

## Capítulo 6

### Resultados experimentales

#### 6.1 Introducción

En este capítulo se muestran los resultados experimentales de los sistemas desarrollados que se emplean para verificar y evaluar el comportamiento real de estos sistemas frente los resultados obtenidos anteriormente por simulación.

Los resultados experimentales se dividen en cuatro grupos generales:

- 1- Resultados del sistema del DTC basado en el inversor standard (B6).
- 2- Resultados del sistema propuesta del DTC basado en el inversor de componentes minimizados (B4).
- 3- Resultados de los circuitos de cuasi-resonancia.
- 4- Resultados del sistema propuesto del DTC basado en el inversor cuasi-resonante.

#### 6.2 Sistema desarrollado y resultados del DTC basado en un inversor B6

La figura 6.2.1 muestra el diagrama de bloques del sistema desarrollado del DTC en el laboratorio. El sistema está compuesto por tres bloques:

- a) Los circuitos de potencia.
- b) Los circuitos electrónicos de aislamiento y medidas.
- c) Los algoritmos de control utilizados e implementados para la tarjeta de adquisición de datos programable mediante los lenguajes C<sup>++</sup> y ensamblador.

##### Circuitos de potencia

Los circuitos de potencia incluyen tres tipos de inversores:

- El B6, puente standard formado por seis interruptores de tipo IGBT.
- El B4, formado por solo cuatro interruptores de IGBT y dos condensadores de 1000  $\mu$ F que constituyen la tercera rama.
- El inversor cuasi-resonante.

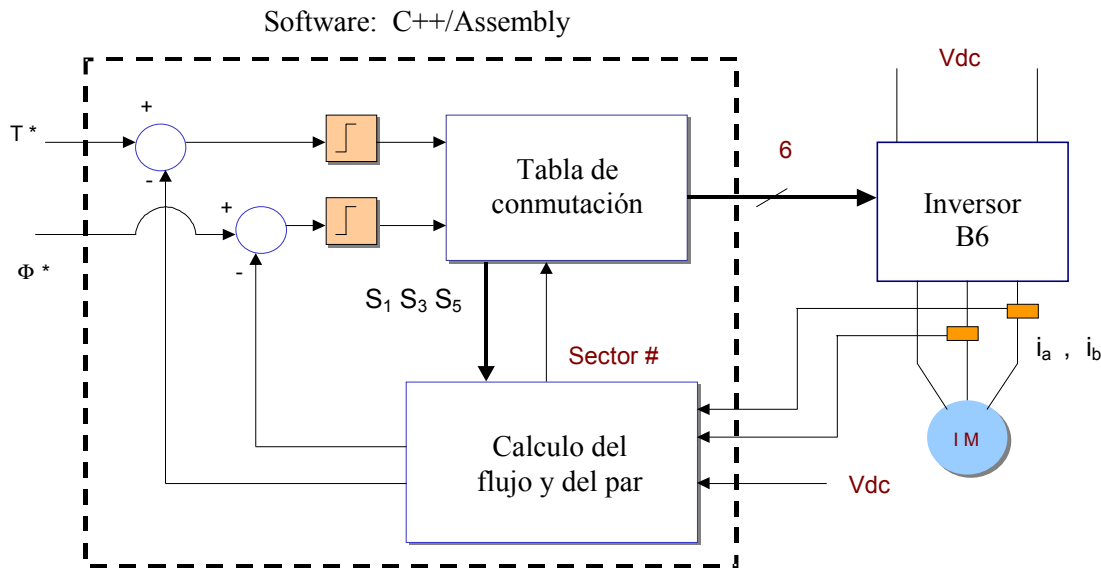


Fig. 6.2 Diagrama de bloques del sistema del DTC utilizando un inversor B6.

### **Circuitos electrónicos de aislamiento y medida**

Los circuitos electrónicos necesarios son:

- Circuito optoacoplador entre las señales generadas por el ordenador y los circuitos de potencia de los inversores.
- Circuitos basado en sensores de tipo Hall para medir las corrientes de motor y la tensión del bus de CC.
- Circuitos digitales de control para el inversor cuasi resonante.

### **Programación**

El software que controla y supervisa el funcionamiento del DTC se ha realizado en los lenguajes C++ y ensamblador, habiéndose implementado en una tarjeta de adquisición de datos PCL-1800. Las consignas del par y del flujo son las entradas analógicas del sistema, también se miden las corrientes del motor y las tensiones en bornes del mismo.

Las salidas analógicas son:

- el par electromagnético calculado.
- la magnitud, y el ángulo del flujo del estator.
- El número de sectores.

Se han optimizado los algoritmos para que se ejecuten en un tiempo mínimo para permitir subir la frecuencia de muestreo hasta el valor máximo posible.

### 6.3 Resultados experimentales del DTC basado en B6

La figura 6.3.1 muestra la respuesta del par electromagnético del sistema DTC alimentado por un inversor clásico de tipo B6. En dicha figura se muestran la consigna del par ( $\pm 1$  N.m) y el par calculado, que corresponden respectivamente con partes superior e inferior de la figura.

La figura 6.3.2 muestra la corriente de una fase del estator en el régimen permanente, siendo su magnitud 2 A. La señal de la corriente es de una calidad bastante alta.

En la figura 6.3.3 se muestra el lugar geométrico del flujo del estator en régimen permanente. La magnitud de la consigna del flujo estático es 0.8 Wb. Las fronteras de los controladores del flujo y del par se pueden ajustar libremente para estudiar el comportamiento del sistema. Para estos resultados estas fronteras son 0 % de las consignas, siendo la frecuencia de muestreo de 10 kHz.

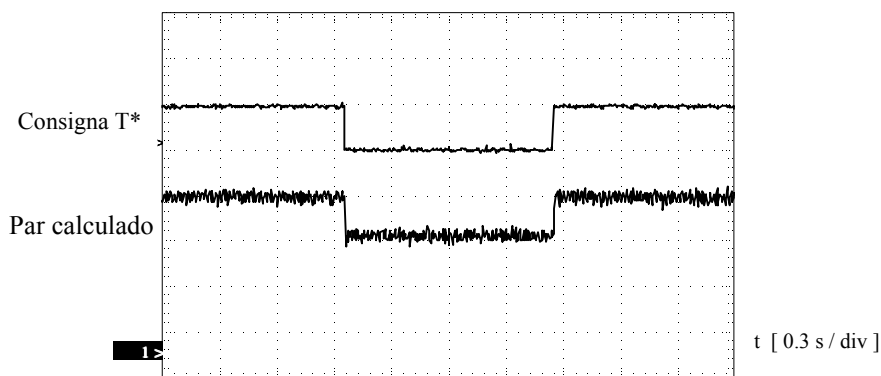


Fig. 6.3.1 Respuesta del par electromagnético (2 N.m / div)  
 $H_T = 0, H_\phi = 0$

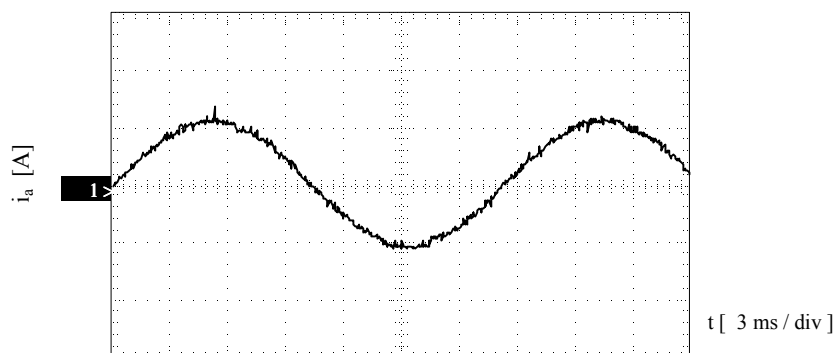


Fig. 6.3.2 Corriente del motor  $i_a$  (2 A / div)  
 $H_T = 0, H_\phi = 0$

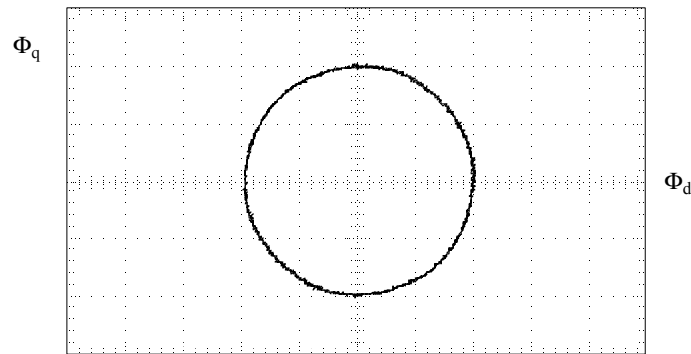


Fig. 6.3.3 Lugar geométrico del flujo estático ( $0.4 \text{ Wb} / \text{div}$ )  
 $|\Phi_S| = 0.8 \text{ Wb}$ ,  $H_\phi = 0$

La figura 6.3.4 muestra la evolución temporal de la corriente del estator con la variación de la consigna del par. Se observa que la corriente del motor cambia su sentido de manera rápida cuando la consigna del par varía desde  $-1 \text{ N.m}$  hasta  $+1 \text{ N.m}$ .

