

CAPÍTULO VIII. RESPUESTA DE LOS MOTORES CON CONTROL DIRECTO DE PAR (DTC)

8.1. INTRODUCCIÓN

Debido a la sencillez de construcción, robustez y versatilidad, las máquinas eléctricas de inducción son en la actualidad uno de los elementos más importantes en los accionamientos eléctricos modernos. Estas máquinas desempeñan diversos cometidos en los que inicialmente privaban la potencia desarrollada sin importar demasiado otros aspectos como un buen rendimiento o la precisión en su funcionamiento.

Poco a poco las máquinas eléctricas necesitaban avanzar tecnológicamente de forma que fueran más silenciosas, aguantarían mayores temperaturas y fueran más precisas. En concreto, inicialmente se desarrollaron los métodos escalares para controlar estas máquinas. La respuesta transitoria obtenida con ellos aunque en un principio fue aceptable, pronto se vio que sería insuficiente, debido a que este control no era capaz de regular de forma separada el flujo magnético y el par del motor. Por esta razón, se empezó a desestimar 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 permitió resolver satisfactoriamente esta dificultad mediante el desarrollo del control vectorial o control del campo orientado, el cual ha mejorado el comportamiento transitorio de las máquinas de inducción permitiendo 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.

Esta adaptación llegó en pocos años, las investigaciones en el campo del control de los accionamientos eléctricos fueron concentradas hacia el desarrollo una nueva estrategia de control, el control directo del par (DTC), estrategia, que ofrece una respuesta muy rápida del par y un comportamiento dinámico elevado, utilizando además un modelo más sencillo que el empleado con el antiguo control de campo orientado.

8.2. PRINCIPIO DE OPERACIÓN

La idea básica del control directo del par^[R-20] pasa por 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 de histéresis del flujo y del par. En la figura 8.1 se muestra el diagrama del bloque básico para obtener el control directo del par.

La estrategia del control directo del par es clara. El par del motor se controla de forma efectiva mediante la rotación del vector del flujo del estator utilizando estados de conmutación adecuados. Por otra parte, y al mismo tiempo, se controla la magnitud del vector del flujo de estator de igual forma, es decir, con la utilización de diversos estados de conmutación del inversor adecuados. El valor de estos estados puede cambiarse dependiendo de los requisitos de la consigna del flujo. Los detalles del funcionamiento pueden observarse con la ayuda de las figuras 8.1 y 8.2. De acuerdo con la figura 8.1, los valores calculados del par y del flujo se comparan con sus consignas. Los errores entran en los controladores de histéresis, y 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.

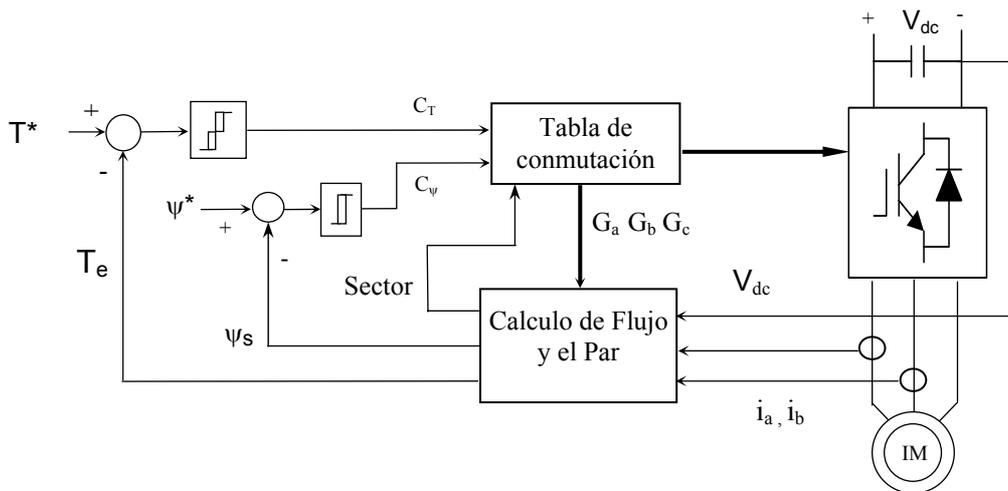


Figura 8.1. Diagrama de bloques del sistema DTC.

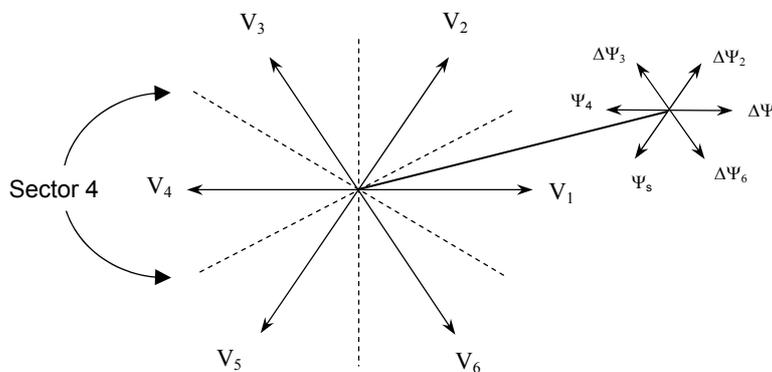


Figura 8.2 Variación del flujo estático en el sector 1°.

Como puede comprobarse en un ejemplo, las influencias de cada vector de tensión en el sector (1) sobre el par y el flujo se muestran en la tabla VIII.I. La figura 8.2 muestra el efecto que cada vector de la tensión ejerce sobre la magnitud y el ángulo del vector del flujo del estator suponiéndonos situados en el sector (1). Aparte, la variación del ángulo del flujo^(R-61) afecta fuertemente la magnitud del par, ya que el par está determinado 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. En la siguiente tabla podemos ver un resumen de estos efectos.

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

Tabla VIII.I. Resumen de las influencias de los vectores espaciales de la tensión sobre el flujo y el par (ψ_s está en el sector 1°)

Gracias a lo anterior, es posible estudiar los efectos de los estados de conmutación, o sea, los vectores espaciales de la tensión sobre la magnitud del ángulo del flujo del estator y del par del motor en todos los sectores. La siguiente tabla permite deducir la tabla óptima de conmutación que controla el funcionamiento del control directo del par.

Ψ_S esta en sector K		C_T		
		1	0	-1
C_ψ	1	V_{k+1}	V_0, V_7	V_{k-1}
	0	V_{k+2}	V_0, V_7	V_{k-2}

Tabla VIII.II. Tabla óptima de conmutación del control directo del par.

Como ya se ha comentado, tanto el flujo de estator como el par electromagnético se controlan mediante los dos controladores de histéresis cuyas salidas son C_ψ y C_T respectivamente. En las figuras 8.3 y 8.4 pueden observarse sus ciclos de histéresis ($H_\psi = H_{\psi P} + H_{\psi N}$), y ($H_T = H_{TP} + H_{TN}$).

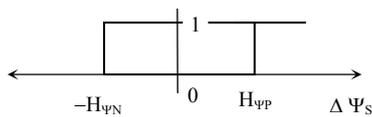


Figura 8.3 Controlador del flujo.

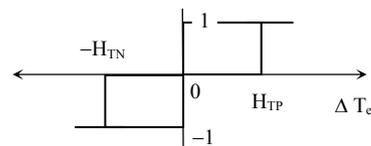


Figura 8.4. Controlador del par.

De esta forma es posible describir los funcionamientos de los controladores del flujo y del par según las tablas siguientes.

Condición	Salida del controlador
$\Delta \Psi_S \geq H_{\psi P}$	$C_\psi = 1$
$\Delta \Psi_S \leq -H_{\psi N}$	$C_\psi = 0$
$\begin{matrix} \Delta \Psi_S < H_{\psi P} \\ \Delta \Psi_S > -H_{\psi N} \end{matrix}$	$\frac{\partial C_\psi}{\partial t} = 0$

Tabla VIII.III. Funcionamiento del controlador del flujo.

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

Tabla VIII.IV. Funcionamiento del controlador del par

8.3. ESTIMACIÓN DEL FLUJO Y DEL PAR

El vector espacial de la tensión^[R-52] se calcula utilizando el valor medido de la tensión del bus de corriente continua (DC) V_{dc} (realizándose esta operación normalmente con el concurso de un sensor de efecto Hall) y la información de las señales G_a , G_b y G_c generadas por el sistema de control para conmutar los interruptores del inversor.

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} V_{dc} [G_a + e^{j2\pi/3} G_b + e^{j4\pi/3} G_c] \quad [8.1]$$

Aparte, el fasor 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, ahorrándonos la tercera sonda.

$$\bar{I}_s = \frac{2}{3} [i_a + e^{j2\pi/3} i_b + e^{j4\pi/3} i_c] \quad [8.2]$$

Por su parte, el vector espacial del flujo se obtiene mediante la integración de la f.e.m del motor con la siguiente expresión:

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad [8.3]$$

El par electromagnético se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\bar{\Psi}_s \times \bar{I}_s) \quad [8.4]$$

Y finalmente, el ángulo del vector del flujo del estator se calcula con la siguiente ecuación:

$$\phi_s = \tan^{-1} \left(\frac{\Psi_q}{\Psi_d} \right) \quad [8.5]$$

Según los signos de las componentes ψ_d y ψ_q se añade una constante para que el ángulo del flujo se ajuste y esté situado entre los 0 y los 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 el efecto que produce la variación de la resistencia del estator del motor con la temperatura.

Dado que el control directo del par (DTC) está implementado en forma digital hay que tener una formulación discreta para ser empleada en los algoritmos realizados.

$$\bar{\Psi}_s(n+1) = \bar{\Psi}_s(n) + T_s [\bar{v}_s(n) - \bar{i}_s(n) R_s] \quad [8.6]$$

$$\psi_d(n+1) = \psi_d(n) + T_s [v_d(n) - i_d(n) R_s] \quad [8.7]$$

$$\psi_q(n+1) = \psi_q(n) + T_s [v_q(n) - i_q(n) R_s] \quad [8.8]$$

Siendo:

T_s = Tiempo de muestreo.

n = Número de muestra.

