

Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de las Tecnologías
Industriales

Implementación de un dispositivo electrónico de
potencia para una máquina de inducción

Autor: Lourdes Gómez Pardillo

Tutor: Sergio Vázquez Pérez

Dpto. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017



Trabajo Fin de Grado
Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales

Implementación de un dispositivo electrónico de potencia para una máquina de inducción

Autor:

Lourdes Gómez Pardillo

Tutor:

Sergio Vázquez Pérez

Profesor Contratado Doctor

Dpto. Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla
Sevilla, 2017

Trabajo Fin de Grado: Implementación de un dispositivo electrónico de potencia para una máquina de inducción

Autor: Lourdes Gómez Pardillo

Tutor: Sergio Vázquez Pérez

El tribunal nombrado para juzgar el Trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2017

El Secretario del Tribunal

A mis padres y hermano

A mis amigos y compañeros

A mi tutor

Agradecimientos

La realización de este trabajo no hubiera sido posible sin la ayuda, paciencia y dedicación que el profesor doctor Sergio Vázquez Pérez ha depositado en él, por este motivo quisiera aprovechar estas líneas para expresarle mis agradecimientos por darme la posibilidad de realizar este proyecto con él. Como alumna de la intensificación de electricidad del Grado en Ingeniería en tecnologías Industriales ha sido un placer poder elaborar este trabajo fin de grado con uno de los profesores especializados en el campo de la electrónica de potencia de la Escuela Superior de Ingenieros.

Esta etapa, a punto de finalizar, no habría sido posible llevarla a cabo sin los amigos y compañeros que se conocen durante ella. Son muchos los que te ayudan en el día a día, como lo hicieron mis compañeros de intensificación de electricidad, de los que guardaré siempre un grato recuerdo, y en especial de Luna. También durante la realización de la carrera tienes la suerte de conocer a personas en tu misma facultad que se convierten en muy buenas amigas como las *Supremas*. Tampoco quiero olvidarme de compañeros como la futura doctora Elena Rodríguez o Javi, con los que he convivido y compartido también muy buenos momentos.

A Ana, mi mejor amiga, le quiero dedicar parte de este esfuerzo, la cual ha estado presente tanto en los inicios como en los últimos años apoyándome a miles de kilómetros desde París.

Y por último agradecerles a mis padres Ángel e Isabel, y a mi hermano y compañero de profesión Ángel por su apoyo incondicional. Ellos han sido los verdaderos testigos del trabajo desempeñado, animándome en todos aquellos momentos que lo he necesitado.

Lourdes Gómez Pardillo

Sevilla, 2017

Resumen

La máquina de inducción juega un papel fundamental en la industria. Es inevitable su presencia en cualquier sector, como en el automovilístico, químico, alimentario o metalúrgico. La aplicación que tiene esta máquina eléctrica en distintos campos justifica la variabilidad de configuraciones, desde potencias a accionar a aspectos constructivos, que se pueden encontrar en la industria.

Aunque de manera fácil se puede elegir un motor desde un catálogo, conociéndose la potencia de la carga, su integración en muchas ocasiones no resulta tan simple. Esto se debe a que los servicios con los que funcionan no siempre son continuos y con el objetivo de hacerlos más versátiles surgen los dispositivos electrónicos de potencia como el que se desarrolla en este trabajo.

El dispositivo que se diseña trata de adecuar la velocidad de giro de una máquina de inducción en función del servicio que requiera la carga conectada a su eje. Para ello se implementa una tecnología de control basada en el control vectorial acompañado de un inversor trifásico de potencia.

Para comprobar el funcionamiento del accionamiento creado se simulará y analizará mediante Matlab®/Simulink distintas estrategias de control derivadas de la teoría de control vectorial. Dichas estrategias posteriormente se integrarían con el convertidor de potencia, como paso final para llevar a cabo un control completo del motor de inducción en estudio.

The induction machine plays a main role in the current industry. It is inevitable his presence in any kind of industry, as in the automotive, chemical, food or metal. The application of this type of electrical machine has in different fields, justifies the variability of configurations what can be found in the industry, from power values to constructive aspects.

Although you might choose a motor from a catalog easily if you know the output power of the load it's going to run, it's not so easy. This is because of the services are often discontinuous and in order to make them more versatile, electric devices are installed.