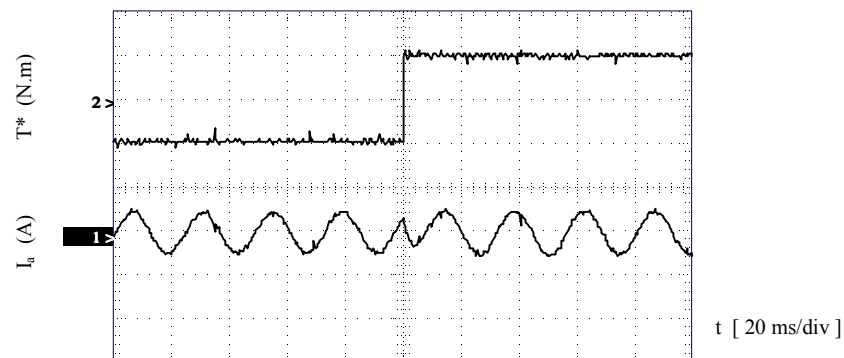


Fig. 6.3.4 Evolución temporal de la corriente del estator durante el cambio de la consigna del par.

A continuación, se ha estudiado el efecto de los límites del controlador del flujo sobre el comportamiento del sistema. Se han elegido cuatro valores distintos de los límites; el 0 %, el 5 %, el 10 %, y el 20 % de la magnitud de la consigna del flujo del estator, manteniendo el límite del controlador del par en el cero por ciento de la consigna.

Los resultados experimentales obtenidos muestran el lugar geométrico del flujo del estator en cada caso. Asimismo, se registran las evoluciones de las componentes del flujo estático y de las corrientes del estator en cada caso.

La figura 6.3.5 muestra el lugar geométrico del flujo del estator bajo varios valores de los límites del controlador del flujo. Se puede observar que el lugar geométrico se aproxima a un círculo cuando se disminuye el valor de los límites del controlador. Además, se puede observar como se aplican los seis vectores activos del inversor para obtener una trayectoria lo más circular posible.

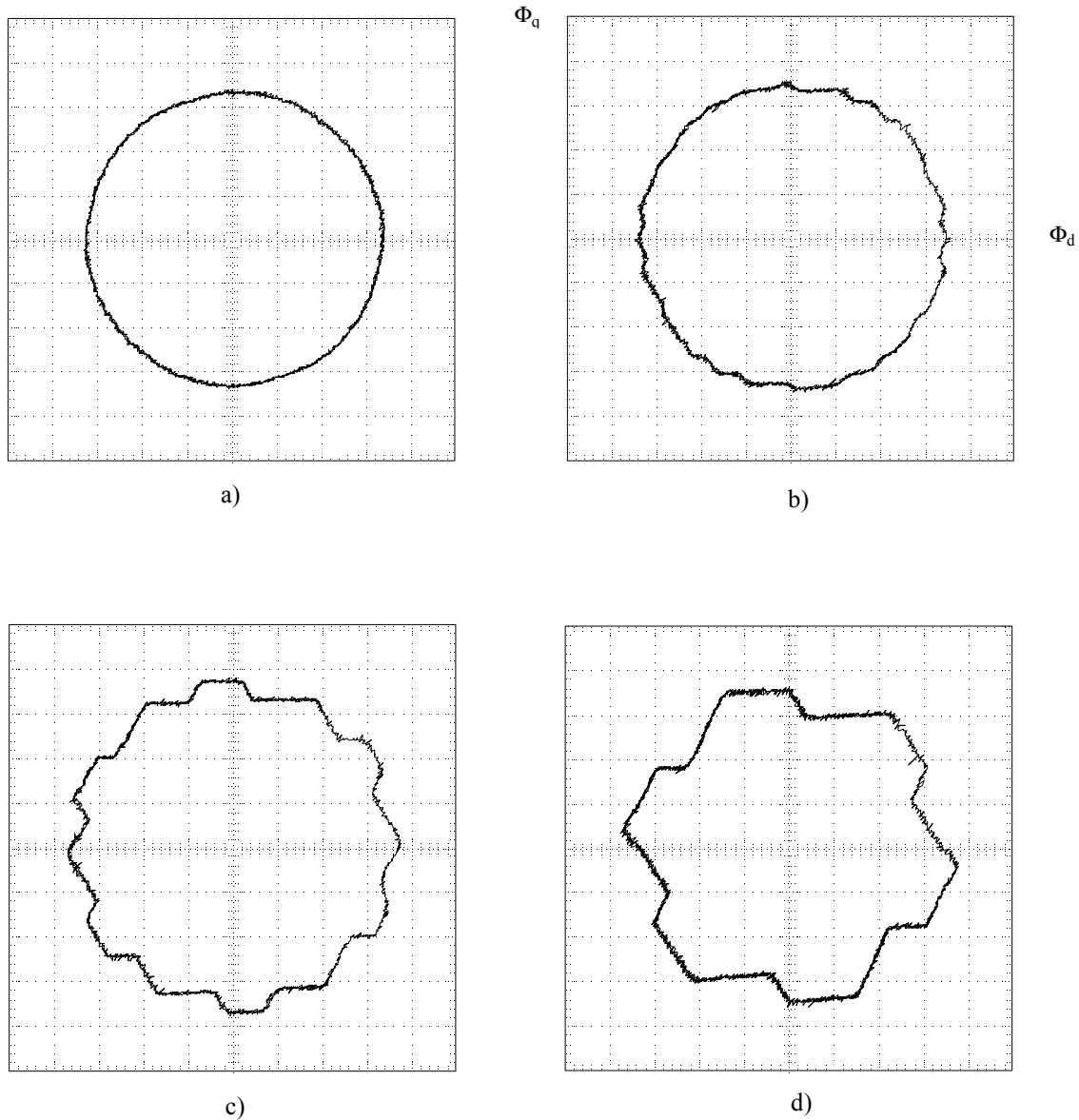


Fig. 6.3.5 Lugar geométrico del flujo del estator,  $|\Phi_S| = 0.8 \text{ Wb}$ ,  $H_T = 0$   
 a)  $H_\Phi = 0 \%$       b)  $H_\Phi = 5 \%$   
 c)  $H_\Phi = 10 \%$       d)  $H_\Phi = 20 \%$

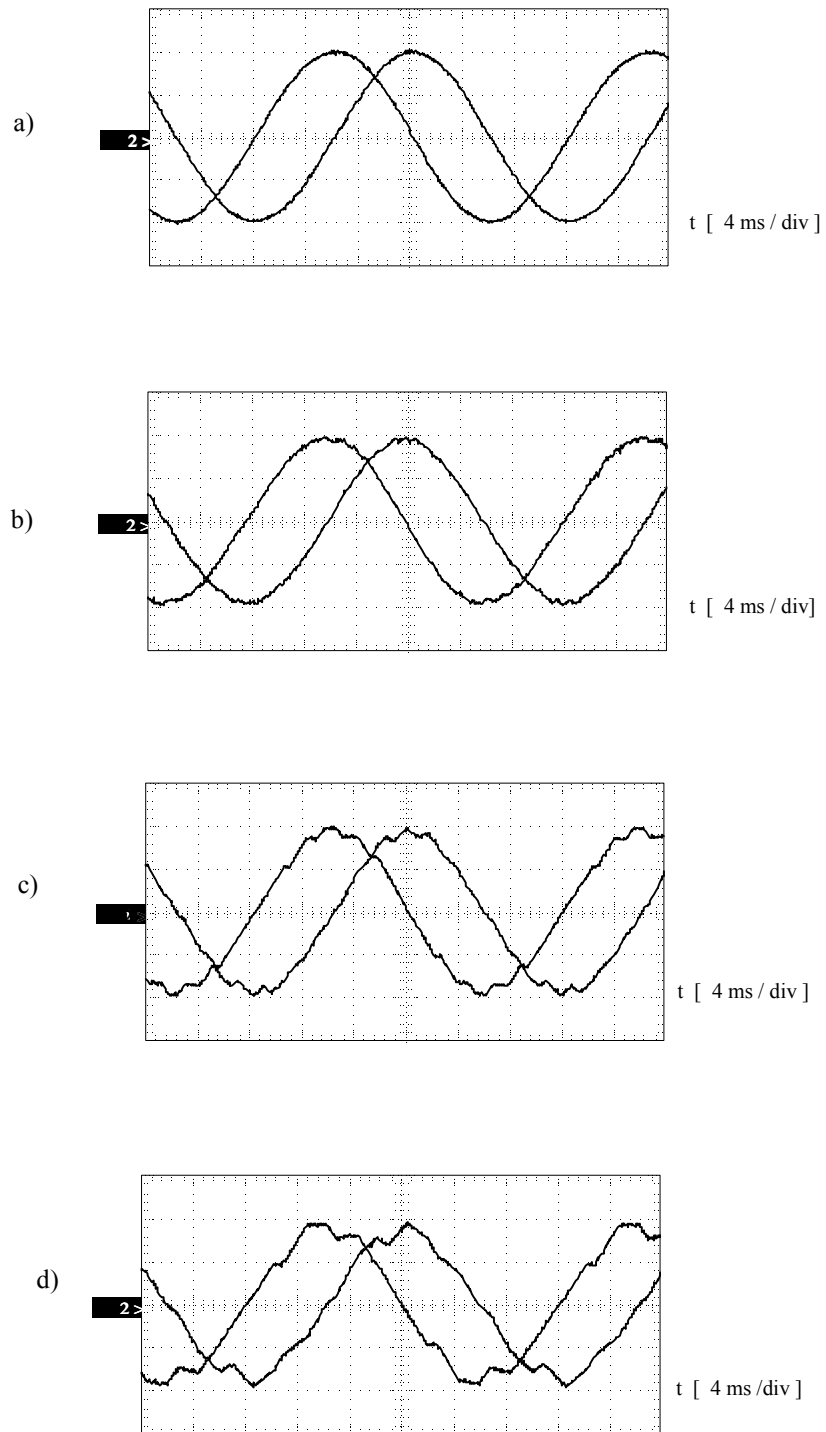


Fig. 6.3.6 Evolución temporal de los componentes del flujo del estator:  $\Phi_d$ ,  $\Phi_q$   
 a)  $H_\Phi = 0\%$  b)  $H_\Phi = 5\%$  c)  $H_\Phi = 10\%$  d)  $H_\Phi = 20\%$   
 $|\Phi_S| = 0.8 \text{ Wb}$ ,  $H_T = 0$ ,  $0.4 \text{ Wb/div}$

