

## Capítulo 3

### Técnicas de modulación para un inversor de cuatro interruptores

#### 3.1 Introducción

En este capítulo se revisa brevemente la teoría y las estrategias de modulación que se utilizan para controlar el funcionamiento del inversor de cuatro interruptores (B4), además se presenta y se explica la nueva estrategia de control basado en el DTC. Finalmente, se muestran los resultados obtenidos por simulación del accionamiento del DTC alimentado por un inversor B4. Además, se hace comparación entre un sistema de DTC basado en B4 y un sistema de DTC basado en B6 para evaluar el comportamiento del esquema propuesto.

El circuito de potencia del inversor de cuatro interruptores alimentando una carga trifásica se muestra en la figura 3.1.1. La tercera fase de la carga se conecta con el punto de unión de dos condensadores de igual capacidad. La fuente de alimentación de corriente continua (CC) puede estar constituido por:

- (a) Un rectificador de tipo PWM [13].
- (b) Un puente de diodos. Esta topología se ha investigado en [1], [5]-[10], [138].

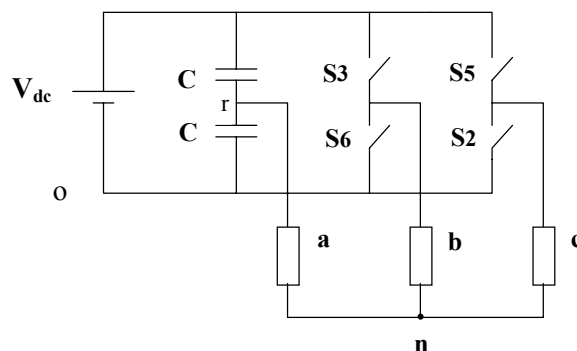


Fig. 3.1.1 El circuito de potencia de un inversor de cuatro interruptores.

#### 3.2 Estrategias de modulación

Fundamentalmente, existen dos esquemas de control para el inversor (B4).

- 1- PWM controlado por corriente (current controlled PWM).
- 2- PWM controlado por tensión (voltage controlled PWM).

### 3.2.1 PWM controlado por corriente

La idea de obtener un sistema trifásico con solo cuatro interruptores procede del hecho de que si dos corrientes de la carga, por ejemplo las corrientes  $i_b$  y  $i_c$ , se controlan de manera senoidal y desfasadas  $120^\circ$ , la tercera corriente  $i_a$  sería la suma de las dos corrientes anteriores cambiada de signo [1],[138].

$$i_a = -(i_b + i_c) \quad (3.2.1.1)$$

Por tanto, existen varios métodos de modulación de la corriente para el funcionamiento del inversor. En este caso se trata de inversores de fuente de tensión controlados por corriente (CCVSI) que aparecen desarrollados y evaluados en la referencia [107]. Por lo anteriormente expuesto, los cuatro interruptores se conmutan con tal manera que producen corrientes desfasadas  $120$  grados en dos fases de la carga.

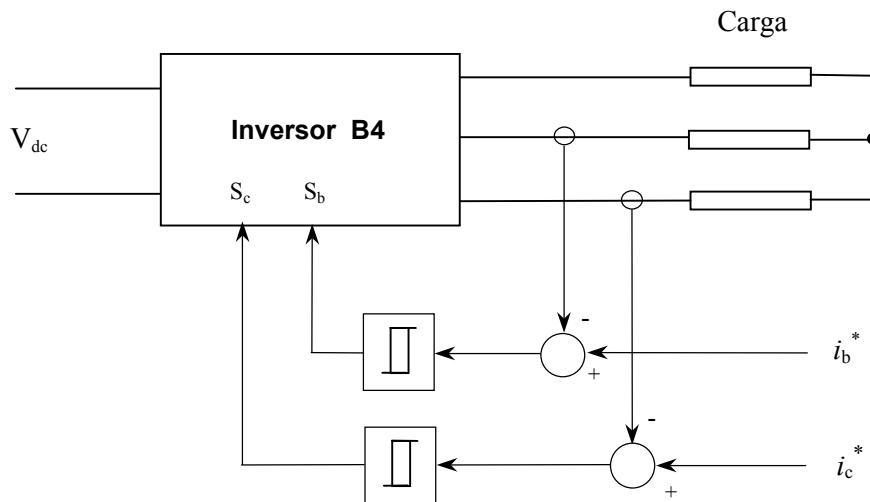


Fig. 3.2.1 Diagrama de bloque del CCVSI.

Existen dos métodos generales para generar las consignas de las corrientes  $i_a^*$ ,  $i_b^*$ , e  $i_c^*$  para un accionamiento en el que se utilice un inversor PWM (B4) controlado por corriente: el control escalar y el control vectorial.

En el caso de control escalar, las consignas se generan manteniendo la relación V/F constante, y también se formula una relación entre la velocidad del motor y las consignas de las corrientes.

En el caso de control vectorial, las consignas de las corrientes se generan teniendo en cuenta el modelo dinámico del motor y aplicando los algoritmos del campo orientado. Pero este esquema no es adecuado por el inversor (B4) debido al coste elevado para realizar el sistema

de control sin obtener un ahorro real en el desarrollo del sistema, y por tanto, la mayoría de las técnicas aplicadas estuvieron basadas en el control escalar.

### 3.2.1.1 Simulación del accionamiento: Inversor B4 controlado por corriente

En este apartado se presentan algunos resultados de simulación del accionamiento alimentado por un inversor (B4) con PWM controlado por corriente. Las condiciones de operación son: Motor de inducción de 1.35 kW,  $i_b^* = 5\text{ A}$ ,  $i_c^* = 5\text{ A}$ ,  $f_1 = 50\text{ Hz}$ ,  $\Delta i = \pm 0.5\text{ A}$ .

En la figura 3.2.1.1.1 se presentan las corrientes del estator del motor. En la figura 3.2.1.1.2.a. se muestra evolución temporal de la magnitud del flujo del estator. Los detalles de la señal se muestran en la figura 3.2.1.1.2.b.

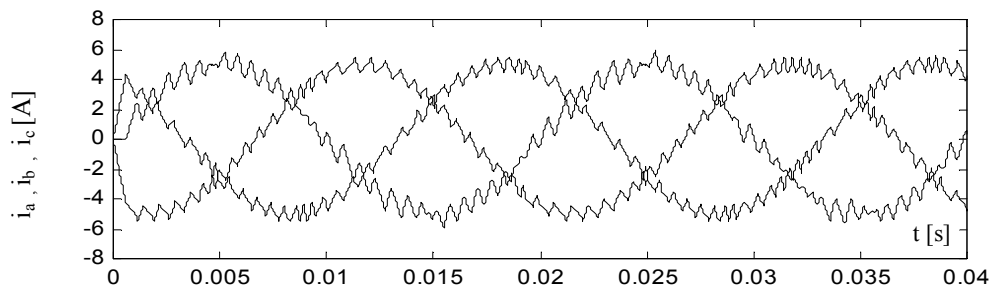


Fig. 3.2.1.1.1 Evolución temporal de las corrientes del estator  
 $i_b^* = 5\text{ A}$ ,  $i_c^* = 5\text{ A}$ ,  $f_1 = 50\text{ Hz}$ ,  $\Delta i = \pm 0.5\text{ A}$

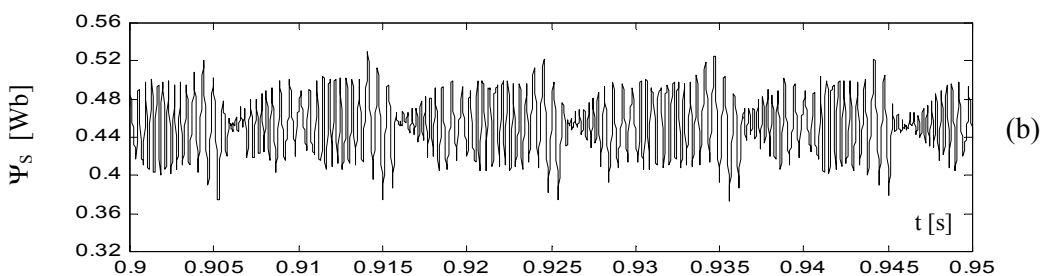
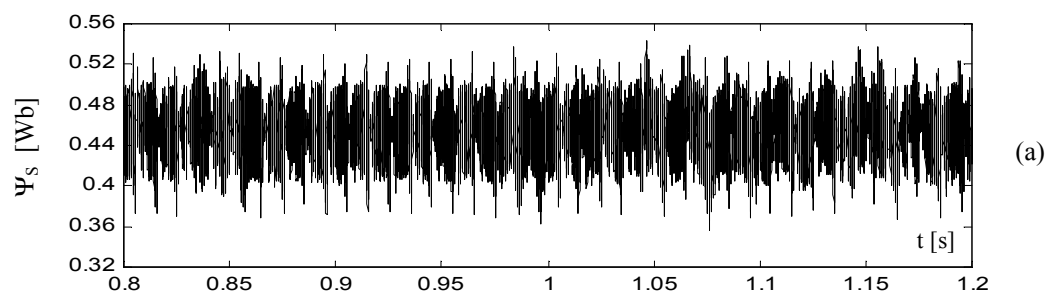


Fig. 3.2.1.1.2 La evolución temporal de la magnitud del flujo del estator en régimen permanente.

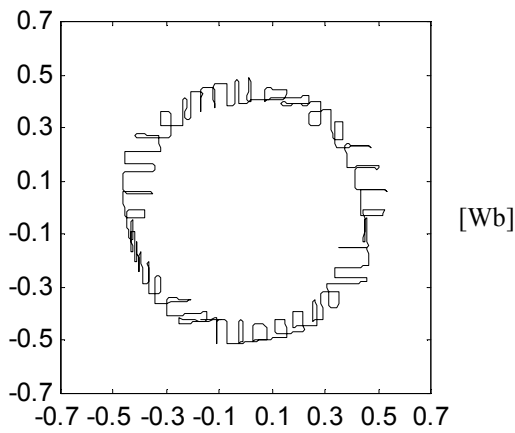


Fig. 3.2.1.1.3 Lugar geométrico del flujo del estator en régimen permanente.

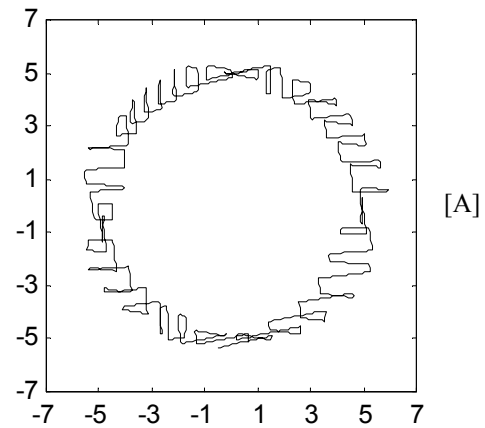


Fig. 3.2.1.1.4 Lugar geométrico de la corriente del estator en régimen permanente.

Las figuras 3.2.1.1.3 y 3.2.1.1.4 muestran el lugar geométrico del flujo del estator y el lugar geométrico de la corriente del estator en régimen permanente respectivamente. Además las figura 3.2.1.1.5.a y 3.2.1.1.5.b muestran el par electromagnético cuando la carga es 2 N.m.

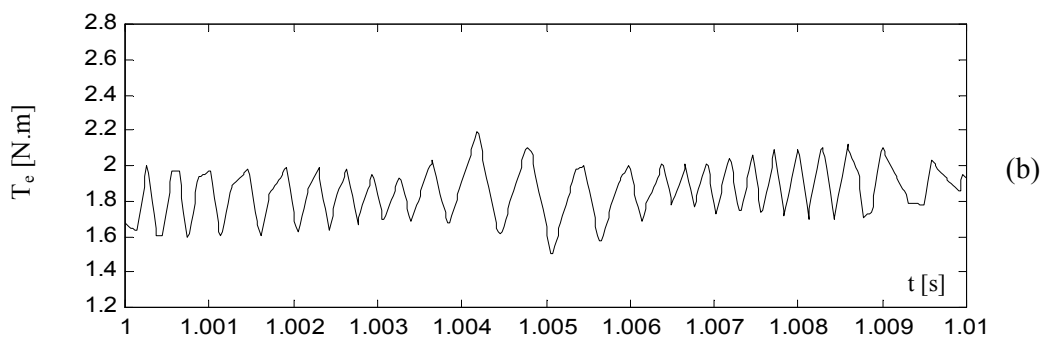
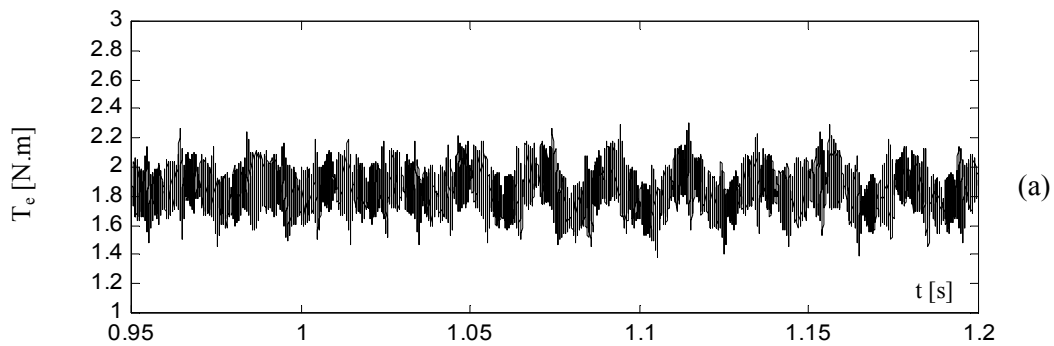


Fig. 3.2.1.1.5 Par electromagnético en régimen permanente.