The device that is designed tries to adapt the speed of rotation of an induction machine according to the service that requires the load connected to its axis. For this, a control technology based on vector control is implemented, accompanied by a three-phase power inverter.

In order to verify the operation of the drive created, different control strategies derived from the vector control theory will be simulated and analyzed by Matlab® / Simulink. These strategies will later be integrated with the power converter, as a final step to carry out a complete control of the induction motor under study.

Agradecimientos	ix
Resumen	xi
Abstract	xiii
Índice	xv
Índice de Tablas.....	xvii
Índice de Figuras	xix
Notación	xxv
Abreviaturas y acrónimos	xxvii
1 Introducción	1
2 La máquina de inducción	3
2.1 Aspectos constructivos de la máquina de inducción y principio de funcionamiento	3
2.2 Modos de funcionamiento de la MI	6
3 Sistemas de referencia.....	7
3.1 Transformada de Park $abc/dq0$	7
3.2 Transformada de Clarke $abc/\alpha\beta$	11
4 El modelo dinámico de la máquina de inducción.....	13
4.1 Modelo vectorial de la máquina de inducción	13
4.2 Modelo en ejes dq de la máquina de inducción	15
5 Control vectorial	19
5.1 Control de campo orientado	19
5.2 Control directo de campo orientado	22
5.3 Control indirecto de campo orientado	23
5.3.1 Simulación en Matlab®/Simulink del IFOC y estimador de flujo convencional	26
5.3.2 Resultados de la simulación para IFOC y estimador convencional con par resistente variable	28
5.3.2.1 Simulación para estimador convencional con par resistente 50 Nm	29
5.3.2.2 Simulación para estimador convencional con par resistente 98.11 Nm	36
5.3.2.3 Simulación para estimador convencional con par resistente 0 Nm	43
5.3.3 Conclusiones de las simulaciones del IFOC y estimador convencional	50
5.4 Estimador de flujo en ejes estacionarios $\alpha\beta$	51
5.4.1 Simulación en Matlab®/Simulink del estimador de flujo en ejes $\alpha\beta$	53
5.4.2 Resultados en Matlab®/Simulink del estimador estacionario $\alpha\beta$	53
5.4.2.1 Simulación del estimador estacionario con par resistente 50 Nm	53
5.4.2.2 Simulación del estimador estacionario con par resistente 98.11 Nm	61
5.4.2.3 Simulación del estimador estacionario con par resistente 0 Nm	68
5.4.3 Conclusiones de las simulaciones del estimador de flujo en ejes estacionarios $\alpha\beta$	75

6	Observador de flujo magnético.....	77
6.1	<i>Observador de Luenberger</i>	77
6.2	<i>Simulación en Matlab®/Simulink del observador de Luenberger</i>	80
6.3	<i>Resultados de la simulación para el observador de Luenberger con par resistente variable</i>	81
6.3.1	Simulación del estimador con par resistente 50 Nm	81
6.3.2	Simulación del estimador con par resistente 98.11 Nm	87
6.3.3	Simulación del estimador con par resistente 0 Nm	93
6.4	<i>Conclusiones de las simulaciones del estimador de flujo basado en el observador de estados de Luenberger</i>	100
7	Convertidor de potencia cc/ac: inversor trifásico.....	101
7.1	<i>Inversor trifásico con modulación PWM</i>	101
7.2	<i>Simulación en Matlab®/Simulink del inversor y el controlador</i>	102
7.2.1	Simulación en Matlab®/Simulink del estimador convencional	104
7.2.2	Simulación en Matlab®/Simulink del estimador estacionario	105
7.2.3	Simulación en Matlab®/Simulink del observador de Luenberger	107
	Conclusiones	109
	Referencias.....	111

Índice de Tablas

Tabla 5–1. Propiedades del bloque Simulink <i>Asynchronous Machine SI Units</i>	26
Tabla 5–2. Propiedades de los controladores PI del IFOC y estimador convencional	28
Tabla 6–1. Propiedades de las ganancias de la matriz G.	80

