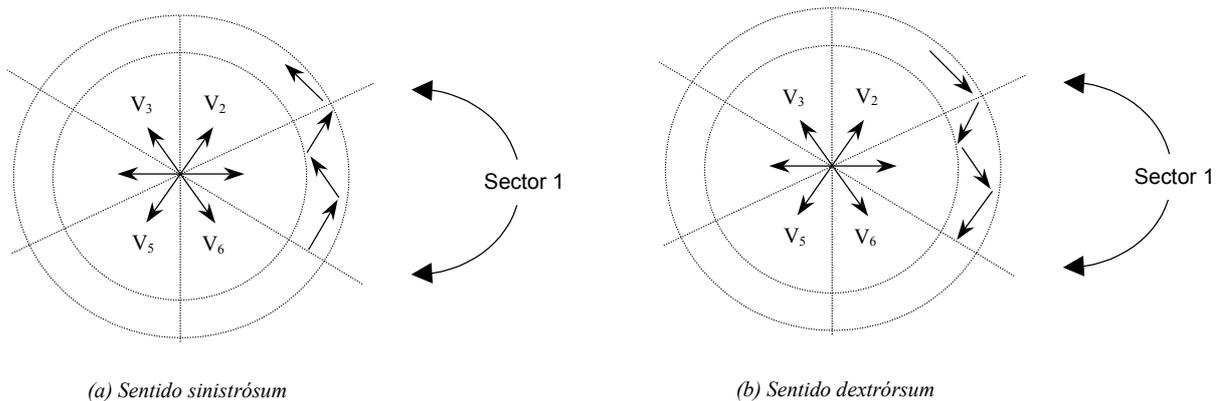


Fig. 2.3.1 Lugar geométrico del flujo estatórico con el DTC en sector 1.

Cuando el vector espacial del flujo está situado en sector 1, se eligen los estados de conmutación según el movimiento del vector. Si el sentido del movimiento es sinistrósum, se

eligen los vectores  $V_2$  y  $V_3$  para controlar y ajustar la magnitud del flujo y del par. Pero si el sentido del movimiento es dextrórum se eligen los vectores  $V_5$  y  $V_6$ . De este modo, se aplica el método en todos los sectores para controlar adecuadamente el flujo y el par.

Además, es muy útil expresar el par mediante las ecuaciones siguientes en las que se pueden ver claramente de que depende el valor instantáneo del par electromagnético bajo en el DTC.

$$T_e = K_L \underline{\Psi}_S \times \underline{\Psi}_R \quad (2.3.10)$$

O lo que es lo mismo:

$$T_e = K_L |\underline{\Psi}_S| \cdot |\underline{\Psi}_R| \sin \gamma \quad (2.3.11)$$

Siendo:

$\gamma$  = El ángulo entre los vectores  $\underline{\Psi}_S$  y  $\underline{\Psi}_R$ .

Al ser la constante de tiempo eléctrica del rotor relativamente grande (mayor que 0.1s) respecto a la del estator, podemos suponer que el flujo del rotor varía muy lentamente comparado con el flujo del estator, y por ello se supone que  $\gamma$  se mantiene fijo [112]. Por tanto, cualquier cambio rápido en el ángulo entre los dos vectores produce un cambio rápido en la magnitud del par. Este cambio se obtiene por la aplicación de un vector espacial del inversor. De esta manera se controla el par según los requisitos del sistema. Además, la ondulación del par no solo se ve afectada por la ondulación del flujo sino también por la gran variación del ángulo  $\gamma$  [115].

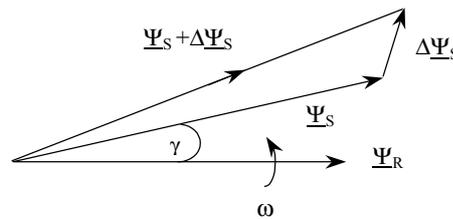


Fig. 2.3.2 Variación del flujo y del par con el DTC.

## 2.4 Efecto de las fronteras de los controladores histéresis

El comportamiento del DTC está relacionado directamente con los controladores del par y del flujo. La ondulación observada en el par se ve afectada por el valor de la frontera  $H_T$ . Se debe disminuir lo más posible esta ondulación dado que provoca vibraciones y ruidos en el motor. Es decir, la ondulación en el par no solo empeora el comportamiento de la velocidad del motor sino que probablemente provoque la fatiga y el fallo de algunos de los componentes de la máquina, como los cojinetes, los ejes del accionamiento y los engranajes del sistema de

transmisión. No obstante, debido a la inercia de la máquina, se puede prescindir de los efectos de las ondulaciones de alta frecuencia [116].

### 2.4.1 Efecto de la frontera del controlador del flujo

En el supuesto de que se mantenga fija la anchura de la banda del controlador del par  $H_T$ , se obtiene que una banda estrecha del flujo  $H_\Psi$  produce una elevada frecuencia de conmutación. Además, siendo el lugar geométrico del flujo estático casi circular, la onda de la corriente del estator será casi senoidal. Cuando la magnitud de  $H_\Psi$  aumenta, la frecuencia de conmutación baja y el lugar geométrico del flujo estático es hexagonal, aumentando la distorsión en la corriente estática.

Se hicieron varias simulaciones para estudiar el efecto de la banda de histéresis del controlador de flujo sobre la corriente y el flujo estático.