La elección del tiempo de muestreo depende de varios factores entre los que destacamos:

- 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 siguiente ecuación:

$$T_e(n+1) = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\psi_d(n+1) i_q(n+1) - \psi_q(n+1) i_d(n+1)] \quad [8.9]$$

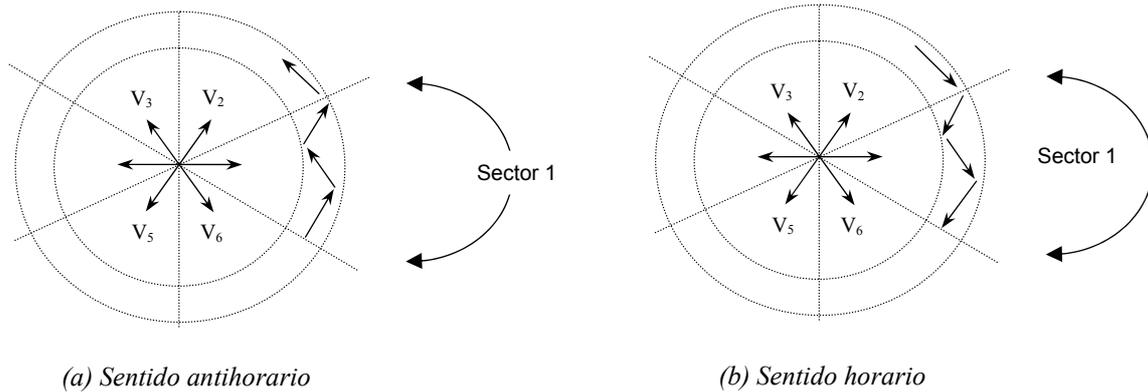


Figura 8.5. Lugar geométrico del flujo estático con el DTC en sector 1°.

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 antihorario, 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 horario se eligen los vectores V_5 y V_6 . De esta forma, 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 puede verse claramente de que depende el valor instantáneo del par electromagnético con el método del control directo del par.

$$T_e = K_L \underline{\Psi}_S \wedge \underline{\Psi}_R \quad [8.10]$$

O lo que es lo mismo:

$$T_e = K_L \frac{|\Psi_S|}{|\Psi_R|} \sin \gamma \quad [8.11]$$

Siendo, γ = 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 γ se mantiene fijo. 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 forma 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 γ .

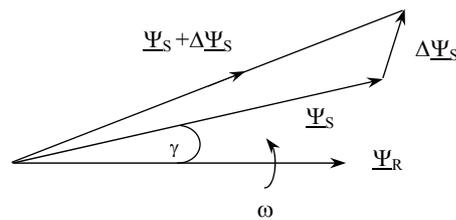


Figura 8.6. Variación del flujo y del par con el control directo del par (DTC).

8.4. EFECTO DE LAS FRONTERAS DE LOS CONTROLADORES DE HISTÉRESIS

El comportamiento del control directo del par^{R-54} 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 . Por tanto, se debe disminuir lo máximo 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 producidas en alta frecuencia.

8.4.1 Efecto de la frontera del controlador del flujo

En el supuesto que se mantenga fija la anchura de la banda del controlador del par H_T , se obtiene una banda estrecha del flujo H_ψ que 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_ψ aumenta, la frecuencia de conmutación baja y el lugar geométrico del flujo estático es hexagonal, aumentando la distorsión en la corriente estática.

Asimismo, se observa que cuando el término H_ψ aumenta, el lugar geométrico deja de ser circular y se aproxima a una curva hexagonal. Esto se refleja claramente en la corriente del motor donde la ondulación de la corriente del estator disminuye significativamente cuando se reduce la banda de H_ψ y por consiguiente, el valor de la distorsión armónica (THD) de la corriente también disminuye, mejorando la calidad de onda de la corriente.

8.4.2 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. 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:

$$F_{sw} = N_s / T_f \quad [8.12]$$

Siendo:

N_s = Número de conmutaciones en un periodo completo.

T_f = Periodo de la onda fundamental.

8.5. VENTAJAS E INCONVENIENTES DEL CONTROL DIRECTO DE PAR

Como cualquier otro método el control directo del par^{R-52} descrito presenta ventajas sobre otros métodos precedentes, pero asimismo su empleo comporta unos inconvenientes o problemas, que aunque no demasiado importantes, deben tenerse presentes.

8.5.1 Ventajas del control directo de par (DTC)

Las ventajas esperadas cuando se aplica el control directo del par son:

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

8.5.2 Inconvenientes del control directo de par (DTC)

El control directo del par presenta, sobre todo para pequeñas velocidades, algunos inconvenientes entre los que destacamos:

- 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. 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 control directo del par, sino también en cualquier sistema de control vectorial que utilice sondas para medir las corrientes.
- La corriente del arranque tiene un valor elevado que puede destruir los semiconductores.
- Debido al retardo de tiempo que origina la ejecución de los algoritmos del control directo del par, 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 esto, 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.
- La variación de la resistencia del estator empeora el comportamiento del control directo del par 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.
- La ondulación del par generada por el control directo del par 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 control directo del par 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.

Cuando la velocidad es muy baja, la exactitud de la estimación del flujo y del par con el estimador de lazo abierto es limitada.

8.6 SIMULACIONES Y GRÁFICAS

Una vez obtenidos los modelos para efectuar el control directo del par para los diversos motores, en este apartado se anexan unas gráficas con los resultados obtenidos. Sólo se incluyen las gráficas de las magnitudes más importantes, y solamente de los motores considerados más representativos, como pueden ser el motor de jaula, el macizo y algunos de los prototipos del motor con rotor de chapas en espiral.

8.6.1 Control directo de par del motor de jaula a 3000 rpm

Se ha comenzado por este motor por ser el más representativo de los motores de inducción trifásicos. El régimen adoptado es el de 3000 rpm ya que es el régimen con el cual se han obtenido mejores resultados en el motor objeto de análisis en esta investigación, el motor con rotor de chapas. Para este régimen y motor se han representado las magnitudes electromagnéticas más representativas en función de la velocidad y del tiempo.

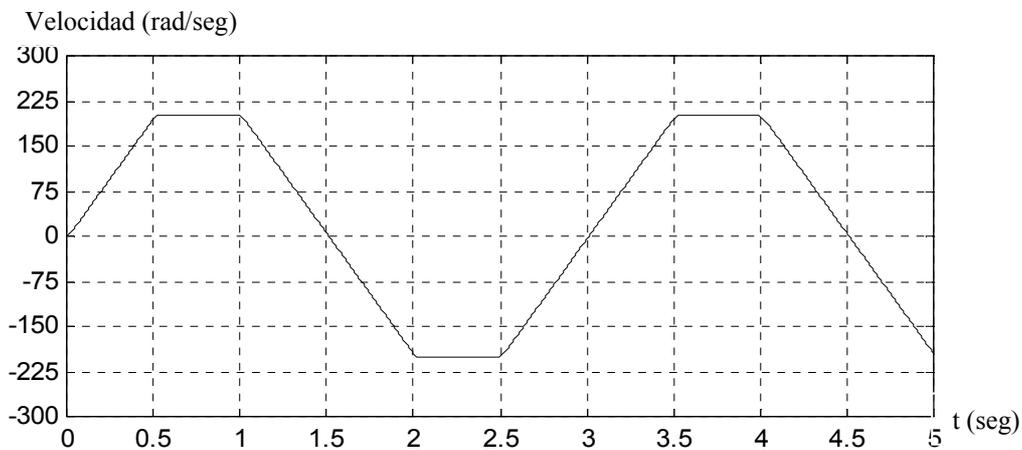


Figura 8.7. Evolución de la velocidad en función del tiempo en el motor de jaula de ardilla a 3000 rpm

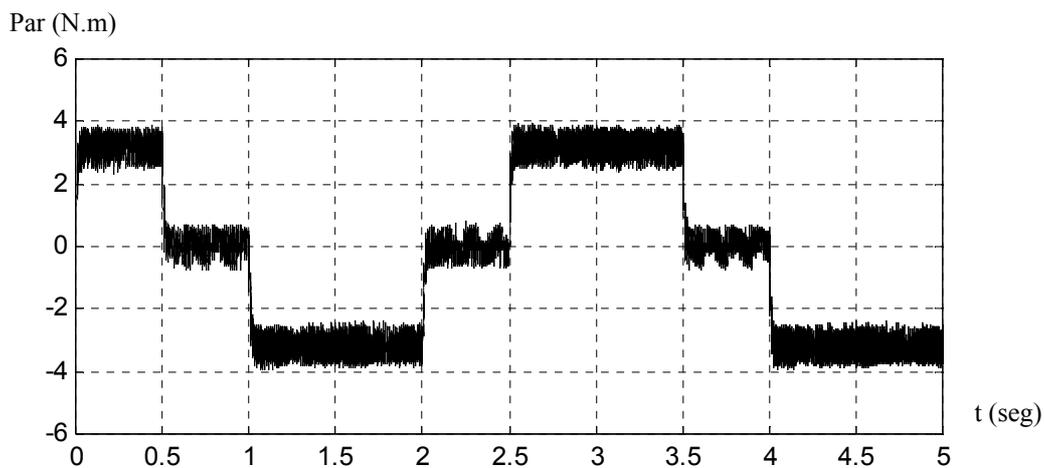


Figura 8.8. Evolución del par en función del tiempo en el motor de jaula de ardilla a 3000 rpm.

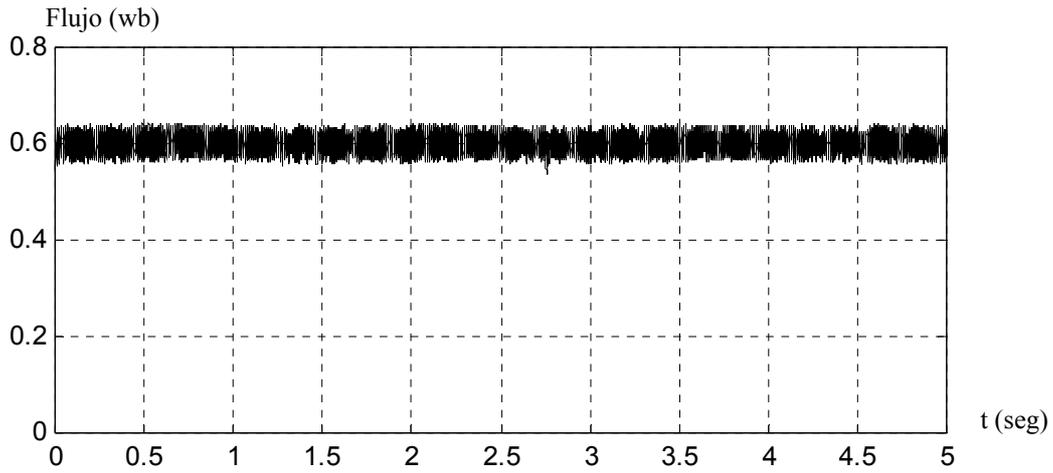


Figura 8.9. Evolución del flujo en función del tiempo en el motor de jaula de ardilla a 3000 rpm.