Índice de Figuras

Figura 2-1. Vista seccionada de una MI [3]	4
Figura 2-2. Esquema de los devanados de una MI [1]	4
Figura 2-3. Devanado rotórico tipo jaula de ardilla [1]	5
Figura 2-4. Curva par-deslizamiento y regímenes de funcionamiento de la MI [1]	6
Figura 3-1. Proyección de vector \vec{x} sobre abc y representación de cada componente [4]	8
Figura 3-2. Proyección de \vec{x} en dq y representación de cada componente [4]	10
Figura 3-3. Ejes $\alpha\beta$ respecto a abc [5]	11
Figura 4-1. Circuito equivalente vectorial de la MI [4]	15
Figura 4-2. Modelo de la MI en referencia arbitraria, eje d [4]	15
Figura 4-3. Modelo de la MI en referencia arbitraria, eje q [4]	16
Figura 5-1. Ejes dq en referencia síncrona y $\vec{\lambda}_r$ alineado con d [4]	20
Figura 5-2. Valor de λ_r (Wb) según valores de T_m (Nm)	21
Figura 5-3. Diagrama de bloques de la MI, con variador de velocidad y controlador	22
Figura 5-4. IFOC regulado en tensiones [4]	23
Figura 5-5. Diagrama del estimador de flujo λ_r convencional [4]	25
Figura 5-6. Perfiles de velocidad de referencia mecánica ω_m^*	27
Figura 5-7. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 1460 rpm, 50 Nm	30
Figura 5-8. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 50 Nm	30
Figura 5-9. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 50 Nm	31
Figura 5-10. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 1000 rpm, 50 Nm	31
Figura 5-11. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 50 Nm	32
Figura 5-12. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 50 Nm	32
Figura 5-13. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para ± 1460 rpm, 50 Nm	33
Figura 5-14. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 50 Nm	33
Figura 5-15. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 50 Nm	34
Figura 5-16. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 0 rpm, 50 Nm	34
Figura 5-17. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 50 Nm	35

Figura 5-18. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 50 Nm	35
Figura 5-19. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 1460 rpm, 98.11 Nm	37
Figura 5-20. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 98.11 Nm	37
Figura 5-21. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 98.11 Nm	38
Figura 5-22. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 1000 rpm, 98.11 Nm	38
Figura 5-23. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 98.11 Nm	39
Figura 5-24. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 98.11 Nm	39
Figura 5-25. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	40
Figura 5-26. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	40
Figura 5-27. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	41
Figura 5-28. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 0 rpm, 98.11 Nm	41
Figura 5-29. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 98.11 Nm	42
Figura 5-30. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 98.11 Nm	42
Figura 5-31. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 1460 rpm, 0 Nm	44
Figura 5-32. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 0 Nm	44
Figura 5-33. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 0 Nm	45
Figura 5-34. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 1000 rpm, 0 Nm	45
Figura 5-35. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 0 Nm	46
Figura 5-36. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 0 Nm	46
Figura 5-37. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para ± 1460 rpm, 0 Nm	47
Figura 5-38. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 0 Nm	47
Figura 5-39. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 0 Nm	48
Figura 5-40. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 0 rpm, 0 Nm	48
Figura 5-41. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 0 Nm	49
Figura 5-42. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 0 Nm	49
Figura 5-43. Detalle del flujo λ_r para velocidad ± 1460 rpm, 0 Nm	50
Figura 5-44. IFOC con estimador de flujo en ejes estacionarios $\alpha\beta$	51
Figura 5-45. Diagrama del estimador de flujo en ejes estacionarios $\alpha\beta$ [4]	52
Figura 5-46. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador estacionario para 1460 rpm, 50 Nm	54
Figura 5-47. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 50 Nm	55

Figura 5-48. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 50 Nm	55
Figura 5-49. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador estacionario para 1000 rpm, 50 Nm	56
Figura 5-50. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 50 Nm	56
Figura 5-51. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 50 Nm	57
Figura 5-52. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador estacionario para ± 1460 rpm, 50 Nm	57
Figura 5-53. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 50 Nm	58
Figura 5-54. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 50 Nm	58
Figura 5-55. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador estacionario para 0 rpm, 50 Nm	59
Figura 5-56. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 50 Nm	59
Figura 5-57. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 50 Nm	60
Figura 5-58. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 98.11 Nm	62
Figura 5-59. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 98.11 Nm	62
Figura 5-60. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 98.11 Nm	63
Figura 5-61. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 98.11 Nm	63
Figura 5-62. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 98.11 Nm	64
Figura 5-63. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 98.11 Nm	64
Figura 5-64. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	65
Figura 5-65. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	65
Figura 5-66. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	66
Figura 5-67. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 98.11 Nm	66
Figura 5-68. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 98.11 Nm	67
Figura 5-69. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 98.11 Nm	67
Figura 5-70. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 0 Nm	69
Figura 5-71. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 0 Nm	69
Figura 5-72. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 0 Nm	70
Figura 5-73. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 0 Nm	70
Figura 5-74. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 0 Nm	71
Figura 5-75. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 0 Nm	71
Figura 5-76. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 0 Nm	72
Figura 5-77. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 0 Nm	72