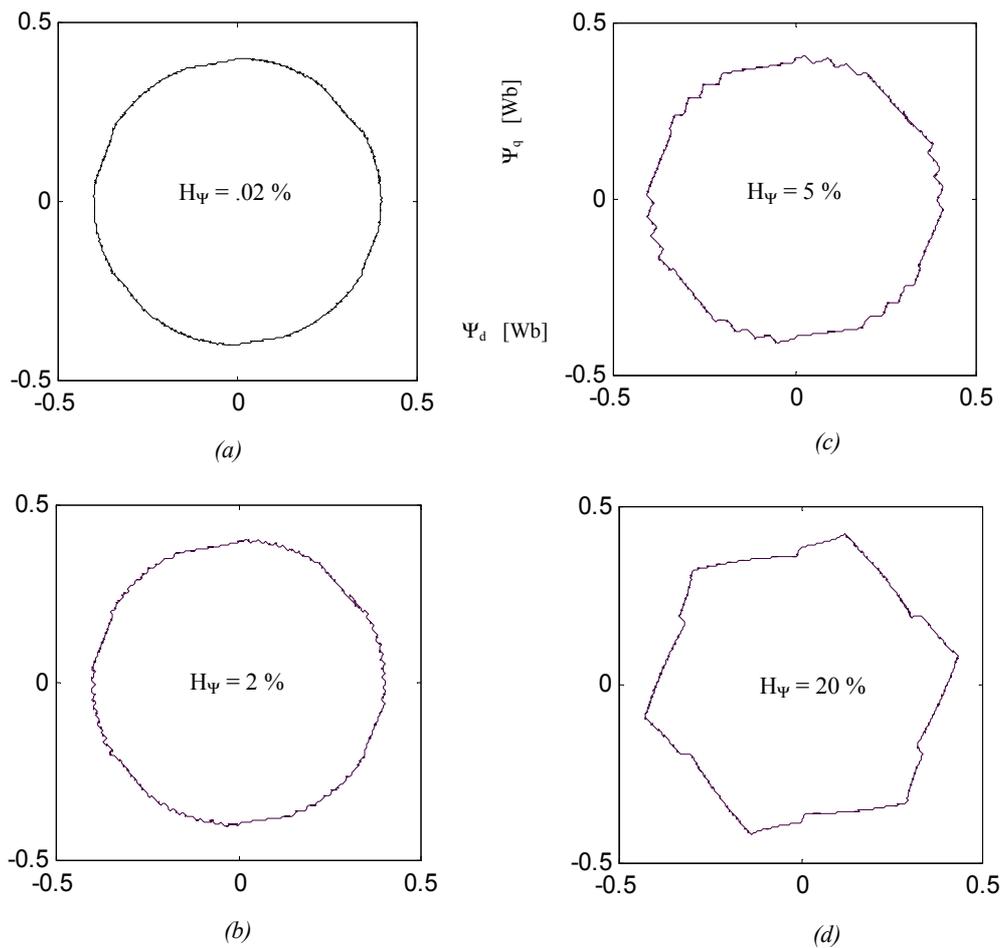


Fig. 2.4.1.1 El lugar geométrico del flujo estático con el DTC ( $H_T = 10\%$ ) para:  
 (a)  $H_\Psi = 0.02\%$  (b)  $H_\Psi = 2\%$  (c)  $H_\Psi = 5\%$  (d)  $H_\Psi = 20\%$

La figura 2.4.1.1 muestra el lugar geométrico del flujo estático con el DTC. En las simulaciones se ha fijado la frontera del controlador del par en el 10 % de la señal de referencia. Se observa que cuando el  $H_\Psi$  aumenta, el lugar geométrico deja de ser circular y se aproxima a una curva hexagonal. Esto se refleja claramente en la corriente del motor tal como se muestra en la figura 2.4.1.2. De los registros de una fase del estator en cada uno de los casos anteriores se puede observar que la ondulación de la corriente del estator disminuye significativamente cuando se reduce la banda  $H_\Psi$ . Y por consiguiente, el valor de la distorsión armónica (THD) de la corriente también disminuye, tal como se mostrará posteriormente, mejorando la calidad de onda de la corriente [117].