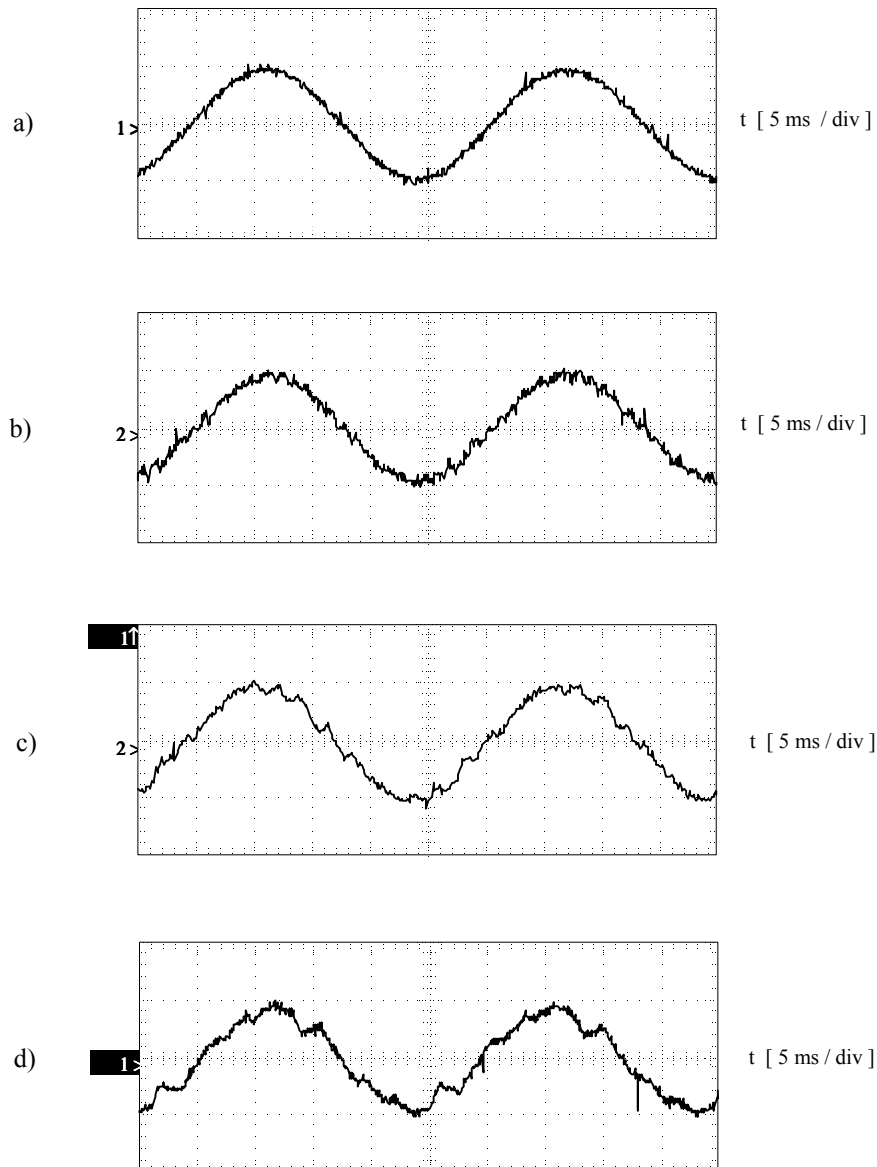


Fig. 6.3.7 Evolución temporal de la corriente de estator  $i_a$ :  
 a)  $H_\Phi = 0 \%$    b)  $H_\Phi = 5 \%$    c)  $H_\Phi = 10 \%$    d)  $H_\Phi = 20 \%$   
 $|\Phi_S| = 0.8 \text{ Wb}$ ;  $H_T = 0$ ;  $2 \text{ A / div}$

En las figuras 6.3.6 y 6.3.7 se muestran las evoluciones temporales de las componentes del flujo del estator y de la corriente del estator de una fase bajo varios valores de los límites del controlador del flujo, manteniendo el límite del controlador del par en el cero por ciento de la consigna. A partir de los resultados experimentales mostrados, se puede apreciar que la frontera del controlador del flujo no solo tiene una gran influencia sobre la ondulación del flujo del estator, y la consiguiente aproximación del lugar geométrico a un círculo, sino que también sobre la calidad de la corriente del estator.

Cuando se reduce la frontera del controlador del flujo, la ondulación de la corriente del estator también se reduce mejorando la calidad de la señal, es decir menor THD y menores pérdidas en el cobre. Y cuando se aumenta la frontera del controlador, la frecuencia de conmutación se reduce pero la distorsión en la corriente del estator aumenta, por tanto las pérdidas de conmutación a través los interruptores del inversor disminuyen, pero aumentan las pérdidas del cobre de los devanados del estator del motor.

Para cuantificar el efecto del controlador del flujo sobre el comportamiento del sistema, se han calculado las THD de los componentes del flujo del estator  $\Phi_d, \Phi_q$  frente al valor de los límites del controlador (figura 6.3.8.a), y de las corrientes del estator  $i_d, i_q$  (figura 6.3.8.b).

Según los resultados experimentales obtenidos, la THD tanto del flujo como de la corriente aumentan cuando los límites aumentan. También se han calculado las THD total para cada caso: ( $THD_{(total)} = \sqrt{THD_d^2 + THD_q^2}$ ) tal como se muestra en las figuras anteriores.

Para un límite del controlador del par del cero por ciento de la consigna, la THD total del flujo del estator varía entre el 3% y el 10 % aproximadamente, mientras la THD total de la corriente del estator varía entre el 4 % y el 19 % aproximadamente.

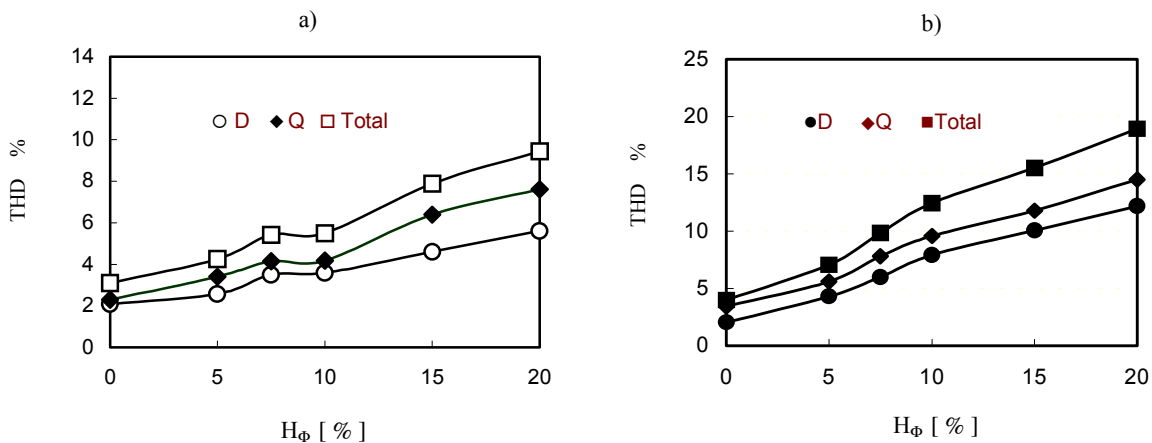


Fig. 6.3.8 Variación del THD con el límite del controlador del flujo para:  
 a) El flujo del estator      b) La corriente del estator



Además, se comprobó la relación entre el ángulo del flujo del estator y su discriminación por seis sectores. Para ello, se han registrado tanto la evolución temporal del ángulo del flujo del estator como el valor correspondiente de los sectores en varios momentos del funcionamiento del sistema, tal como se muestra en figura 6.3.9.