Figura 5-78. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 0 Nm	73
Figura 5-79. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 0 Nm	73
Figura 5-80. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 0 Nm	74
Figura 5-81. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 0 Nm	74
Figura 5-82. Detalle de la velocidad ω_m para perfil C de velocidad y 98.11 Nm	75
Figura 6-1. IFOC con el observador de estados Luenberger	79
Figura 6-2. Esquema del observador de Luenberger para IFOC	80
Figura 6-3. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 50 Nm	81
Figura 6-4. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 50 Nm	82
Figura 6-5. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 50 Nm	82
Figura 6-6. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 50 Nm	83
Figura 6-7. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 50 Nm	83
Figura 6-8. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 50 Nm	84
Figura 6-9. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 50 Nm	84
Figura 6-10. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 50 Nm	85
Figura 6-11. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 50 Nm	85
Figura 6-12. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 50 Nm	86
Figura 6-13. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 50 Nm	86
Figura 6-14. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 50 Nm	87
Figura 6-15. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 98.11 Nm	88
Figura 6-16. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 98.11 Nm	88
Figura 6-17. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 98.11 Nm	89
Figura 6-18. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 98.11 Nm	89
Figura 6-19. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 98.11 Nm	90
Figura 6-20. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 98.11 Nm	90
Figura 6-21. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	91
Figura 6-22. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	91
Figura 6-23. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	92
Figura 6-24. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 98.11 Nm	92
Figura 6-25. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 98.11 Nm	93

Figura 6-26. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 98.11 Nm	93
Figura 6-27. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 0 Nm	94
Figura 6-28. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 0 Nm	95
Figura 6-29. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 0 Nm	95
Figura 6-30. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 0 Nm	96
Figura 6-31. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 0 Nm	96
Figura 6-32. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 0 Nm	97
Figura 6-33. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 0 Nm	97
Figura 6-34. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 0 Nm	98
Figura 6-35. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 0 Nm	98
Figura 6-36. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 0 Nm	99
Figura 6-37. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 0 Nm	99
Figura 6-38. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 0 Nm	100
Figura 7-1. Inversor trifásico con transistores IGBT's	101
Figura 7-2. Modulación PWM para la tensión de referencia $v_{a,s}^*$	102
Figura 7-3. Modulación de la tensión de ref. $v_{a,s}^*$, perfil A (1460 rpm), 98.11 Nm, est. convencional	103
Figura 7-4. Corrientes \vec{i}_s , perfil A (1460 rpm), 98.11 Nm, est. convencional	103
Figura 7-5. Par T_e , velocidad ω_m y $v_{a,s}^*$ con estimador convencional para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	104
Figura 7-6. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	104
Figura 7-7. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 98.11 Nm	105
Figura 7-8. Par T_e , velocidad ω_m y $v_{a,s}^*$ con estimador convencional para 1460 rpm, 50 Nm	105
Figura 7-9. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 50 Nm	106
Figura 7-10. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 50 Nm	106
Figura 7-11. Par T_e , velocidad ω_m y $v_{a,s}^*$ con observador de Luenberger para 0 rpm, 0 Nm	107
Figura 7-12. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 0 Nm	107
Figura 7-13. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 0 Nm	108