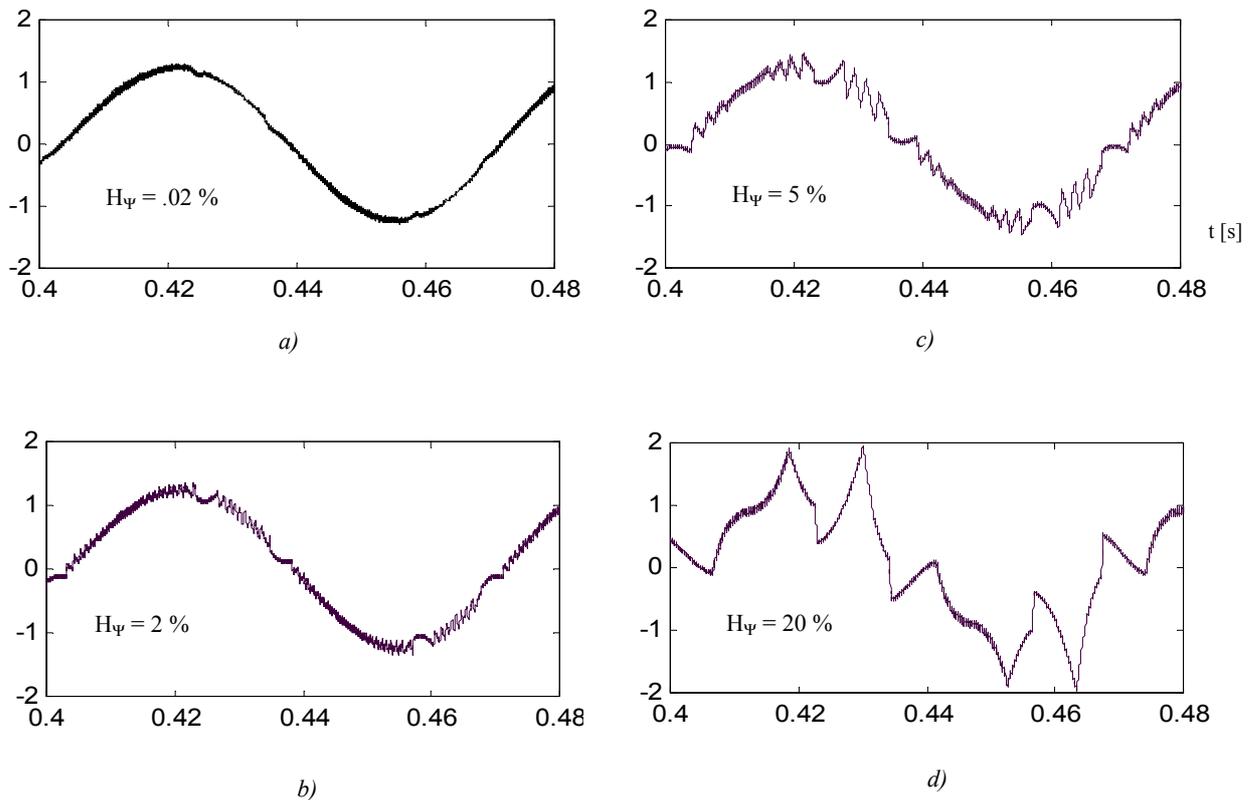


Fig. 2.4.1.2 Corriente estática con el DTC ( $H_T = 10\%$ ) para:  
a)  $H_\Psi = 0.02\%$ ; b)  $H_\Psi = 2\%$ ; c)  $H_\Psi = 5\%$ ; d)  $H_\Psi = 20\%$ .

### 2.4.2 Efecto de la frontera del controlador del par

La banda del controlador del par  $H_T$  afecta la tasa de distorsión armónica (THD) y también la frecuencia de conmutación. En realidad, la frecuencia de conmutación depende de las bandas de los controladores de histéresis del par y del flujo. En la figura 2.4.2.1 se muestra la variación de la frecuencia de conmutación media con la variación de las bandas de histéresis. En ella, se aprecia que la  $H_T$  tiene una mayor influencia sobre la frecuencia de conmutación. Dado que la frecuencia de conmutación no es fija, se define la frecuencia de conmutación media como:

$$F_{sw} = N_s / T_f .$$

Siendo:

$N_s$  = Número de conmutaciones en un periodo completo.

$T_f$  = Periodo de la onda fundamental.

La figura 2.4.2.2 muestra la variación del factor THD para varios valores de  $H_T$  . Los resultados obtenidos pueden variar con los parámetros del motor y las condiciones de operación. Sin embargo los resultados muestran las consecuencias generalmente [117].

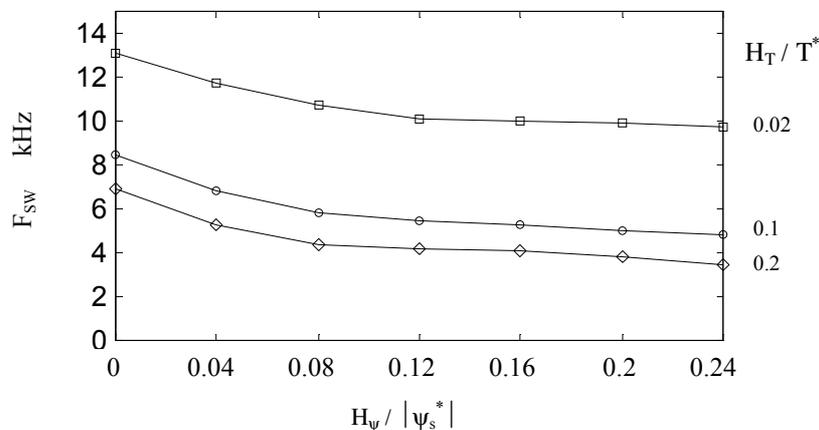


Fig. 2.4.2.1 Variación de la frecuencia de conmutación con la variación de las amplitudes de las bandas de histéresis de los controladores del par y del flujo.

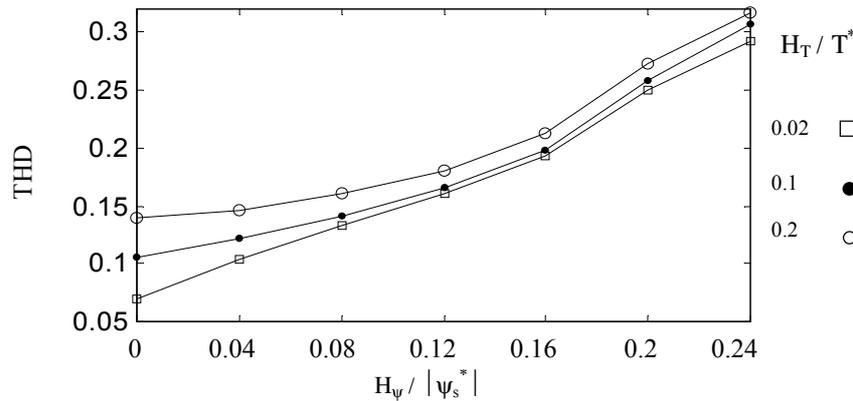


Fig. 2.4.2.2 Variación del THD de la corriente del estator con la variación de las amplitudes de las bandas de histéresis del par y del flujo.