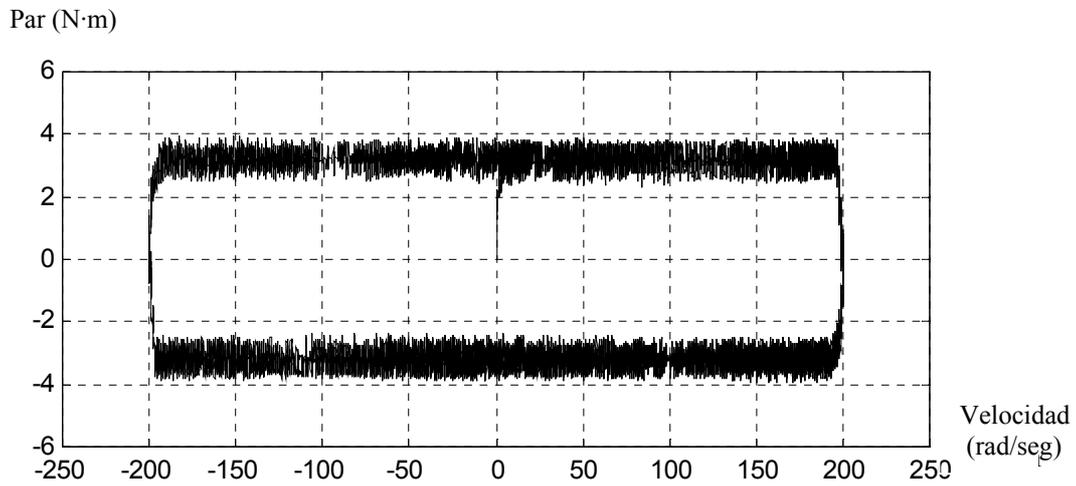


Figura 8.10. Evolución del par en función de la velocidad en el motor de jaula de ardilla a 3000 rpm.

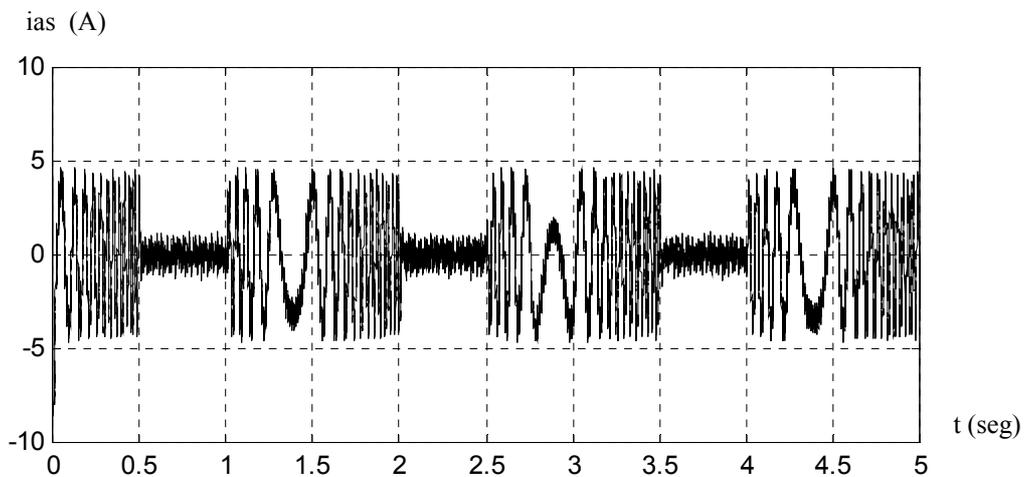


Figura 8.11. Evolución de la intensidad i_{as} , en función del tiempo en el motor de jaula de ardilla con 3000 rpm.

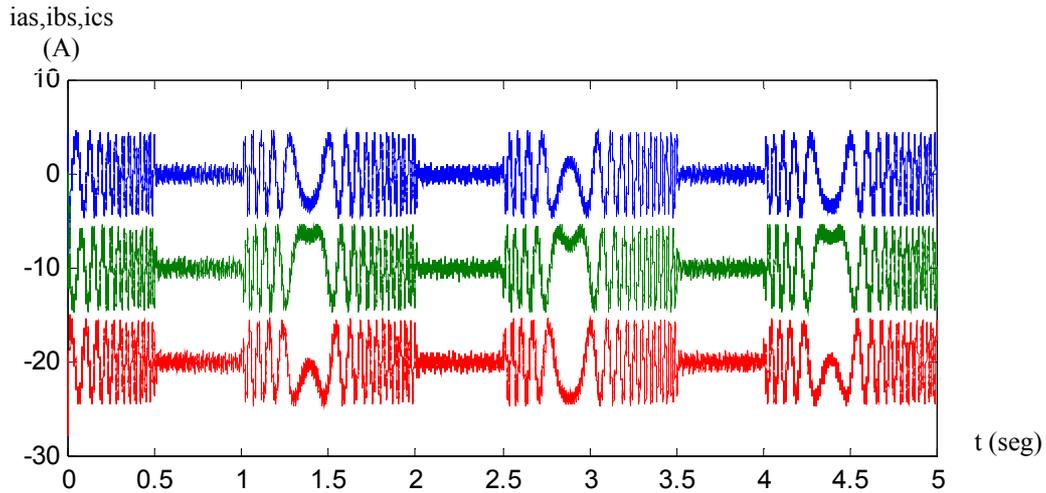


Figura 8.12. Evolución de las intensidades con el tiempo en el motor de jaula de ardilla con 3000 rpm.

8.6.2 Control directo de par del motor con rotor macizo sin aros a 3000 rpm

El motor con rotor macizo sin aros, o motor de par, desde el principio ha tenido interés ya que los motores con rotor de chapas objeto de la tesis podrían en principio comportarse de forma similar al motor macizo. Como en el caso anterior, el régimen adoptado es el de 3000 rpm por ser el régimen con el cual se obtienen mejores resultados. Para este régimen y motor se han representado las magnitudes electromagnéticas más representativas en función del tiempo y de la velocidad.

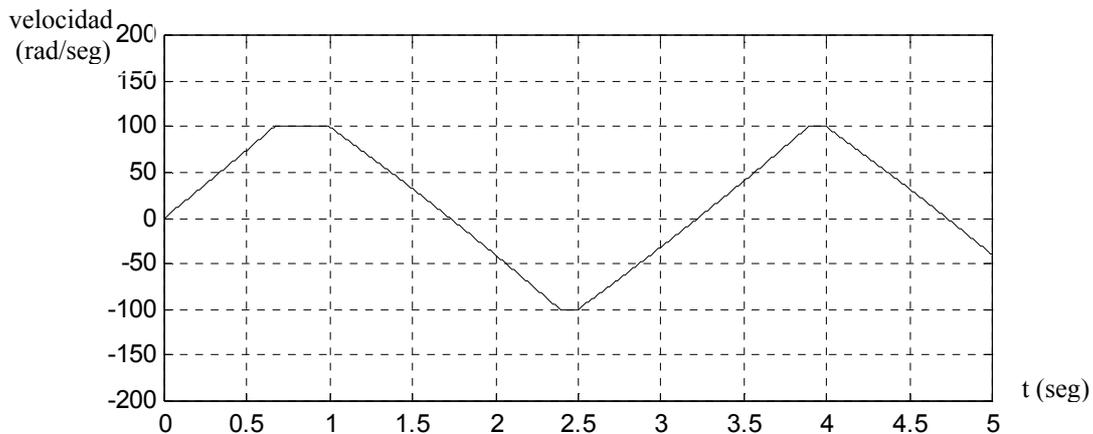


Figura 8.13. Evolución de la velocidad en función del tiempo en el motor macizo sin aros a 3000 rpm.

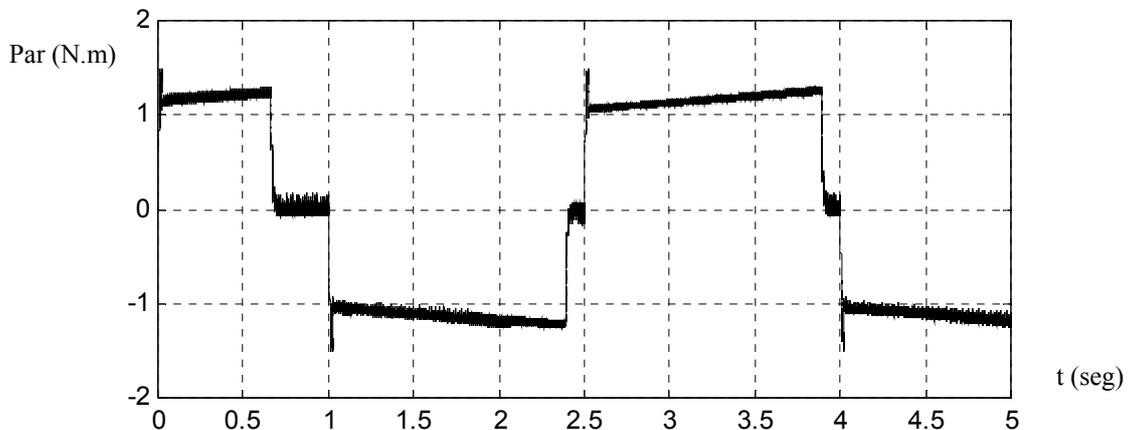


Figura 8.14. Evolución del par en función del tiempo en el motor macizo sin aros a 3000 rpm.

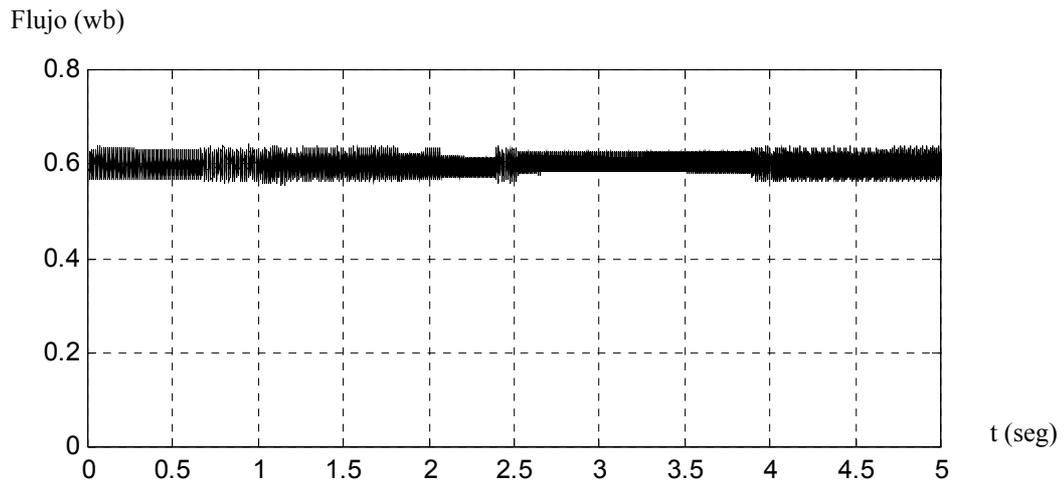


Figura 8.15. Evolución del flujo en función del tiempo en el motor macizo sin aros a 3000 rpm.