### 3.2.2 PWM controlado por tensión

En este método, para que circule un sistema trifásico de corriente alterna en la carga utilizando un inversor (B4), es necesario que las tensiones de línea del inversor estén desfasadas  $60^\circ$ , y para ello, las funciones de modulación que van a cumplir esta condición están también desfasadas  $60^\circ$  [1],[5],[13],[138]. En la figura 3.2.2.1 y en el párrafo siguiente se explica y se prueba esta condición gráficamente y matemáticamente.

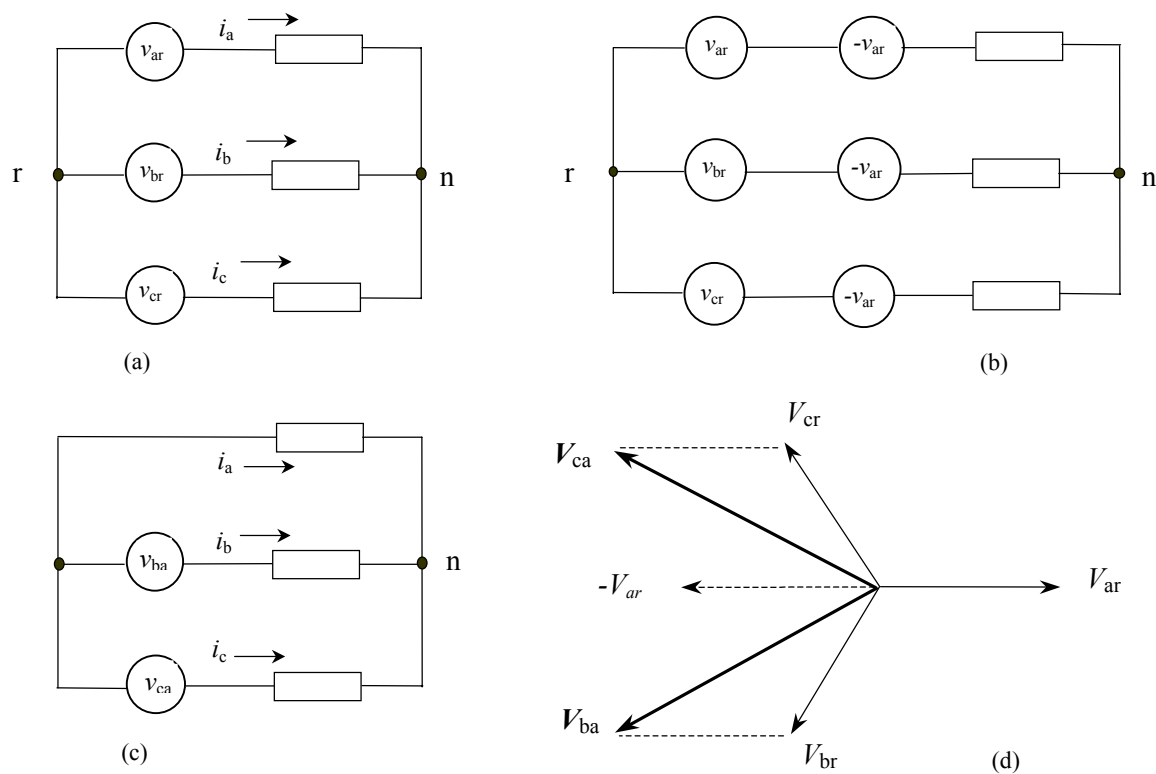


Fig. 3.2.2.1 Alimentación de una carga trifásica de dos fuentes de tensión.

#### 3.2.2.1 Alimentación de una carga trifásica de dos fuentes de tensión

Si a una carga trifásica alimentada por un sistema trifásico de tensiones  $\underline{V}_{ar}$ ,  $\underline{V}_{br}$ , y  $\underline{V}_{cr}$ , tal como se muestra en la figura 3.2.2.1.a, se le superpone un sistema trifásico homopolar:  $-\underline{V}_{ar}$ ,  $-\underline{V}_{ar}$  y  $-\underline{V}_{ar}$  las corrientes en la carga no se ven afectadas siempre que el punto de estrella quede flotante. Por tanto, las corrientes  $i_a$ ,  $i_b$ , e  $i_c$  todavía representan un sistema trifásico de secuencia positiva. Además, se puede decir que el sistema bifásico resultante  $\underline{V}_{ca}$ ,  $\underline{V}_{ba}$  produce los mismos efectos que el sistema trifásico  $120^\circ$  sobre la misma carga equilibrada.

Si alimentamos la carga con el sistema trifásico de tensiones dado por:

$$v_{an} = V_o \text{ sen } ( \omega_o t ) \quad (3.2.2.1.1)$$

$$v_{bn} = V_o \text{ sen } ( \omega_o t - 2\pi/3 ) \quad (3.2.2.1.2)$$

$$v_{cn} = V_o \text{ sen } ( \omega_o t + 2\pi/3 ) \quad (3.2.2.1.3)$$

las corrientes que circulan por ella son:

$$i_a = I_o \text{ sen } ( \omega_o t - \theta_o ) \quad (3.2.2.1.4)$$

$$i_b = I_o \text{ sen } ( \omega_o t - 2\pi/3 - \theta_o ) \quad (3.2.2.1.5)$$

$$i_c = I_o \text{ sen } ( \omega_o t + 2\pi/3 - \theta_o ) \quad (3.2.2.1.6)$$

La función de modulación S que produce el grupo de tensiones de fase deseado se obtiene a partir de la expresión:

$$\begin{bmatrix} v_{ba} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_3 & S_6 \\ S_5 & S_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.5V_{dc} \\ -0.5V_{dc} \end{bmatrix} \quad (3.2.2.1.7)$$

$$S_3 + S_6 = 1 \quad (3.2.2.1.8)$$

$$S_5 + S_2 = 1 \quad (3.2.2.1.9)$$

siendo:

$$0 \leq S_i \leq 1 \text{ para } i = 2, 3, 5, 6.$$

Además las tensiones de línea vienen dadas por:

$$v_{ba} = \sqrt{3} V_o \text{ sen } ( \omega_o t - 5\pi/6 ) \quad (3.2.2.1.10)$$

$$v_{ca} = \sqrt{3} V_o \text{ sen } ( \omega_o t + 5\pi/6 ) \quad (3.2.2.1.11)$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones de 3.2.2.1.7 a 3.2.2.1.9 se obtienen:

$$S_3 = 0.5 [ 1 + m \text{ sen } ( \omega_o t - 5\pi/6 ) ] \quad (3.2.2.1.12)$$

$$S_6 = 0.5 [ 1 - m \text{ sen } ( \omega_o t - 5\pi/6 ) ] \quad (3.2.2.1.13)$$

$$S_5 = 0.5 [ 1 + m \text{ sen } ( \omega_o t + 5\pi/6 ) ] \quad (3.2.2.1.14)$$

$$S_2 = 0.5 [ 1 - m \text{ sen } ( \omega_o t + 5\pi/6 ) ] \quad (3.2.2.1.15)$$

siendo:

$$m = (2\sqrt{3}) V_o / V_{dc} \quad (3.2.2.1.16)$$

El método anterior es parecido a la estrategia más común de PWM senoidal que se utilizaba con el inversor clásico (B6), la diferencia radica es en el valor del ángulo fase entre las consignas. Un análisis más detallado sobre este tema puede verse en la referencia [13].

### 3.2.2.2 Simulación del accionamiento: inversor PWM (B4) controlado por tensión

En este apartado se presentan algunos resultados de la simulación del accionamiento alimentado por un inversor B4 y utilizando un PWM controlado por tensión. La carga es la misma que en el caso anterior. Sin embargo, se han registrado los resultados a dos valores de la frecuencia de conmutación 2.5 kHz y 5 kHz. En las figuras 3.2.2.2.1 y 3.2.2.2.2 se muestran el flujo estático respectivo.

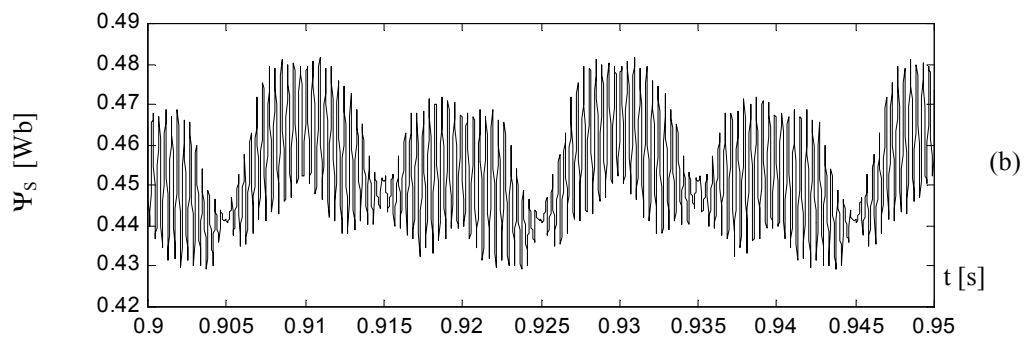
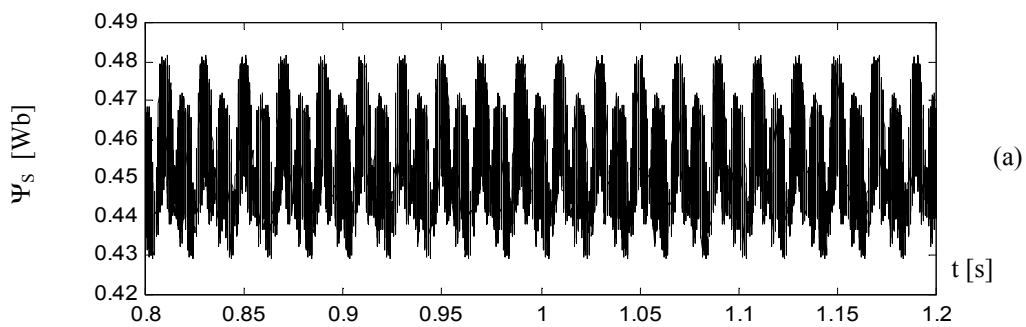


Fig. 3.2.2.2.1 Magnitud del flujo del estator en régimen permanente  $F_{swt} = 2.5$  kHz.

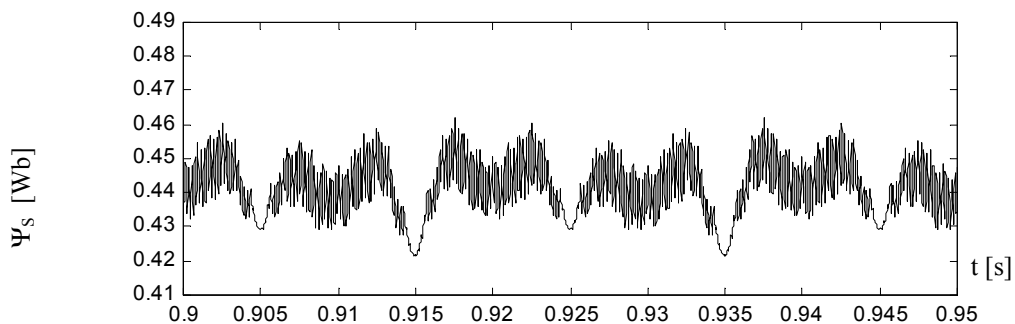


Fig. 3.2.2.2.2 Magnitud del flujo del estator en régimen permanente  $F_{swt} = 5$  kHz.