Notación

A	Matriz del observador de Luenberger
\arctan	Función arco tangente
B	Matriz del observador de Luenberger
\cos	Función coseno
f_s	Frecuencia del devanado estatórico (Hz)
G	Matriz de ganancia de realimentación del observador
i_{dr}	Componente d de la corriente del devanado rotórico (A)
i_{ds}	Componente d de la corriente del devanado estatórico (A)
i_{qr}	Componente q de la corriente del devanado rotórico (A)
i_{qs}	Componente q de la corriente del devanado estatórico (A)
\vec{i}_r	Vector intensidad rotor (A)
\vec{i}_s	Vector intensidad estator (A)
Im	Parte imaginaria
J	Momento de inercia del rotor (kgm^2)
k_1, k_2, kf_1, kf_2	Componentes de la matriz de ganancia de realimentación del observador
k_p	Constante proporcional en el control PI
k_i	Constante integral en el control PI
L_{ls}, L_{lr}	Inductancias de flujo de dispersión del estátor, rotor (H)
L_m	Inductancia de magnetización (H)
L_s	Autoinductancia propia del estátor ($L_{ls} + L_m$) (H)
L_r	Autoinductancia propia del rotor ($L_{lr} + L_m$) (H)
P	Número de pares de polos de una máquina de inducción
p	Operador d/dt
R_s	Resistencia del devanado estatórico (Ω)
R_r	Resistencia del devanado rotórico (Ω)
Re	Parte real
S	Deslizamiento (pu)
s	Variable en el dominio de Laplace
\sin	Función seno
T_e	Par electromagnético (Nm)
T_m	Par resistente (Nm)
T_s	Período de muestreo (<i>Sample time</i>)

tg	Función tangente
v_{dc}	Tensión bus DC
v_{dr}	Componente d de tensión del devanado rotórico (V)
v_{ds}	Componente d de tensión del devanado estatórico (V)
v_{qr}	Componente q de tensión del devanado rotórico (V)
v_{qs}	Componente q de tensión del devanado estatórico (V)
\vec{v}_r	Vector tensión rotor (V)
\vec{v}_s	Vector tensión estator (V)
\vec{x}	Vector genérico que representa una magnitud trifásica
x_a	Componente a del vector \vec{x} referida a los ejes abc
x_b	Componente b del vector \vec{x} referida a los ejes abc
x_c	Componente c del vector \vec{x} referida a los ejes abc
x_α	Componente α del vector \vec{x} referida a los ejes $\alpha\beta$
x_β	Componente β del vector \vec{x} referida a los ejes $\alpha\beta$
z	Variable discreta
ϕ	Ángulo entre la variable \vec{x} y el eje móvil d
$\vec{\lambda}_s$	Flujo magnético del devanado estatórico (Wb)
$\vec{\lambda}_r$	Flujo magnético del devanado rotórico (Wb)
λ_{dr}	Componente d del flujo magnético del devanado rotórico
λ_{ds}	Componente d del flujo magnético del devanado estatórico
λ_{qr}	Componente q del flujo magnético del devanado rotórico
λ_{qs}	Componente q del flujo magnético del devanado estatórico
$\theta(t)$	Ángulo entre el eje fijo a y el móvil d para un instante de tiempo t
θ	Ángulo entre el eje fijo a y el móvil d
θ_0	Ángulo inicial entre el eje fijo a y el móvil d
θ_f	Ángulo del vector flujo rotórico $\vec{\lambda}_r$
τ_r	Constante de tiempo del rotor
ω	Velocidad angular de un sistema de referencia arbitrario
ω_m	Velocidad angular mecánica rotórica (rad/s)
ω_r	Velocidad angular eléctrica rotórica (rad/s)
ω_s	Velocidad angular de sincronismo de una máquina de inducción (rad/s)

Abreviaturas y acrónimos

DFOC	Control directo de campo orientado (Direct Field Oriented Control)
IFOC	Control indirecto de campo orientado (Indirect Field Oriented Control)
IGBT	Transistor bipolar de puerta aislada (Insulated Gate Bipolar Transistor)
f.e.m.	Fuerza electromotriz
f.m.m.	Fuerza magnetomotriz
MI	Máquina de inducción (trifásica)
PI	Proporcional e integral
PWM	Modulación por anchos de pulsos ()
pu	Por unidad, magnitud sin unidad porque se divide por su valor base

1 INTRODUCCIÓN

LAS máquinas de inducción son los convertidores electromecánicos por excelencia que existen en el marco industrial. Las dos aplicaciones más importantes que la definen son su funcionamiento como motor, convirtiendo la energía eléctrica en mecánica, y como generador, realizando la conversión inversa.