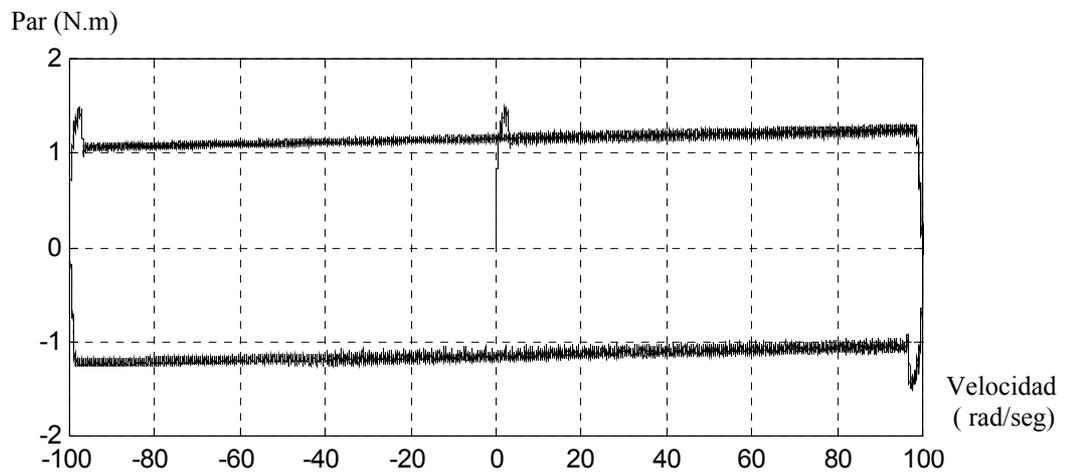


Figura 8.16. Evolución del par en función de la velocidad en el motor macizo sin aros a 3000 rpm.

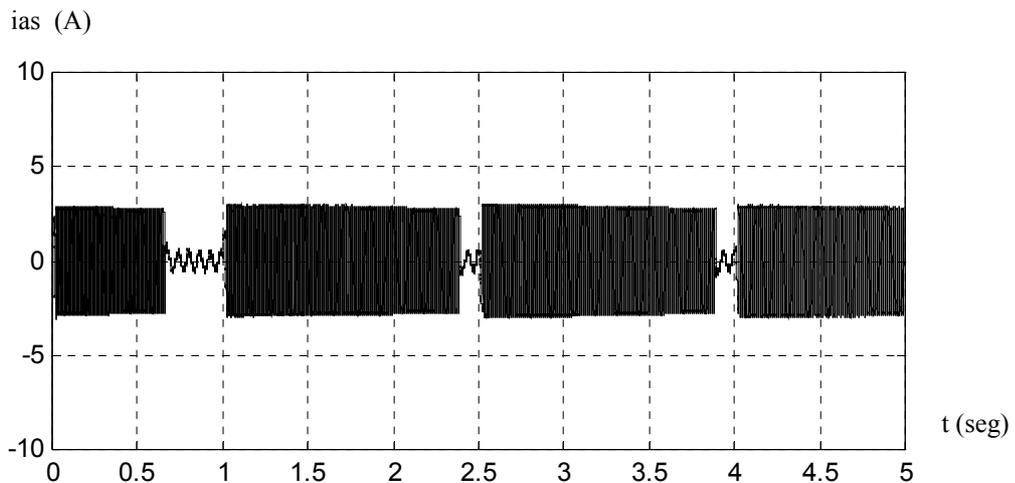


Figura 8.17. Evolución de la intensidad i_{as} , en función del tiempo en el motor macizo sin aros a 3000 rpm

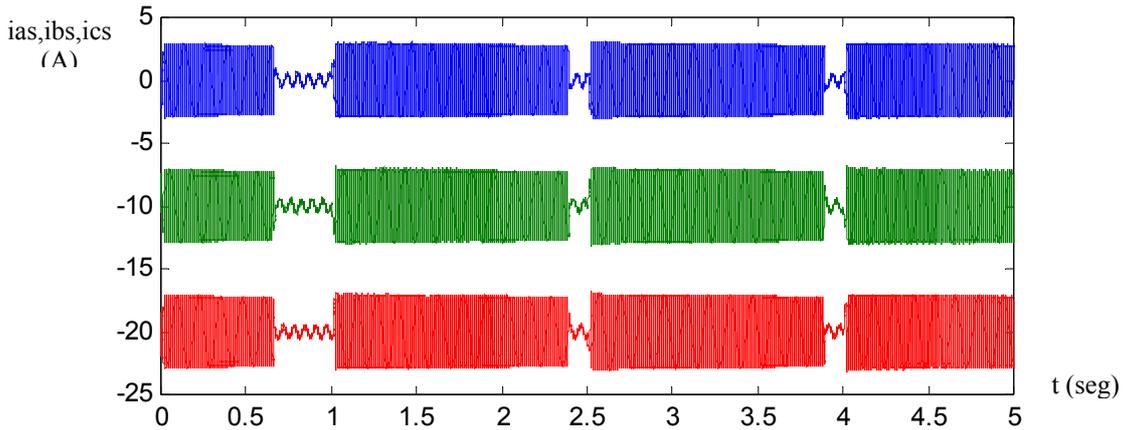


Figura 8.18. Evolución de las intensidades (i_{as} , i_{bs} , e_{ics}) en función del tiempo en el motor macizo sin aros a 3000 rpm

8.6.3 Control directo de par del motor con rotor macizo con aros a 3000 rpm

El motor con rotor macizo con aros es una variante del anterior, pero que gracias a los aros laterales ha mejorado su funcionamiento. En las siguientes figuras puede comprobarse como varían las gráficas obtenidas respecto a su homólogo macizo sin aros. Como en todos los casos el régimen adoptado es el de 3000 rpm. Para este régimen y motor se han representado las magnitudes electromagnéticas más representativas en función del tiempo y de la velocidad.

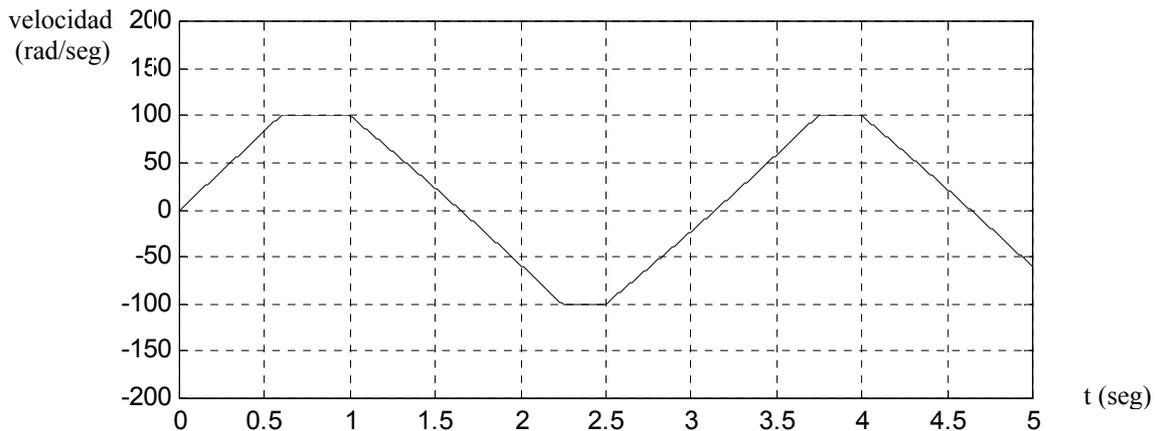


Figura 8.19. Evolución de la velocidad en función del tiempo en el motor macizo con aros a 3000 rpm.

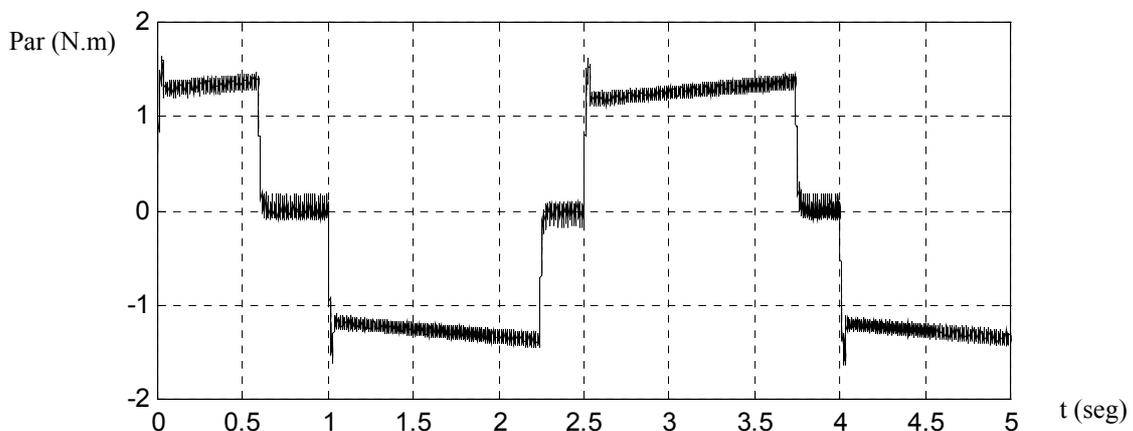


Figura 8.20. Evolución del par en función del tiempo en el motor macizo con aros a 3000 rpm.