En la figura 3.2.2.2.3 se representa el par electromagnético en régimen permanente cuando la frecuencia de conmutación es 2.5 kHz. Así mismo, en las figuras 3.2.2.2.4.a y 3.2.2.2.4.b se representan las evoluciones temporales del par electromagnético cuando la frecuencia de conmutación se ha aumentado a 5 kHz.

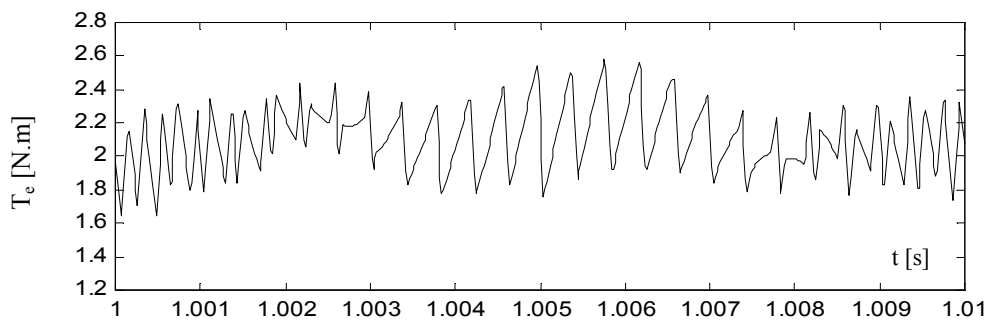
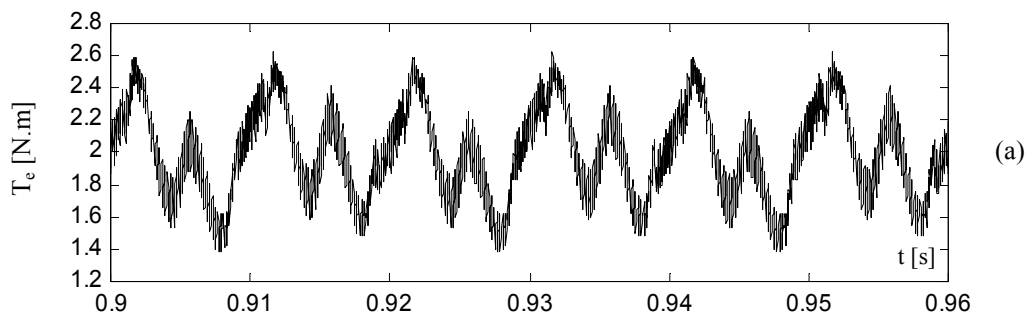
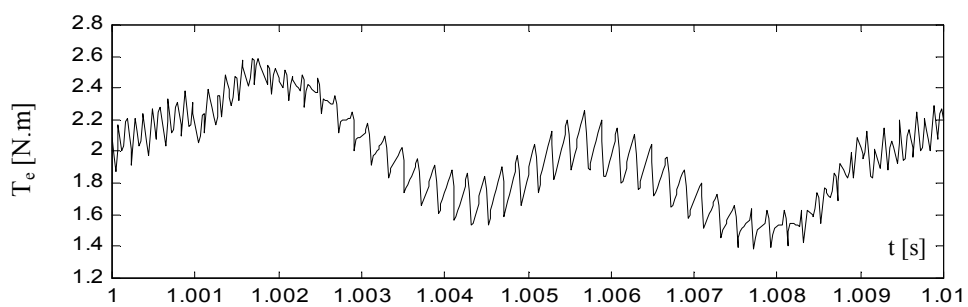


Fig. 3.2.2.2.3 Par electromagnético en régimen permanente ,  $F_{muestreo} = 2.5 \text{ kHz}$ .



(a)



(b)

Fig. 3.2.2.2.4 Par electromagnético en régimen permanente ,  $F_{muestreo} = 5 \text{ kHz}$ .

A partir de los resultados de simulación, se observa una gran ondulación en las ondas del par y del flujo del estator que afectan el comportamiento del accionamiento. Mediante estas técnicas, se controla la frecuencia de conmutación, pero no se controlan de manera directa las ondulaciones del flujo y del par.



### 3.3 Nueva aplicación del DTC basado en un inversor B4

#### 3.3.1 Introducción

Ultimamente se han desarrollado nuevas técnicas de modulación para el inversor B4 basadas en el vector espacial [5]-[9], [122]-[124]. No obstante, en ninguna de ellas se aplicó el concepto del DTC para limitar directamente las ondulaciones del par y del flujo que afectan negativamente al comportamiento del accionamiento. Además, las técnicas desarrolladas no han logrado un accionamiento con un buen comportamiento dinámico. Por estos motivos, hemos pensado aplicar el DTC a un inversor B4 como una estrategia alternativa que no solo mejora el comportamiento estático del conjunto del motor y el inversor sino que ofrece una respuesta dinámica muy alta, equivalente a la respuesta obtenida con un inversor B6 utilizando el DTC.

#### 3.3.2 Representación del vector espacial

En un inversor B4 existen solo 4 interruptores, por tanto existen 4 estados de conmutación. Se pueden calcular las tensiones de línea y de fase para cada estado, y el vector espacial equivalente. La tabla 3.3.2.1 resume los valores de las tensiones de fase de la carga relacionados con los estados de conmutación, en el supuesto de que los condensadores tengan capacidades del mismo valor [5].

Tabla 3.3.2.1 Estados de conmutación y los valores correspondientes de las tensiones.

Interruptores	Vector	$V_{b0}$	$V_{c0}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$
3 5	1 1	$V_{dc}$	$V_{dc}$	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/6$	$V_{dc}/6$
6 2	0 0	0	0	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}/6$	$-V_{dc}/6$
3 2	1 0	$V_{dc}$	0	0	$V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
5 6	0 1	0	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$

$$V_{ao} = \frac{1}{2} V_{dc} \tag{3.3.2.1}$$

$$V_{bo} = S_3 V_{dc} \tag{3.3.2.2}$$

$$V_{co} = S_5 V_{dc} \tag{3.3.2.3}$$

$$V_{an} = V_{ao} - V_{no} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} (V_{bo} + V_{co}) \quad (3.3.2.4)$$

$$V_{bn} = V_{bo} - V_{no} = \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{co}) \quad (3.3.2.5)$$

$$V_{cn} = V_{co} - V_{no} = \frac{2}{3} V_{co} - \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo}) \quad (3.3.2.6)$$

Ahora, es posible calcular el vector espacial equivalente de la salida del inversor  $V_s$ , que viene dado por la ecuación siguiente:

$$V_s = \frac{2}{3} [v_{an} + a v_{bn} + a^2 v_{cn}] \quad a = e^{j \frac{2\pi}{3}} \quad (3.3.2.7)$$

$$V_d = \frac{V_{dc}}{3} [1 - S_3 - S_5] \quad (3.3.2.8)$$

$$V_q = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} [S_3 - S_5] \quad (3.3.2.9)$$

La aplicación de los cuatro estados de conmutación en la ecuación anterior da el vector espacial equivalente del inversor en forma discreta como se muestra la figura 3.3.2.1, donde el vector  $V_m^*$  representa el valor medio del vector de referencia de la tensión que sigue un camino circular. Su magnitud máximo es  $V_{dc}/(2*\sqrt{3})$  de la tensión línea a neutro.

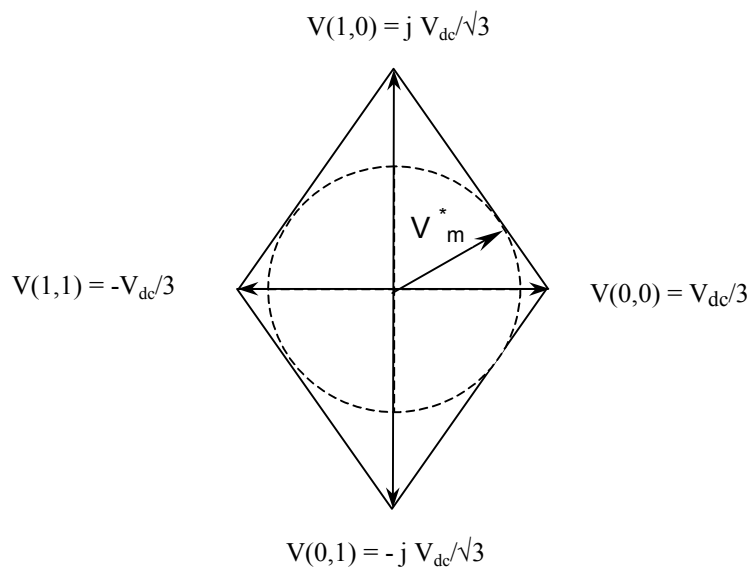


Fig. 3.3.2.1 Representación de la salida del inversor B4 mediante un vector espacial.

### 3.3.3 Análisis y el desarrollo de la estrategia propuesta

Antes de aplicar del DTC al inversor B4, se deben tener en cuenta los puntos siguientes:

- 1- Dado que solo existen cuatro vectores no se espera un comportamiento mucho mejor que el DTC basado en el inversor B6 bajo las mismas condiciones de funcionamiento.
- 2- Existen solo cuatro sectores para el ángulo del flujo del estator en lugar de los seis del inversor B6.
- 3- El signo del error del par tiene solo dos valores  $\pm 1$ .
- 4- Se utilizan las mismas ecuaciones del modelo del motor que se utilizan en el DTC basado en el inversor B6, pero teniendo en cuenta que el modelo del inversor esta basado en cuatro vectores activos.

La figura 3.3.3.1 muestra un diagrama de bloques del sistema DTC, donde el par del motor y el flujo del estator se calculan con la ayuda de dos corrientes del motor y con la medida de la tensión de bus CC. Las variables calculadas se comparan con las consignas correspondientes para obtener las señales de los errores que se utilizan para ejecutar una tabla de conmutación óptima que logre los requisitos del flujo y del par [109].

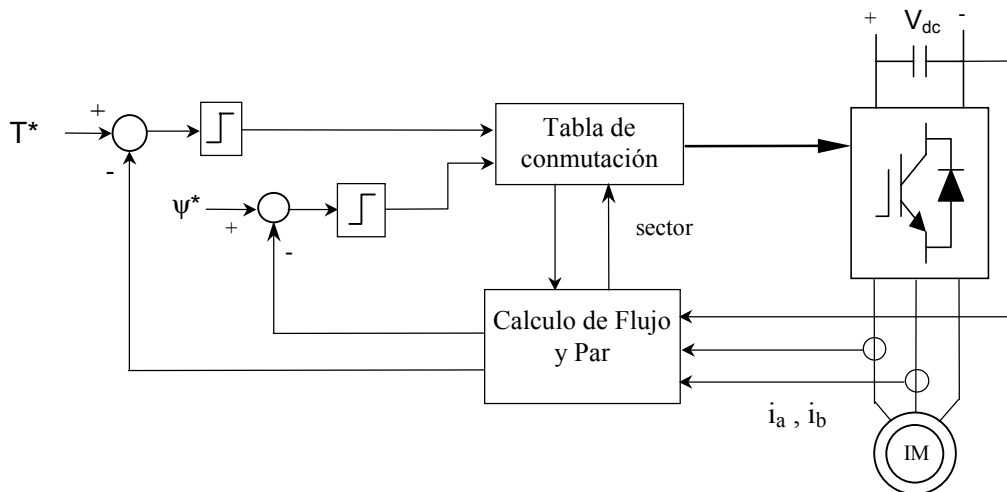


Fig. 3.3.3.1 Diagrama de bloques del sistema DTC.

Las ecuaciones que gobiernan el sistema se han resumido en las expresiones siguientes:

$$\bar{\psi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (3.3.3.1)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left( \frac{\psi_q}{\psi_d} \right) \quad (3.3.3.2)$$

El vector espacial de la tensión del estator se calcula utilizando el valor medido de la tensión del bus CC y con la ayuda de los estados de conmutación de los interruptores  $S_3$  y  $S_5$  en lugar de la medida directa de las tensiones del motor, por tanto el número de sensores de tensión necesarios se reducen al mínimo posible, que sería un sensor de efecto Hall [109].