## 2.5 Ventajas del DTC

Las ventajas esperadas cuando se aplica el DTC son:

- Obtención de altas respuestas dinámicas del par y del flujo.
- Ausencia de los controladores PI de la corriente.
- Solo se necesita saber el valor del sector en el que se encuentra el vector espacial del flujo sea cual sea la posición actual del mismo.
- Robustez contra la variación de los parámetros de la máquina, solo necesita el valor de la resistencia del estator.
- Ausencia de la transformación de coordenadas.

## 2.6 Inconvenientes del DTC convencional

El DTC presenta, sobre todo para pequeñas velocidades, algunos inconvenientes:

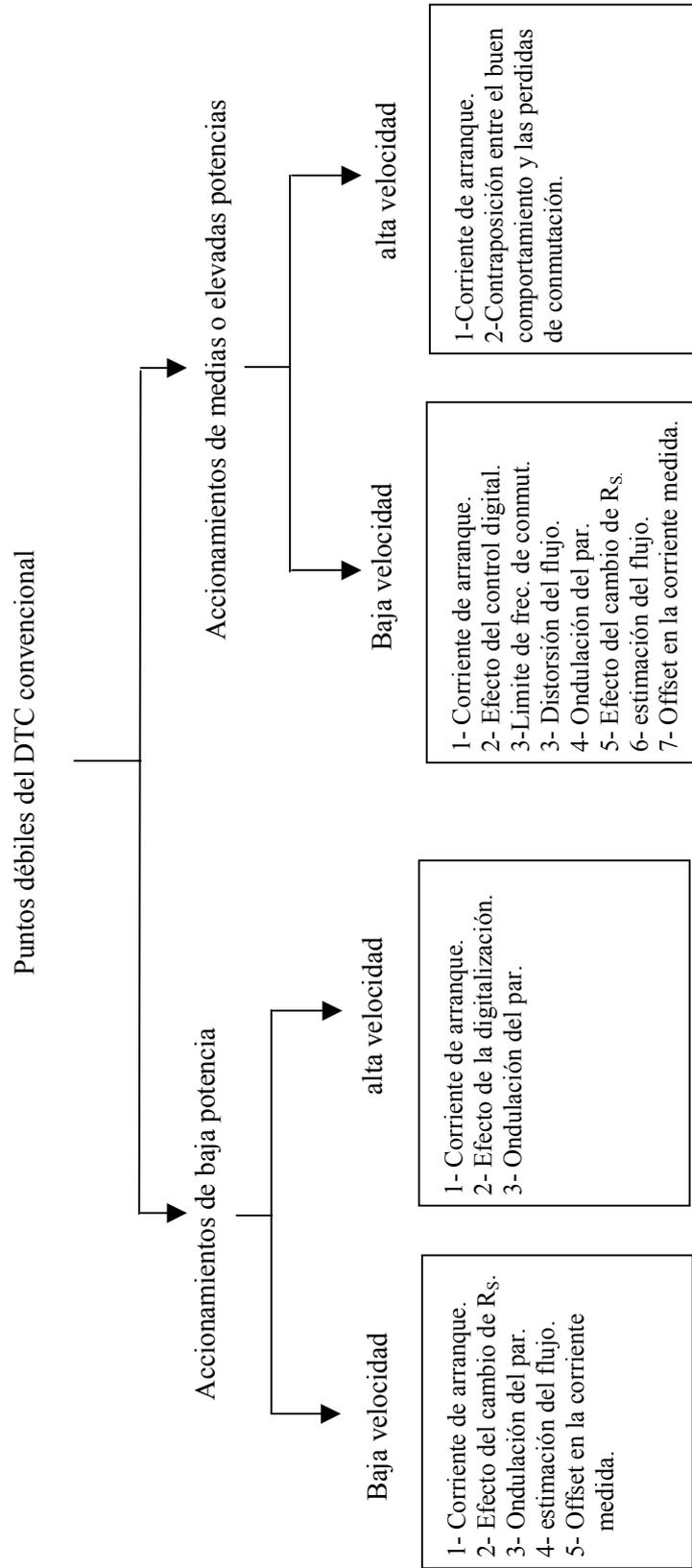
- La corriente del arranque tiene un valor elevado que puede destruir los interruptores.
- La ondulación del par generada por el DTC produce vibraciones en el motor y dificulta la aplicación del DTC en el rango de bajas velocidades.
- Para reducir la ondulación del par con el desarrollo analógico del DTC hace falta bajar al mínimo la banda del controlador  $H_T$  del par, lo que aumentará la frecuencia de conmutación del inversor y podría originar una destrucción de los interruptores.
- Debido al retardo de tiempo que origina la ejecución de los algoritmos del DTC, los valores del flujo y del par no se pueden limitar exactamente entre las fronteras determinadas por los controladores de histéresis. Es decir, el par instantáneo alcanza y

excede el límite máximo determinado por  $H_T$ . Por eso, cuando se aplica el DTC en forma digital (utilizando tarjeta de adquisición de datos) es necesario aumentar hasta el máximo la frecuencia de muestreo para aliviar el efecto de este retardo de tiempo, lo que aumenta el precio de las tarjetas de adquisición de datos necesarias.

- El “offset” en las corrientes de estator medidas por las sondas y sus circuitos analógicos empeora el comportamiento del accionamiento produciendo unas ondulaciones en el par de la misma frecuencia que la corriente de estator [116]. Estas ondulaciones de baja frecuencia se reflejan en la velocidad del motor generando vibraciones y quizás a largo plazo estropean partes mecánicas del motor como los cojinetes y el sistema de transmisión si lo hubiera. No obstante, este problema no solo existe con el DTC, sino también en cualquier sistema de control vectorial que utilice sondas para medir las corrientes [118].
- La variación de la resistencia del estator empeora el comportamiento del DTC especialmente cuando la velocidad es baja. Por tanto, es necesario estimar el valor real de la resistencia del estator, por lo menos durante el arranque del motor.
- Cuando la velocidad es muy baja, la exactitud de la estimación del flujo y del par con el estimador de lazo abierto es limitada. Hay que utilizar otros métodos como:
  - a) el estimador híbrido que utiliza un modelo basado en las ecuaciones del rotor.
  - b) la utilización de los observadores (filtros de Kalman).