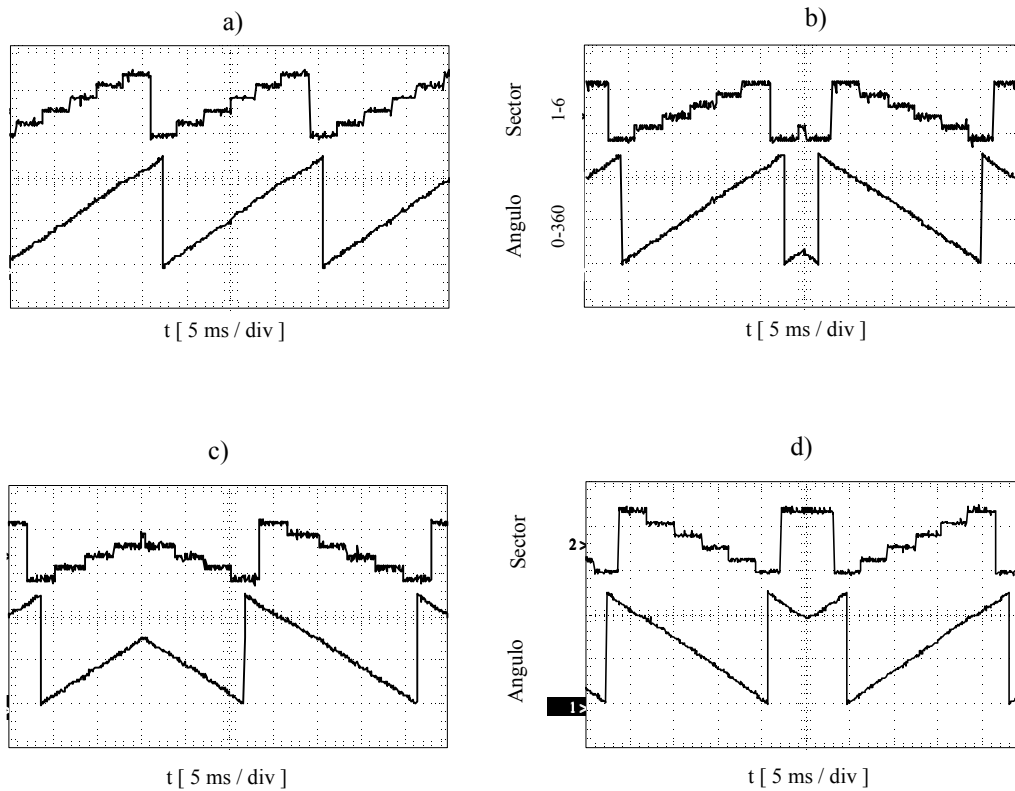


Fig. 6.3.9 Evolución temporal del ángulo del flujo estatórico y su discriminación por seis sectores: a) Régimen permanente (sentido sinistrósum); b), c) y d) Régimen transitorio en ambos sentidos.

Los sectores calculados coinciden con las definiciones dadas anteriormente en el capítulo 2, y que se pueden resumir de nuevo como:

- Sector 1: [ 330° , 30° ].      Sector 2: [ 30° , 90° ].      Sector 3: [ 90° , 150° ].
- Sector 4: [ 150° , 210° ].      Sector 5: [ 210° , 270° ].      Sector 6: [ 270° , 330° ].

Además, se puede observar como se acumula el ángulo del flujo desde 0 hasta 360 grados en el sentido sinistrósum y se repiten otra vez con un ciclo nuevo. Cuando la máquina gira en la dirección contraria, el calculo empieza con el 360 y se reduce hasta el cero.

A continuación, la figura 6.3.10 presenta la variación del valor calculado del sector (utilizado para elegir los estados óptimos de conmutación del inversor) con la evolución temporal de la componente del flujo del estator en el eje d ( $\phi_d$ ). Además, también se presentan los resultados en varios momentos que muestran la rapidez de la respuesta de la componente  $\phi_d$  según el sentido de giro. Estas figuras y las anteriores son útiles durante el desarrollo del sistema experimental y la programación de la tarjeta de datos.

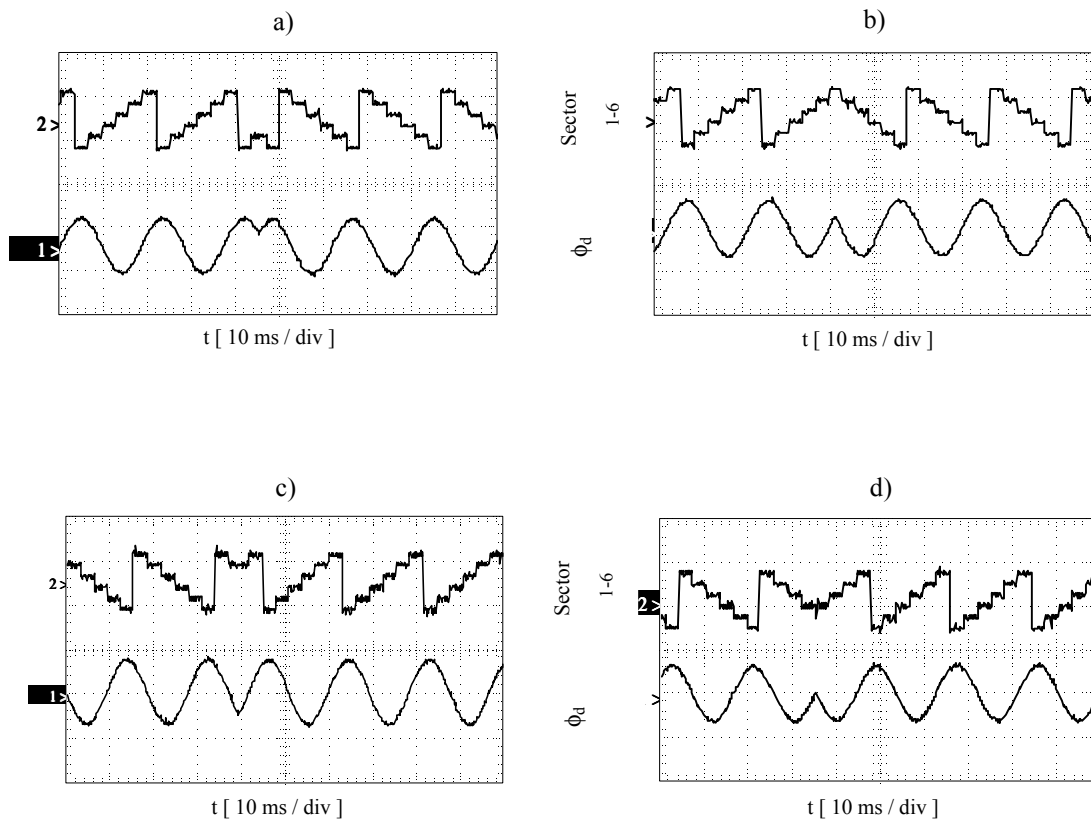


Fig. 6.3.10 Evolución temporal del valor del sector y de la componente del flujo del estator  $\phi_d$  en varios momentos de régimen transitorio.

#### 6.4 Resultados experimentales del DTC basado en el inversor B4

En este apartado se presentan los resultados experimentales obtenidos por el inversor B4 aplicando la nueva técnica del DTC, y se hace un estudio del comportamiento dinámico del sistema, mostrando la respuesta tanto del par electromagnético como del flujo del estator en régimen permanente y transitorio. Asimismo, se estudia el efecto de los límites del controlador del flujo sobre el sistema propuesto. Además, se registra el lugar geométrico del flujo y la evolución temporal de las corrientes del estator en cada caso. Para poder cuantificar estos efectos, se han calculado la THD tanto del flujo como de la corriente bajo varios valores de los límites. También se comparan estos valores de las THD con los resultados obtenidos con el inversor B6.

A continuación se muestran otras variables, como la evolución temporal del ángulo del flujo del estator y su discriminación en los cuatro sectores que se utilizan para elegir los estados de conmutación adecuados.

El primer grupo de resultados presentados en las figuras 6.4.1 hasta 6.4.3 es bajo la misma condición de operación: la frecuencia de muestreo es 10 kHz,  $H_T = 0$ ,  $H_\phi = 0$  y la magnitud de la consigna del flujo del estator  $|\Phi_s^*| = 0.8$  Wb. La figura 6.4.1 muestra la respuesta del par electromagnético. Aunque la frontera del controlador del par es cero por ciento de la consigna, se observa unas ondulaciones que están relacionadas con el retardo de tiempo del sistema digital necesario para procesar el software. Este retraso se puede disminuir utilizando tarjetas más rápidas, aumentando el coste del sistema. La figura 6.4.2 muestra la evolución temporal de la corriente del estator de la fase (a) que se alimenta a través los condensadores. Se puede observar fácilmente que la forma de onda es de calidad bastante alta comparada con la corriente en el caso del inversor B6. La figura 6.4.3 muestra el lugar geométrico del flujo del estator en régimen permanente. Se puede observar que la trayectoria del vector del flujo del estator es circular.