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} V_{dc} [ S_1 + a S_3 + a^2 S_5 ] \quad (3.3.3.3)$$

La ecuación anterior se utiliza para calcular las tensiones del motor basado en el inversor clásico B6 donde se generan por lo menos 3 señales para los interruptores. En el caso del inversor B4 solo se generan 2 señales  $S_3$  y  $S_5$  por lo que la expresión del vector espacial es:

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} V_{dc} [ 0.5 + a S_3 + a^2 S_5 ] \quad (3.3.3.4)$$

Además, el vector espacial de la corriente del estator se calcula basándose en las medidas de las dos corrientes de fase del motor con dos sensores de efecto Hall.

$$\bar{I}_s = \frac{2}{3} [ i_a + a i_b + a^2 i_c ] \quad (3.3.3.5)$$

Finalmente, el par electromagnético del motor se calcula mediante la ecuación siguiente:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (3.3.3.6)$$

La exactitud del cálculo del par esta relacionada con la estimación del vector del flujo del estator (magnitud y ángulo) exactamente igual al caso del accionamiento del DTC alimentado por un inversor B6. En el párrafo siguiente se explica con la ayuda de las figuras 3.3.3.2 a la 3.3.3.5 como se elige el estado de conmutación adecuado para controlar el par electromagnético y el flujo del motor instantáneamente.

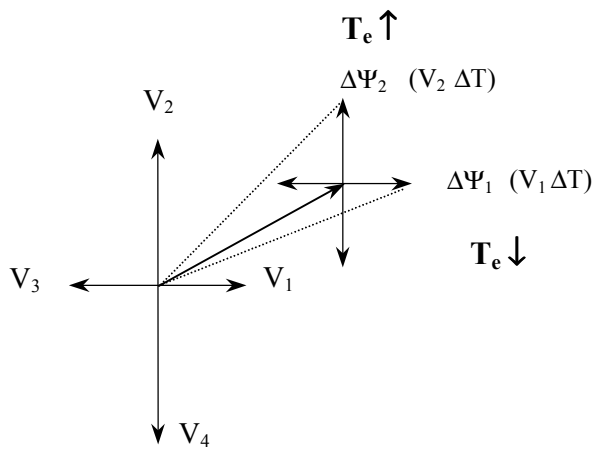


Fig. 3.3.3.2 Incremento del flujo en el sector 1.

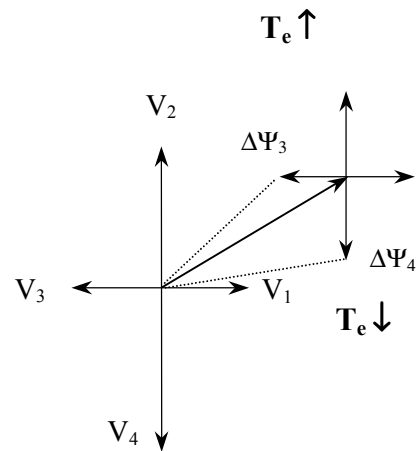


Fig. 3.3.3.3 Decremento del flujo en el sector 1.

**Sector 1:**

Para explicar como se elige el estado de conmutación, se supone que el vector del flujo del estator esta situado en el sector 1, según la figura 3.3.3.2, para aumentar la magnitud del flujo existen dos opciones: elegir el vector  $V_1$  o el vector  $V_2$ . Pero los dos vectores afectan el par del motor de manera diferente, es decir, si se elige el vector  $V_1$  la magnitud del par disminuye. Por el contrario, si se elige el vector  $V_2$ , la magnitud del par aumenta. Generalmente, el cambio de la magnitud del par se debe al cambio rápido del ángulo entre el vector del flujo del estator y el vector del flujo del rotor. Para disminuir la magnitud del flujo del estator según la figura 3.3.3.3, tenemos dos opciones para los estados de conmutación; aplicar el vector  $V_3$  o el vector  $V_4$ . Si se quiere aumentar el par se elige el vector  $V_3$ ; mientras que para obtener el efecto contrario se elige el vector  $V_4$ .

**Sector 2:**

Las figuras 3.3.3.4 y 3.3.3.5 muestran el funcionamiento del DTC cuando el vector de flujo del estator está situado en sector 2. Para aumentar la magnitud del flujo se puede aplicar el vector  $V_2$  o  $V_3$  según la necesidad de variar el par. La aplicación del vector  $V_2$  disminuye el par, mientras la aplicación del  $V_3$  aumenta el par tal como se muestra en la figura 3.3.3.4. Del mismo modo, para reducir la magnitud del flujo se dispone de dos vectores el  $V_1$  y el  $V_4$ . La aplicación del  $V_1$  reduce el par, mientras la aplicación del  $V_4$  aumenta el par (ver las figuras 3.3.3.4. y 3.3.3.5).

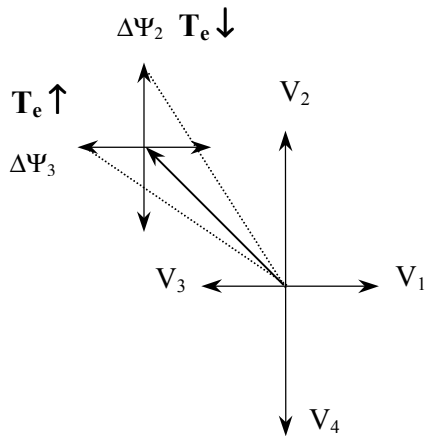


Fig. 3.3.3.4 Incremento del flujo en sector 2.

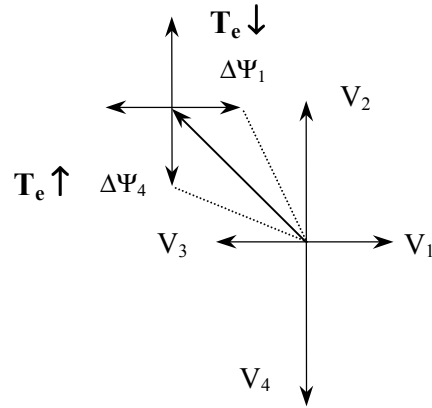


Fig. 3.3.3.5 Decremento del flujo en sector 2.

A partir de estas observaciones, se pueden elegir los vectores adecuados, es decir los estados de conmutación que cumplen los requisitos del DTC en los cuatro sectores. En la tabla 3.3.3.1 aparecen las relaciones entre los sectores y los signos de los errores del flujo, y del par con los estados de conmutación óptimos [10], [109].

Tabla 3.3.3.1 Tabla de conmutación óptima para el inversor (B4) de un accionamiento con DTC.

$\Delta$ Flujo $C_\Psi$	$\Delta$ Par $C_T$	Sector 1 0 - 90	Sector 2 90 - 180	Sector 3 180 - 270	Sector 4 270 - 360
1	1	1 0	1 1	0 1	0 0
1	-1	0 0	1 0	1 1	0 1
0	1	1 1	0 1	0 0	1 0
0	-1	0 1	0 0	1 0	1 1

### 3.4 Simulación del accionamiento del DTC con el inversor B4

El accionamiento con DTC alimentado por el inversor B4 se ha simulado con el Matlab bajo las condiciones de operación siguientes:

Motor de inducción de 1.35 kW;  $V_{dc} = 300$  V;  $T_e^* = 1.5$  N.m;  $H_T = 5\%$ ;  $\Psi^* = 0.3$  Wb;  $H_\Psi = 2\%$ .

Los resultados se han registrado para varias frecuencias de muestreo (30, 15 y 10 kHz).

Las figuras 3.4.1 a 3.4.5 muestran los resultados obtenidos del par electromagnético, la magnitud del flujo del estator, el lugar geométrico de la corriente del estator, el lugar geométrico del flujo del estator respectivamente.

Además, se han presentado algunos resultados del par y del número acumulado de conmutaciones en un interruptor para las frecuencias de muestreo de 30 kHz y de 15 kHz, tal como se muestran en las figuras 3.4.5 a 3.4.8.

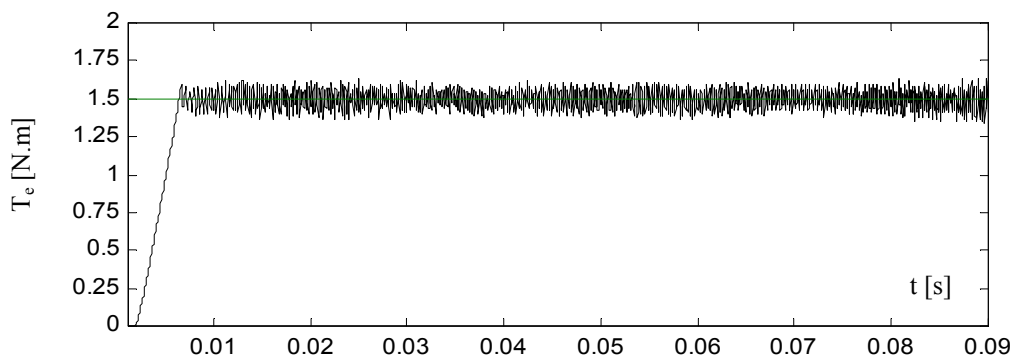


Fig. 3.4.1 Evolución temporal del par electromagnético.

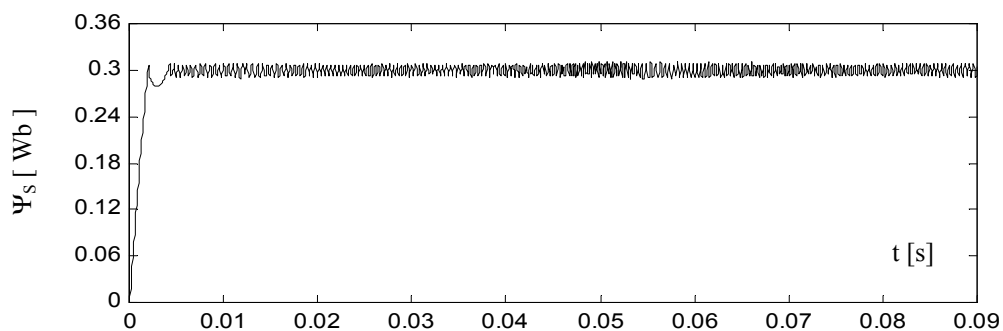


Fig. 3.4.2 Evolución temporal de la magnitud del flujo de estator.

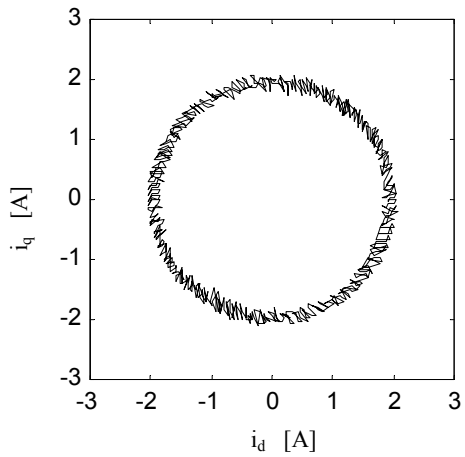


Fig. 3.4.3 Lugar geométrico de la corriente de estator en régimen permanente

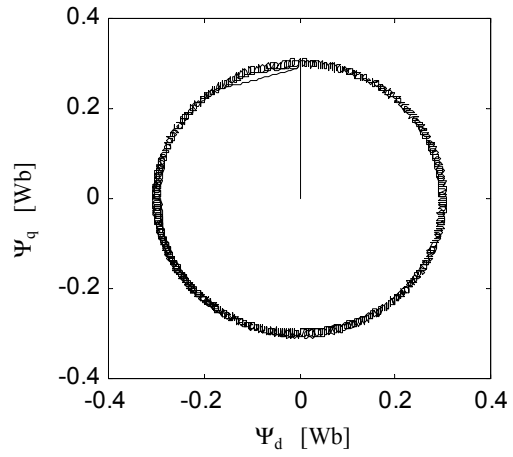


Fig. 3.4.4 Lugar geométrico del flujo de estator en régimen permanente

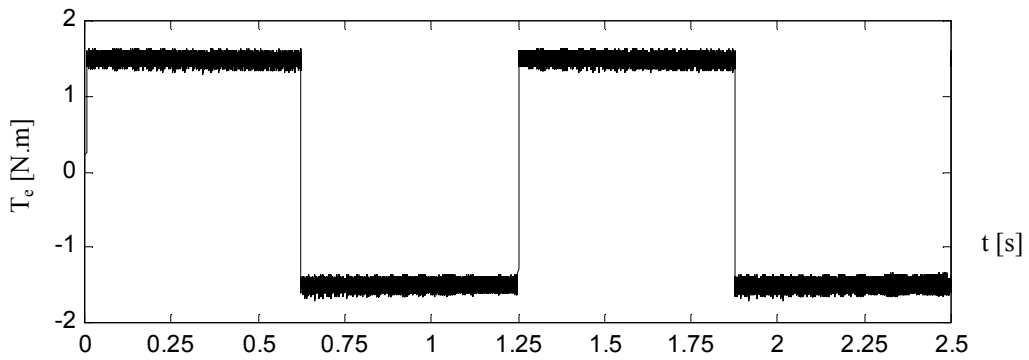


Fig. 3.4.5 Evolución temporal del par electromagnético,  $F_{muestreo} = 30 \text{ kHz}$