Los inconvenientes del DTC convencional aparecen claramente cuando se aplica a velocidades bajas. Sin embargo, cuando los motores son de medianas o elevadas potencias (potencias superiores a los 15 kW) se añaden otros problemas que ponen ciertas dificultades para aplicar el DTC con el inversor clásico. Uno de estos problemas es la distorsión de la trayectoria del flujo que excede el límite mínimo determinado por  $H_\Psi$  inyectando armónicos de bajo orden en las corrientes del motor. Los inconvenientes anteriormente apuntados aparecen reflejados de forma resumida en la tabla 2.6.1

Tabla 2.6.1 Inconvenientes del DTC convencional



## 2.7 Mejora del DTC convencional

En este apartado se explican (mediante la simulación) como se pueden resolver los problemas del DTC convencional utilizando un inversor standard (B6). Sin embargo, algunos problemas también se pueden resolver mediante una modificación de la topología del inversor. Este último camino se ha creído más conveniente presentarlo en posteriores capítulos.

### 2.7.1 Limitación de la corriente de arranque

Aunque el DTC ofrece un buen comportamiento dinámico y respuesta rápida del par, la corriente del arranque alcanza a unos valores altos. Si estos valores no estropean los interruptores del inversor van a acortar su vida a lo largo del funcionamiento. La figura 2.7.1.1 muestra la magnitud de la corriente del arranque  $I_S$  bajo el DTC convencional. Las condiciones de operación son: máquina de inducción de 4 polos y 1.35 kW.  $H_\Psi = 0.02$  Wb,  $H_T = 0.08$  N.m,  $T^* = 1$  N.m,  $\Psi^* = 0.4$  Wb. Según el resultado obtenido por la simulación, la corriente de arranque alcanzó 5,3 veces el valor equivalente del régimen permanente (1.5 A).

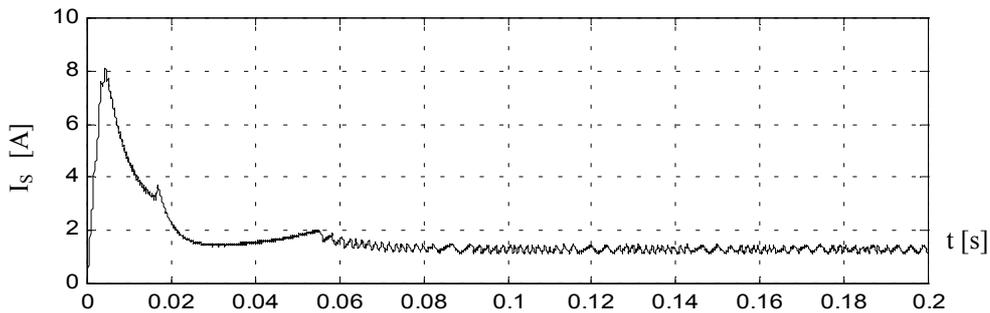


Fig. 2.7.1.1 Magnitud del vector de la corriente de estator  $I_S$  sin limitación

Este problema se puede resolver añadiendo un lazo cerrado de la magnitud del vector  $I_S$ , figura 2.7.1.2. En dicho lazo se aplica el vector cero si la corriente alcanza el límite máximo determinado por un controlador de histéresis de la corriente. Cuando la corriente excede su límite mínimo, se elige un vector determinado por la tabla de conmutación del DTC [120].

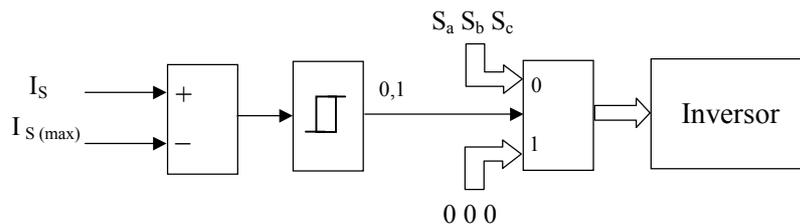


Fig. 2.7.1.2 Diagrama de bloques del limitador de la corriente de arranque.