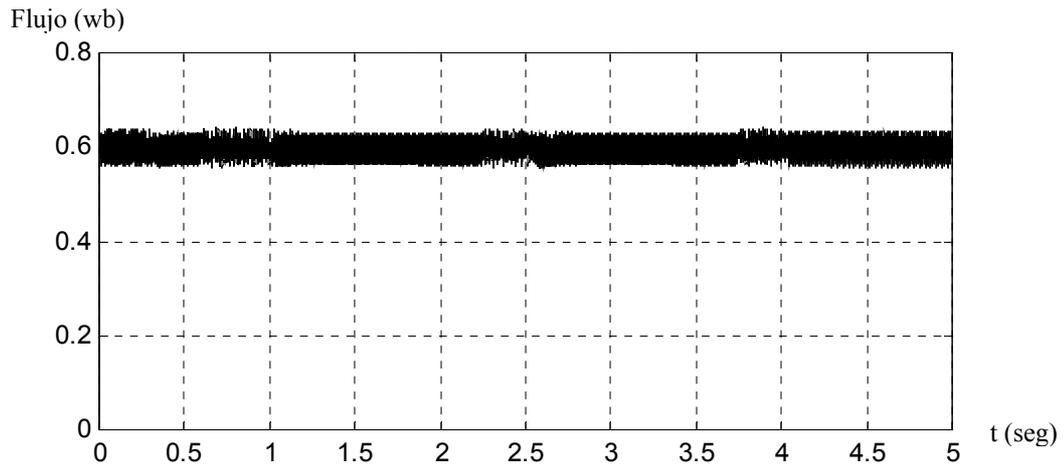


Figura 8.21. Evolución del flujo en función del tiempo en el motor macizo con aros a 3000 rpm

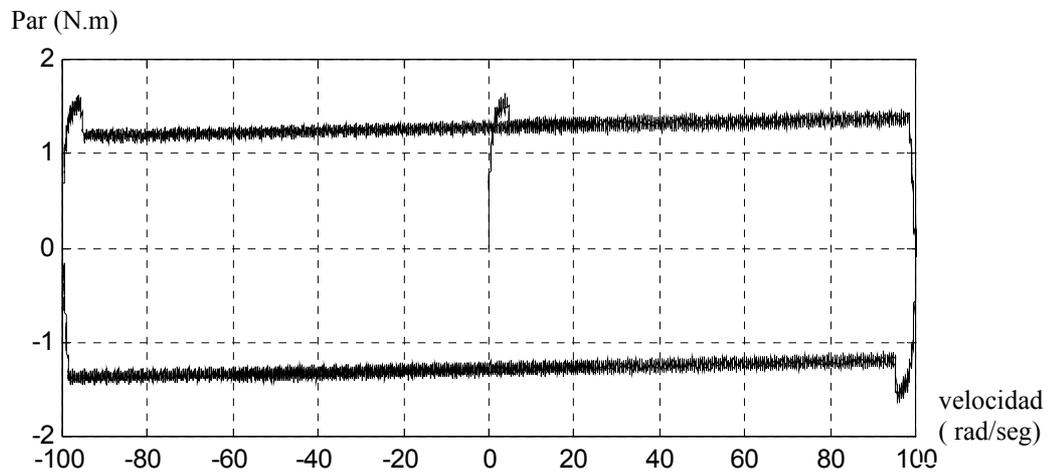


Figura 8.22. Evolución del par en función de la velocidad en el motor macizo con aros a 3000 rpm.

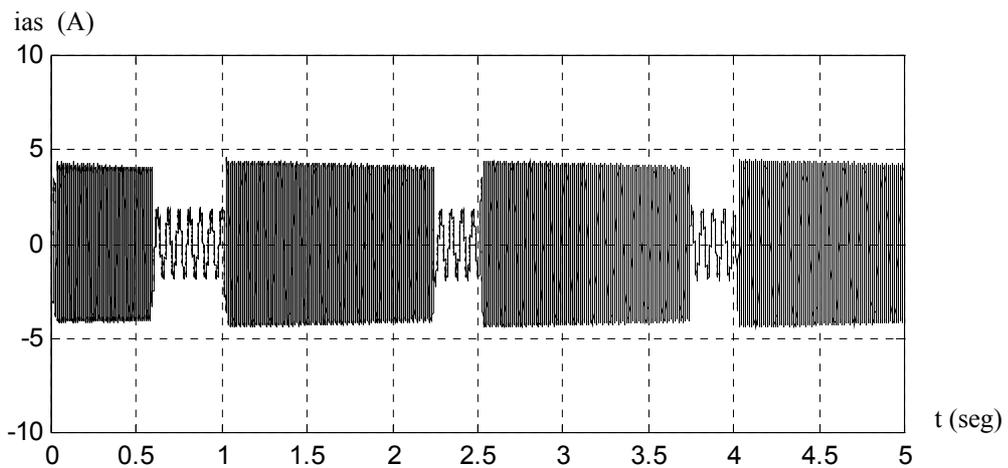


Figura 8.23. Evolución de la intensidad i_{as} , en función del tiempo en el motor macizo con aros a 3000rpm

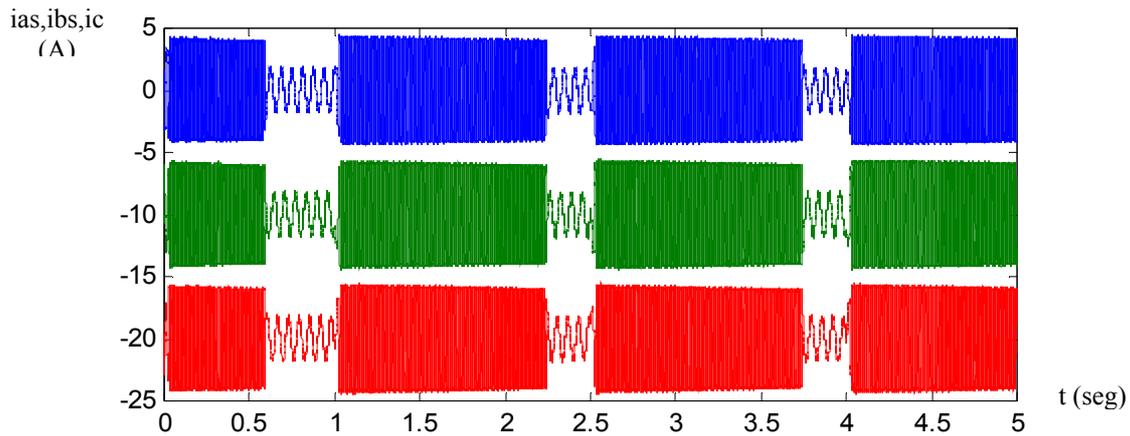


Figura 8.24. Evolución de las intensidades (i_{as} , i_{bs} , e_{ics}) en función del tiempo en el motor macizo con aros a 3000 rpm

8.6.4 Control directo de par del motor con rotor de chapas tipo *A*, con 3000 rpm

Empezamos ahora las representaciones del control directo del par de los motores equipados con rotores de chapas en espiral. Concretamente se empieza con el rotor de chapas tipo *A*, con el cual se han obtenido en conjunto mejores resultados tanto electromagnéticos, como mecánicos o térmicos y por tanto, hasta ahora es el motor referencia entre los modelos de chapas. Como en todos los casos el régimen adoptado es a 3000 rpm. Para este régimen y motor se han representado las magnitudes electromagnéticas más representativas en función del tiempo y de la velocidad.

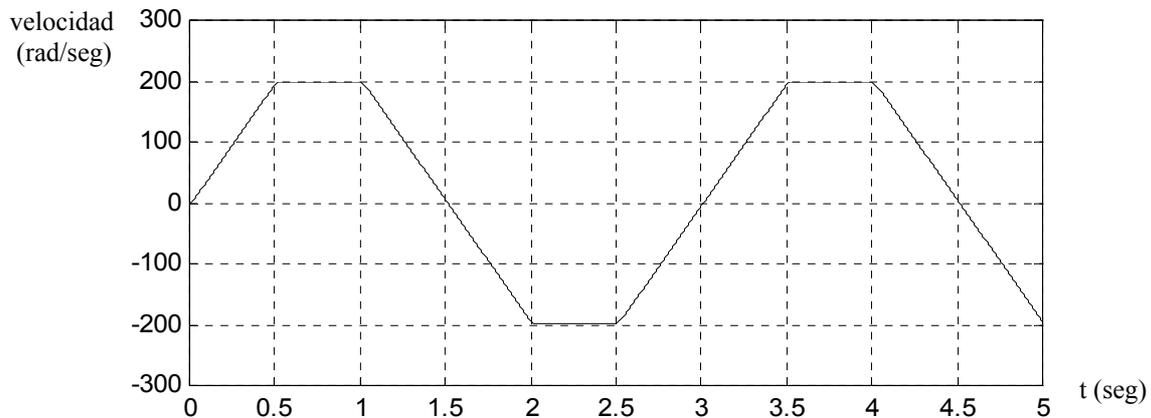


Figura 8.25 Evolución de la velocidad en función del tiempo en el motor de chapas *A*, con 3000 rpm

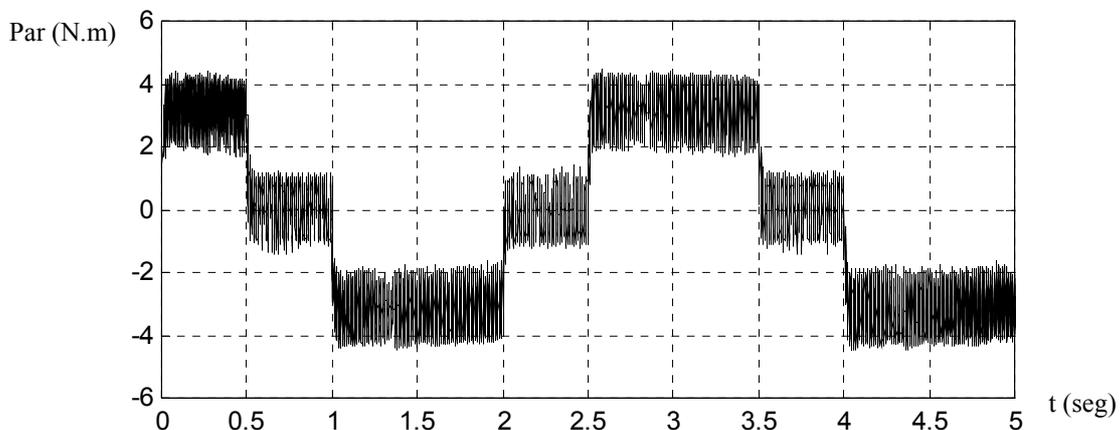


Figura 8.26. Evolución del par en función del tiempo en el motor con rotor de chapas *A*, con 3000rpm.