La máquina de corriente alterna está disponible en distintas configuraciones, dependiendo de aspectos como la potencia mecánica a accionar, el número de fases (monofásica o trifásica), la tensión asignada o su construcción. Para el estudio llevado a cabo en este proyecto se elige simular un motor de inducción de tipo jaula de ardilla para minimizar las pérdidas por rozamiento que las aumentaría de elegirse un motor con anillos rozantes.

La conexión de la máquina a la red puede ser directa, cuando se desee que ésta trabaje a la potencia nominal o mediante un dispositivo basado en la electrónica de potencia como un inversor con el fin de regular la frecuencia del motor, que es caso que se presenta en este proyecto.

Para el diseño del regulador de frecuencia, previamente debe disponerse de un modelo dinámico que defina el comportamiento del motor de inducción y de las herramientas matemáticas necesarias, como la teoría de transformación de sistemas de referencia. Dicha teoría de transformación ayudará a manejar las ecuaciones que componen el modelo, ayudando a desacoplar variables y referirlas a una base común.

Una vez conocido el modelo dinámico de la máquina de inducción, se continúa con la teoría aplicada al control de las máquinas de inducción: el control vectorial o de campo orientado. Esta teoría ha sido desglosada en este proyecto con el fin de simularla para instalarla junto a un inversor y prescindir del menor número de medidas posibles.

El objetivo principal de los controles desarrollados ha sido la estimación del flujo magnético en el devanado del rotor para regular la velocidad de giro del motor. Como complemento junto al control vectorial se desarrolla un observador de estados que fuese capaz de definir los estados no medibles del sistema dinámico bajo estudio, como es el flujo magnético.

En total se manejan tres estimadores de flujo: el convencional, el estacionario, y el del observador de Luenberger. Cada uno de ellos con sus características y ventajas que se aprovecharán en mayor o menor medida según la aplicación que se desee del motor.

Por último, el inversor trifásico que se instala junto al controlador consiste en un inversor por puente trifásico con modulación por ancho de pulsos. El transistor que se instala en el inversor es el IGBT por su gran capacidad para transmitir elevadas potencias y conmutar a altas frecuencias.

Todo este estudio no se podría haber realizado sin la ayuda del software Matlab®/Simulink, el cual dispone de un amplio catálogo de funciones y modelos dinámicos, como el de la MI, con el que poder realizar estudios en profundidad como el llevado a cabo en este trabajo fin de grado.

2 LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

LA máquina de inducción, máquina asíncrona o motor de inducción es de las máquinas eléctricas más presentes dentro de la industria por ser capaz de convertir la energía eléctrica en mecánica. Para su funcionamiento, los motores se conectan a la red eléctrica directamente, si se desea que trabajen a tensión y frecuencia constantes. En la mayoría de los casos se instala un variador de frecuencia entre la red y esta máquina polifásica cuando las exigencias de la carga requieran variar la velocidad y, por tanto, alimentar la máquina a una tensión y frecuencia variables.

La versatilidad de un motor de inducción ofrece también la posibilidad de trabajar como generador, convirtiendo en este caso la energía mecánica en eléctrica. La reversibilidad de funcionamiento que ofrecen estas máquinas hace que cada vez estén más presentes en el sector de las energías renovables, como por ejemplo en parques eólicos y pequeñas centrales hidráulicas, aunque aún en menor proporción que los extendidos generadores síncronos.

Debido a los diferentes requerimientos de operación que se le puede exigir a los motores de inducción, es inevitable integrar junto a ellos dispositivos electrónicos de potencia, como el que se diseña y simula en este proyecto. Como se desea controlar la velocidad mediante un convertidor, es preciso conocer cómo es un motor de inducción, desde cómo está construido a su dinámica.

El modelo que se presenta en este capítulo tiene como objetivo describir el comportamiento del motor de inducción trifásico con rotor jaula de ardilla. Se definirán los aspectos constructivos de la máquina elegida a simular y el principio de funcionamiento, así como los distintos modos de funcionamiento.

Así de esta forma, se quiere mostrar en este capítulo los elementos básicos de esta máquina con los que se quiere partir en este proyecto. Para estos conceptos existe una amplia referencia bibliográfica, en este capítulo se utilizarán las referencias [1] [2].

2.1 Aspectos constructivos de la máquina de inducción y principio de funcionamiento

La MI es un tipo de motor que puede presentarse tanto monofásico como polifásico. El motor que se simula es trifásico, y es por ello que conviene conocer como está construida, como funciona y que regímenes de funcionamiento tiene, desde motor a generador, una máquina de inducción trifásica.