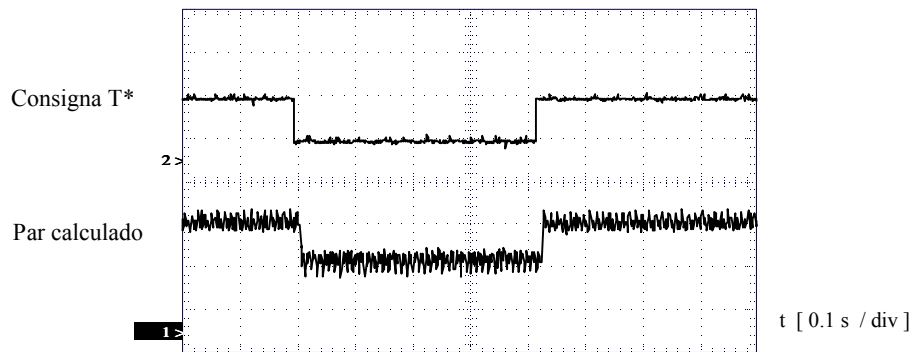


Fig.6.4.1 Respuesta del par (2 N.m /div)  
 $H_T = 0, H_\phi = 0$

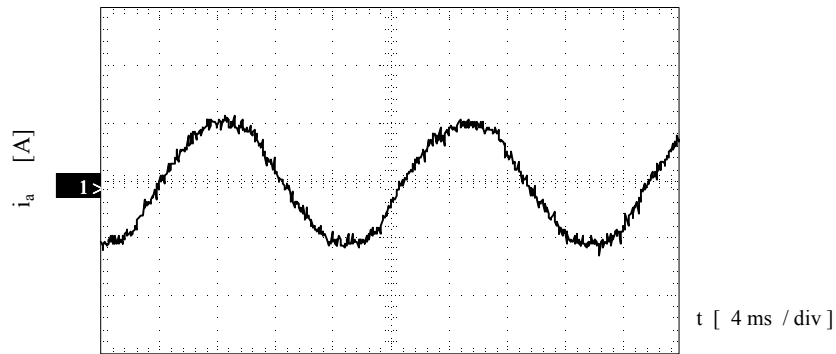


Fig. 6.4.2 Corriente del motor  $i_a$ . (2 A/div)  
 $H_T = 0, H_\phi = 0$

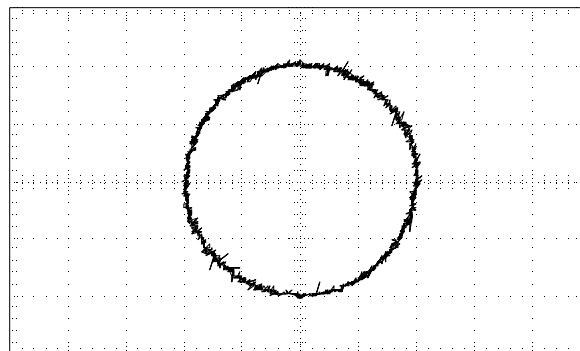


Fig. 6.4.3 Lugar geométrico del flujo del estator (0.4 Wb/div)  
 $|\Phi_S| = 0.8 \text{ Wb}, H_\phi = 0$

En el segundo grupo de resultados se registran la evolución temporal de la magnitud del flujo del estator en régimen transitorio, los resultados presentados en la figura 6.4.4 corresponden a distintos valores de la frontera del controlador del flujo.

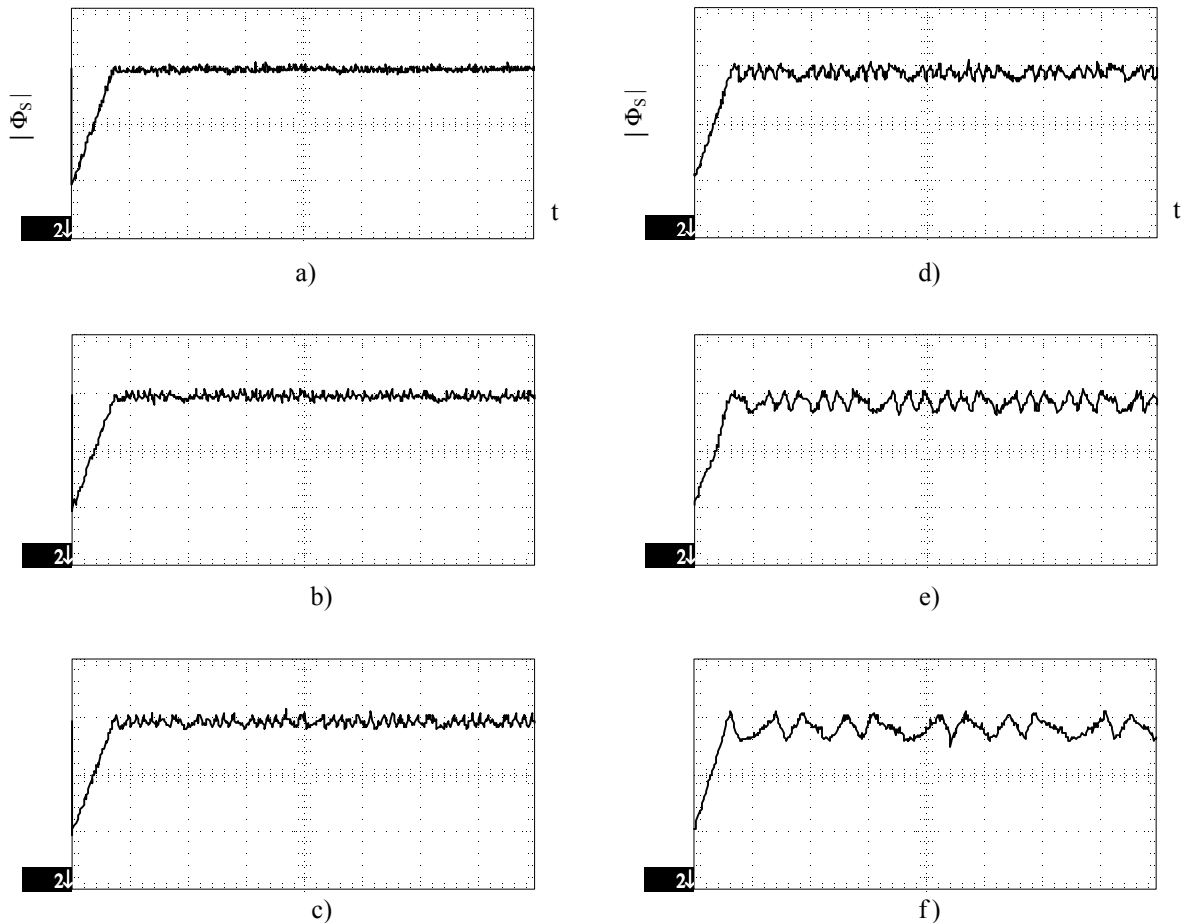


Fig. 6.4.4 Respuesta transitoria de la magnitud del flujo del estator  
 $|\Phi_s^*| = 0.8 \text{ Wb}$ ,  $H_T = 0$ ,  $(0.4 \text{ Wb/div})$ ,  $(10 \text{ ms/div})$

- a)  $H_\phi = 0 \%$       b)  $H_\phi = 5 \%$       c)  $H_\phi = 7.5 \%$   
d)  $H_\phi = 10 \%$       e)  $H_\phi = 15 \%$       f)  $H_\phi = 20 \%$

Se puede calcular el tiempo necesario para que el flujo alcance el valor de la consigna y sea controlado por el controlador. Según los resultados anteriores, este tiempo es 7.5 ms aproximadamente lo que indica una respuesta dinámica alta. A parte de la rapidez del comportamiento dinámico, el sistema propuesto ofrece un buen comportamiento en régimen permanente donde la ondulación del flujo se disminuye cuando la frontera del controlador se reduce. También el comportamiento del sistema en régimen permanente se puede evaluar por el lugar geométrico del flujo del estator como se muestra en la figura 6.4.5.

El grupo de resultados presentados en la figura 6.4.5 muestra el lugar geométrico del flujo del estator bajo distintos valores de los límites del controlador. El lugar geométrico se aproxima a un círculo cuando se reduce la frontera. Al aumentar la frontera, el lugar geométrico se aproxima a un cuadrado debido al número reducido de cambios de los estados de conmutación aplicados a los interruptores del inversor.