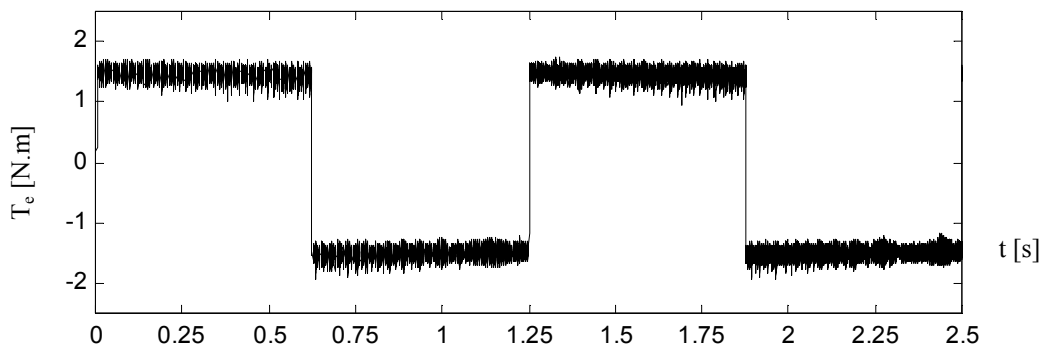


Fig. 3.4.6 Evolución temporal del par electromagnético,  $F_{muestreo} = 15 \text{ kHz}$



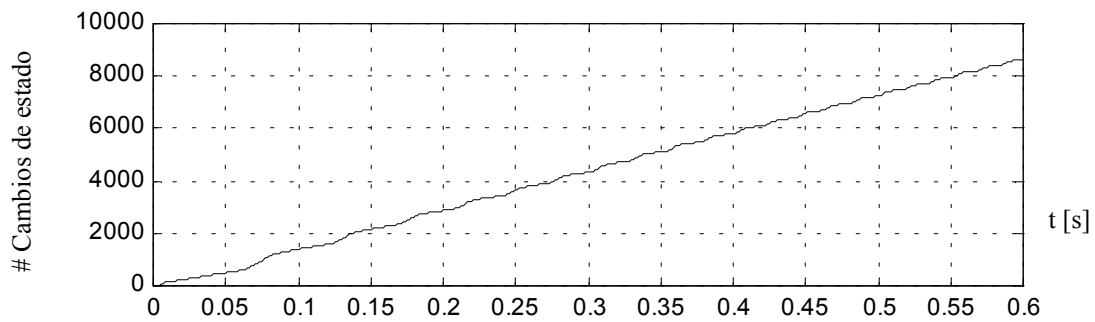


Fig. 3.4.7 Numero acumulado de conmutaciones ,  $F_{muestreo} = 30 \text{ kHz}$

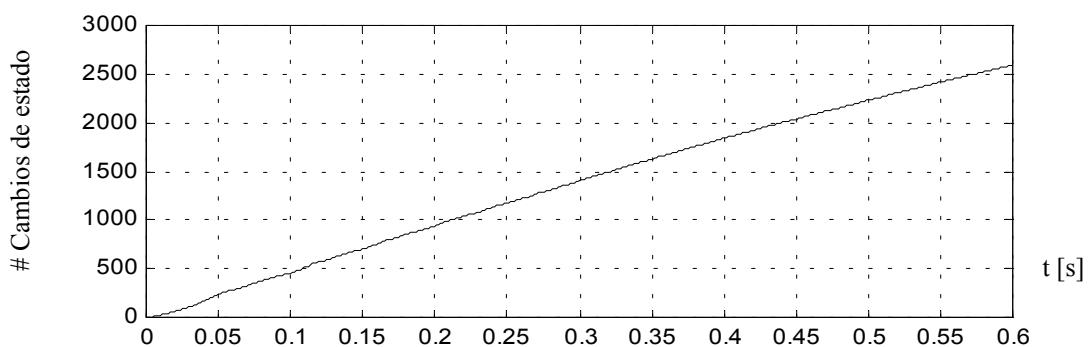


Fig. 3.4.8 El número acumulado de conmutaciones ,  $F_{muestreo} = 15 \text{ kHz}$ .

A partir del número acumulado de las conmutaciones de un interruptor del inversor y el respectivo tiempo empleado se puede evaluar la frecuencia de conmutación. En el caso de una frecuencia de muestreo de 30 kHz, el valor medio de la frecuencia de conmutación es alrededor de 6.3 kHz, y en el caso de una frecuencia de muestreo de 15 kHz la frecuencia de conmutación fue alrededor de 2.55 kHz. Los otros parámetros del DTC son iguales en ambos casos (la tensión del bus CC, la banda de los controladores de histéresis  $H_T$  y  $H_\Psi$ ).

A continuación, se ha comparado el comportamiento del DTC basado en B4 con un sistema de DTC alimentado por un inversor clásico B6. Los condiciones de operación son:

$$V_{dc} = 300 \text{ V}; H_T = 10 \% ; H_\Psi = 2 \% ; F_{muestreo} = 20 \text{ kHz}.$$

Las figuras 3.4.9 y 3.4.10 muestran el par electromagnético, la magnitud del flujo del estator en ambos casos respectivamente. Además, el porcentaje del error del flujo se ha registrado en ambos casos tal como se indica la figura 3.4.11. Se puede apreciar que el error no supera el 2.5 % para una banda de histéresis del 2 %.

(a) DTC basado en B4

(b) DTC basado en B6

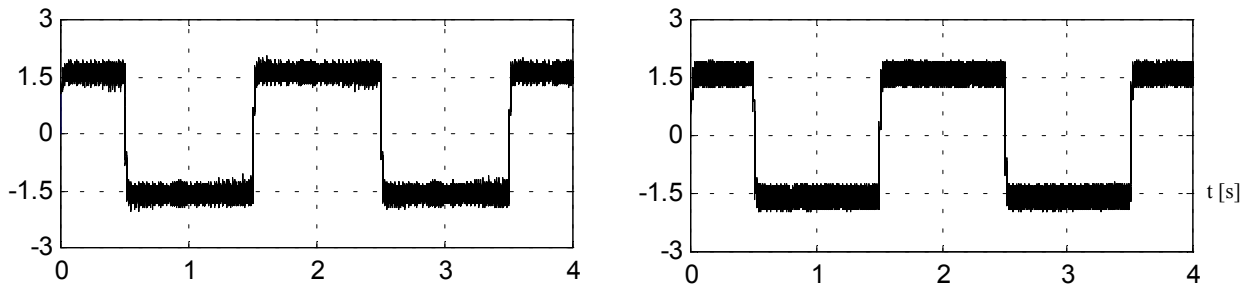


Fig. 3.4.9 Evolución temporal del par electromagnético [N.m].

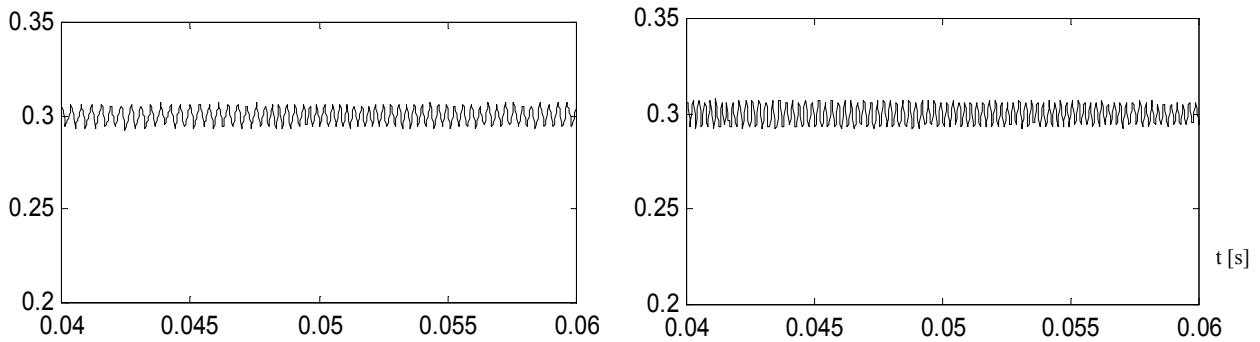


Fig. 3.4.10 Evolución temporal de la magnitud del flujo del estator [Wb].

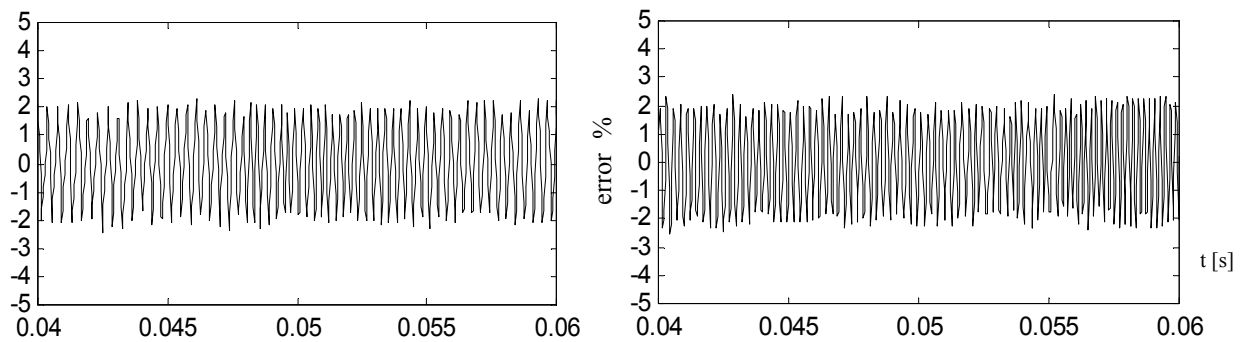


Fig. 3.4.11 Porcentaje de error de la magnitud del flujo del estator.

La figura 3.4.12 muestra el lugar geométrico del vector del flujo del estator en ambos casos. Se nota que dicho lugar geométrico describe un camino circular con solo los cuatro vectores activos de tensión definidos anteriormente para el vector espacial. Adicionalmente, se presentan en la figura 3.4.13 para ambos sistemas las corrientes del estator del motor.

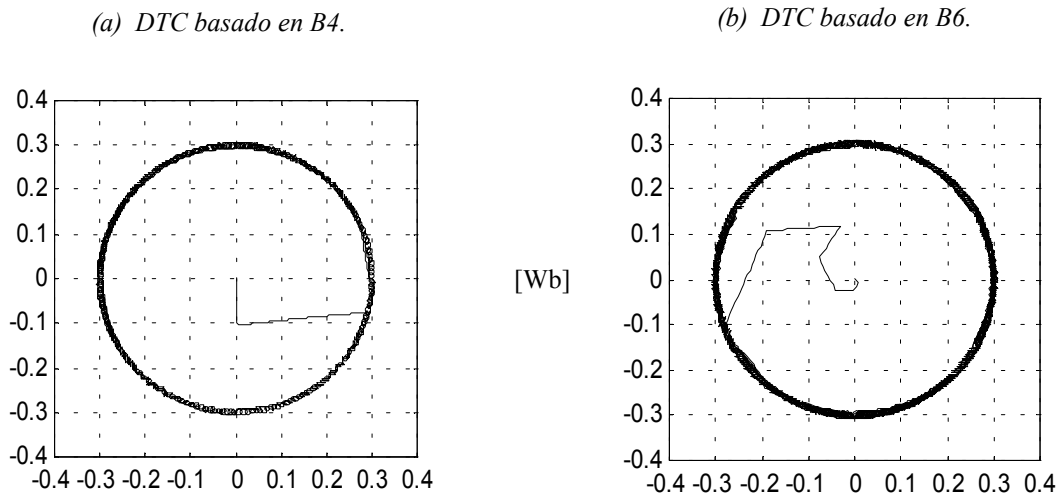


Fig. 3.4.12 Lugar geométrico del flujo de estator

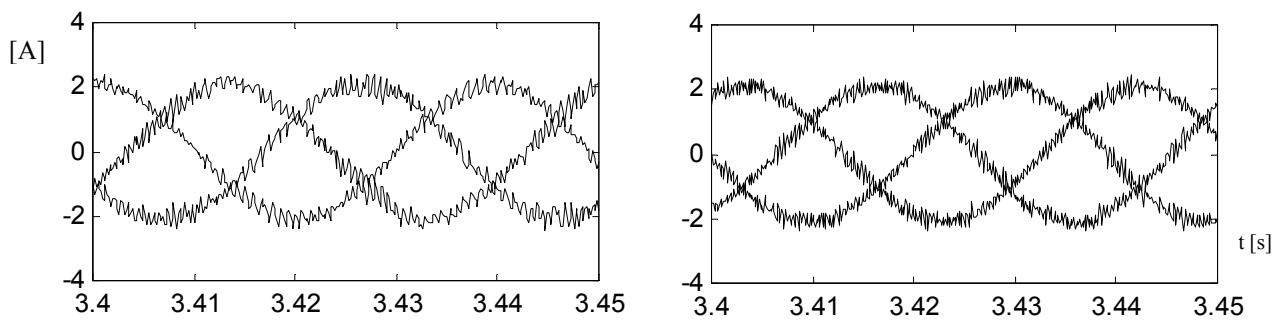


Fig. 3.4.13 Evolución temporal de las corrientes de estator.