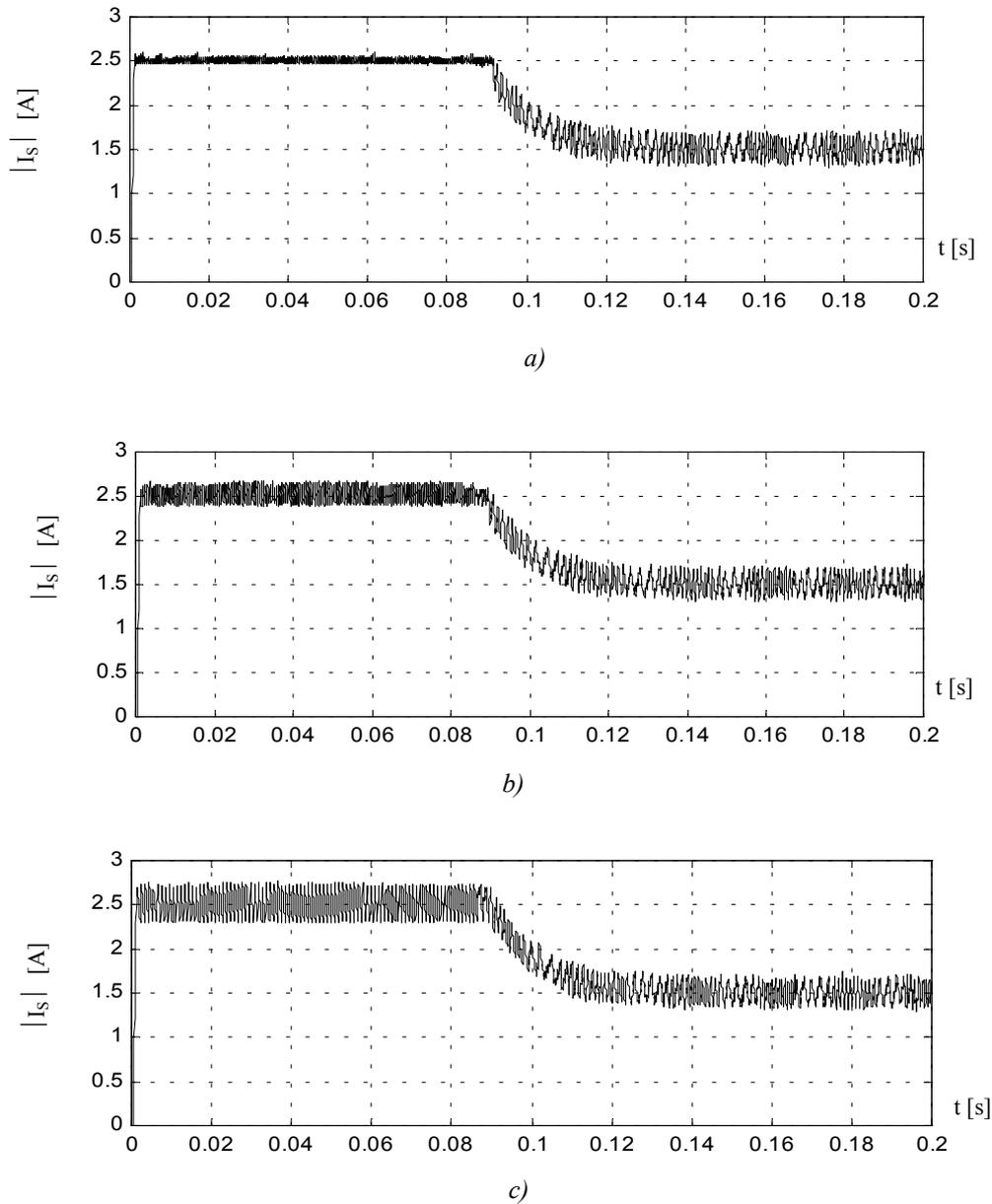


Fig. 2.7.1.3 Corriente de arranque con el limitador bajo varias amplitudes de las bandas de histéresis del controlador de la corriente:  
 a)  $\Delta I_S = 0$ ; b)  $\Delta I_S = \pm 0.04$  A; c)  $\Delta I_S = \pm 0.2$  A.

En la figura 2.7.1.3 se muestran los resultados de las simulaciones para limitar la corriente  $I_S$  a 2,5 A bajo las condiciones siguientes: a)  $\Delta I_S = 0$  A, b)  $\Delta I_S = \pm 0,04$  A, c)  $\Delta I_S = \pm 0,2$  A. De los resultados obtenidos, se observa que el método es válido y eficaz. En los ejemplos anteriores fue necesario ajustar el ancho de la banda de histéresis a un valor adecuado para que la frecuencia de conmutación no fuera tan alta.