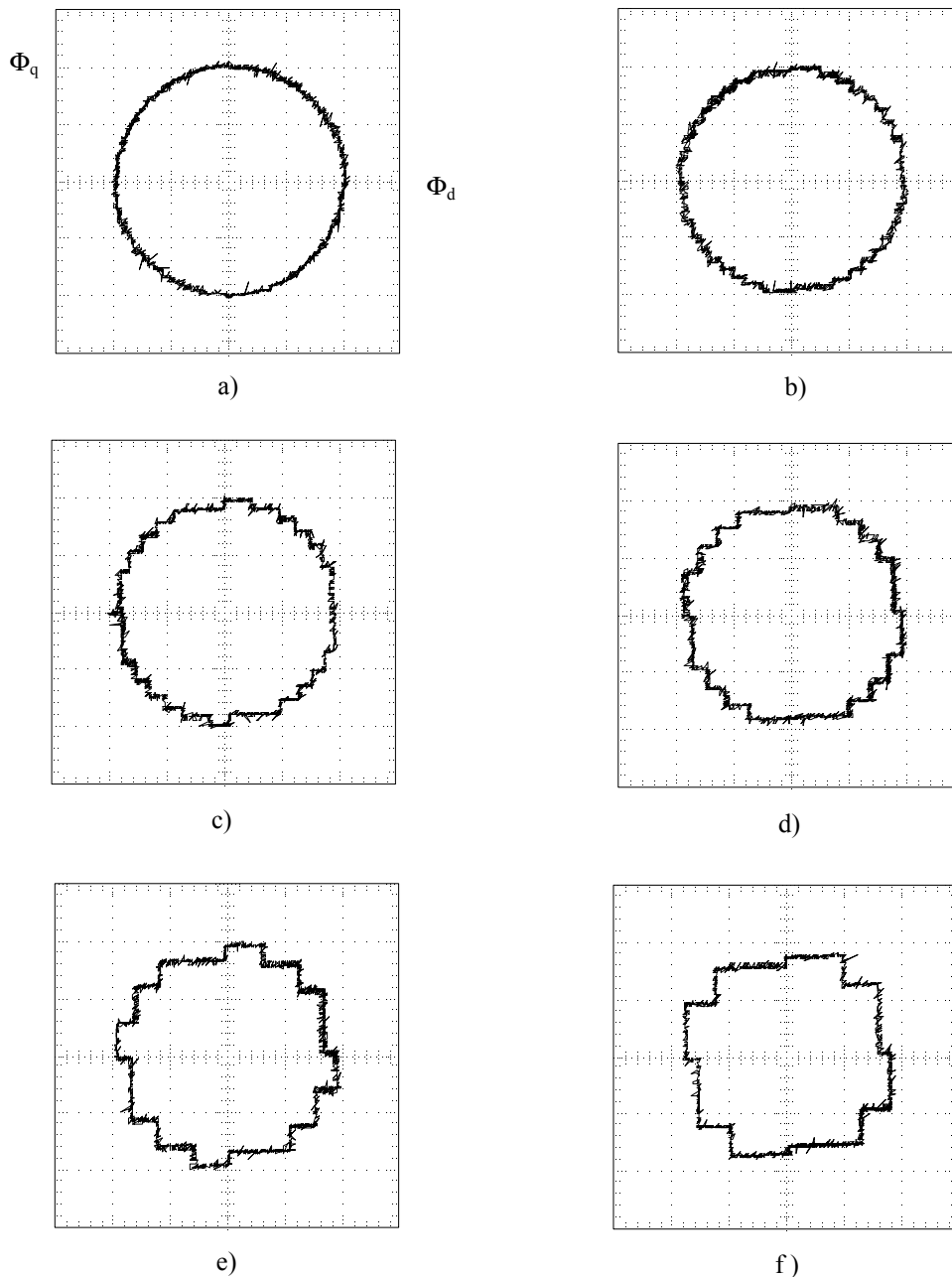


Fig. 6.4.5 Lugar geométrico del flujo de estator.  $|\Phi_s^*| = 0.8 \text{ Wb}$ ,  $H_T = 0$ ,  $(0.4 \text{ Wb/div})$

- a)  $H_\phi = 0\%$ .      b)  $H_\phi = 5\%$ .      c)  $H_\phi = 7.5\%$ .  
 d)  $H_\phi = 10\%$ .      e)  $H_\phi = 15\%$ .      f)  $H_\phi = 20\%$ .

A continuación, se presentan en la figura 6.4.6 las evoluciones temporales de las componentes del flujo del estator bajo distintos valores de la frontera del controlador del flujo. Estos grupos de resultados justifican los resultados anteriores tanto en lo que se refiere a la magnitud del flujo, como a su lugar geométrico.

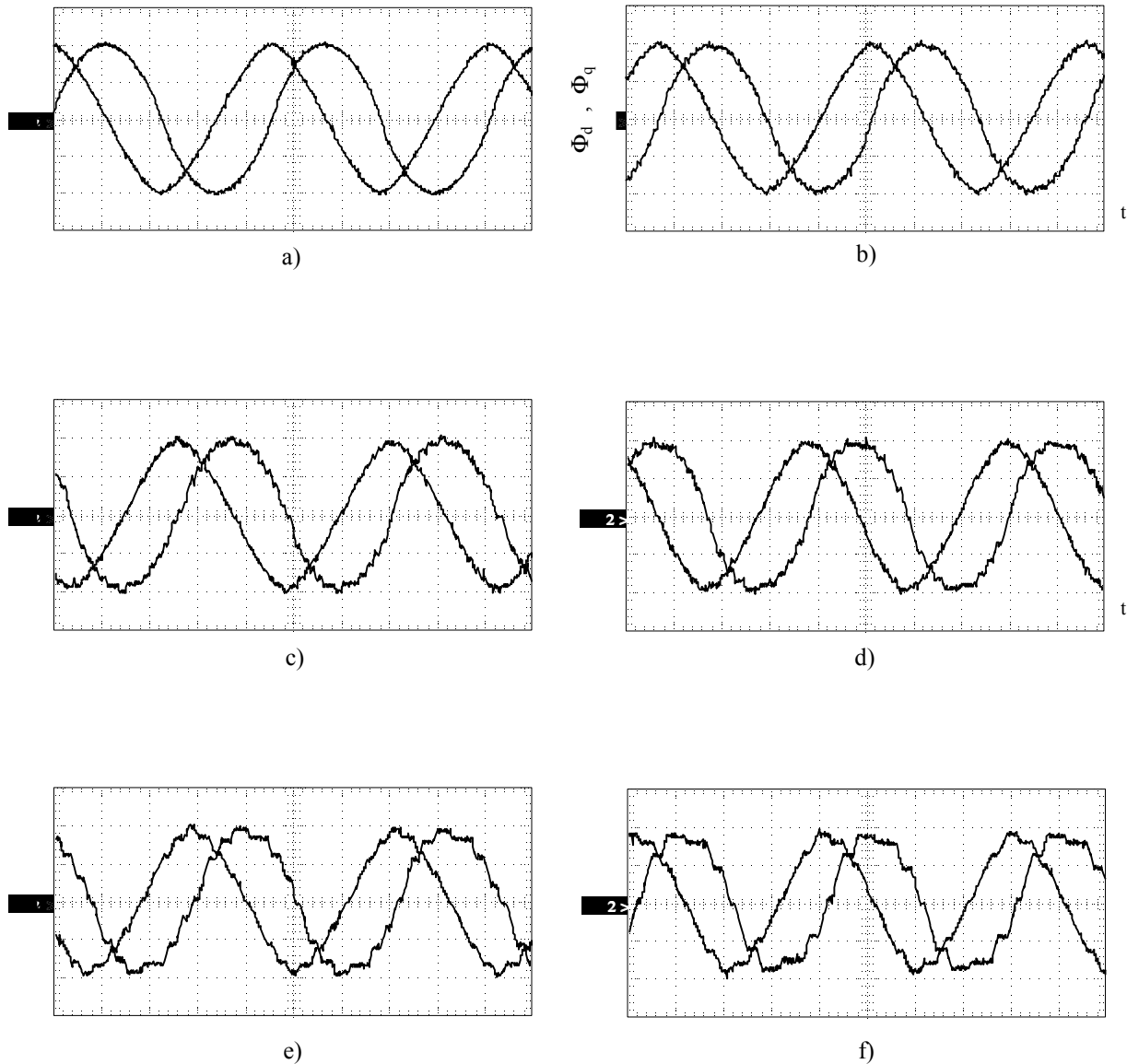


Fig. 6.4.6 Evolución temporal del flujo del estator para  $|\Phi_s^*| = 0.8 \text{ Wb}$  y  $H_T = 0$ , ( $0.4 \text{ Wb/div}$ ), ( $5 \text{ ms/div}$ ):

- a)  $H_\phi = 0\%$ .      b)  $H_\phi = 5\%$ .      c)  $H_\phi = 7.5\%$ .  
d)  $H_\phi = 10\%$ .      e)  $H_\phi = 15\%$ .      f)  $H_\phi = 20\%$ .

La figura 6.4.7 muestra el efecto del límite del controlador del flujo sobre la evolución temporal de la corriente del estator. Se ha registrado la corriente de la fase que se alimenta a través los dos condensadores.