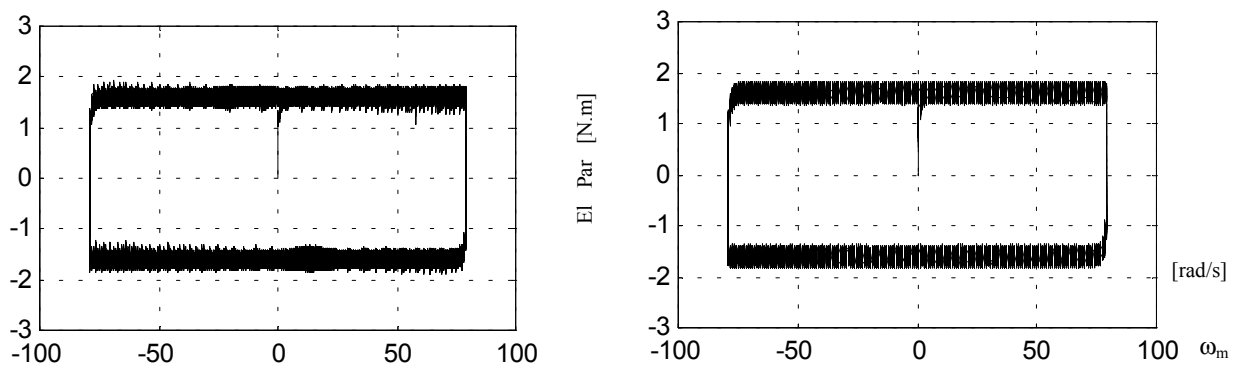


Fig. 3.4.14 Característica par-velocidad.

La figura 3.4.14 muestra la característica mecánica obtenida con ambos inversores lo que nos permite evaluar la respuesta dinámica de ambos sistemas. Finalmente, en la figura 3.4.15 se presenta la evolución temporal del número acumulado de estados de conmutación de un interruptor.

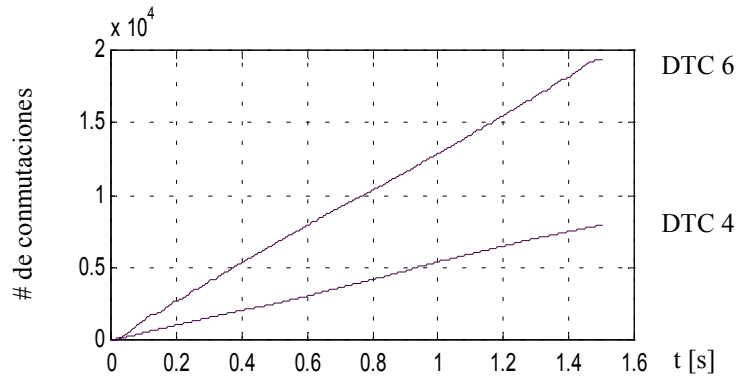


Fig. 3.4.15 Numero de conmutaciones de un interruptor en función del tiempo.

Según los resultados obtenidos, el valor medio de la frecuencia de conmutación es alrededor de 2.8 kHz en el caso del sistema del DTC alimentado por el inversor B4, mientras este valor es aproximadamente 6.4 kHz en el caso del sistema del DTC alimentado por el inversor B6. Por lo tanto, las pérdidas de conmutación con el inversor B4 son menores que las que se originan si el sistema se alimenta mediante el inversor B6 clásico. Aunque el sistema del DTC alimentado por el inversor B4 ofrece un buen comportamiento tanto en régimen estacionario como en régimen dinámico, es necesario hacer un estudio del comportamiento del mismo cuando la frecuencia de muestreo se reduce. Por este motivo, se presenta otro grupo de resultados a la frecuencia de muestreo de 10 kHz para evaluar el comportamiento del DTC para este valor mucho más práctico. Las figuras 3.4.16 a 3.4.18 muestran respectivamente la evoluciones temporales de la velocidad, del par electromagnético y de la magnitud del flujo del estator del motor para una frecuencia de muestreo de 10 kHz.

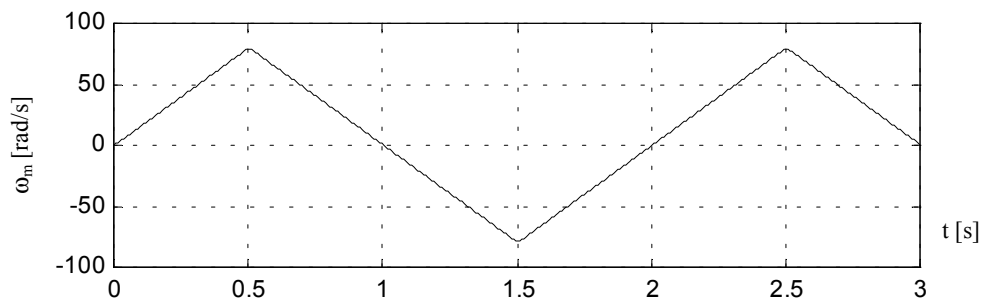


Fig. 3.4.16 Evolución temporal de la velocidad del motor.

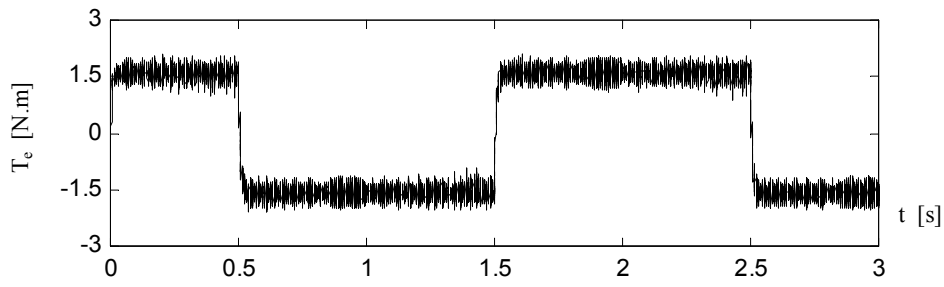


Fig. 3.4.17 Evolución temporal del par electromagnético.

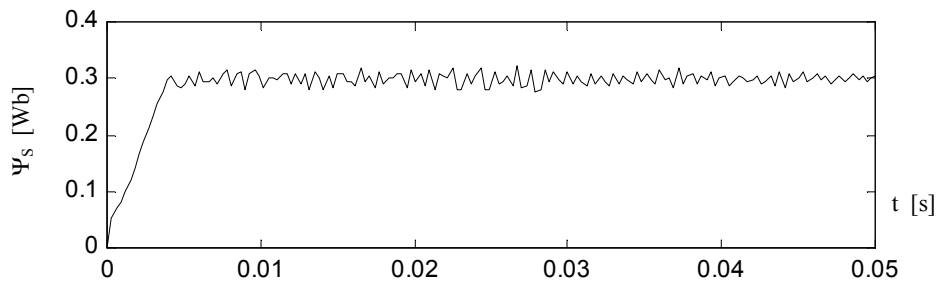


Fig. 3.4.18 Evolución temporal de la magnitud del flujo del estator.

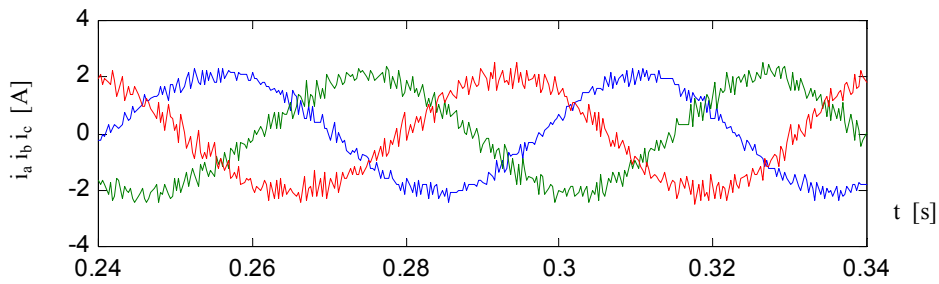


Fig. 3.4.19 Evolución temporal de las corrientes del estator.

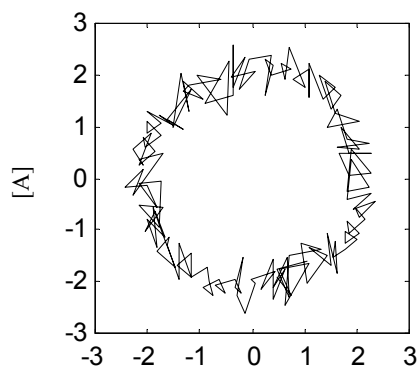


Fig. 3.4.20 Lugar geométrico de la corriente del estator.

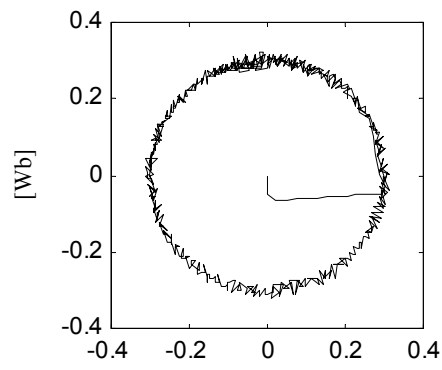


Fig. 3.4.21 Lugar geométrico del flujo del estator.

### 3.5 Limitación de la corriente de arranque del motor con el DTC

Como se explicó con anterioridad en el capítulo 2, la magnitud de la corriente de arranque con el DTC es elevada, resulta pues aconsejable limitarla. Este problema se pudo resolver mediante un inversor clásico, con realimentación del valor de la corriente del estator. Sin embargo, este método no se puede utilizar con el inversor B4, dado no existen vectores cero que se inyecten para bajar la magnitud de la corriente del estator. Por este motivo se buscó y diseño un método nuevo para limitar la corriente de arranque. El método propuesto es sencillo y muy eficaz. Está basado en desactivar tanto el controlador del par como el controlador del flujo cuando la magnitud de la corriente del estator excede el límite máximo definido por un controlador (on-off) para la corriente. De esta manera, cuando la corriente  $|I_S|$  es mayor de  $I_{S(max)}$ , la salida del controlador del par es  $-1$  y la salida del controlado del flujo es  $0$ . Cuando la corriente  $I_S$  es menor que  $I_{S(max)}$  se activan otra vez las salidas de los controladores histéresis según la tabla 3.3.3.1 de conmutación [10].

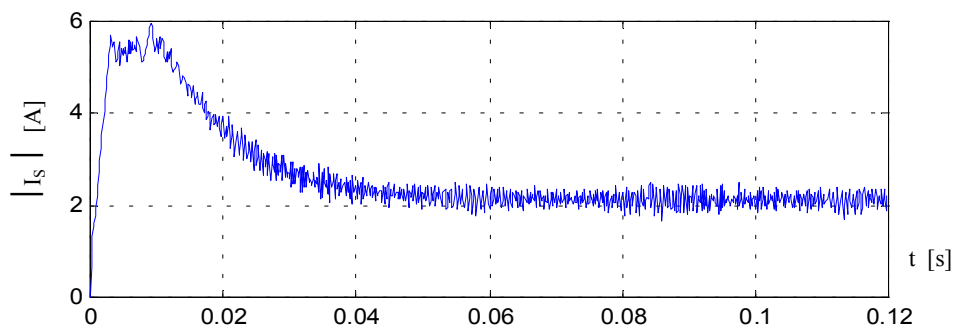


Fig. 3.5.1 Evolución temporal de la magnitud de la corriente del estator.

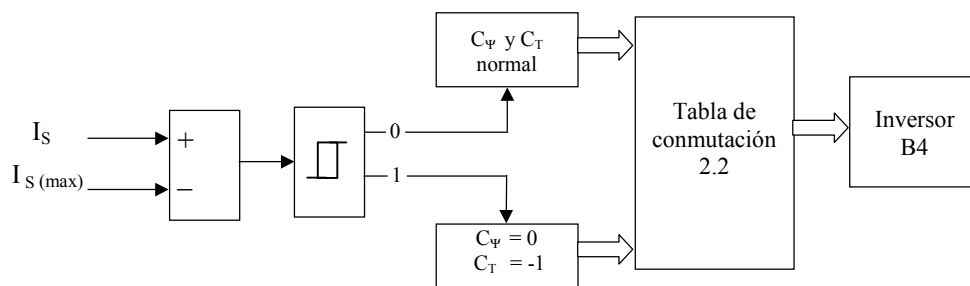


Fig. 3.5.2 Diagrama de bloques del método propuesto para limitar la corriente de arranque del sistema del motor (inversor B4, DTC).