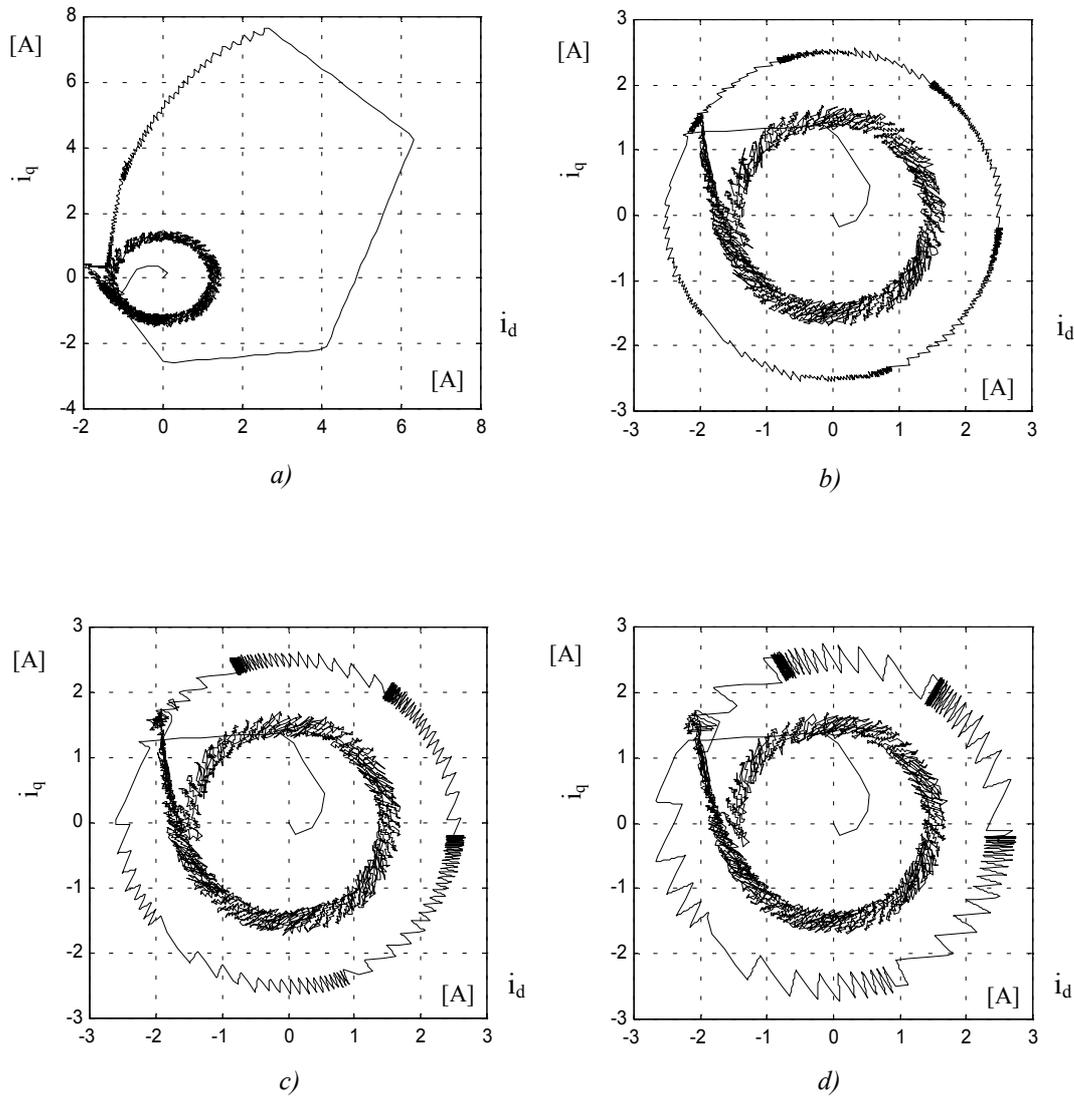


Fig. 2.7.1.4 Lugar geométrico de la corriente de estator:  
 a) sin limitación; b)  $\Delta I_S = 0$ ; c)  $\pm 0.04 A$ ; d)  $\Delta I_S = \pm 0.2 A$ .

La figura 2.7.1.4 muestra el lugar geométrico del vector de la corriente del estator con varias condiciones de operación. Se observa que las dos componentes de la corriente describen una trayectoria circular tanto durante el arranque, como en régimen permanente.

## 2.7.2 Reducción de la ondulación del par y del flujo

Este problema se puede resolver cuando se realiza el DTC por el método analógico mediante la reducción de la banda de histéresis de los controladores del par y del flujo. Dado que la mayoría de los sistemas modernos utilizan el control digital debido a sus ventajas. No se ha de

olvidar que los algoritmos digitales necesitan un tiempo de ejecución lo que produce un retraso en el procesamiento de dos muestras de señal consecutivas. Según el retraso de tiempo, cuando el par crece puede superar el límite superior, definido por  $H_{TP}$ , produciéndose un rebase o sobrealcance. Del mismo modo, cuando el par está disminuyendo puede alcanzar valores inferiores al límite inferior, definido por  $-H_{TN}$ , produciéndose un subalcance. Consecuentemente, se produce una gran ondulación del par, empeorando el comportamiento del DTC. La figura 2.7.2.1 muestra el par calculado cuando la frecuencia de muestreo es 25 kHz. La magnitud de la consigna es 1 N.m y la banda de histéresis  $H_{TP}$  es el 10 % de la referencia. En la figura 2.7.2.2 se muestra el flujo del estator bajo el DTC convencional. La señal de referencia tiene un valor de 0.4 Wb y la banda de histéresis es del 5 %. Los resultados de simulación justifican las afirmaciones anteriores.

Si la frecuencia de muestreo es más baja, la ondulación aumentará.

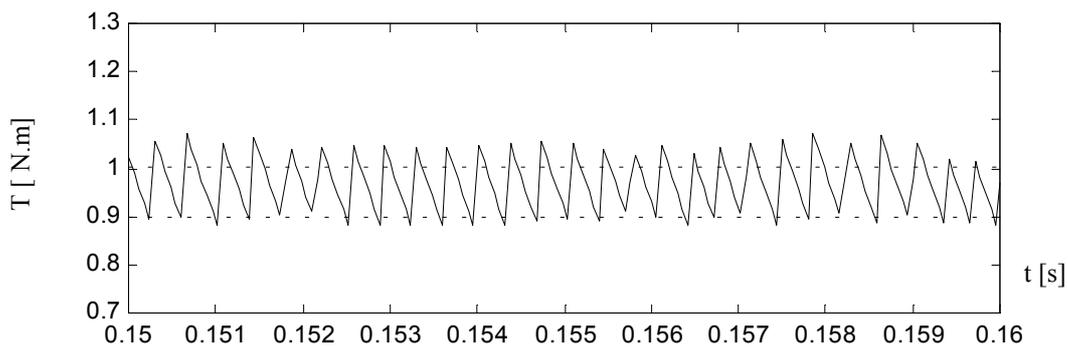


Fig. 2.7.2.1 Par calculado con el DTC ( $F_{muestreo} = 25$  kHz).