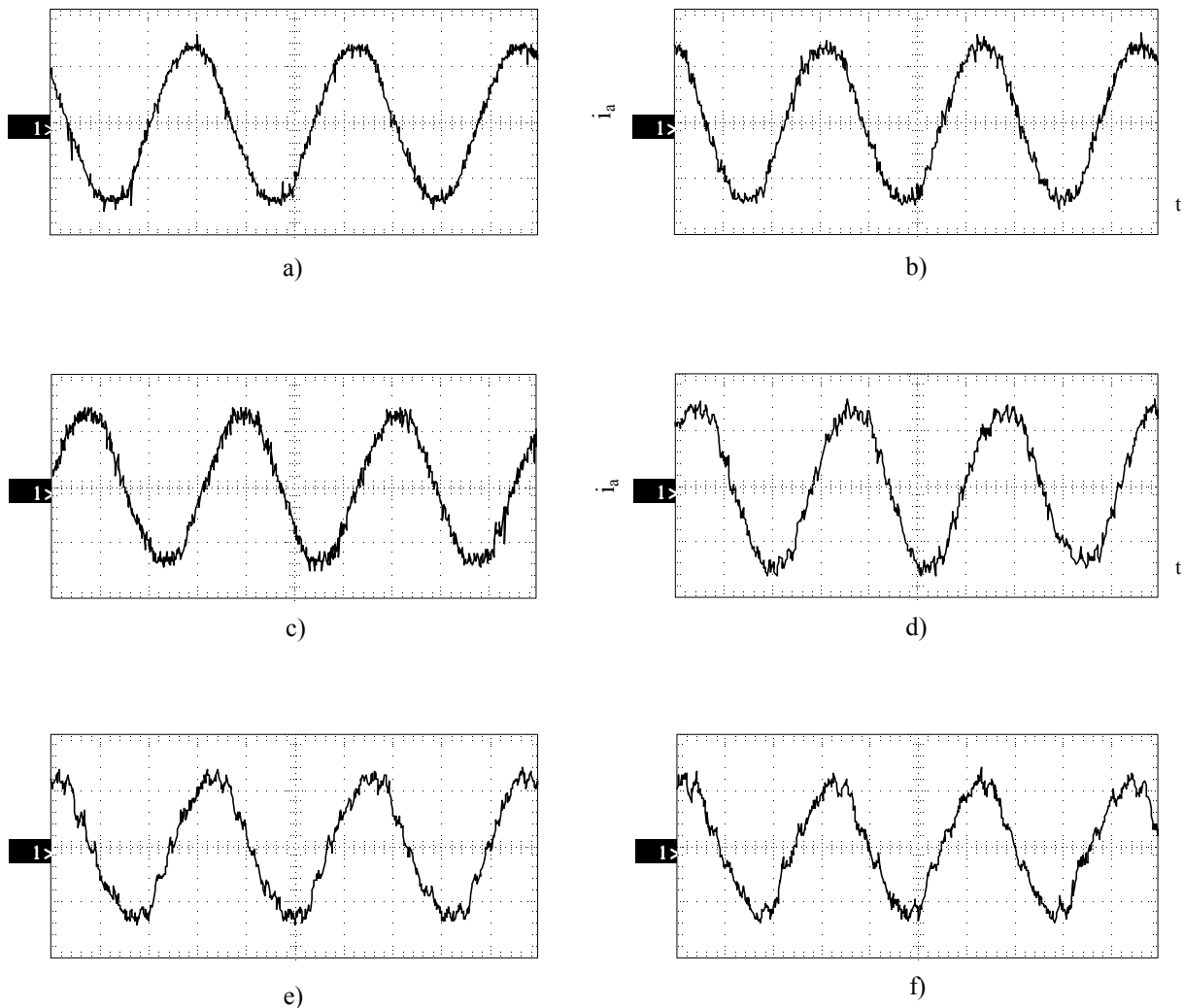


Fig. 6.4.7 Evolución temporal de la corriente  $i_a$ ,  $H_T = 0$ ,  $(2 A / div)$ ,  $(5 ms / div)$ :

- |                     |                     |                      |
|---------------------|---------------------|----------------------|
| a) $H_\phi = 0 \%$  | b) $H_\phi = 5 \%$  | c) $H_\phi = 7.5 \%$ |
| d) $H_\phi = 10 \%$ | e) $H_\phi = 15 \%$ | f) $H_\phi = 20 \%$  |

Según los resultados obtenidos, el límite del controlador del flujo tiene una gran influencia sobre la forma de onda de la corriente del estator. Por eso, la calidad de la corriente del estator se mejora cuando se reduce la frontera del controlador del flujo. Para cuantificar este efecto, se muestran en las figuras siguientes la THD tanto del flujo como de la corriente del estator.



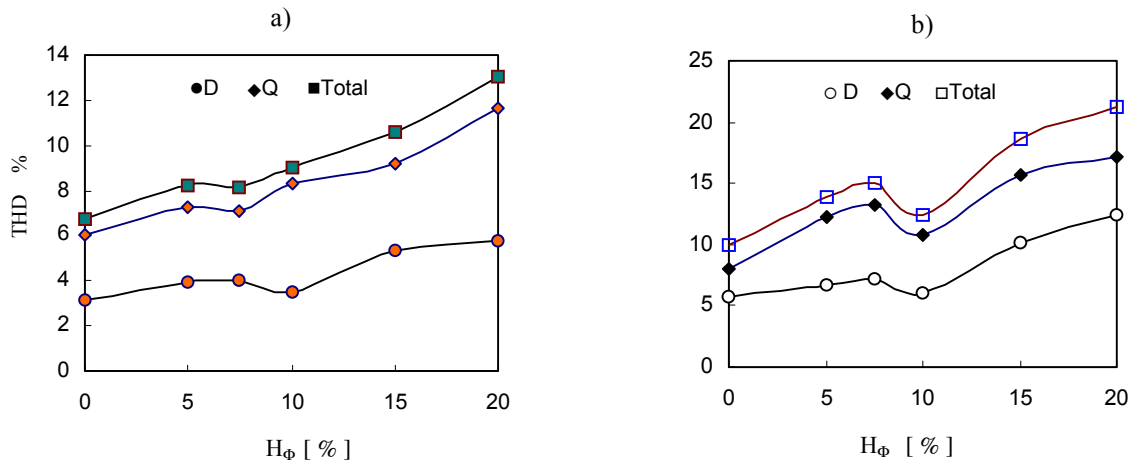


Fig. 6.4.8 Variación de la THD con el límite del controlador del flujo con el inversor B4  
 a) THD del flujo del estator. b) THD de la corriente del estator.

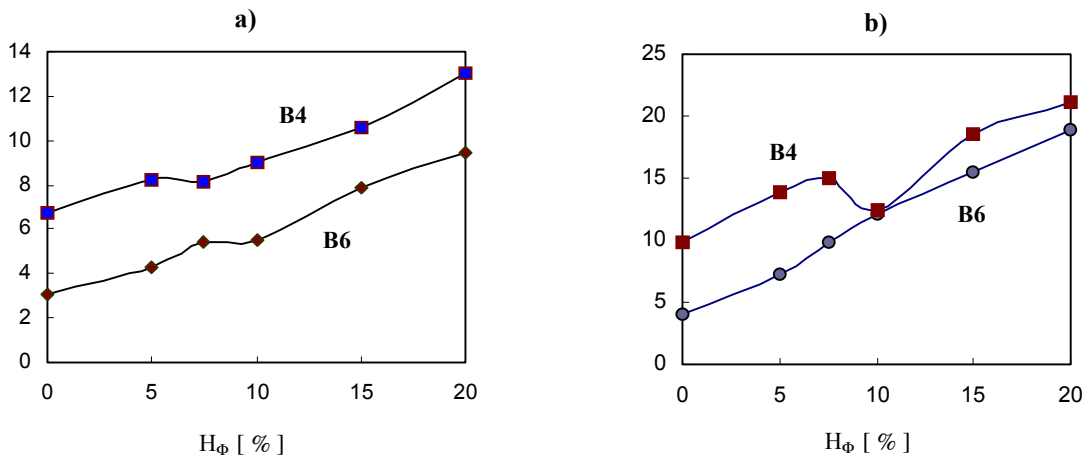


Fig. 6.4.9 Variación de la THD total con el límite del controlador del flujo para los dos sistemas del DTC alimentados por los inversores B6 y B4.  
 a) THD del flujo del estator. b) THD de la corriente del estator.

Según la figura 6.4.8, la THD total del flujo del estator en el caso del DTC alimentado por el inversor B4 varía entre el 6.5 % y el 13 % aproximadamente. Mientras la THD total de la corriente varía entre el 10 % y el 20 % aproximadamente cuando el límite del controlador del flujo se ajuste entre el 0 % y el 20 % respectivamente.

Además, se ha observado que la THD de la corriente aumenta cuando la frontera aumenta desde el 0 % hasta el 7.5 %, y después baja hasta que la frontera aumenta hasta el 10 %. A partir del 10 % del límite del controlador del flujo, la THD aumenta otra vez. El hecho anterior pone de manifiesto que el valor óptimo de esta frontera para obtener menor THD en

la corriente del estator está ubicada entre el 7 % y el 12 % de la consigna. De otra parte, se han calculado las THD de la corriente y del flujo en ambos sistemas del DTC ( B6 y B4 ), y se han comparado en la figura 6.4.9. Según los resultados obtenidos, se puede confirmar que el DTC basado en el inversor B6 ofrece menores valores de las THD tanto del flujo como de la corriente. Sin embargo, las THD de las corrientes en ambos sistemas son casi similares para el rango de fronteras situadas entre el 8 % y el 12 %.

Finalmente, se muestran en la figura 6.4.10 el ángulo del flujo del estator y su discriminación entre cuatro sectores. Estas señales son importantes durante el desarrollo del programa del DTC. Se han registrado los valores tanto del ángulo del flujo como del número del sector en varios momentos del funcionamiento del sistema.