La figura 3.5.1 muestra la corriente de arranque del motor con DTC alimentado por un inversor B4 sin limitación de su magnitud durante el arranque. La figura 3.5.2 presenta el método propuesto para controlar la corriente del estator durante el arranque. El resultado de la simulación del método anterior se presenta en la figura 3.5.3. En este caso se ha limitado la corriente a 3 A. ( $I_{S(\max)} = 3 \text{ A}$ ).

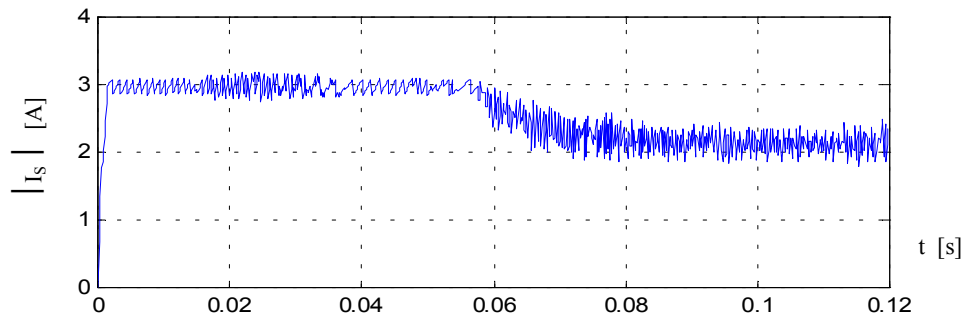


Fig. 3.5.3 Evolución temporal de la magnitud de la corriente del estator Utilizando la estrategia propuesta para limitar  $I_s$

Según los resultados obtenidos por simulación, el método propuesto es capaz de limitar la corriente de arranque a cualquier valor seguro, lo que protege los interruptores del inversor.

### 3.6 Modificación del DTC basado en un inversor B4

En los apartados anteriores se ha propuesto la aplicación del DTC utilizando un inversor de cuatro interruptores, cuya topología permite la existencia de solo 4 estados de conmutación. No obstante, se intenta mejorar el comportamiento estático del sistema del DTC bajando la ondulación en el flujo estatórico y la consiguiente reducción de la ondulación de las corrientes del estator. Para ello, en este apartado se plantea variar o modificar el funcionamiento del controlador del flujo. El método está basado en la inyección de una señal triangular de alta frecuencia (a partir de 20 kHz) y de pequeña magnitud (próxima al límite del controlador del flujo) al error del flujo, es decir, a la diferencia entre la consigna de la magnitud del flujo del estator y el flujo calculado por el algoritmo del DTC. La inyección de esta señal ayuda al controlador del flujo a actuar rápidamente para elegir los estados de conmutación adecuados. La figura 3.6.1 muestra el diagrama de bloques del controlador modificado. La salida del controlador del flujo  $C_\psi$  tiene dos valores discretos, y constituye junto con la salida del controlador del par y el número del sector las entradas necesarias para ejecutar la tabla de conmutación 3.3.3.1.

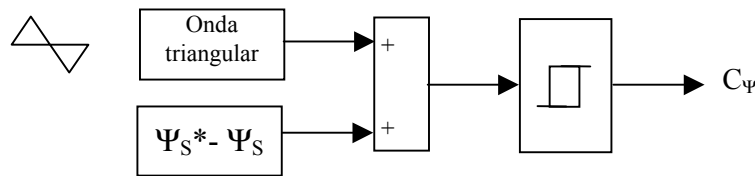


Fig. 3.6.1 Diagrama de bloques del controlador del flujo modificado.

Se han elegido dos casos del sistema del DTC basado en B4 con los parámetros siguientes:

Primer caso:

- La consigna del par deseado es una onda cuadrada  $T^* = \pm 2$  N.m.
- La frontera del controlador del par es  $\pm 0.06$  N.m.
- Los resultados obtenidos por simulación ratifican el buen funcionamiento del sistema modificado tal como se muestra en las figuras que se muestran a continuación.
- La consigna del flujo estático es de 0.4 Wb.
- La frontera del controlador del flujo es  $\pm 0.01$  Wb.
- La señal inyectada es triangular  $\pm 0.01$  Wb, y de frecuencia 25 kHz.
- $V_{dc} = 311$  V.
- Un motor de inducción de 1.35 kW.

Segundo caso:

Aquí, se han variado las fronteras de los controladores del par y del flujo, mientras el resto de los parámetros son los mismos que en el primer caso.

- La consigna del par deseado es una onda cuadrada  $T^* = \pm 2$  N.m.
- La frontera del controlador del par es  $\pm 0.1$  N.m.
- La consigna del flujo estático es de magnitud 0.4 Wb.
- La frontera del controlador del flujo es  $\pm 0.02$  Wb.
- La señal inyectada es triangular  $\pm 0.01$  Wb, y de frecuencia 25 kHz.
- $V_{dc} = 311$  V.
- Un motor de inducción 1.35 kW.

Las figuras desde 3.6.2 hasta 3.6.6 presentan, para el caso 1, el comportamiento del DTC sin modificar (sin inyectar la señal) y también con la modificación del controlador del flujo (con la señal de excitación al controlador del flujo inyectada). La figura 3.6.2 muestra la evolución temporal del flujo del estator sin inyectar la señal de excitación al controlador del flujo, mientras que la figura 3.6.3 muestra la evolución temporal del flujo del estator con el controlador del flujo modificado. Se puede observar que con la inyección de la señal triangular se ha reducido la ondulación del flujo sin cambiar la frontera del controlador del flujo. Los lugares geométricos del flujo en ambos sistemas aparecen representados en la figura 3.6.4. En ella se aprecia que la trayectoria del flujo estático ha mejorado.



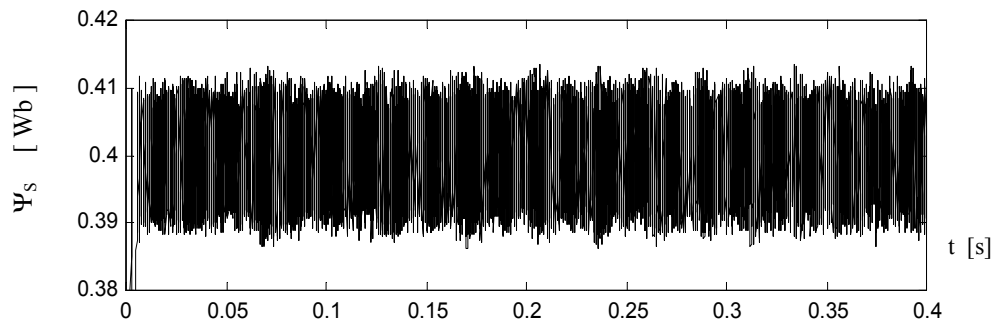


Fig. 3.6.2 Evolución temporal del flujo del estator con el DTC sin modificar.

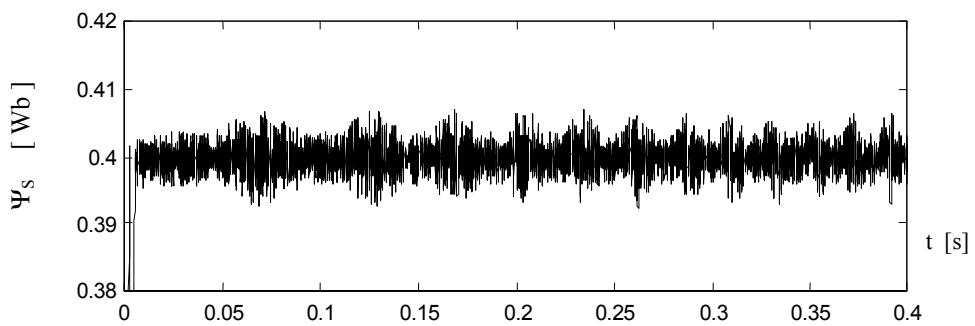


Fig. 3.6.3 Evolución temporal del flujo del estator con DTC modificado.

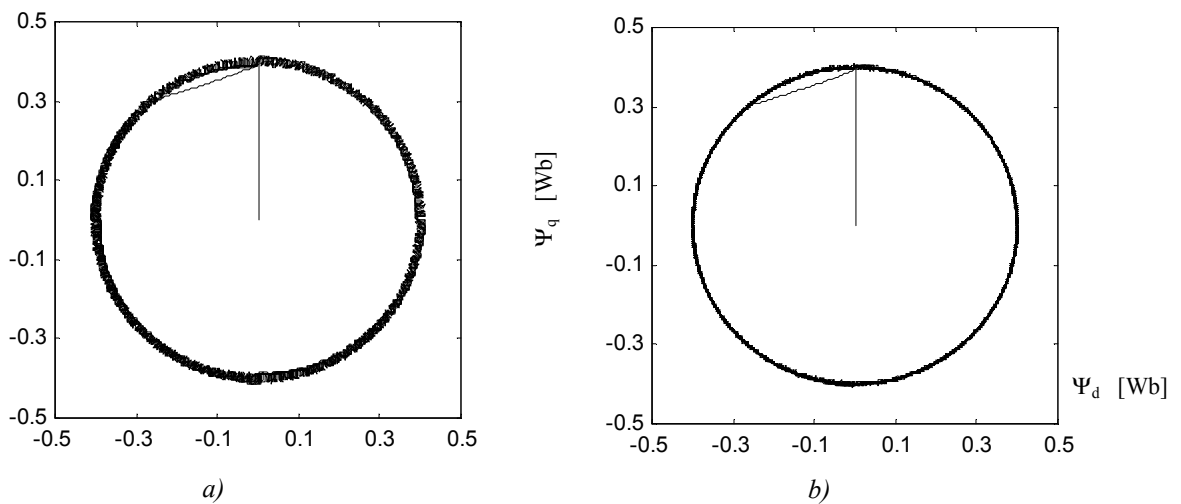


Fig. 3.6.4 Lugar geométrico del flujo de estator: a) DTC normal, b) DTC Modificado.

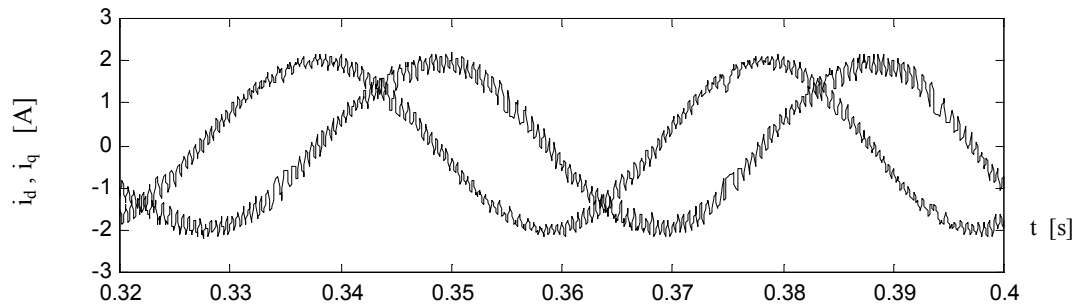


Fig. 3.6.5 Evolución temporal de las corrientes del estator con el DTC normal.

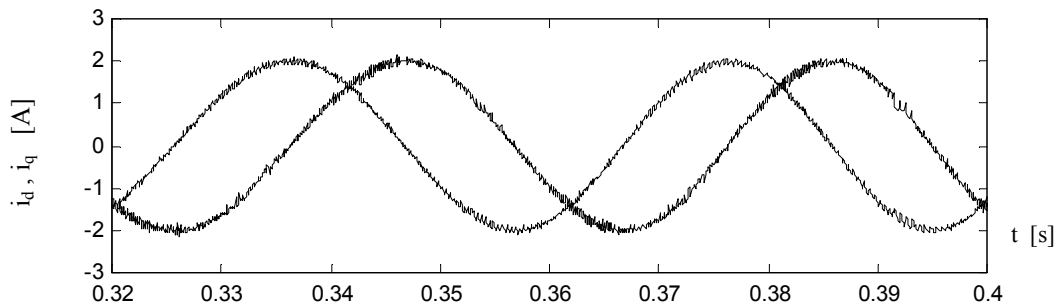


Fig. 3.6.6 Evolución temporal de las corrientes del estator con el DTC modificado

La figura 3.6.5 muestra la evolución temporal de las componentes de las corrientes del estator  $i_d$  y  $i_q$  en el DTC basado en el inversor B4 sin modificar el algoritmo de control, mientras que en la figura 3.6.6 se muestra las corrientes del estator  $i_d$  y  $i_q$  con el DTC modificado. Se observa que la inyección de la señal triangular al controlador del flujo mejora las ondas de las corrientes del motor reduciendo las ondulaciones de las mismas.