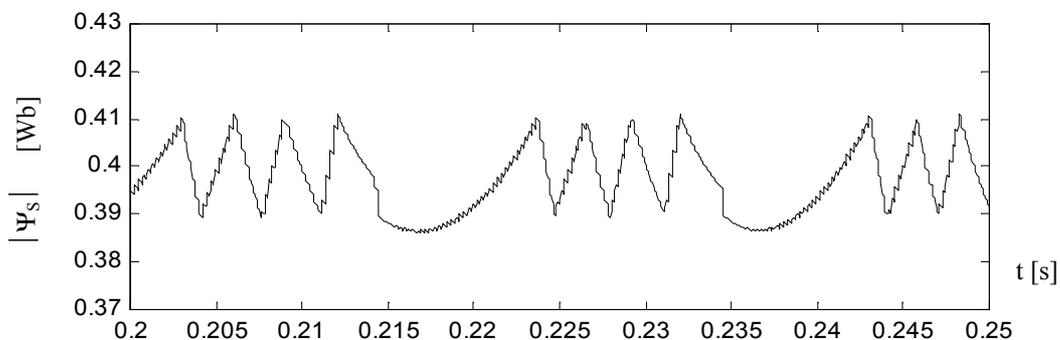


Fig. 2.7.2.2 Flujo estatórico con el DTC ( $F_{muestreo} = 25$  kHz).

La distorsión del flujo ocurre porque se aplica un solo vector activo durante un tiempo relativamente grande en cada sector, tal como se muestra en el lugar geométrico del flujo del estator representado en la figura 2.7.2.3. Además, las pendientes de las señales del par no son iguales, debido a que la pendiente positiva está afectada por la aplicación de un vector activo ( $V_1 \rightarrow V_6$ ), y la pendiente negativa está afectada por el vector nulo ( $V_0 - V_7$ ) como se muestra en la figura 2.7.2.4.

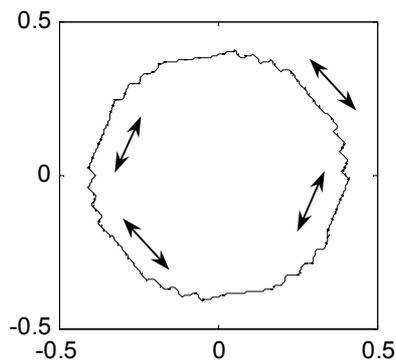


Fig. 2.7.2.3 Lugar geométrico del flujo de estator.

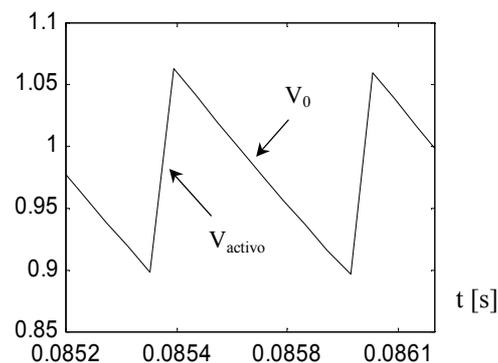


Fig. 2.7.2.4 Par calculado durante un ciclo.

Se puede resolver los problemas del DTC convencional mediante:

- 1- La utilización de tarjetas muy rápidas que permiten subir la frecuencia de muestreo a unos valores altos (mayor que 20 kHz).
- 2- En vez de aplicar solo un vector durante el periodo de muestreo, se puede utilizar un método “duty ratio control” en él que se aplican 2 vectores, uno activo durante un porcentaje del periodo de muestreo y el otro, el vector cero, que se aplica durante el resto del periodo para bajar la ondulación del par. Como no existía una relación lineal que gobierne este funcionamiento, se recurrió a la lógica difusa para resolverlo [79].
- 3- Se puede aplicar el control predictivo del par con la ayuda de la modulación del vector espacial (SVM). En este método se predice el vector adecuado y su tiempo de duración para aplicarlo durante la muestra siguiente. Este método tiene el inconveniente de necesitar más de una tarjeta de datos para distribuir las tareas hasta que se obtenga un buen resultado. El coste es elevado y la complejidad de cálculo es muy alta, por lo que no

se recomienda para los accionamientos comerciales de bajo coste [103], [121].

- 4- Inyectar una señal de pequeña magnitud pero de frecuencia alta ( $> 20$  kHz) al controlador del par. También se puede inyectar una señal al controlador del flujo para reducir la ondulación del flujo. Pero el inconveniente de este método es que se debe aumentar la frecuencia de conmutación del inversor con lo que aumentarán las pérdidas de conmutación. Este método es adecuado para un inversor de tipo cuasi resonante como se presentará posteriormente [93].
- 5- Utilizar un controlador del par cuya salida sean los valores 1 o -1. En este método se aplican vectores activos en vez de vector cero para obtener cambio rápido en la magnitud del par. La ventaja de este método es evitar la distorsión en la trayectoria del flujo del estator.

Aunque los dos últimos métodos son eficaces para mejorar el comportamiento del DTC, sin embargo, se obtienen unos elevados valores de la frecuencia de conmutación que no son aceptables en muchos casos. Por tanto, la realización del DTC con estos métodos son más adecuados para los accionamientos alimentados por el inversor cuasi resonante debido a su disponibilidad de trabajar a altas frecuencias de conmutación sin aumentar las pérdidas a través los interruptores de potencia. De este modo, estos métodos se mostrarán posteriormente en el desarrollo del DTC con el inversor cuasi-resonante.

### **2.7.3 Estimar la resistencia del estator**

Dado que para el cálculo del flujo y del par se utiliza el valor de la resistencia de estator, que tiene una gran influencia sobre el comportamiento del DTC, especialmente cuando la velocidad es baja. Por eso, es necesario calcular (estimar) su valor cuando el motor arranca y también durante el funcionamiento. Se ha estudiado el efecto de no tener en cuenta el cambio de la resistencia estática y la diferencia entre el valor real y el valor utilizado en el algoritmo del DTC, los resultados obtenidos se mostrarán posteriormente en capítulo 5. También se presentó un método de estimar el cambio de la resistencia durante el funcionamiento normal y el arranque del motor “self commision” para mejorar el comportamiento del DTC.