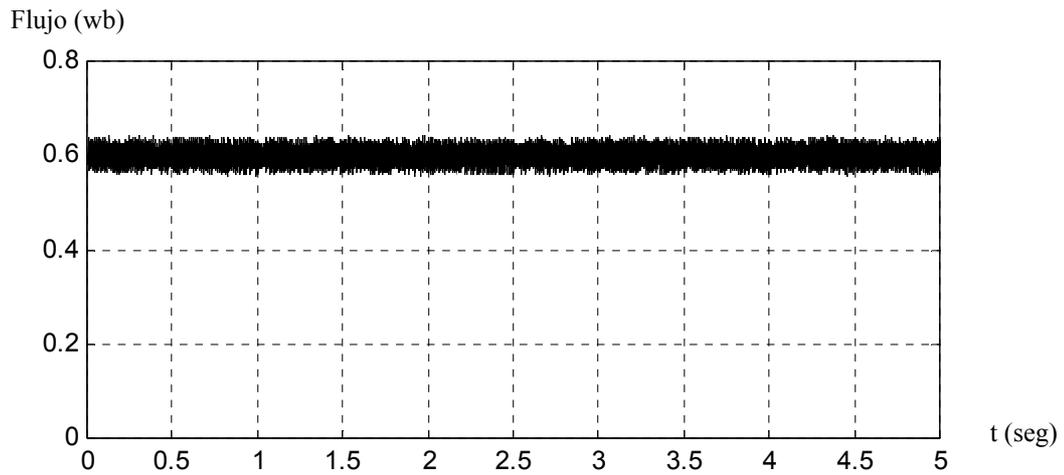


Figura 8.27. Evolución del flujo en función del tiempo en el motor con rotor de chapas tipo *A*, con 3000 rpm.

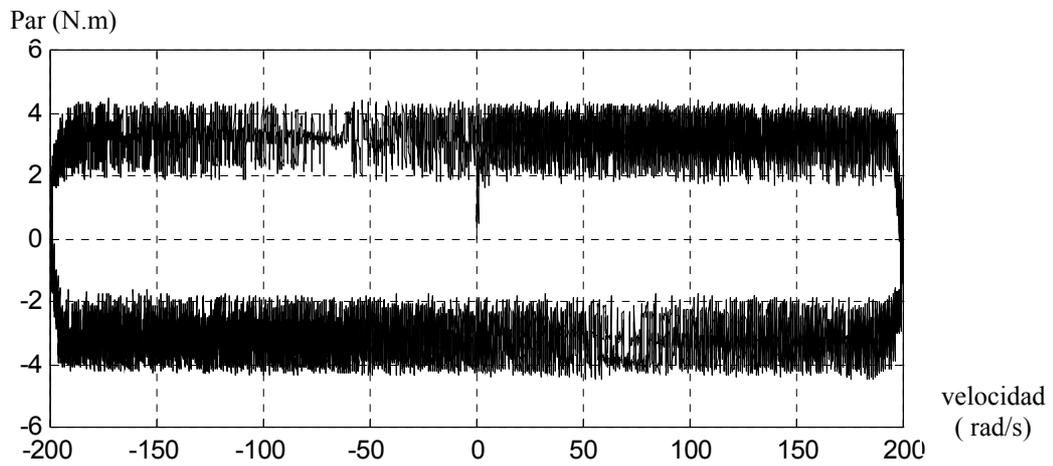


Figura 8.28. Evolución del par en función de la velocidad en el motor con rotor de chapas tipo *A*, con 3000 rpm.

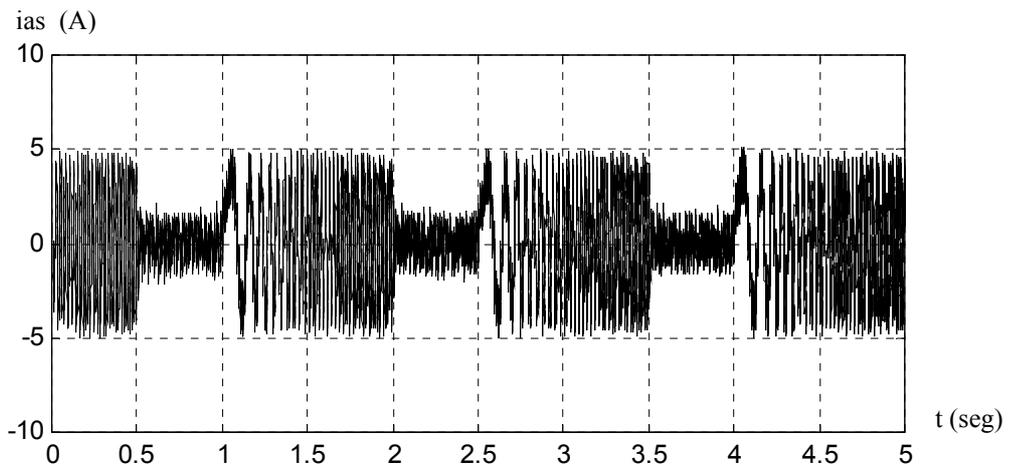


Figura 8.29. Evolución de la intensidad i_{as} , en función del tiempo en el motor con rotor de chapas tipo *A*, con 3000 rpm

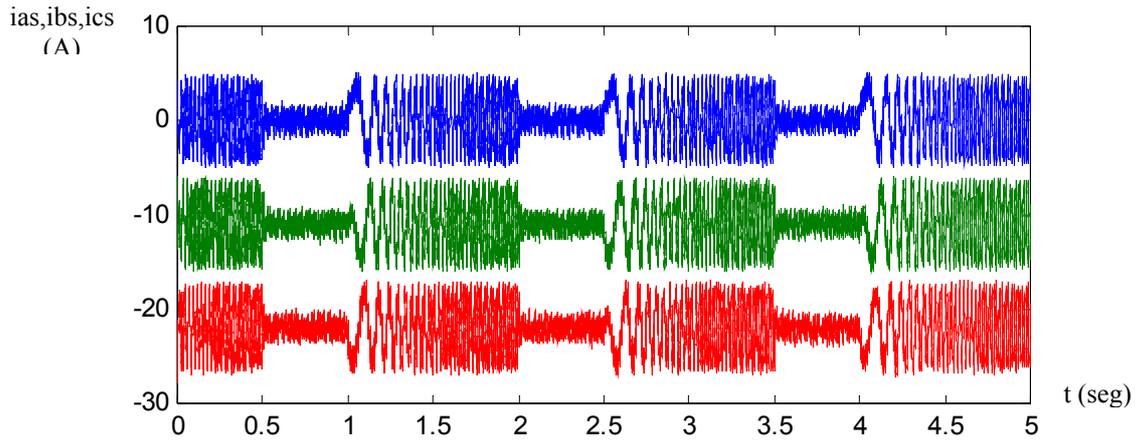


Figura 8.30. Evolución de las intensidades (i_{as} , i_{bs} , e i_{cs}) en función del tiempo en el motor de chapas tipo A , con 3000 rpm

8.6.5 Control directo de par del motor con rotor de chapas tipo B con 3000 rpm

Esta es la segunda variante del motor con rotor de chapas analizado con el control directo del par. No es precisamente el mejor sino al contrario, recordar que este es el mismo rotor que el tipo Z , y que el tipo D , aunque modificado. Precisamente no por sus resultados sino por su interés por los cambios sufridos obedece el motivo de su inclusión. Como en todos los casos el régimen adoptado es a 3000 rpm. Para este régimen y motor se han representado las magnitudes electromagnéticas más representativas en función del tiempo y de la velocidad.

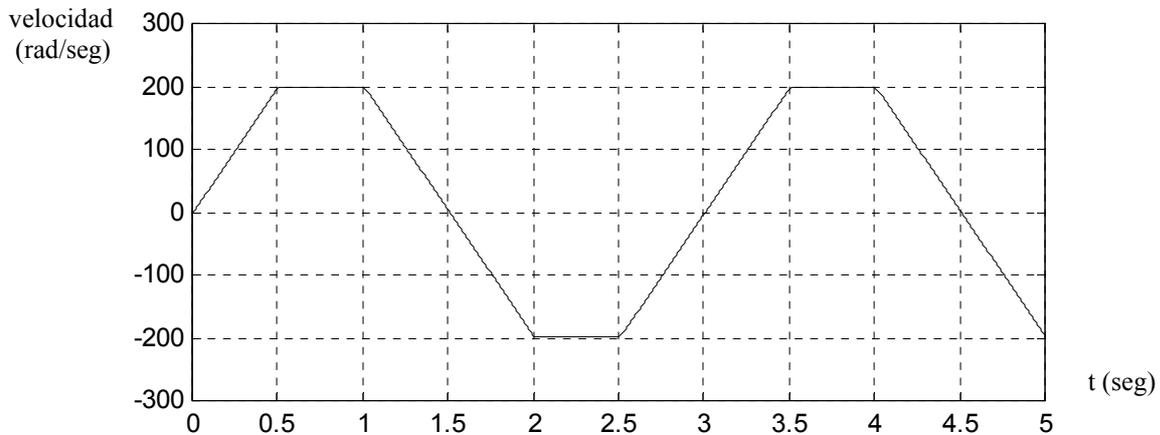


Figura 8.31 Evolución de la velocidad en función del tiempo en el motor de chapas B , con 3000 rpm

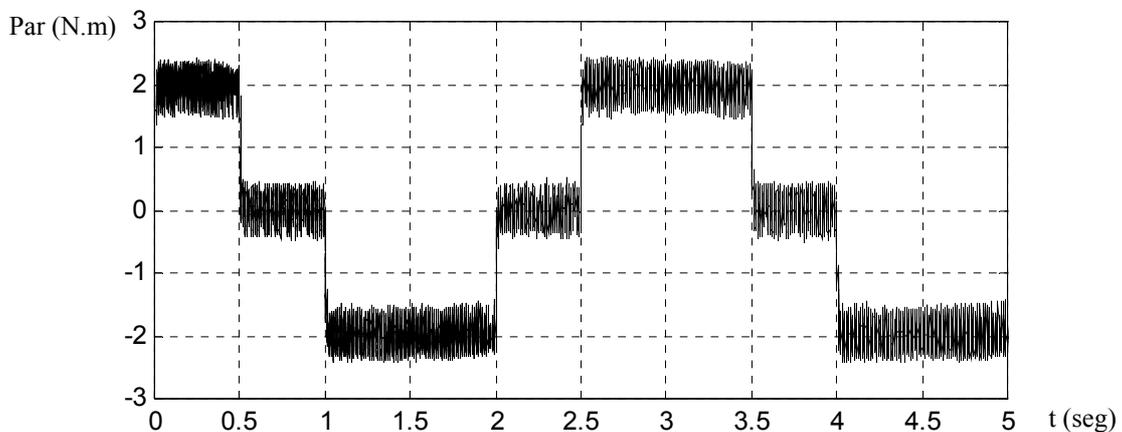


Figura 8.32. Evolución del par en función del tiempo en el motor con rotor de chapas B , con 3000 rpm