Los resultados del caso 2 se presentan en las figuras 3.6.7 a 3.6.11.

La figura 3.6.7 muestra la evolución temporal de la magnitud del flujo estático con el DTC sin modificar, mientras que la figura 3.6.8 muestra la magnitud del flujo estático cuando se inyecta la señal triangular al controlador del flujo. De la comparación de ambas figuras, se aprecia que la ondulación del flujo se ha reducido por la modificación del controlador del flujo sin variar el valor de la frontera. En la figura 3.6.9 se muestra el lugar geométrico en ambos sistemas. Una vez más, el sistema del DTC modificado genera una trayectoria del vector de flujo del estator mejor que la trayectoria obtenida con el DTC normal.

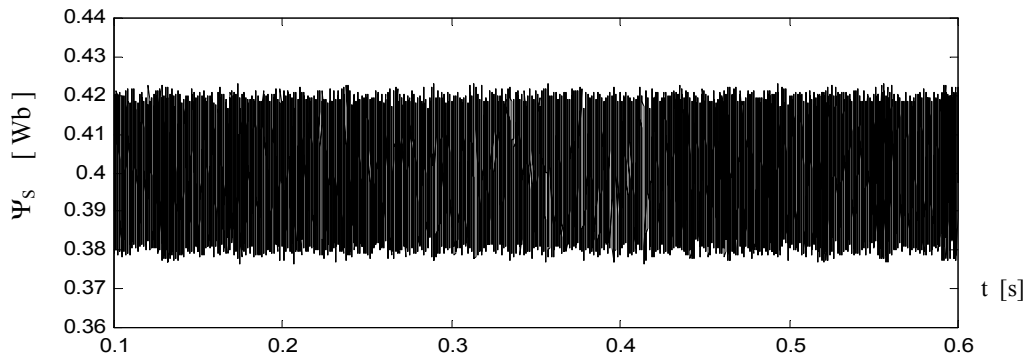


Fig. 3.6.7 Evolución temporal del flujo del estator con el DTC normal.

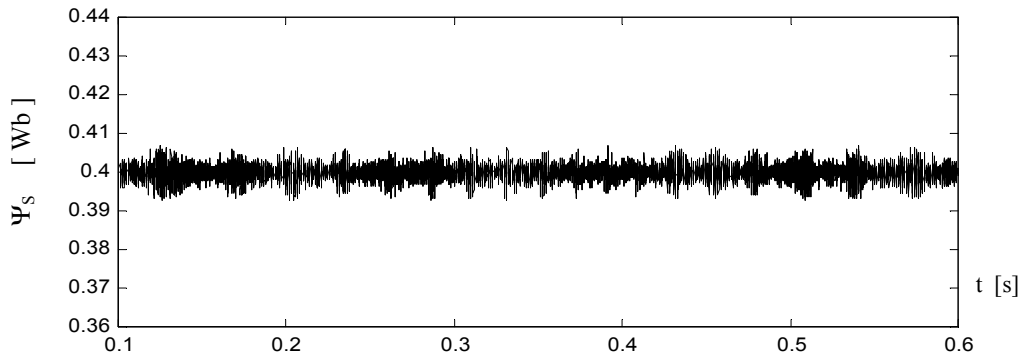


Fig. 3.6.8 Evolución temporal del flujo del estator con el DTC modificado.

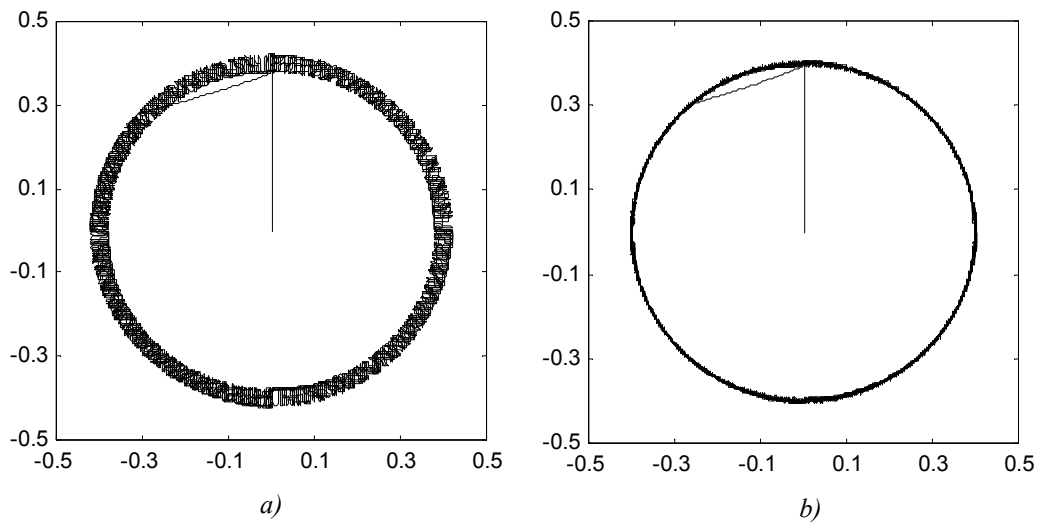


Fig. 3.6.9 Lugar geométrico del flujo del estator: a) DTC normal, b) DTC modificado.

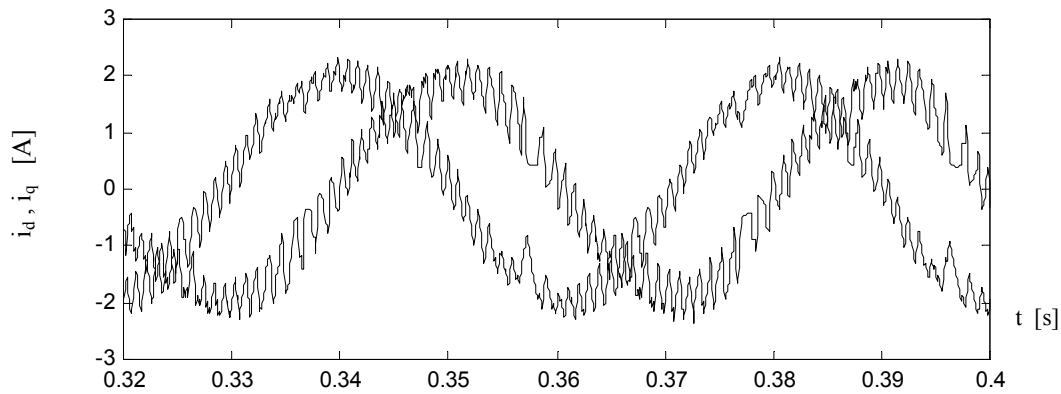


Fig. 3.6.10 Evolución temporal de las corrientes del estator para el DTC normal.

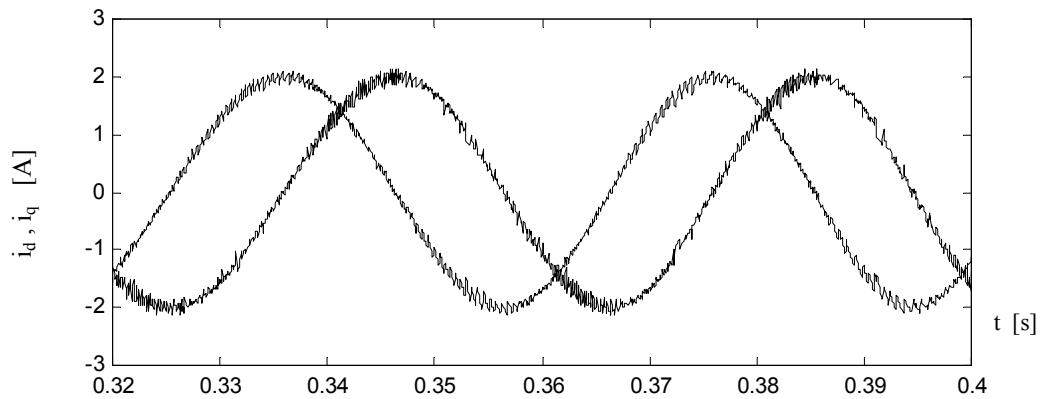


Fig. 3.6.11 Evolución temporal de las corrientes de estator para el DTC modificado.

La figura 3.6.10 muestra la evolución temporal de las corrientes del estator  $i_d$  y  $i_q$  con el DTC sin modificar el controlador del flujo (DTC normal), mientras que en la figura 3.6.11 se muestra las corrientes del estator  $i_d$  y  $i_q$  con el DTC modificado. Se observa que la inyección de la señal triangular al controlador del flujo mejora las formas de onda de las corrientes del estator del motor reduciendo sus ondulaciones.

### 3.7 Comentarios sobre los resultados de la simulación

- 1- Los resultados obtenidos por simulación del accionamiento del DTC alimentado por un inversor B4 validan y prueban la posibilidad de obtener un accionamiento eléctrico de buen comportamiento dinámico con solo 4 interruptores. El comportamiento del DTC propuesto se mejora cuando la frecuencia de muestreo es bastante alta. A partir de 15 kHz no se observe apenas ciertas diferencias entre el sistema propuesto y el sistema del DTC basado en un inversor clásico. Además, una frecuencia de muestreo de 10 kHz es suficiente para obtener un comportamiento aceptable y una respuesta dinámica alta.
- 2- Con el DTC basado en un inversor de tipo B4, la trayectoria del flujo del estator no se distorsiona ya que no existen estados nulos, cosa que ocurre con el DTC basado en el inversor de tipo B6,
- 3- De otra parte, se puede mejorar el comportamiento del DTC basado en un inversor de cuatro interruptores modificando el controlador del flujo, tal como se mostró anteriormente. De esta manera el sistema del DTC ofrece una respuesta dinámica alta con un buen comportamiento estático.
- 4- El sistema propuesto tiene además las ventajas siguientes, especialmente en los accionamientos de baja potencia ( $< 5 \text{ kW}$ ):
  - (a) Menores pérdidas de conmutación y conducción a través los interruptores.
  - (b) Reducción del coste (un número reducido de interruptores de potencia). Sin embargo esta ventaja es mucho más valiosa cuando la parte de rectificación es activa. Es decir con la utilización de rectificador de tipo PWM. En este caso se puede ahorrar otros dos interruptores como se muestra en la figura 3.7.1. De esta manera se pueden ahorrar hasta el 40 % del número interruptores utilizados (6 en vez de 10) si el accionamiento se alimenta de un sistema monofásico [122]-[123].

También se produce un ahorro del 33 % del número de interruptores (8 en vez de 12) si el rectificador se alimenta mediante un sistema trifásico como se muestra en la figura 3.7.2. Además, se produce un ahorro del mismo porcentaje en los circuitos de accionamiento y de aislamiento de los interruptor de potencia [13], [125]. Por tanto, en el rango de baja potencia estas topologías pueden ser alternativas al inversor clásico.

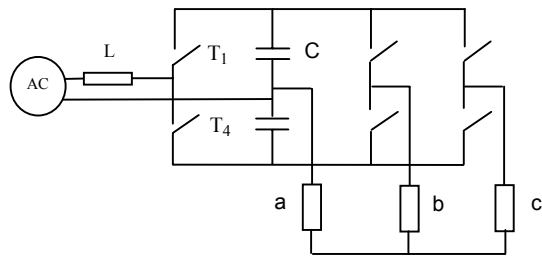


Fig. 3.7.1 Circuito de potencia del inversor B4 con un rectificador activo alimentado por una fuente monofásica.

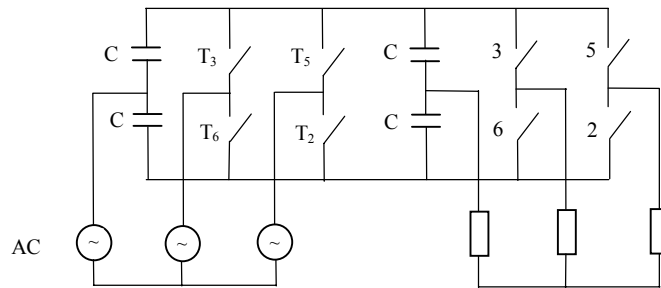


Fig. 3.7.2 Circuito de potencia del inversor B4 con un rectificador activo alimentado por una fuente trifásica.