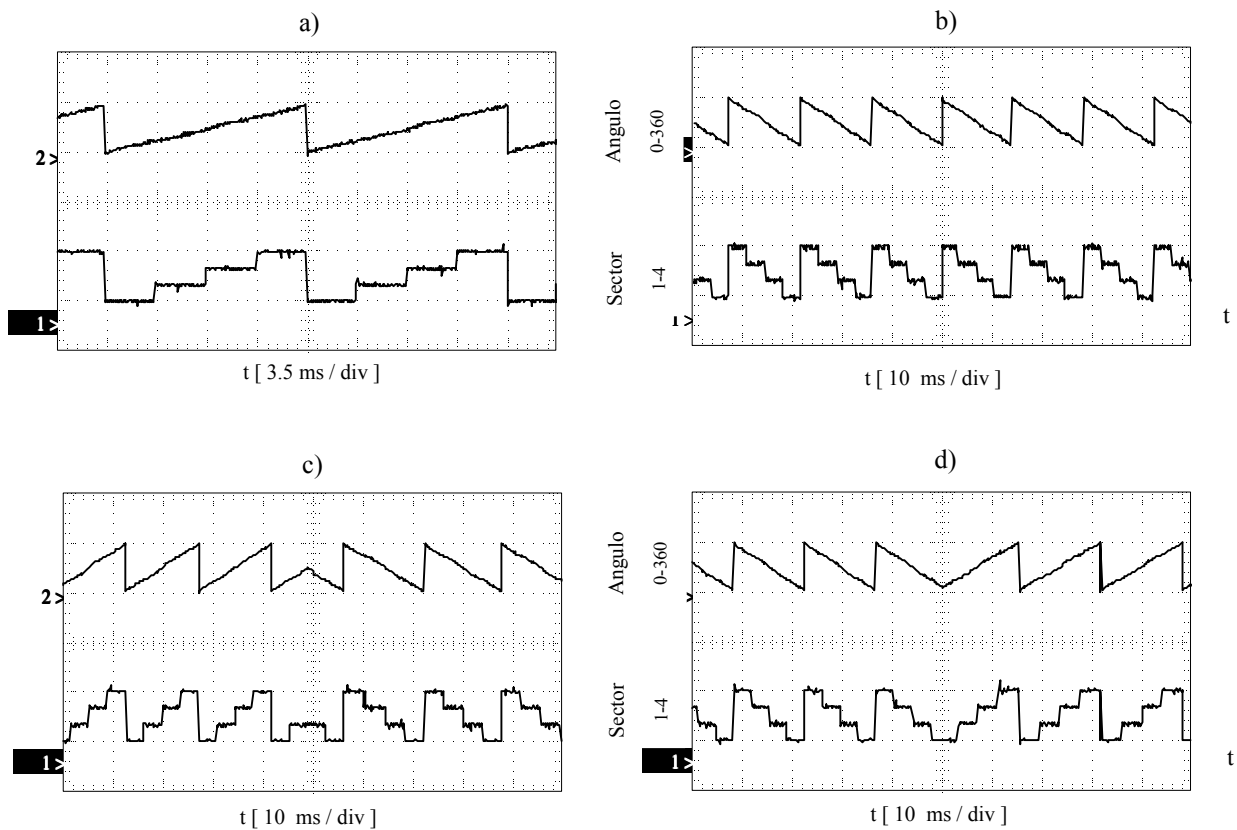


Fig. 6.4.10 Evolución temporal del ángulo del flujo estatórico y su discriminación entre cuatro sectores: a) sentido sinistrósum. b) sentido dextrósum. c), d) regimen transitorio en ambos sentidos.

Los sectores calculados coinciden con las definiciones dadas anteriormente en el capítulo 3, y que se puede resumir de nuevo como:

- Sector 1: [ 0° , 90° ].
- Sector 2: [ 90° , 180° ].
- Sector 3: [ 180° , 270° ].
- Sector 4: [ 270° , 360° ].

### 6.5 Resultados experimentales del DTC basado en el inversor cuasi-resonante

La figura 6.5.1 muestra la evolución temporal de la tensión conmutada del bus de CC en el circuito cuasi-resonante. La tensión del bus de CC es de 140 V.

La figura 6.5.2 muestra la tensión conmutada del bus CC, cuando la tensión fija del bus es 200 V. Se ha ampliado el rango de tiempo para ver los detalles de la señal. A continuación, en la figura 6.5.3 se ha registrado solo un ciclo de resonancia del circuito cuasi resonante para saber las características de la señal de la tensión conmutada. Las características de la tensión del bus CC se puede cambiar y optimizar con el ajuste de los componentes del circuito resonante y por el ajuste de la duración de las señales de control, tal como se ha explicado anteriormente en el capítulo 4.

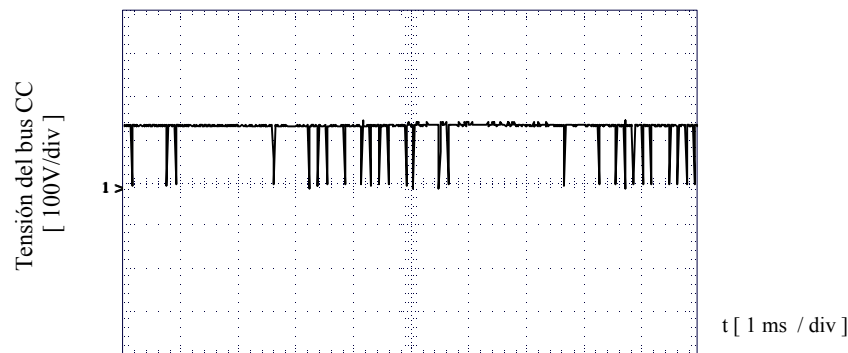


Fig. 6.5.1 Evolución temporal de la tensión de bus CC alimentando por el inversor,  $V_{dc} = 140$  V.

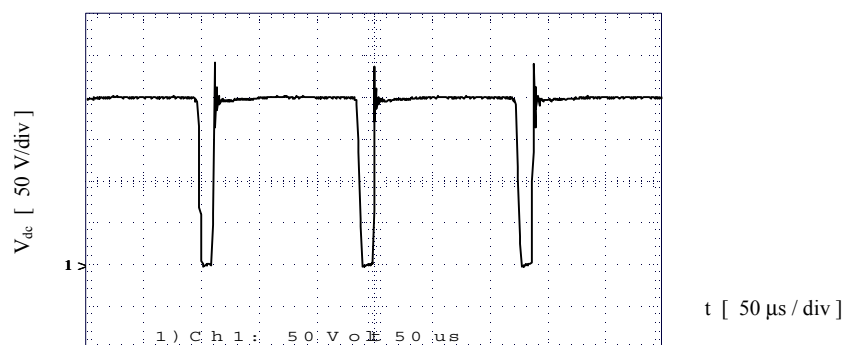


Fig. 6.5.2 Evolución temporal de la tensión de bus CC,  $V_{dc} = 200$  V.

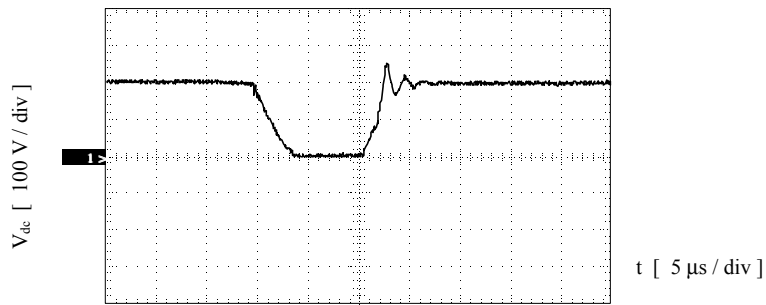


Fig. 6.5.3 Evolución temporal de la tensión de bus CC con el DTC,  $V_{dc} = 200 V$ .

La figura 6.5.4 muestra la respuesta del par electromagnético a la consigna presentada en la parte superior de la figura 6.5.4. El límite del controlador del par es el cero por ciento de la consigna del par  $T^*$ . En la figura 6.5.5 se muestra la evolución temporal de las corrientes del estator  $i_d$  y  $i_q$ . El límite del controlador del flujo es 2 % de la consigna, mientras el límite del controlador del par es 4 % de la consigna.

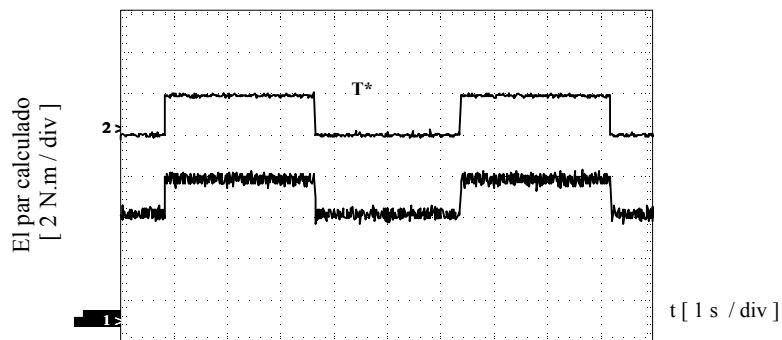


Fig. 6.5.4 respuesta del par calculado,  $T^* = \pm 1 N.m$ ,  $H_T = 0\%$

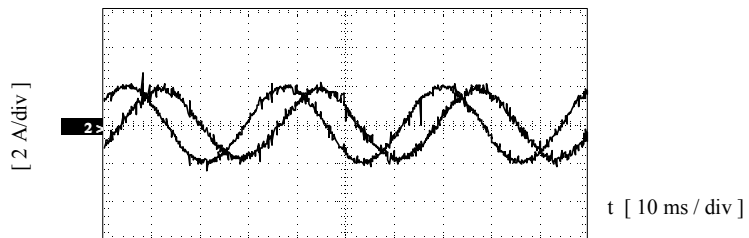


Fig. 6.5.5 Las corrientes de estator  $i_d$ ,  $i_q$   
 $H_T = 4\%$ ,  $H_\Phi = 2\%$ .