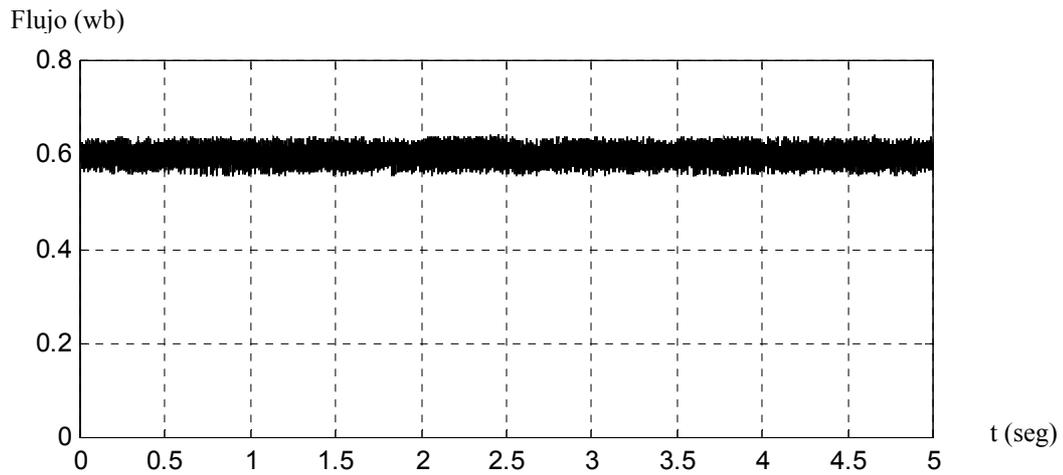


Figura 8.33. Evolución del flujo en función del tiempo en el motor con rotor de chapas tipo *B*, con 3000 rpm.

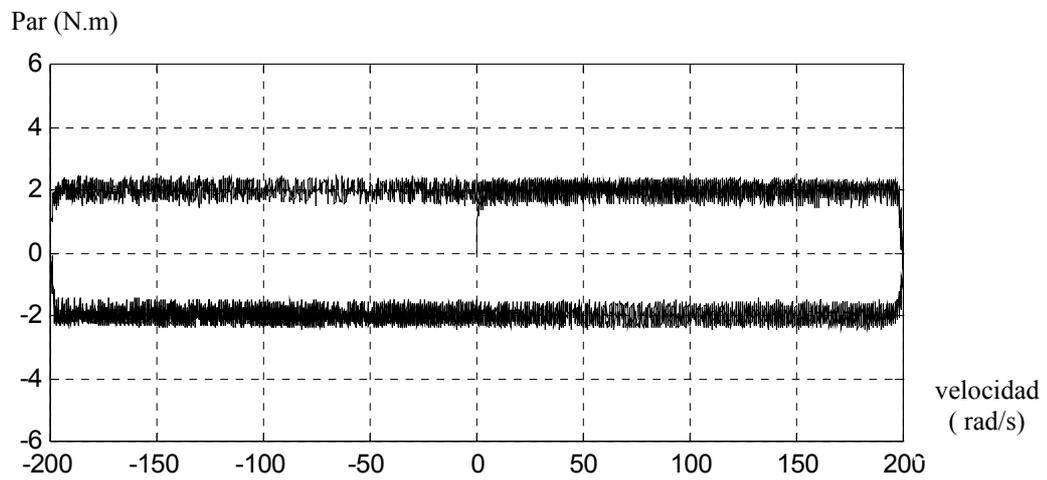


Figura 8.34. Evolución del par en función de la velocidad en el motor con rotor de chapas tipo *B*, con 3000 rpm.

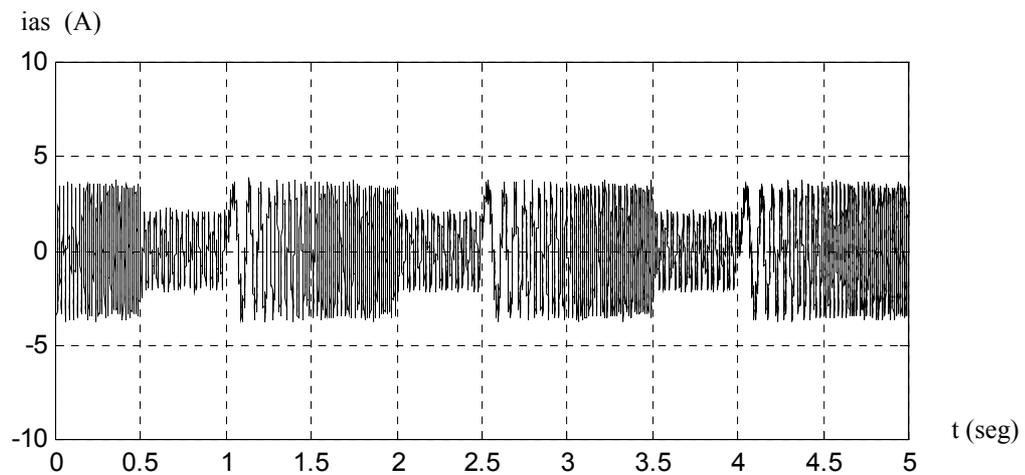


Figura 8.35. Evolución de la intensidad i_{as} , en función del tiempo en el motor con rotor de chapas tipo *B*, con 3000 rpm

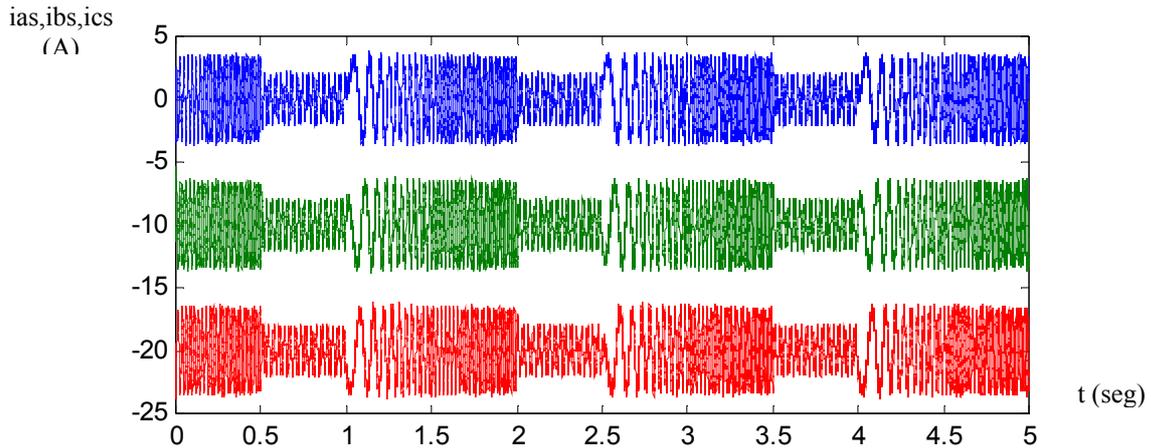


Figura 8.36. Evolución de las intensidades (i_{as} , i_{bs} , e i_{cs}) en función del tiempo en el motor de chapas tipo B , con 3000 rpm

8.6.6 Control directo de par del motor con rotor de chapas tipo D a 3000 rpm

Este es uno de los motores con rotor de chapas, junto al modelo A , más representativos. Aparte como se ha indicado es el mismo que el rotor B , pero antes de efectuar el segundo mecanizado por lo que su comparación permite mostrar los efectos de este mecanizado. El régimen adoptado es el de 3000 rpm. Para este régimen y motor se han representado las magnitudes electromagnéticas más representativas en función de la intensidad y del tiempo.

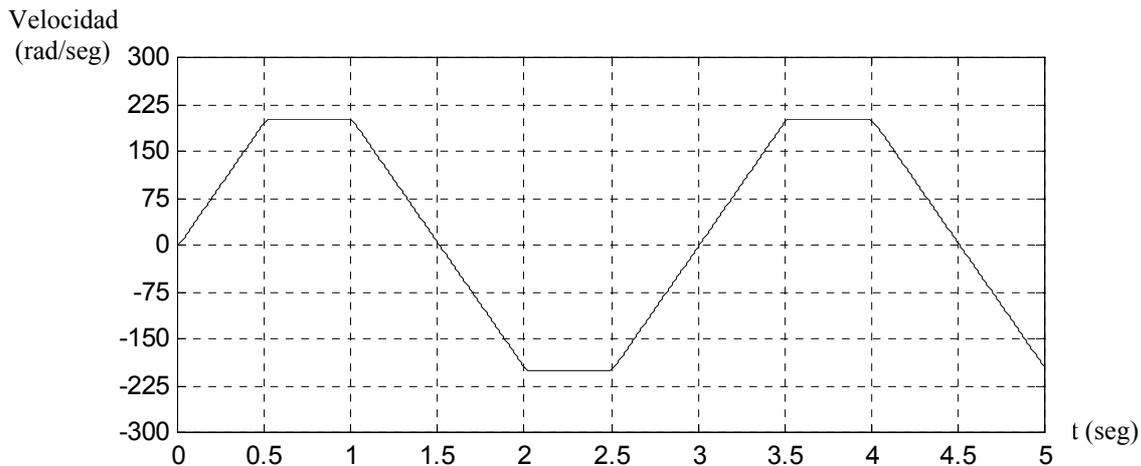


Figura 8.37. Evolución de la velocidad con del tiempo en el motor con rotor de chapas D , a 3000 rpm.

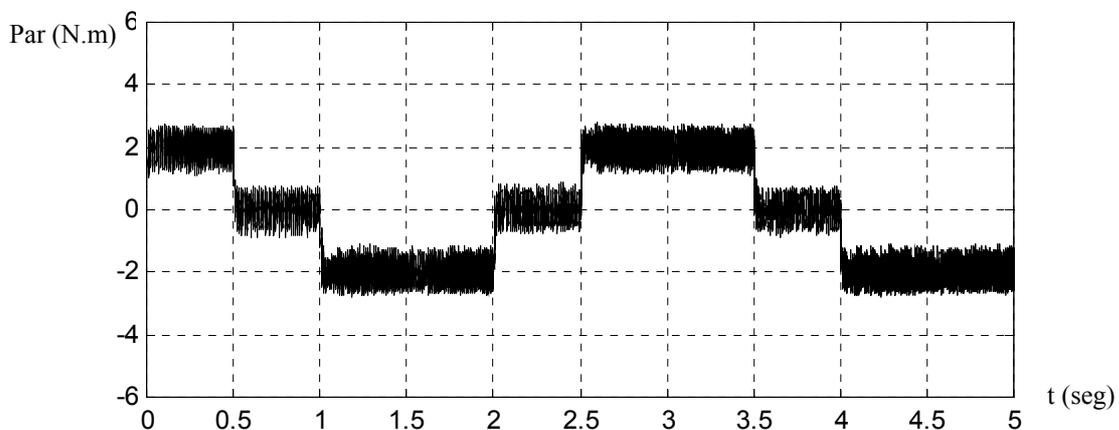


Figura 8.38. Evolución del par con del tiempo en el motor con rotor de chapas D , a 3000rpm.

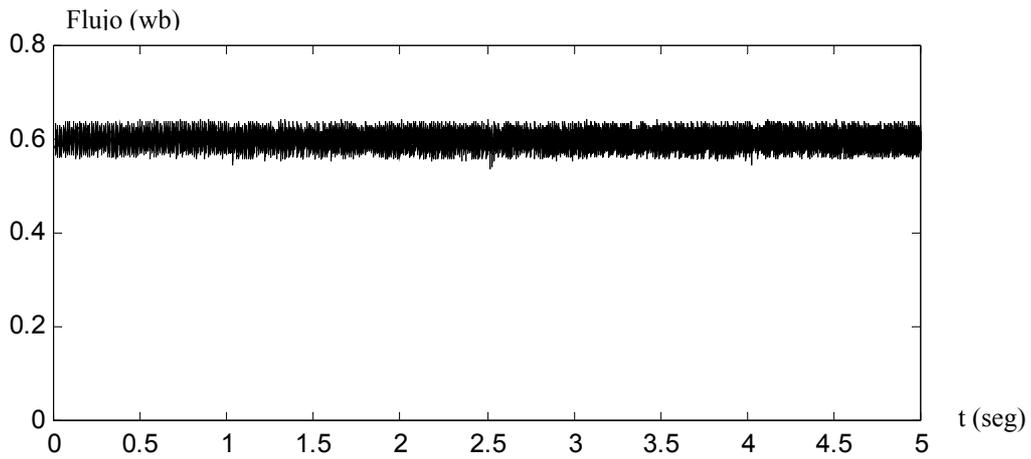


Figura 8.39. Evolución del flujio con el tiempo en el motor con rotor de chapas tipo *D*, con 3000 rpm.

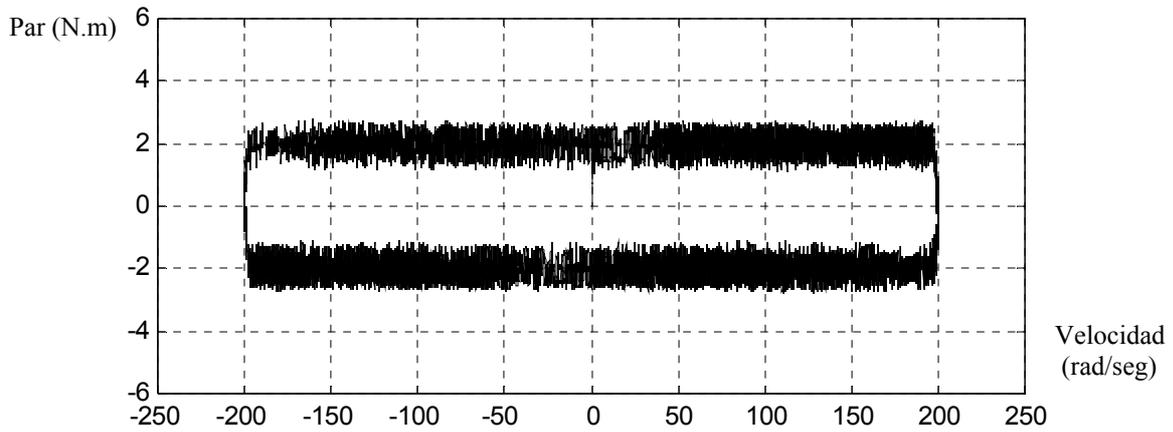


Figura 8.40. Evolución del par con la velocidad en el motor con rotor de chapas tipo *D*, con 3000 rpm.

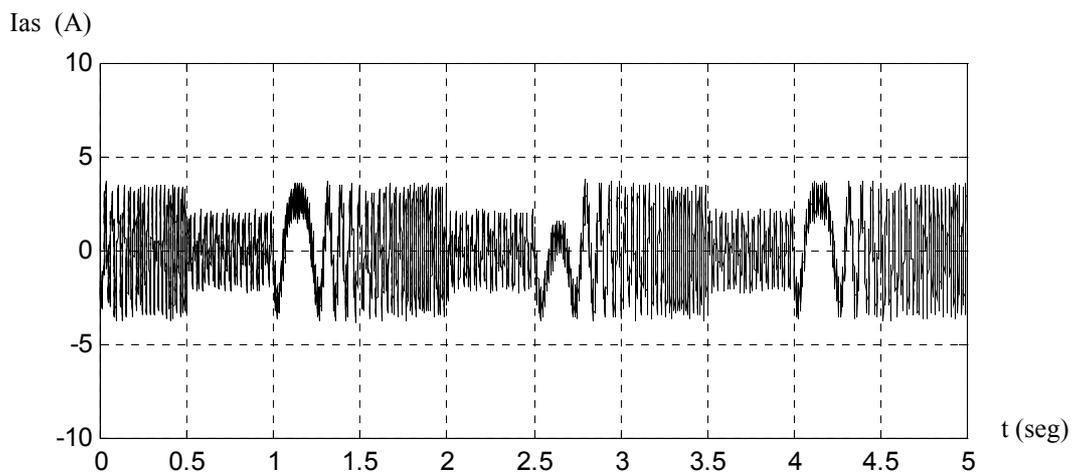


Figura 8.41. Evolución de la intensidad (i_{as}) con el tiempo en el motor con rotor de chapas tipo *D*, con 3000 rpm.

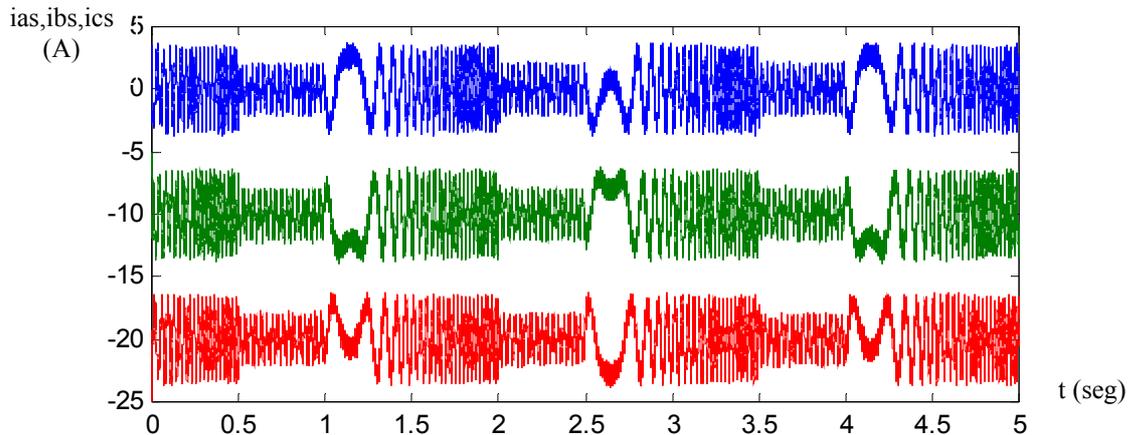


Figura 8.42. Evolución de las intensidades (ias , ibs , ics) con el tiempo en el motor con rotor de Chapas tipo D , con 3000 rpm.

8.7 RESULTADOS OBTENIDOS CON EL CONTROL DIRECTO DE PAR

Una vez presentadas las consideraciones y gráficas correspondientes al control directo de par, podemos extraer unas conclusiones básicas con las cuales podemos comprobar que los motores de chapas, al igual que los macizos, responden correctamente a estos sistemas de control, siguiendo las consignas de forma rápida y con una precisión adecuada. Estos razonamientos, de forma desglosada, pueden comprobarse en los siguientes apartados.

- Se ha demostrado que el algoritmo del control vectorial es válido para el control de motores de construcciones especiales, entre ellos el motor macizo y el motor de chapas. teniendo un rango óptimo de velocidades, flujo y valores de par.
- El rizado del par sigue una respuesta correcta estando controlado y limitado entre unos valores determinados fijados por los controladores de histéresis del propio control. En concreto, si tomamos como referencia al motor de jaula, el modelo de chapas D , rebaja en un -15% el rizado obtenido, mientras que para los motores macizo con y sin aros, y chapas tipos A , y B , los valores son respectivamente: -80%, -60%, +15%, y -8%.
- También la respuesta del flujo estático es satisfactoria y similar en todos los motores, lo que significa la buena capacidad de los motores de chapas para implementar el control vectorial en accionamientos eléctricos, abriendo una nueva gama de aplicaciones.
- Por su parte, la velocidad de los motores sigue la consigna de referencia con rapidez y calidad, siendo los valores porcentuales del rizado respecto a motor de jaula para los motores macizo con y sin aros, y chapas tipos A , B y D , respectivamente: -40%, -60%, +30%, -30% y 12%
- El rizado que presenta la señal de la corriente también está controlado y limitado. En este caso, incluso algunos motores de chapas aventajan en la respuesta el motor de jaula y a sus homólogos macizos. En concreto, y tomando como referencia al motor de jaula tendremos unos rizados porcentuales para los motores macizo con y sin aros, y chapas tipos A , B y D , respectivamente de: +5%, -10%, +2%, -8% y -10%.
- En definitiva, la respuesta de los motores de chapas con control vectorial es de calidad y rápida, observándose que la respuesta mejora al disminuir el espesor de las chapas y al estar mecanizada la superficie del rotor. En estos casos, la respuesta de los motores de chapas es satisfactoria superando incluso en algunas magnitudes a los motores de jaula de aradura, como queda patente en el modelo de chapas tipo D .