Un motor de inducción trifásico tiene dos componentes principales: el estátor, parte fija, y el rotor, parte móvil, ambas separadas por un espacio pequeño denominado el entrehierro. En la Figura 2-1 se puede distinguir en la vista seccionada las partes principales del motor, como son las bornes de alimentación del estátor, la carcasa que lo envuelve y protege o el ventilador de refrigeración.

El estátor está compuesto por chapas de acero magnético, apiladas y aisladas entre sí, formando un anillo cilíndrico y con ranuras rectas por toda la superficie interior de éste. En las ranuras interiores se insertarán los conductores, habitualmente de cobre, del devanado trifásico del estátor. En la Figura 2-2 se puede ver un esquema equivalente al corte del alzado de una MI, en el que se puede distinguir tanto las partes activas del motor como la disposición de los conductores del devanado estatórico. Para diferenciar en el devanado trifásico cada una de las tres fases se denominan éstas con las letras *abc*, tanto con signo positivo como negativo; ya que las fases *abc* positivas se interpretan como los conductores de la fase donde la corriente es entrante y la negativa saliente. Las disposiciones de los conductores equivalentes de cada fase se colocan separados 120°; por ejemplo, el primer conductor de cada fase *abc* positiva están separados por un ángulo de 120° uno respecto al otro.

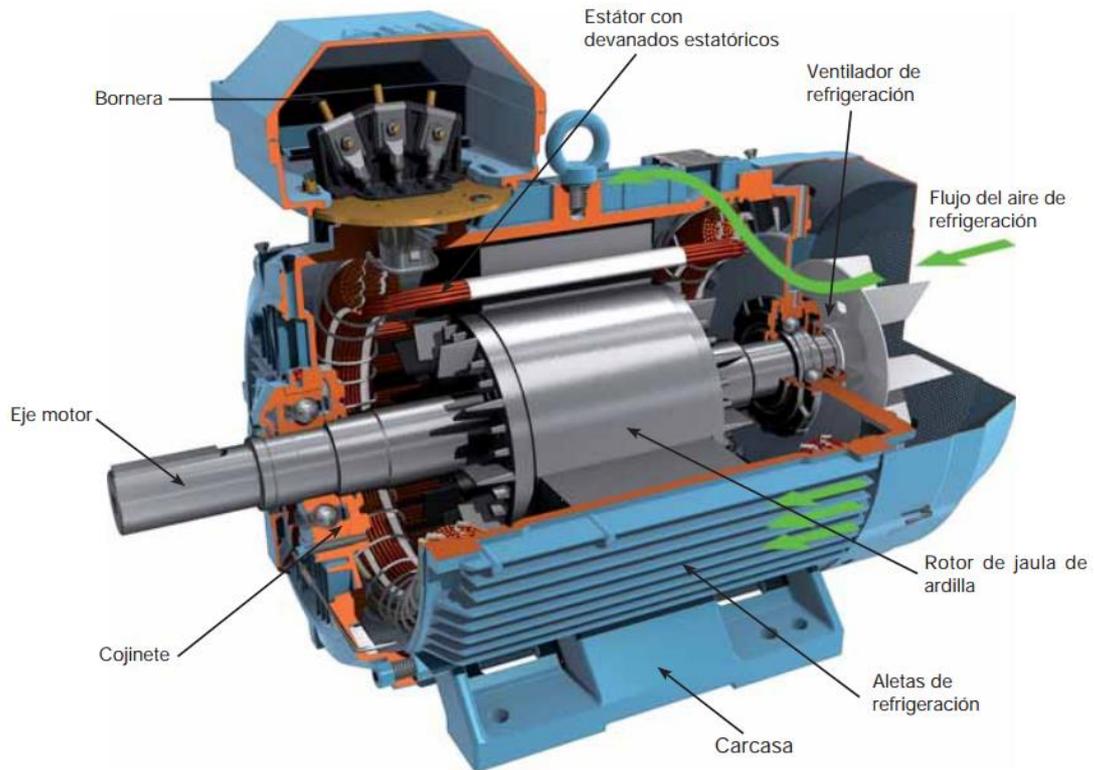


Figura 2-1. Vista seccionada de una MI [3]

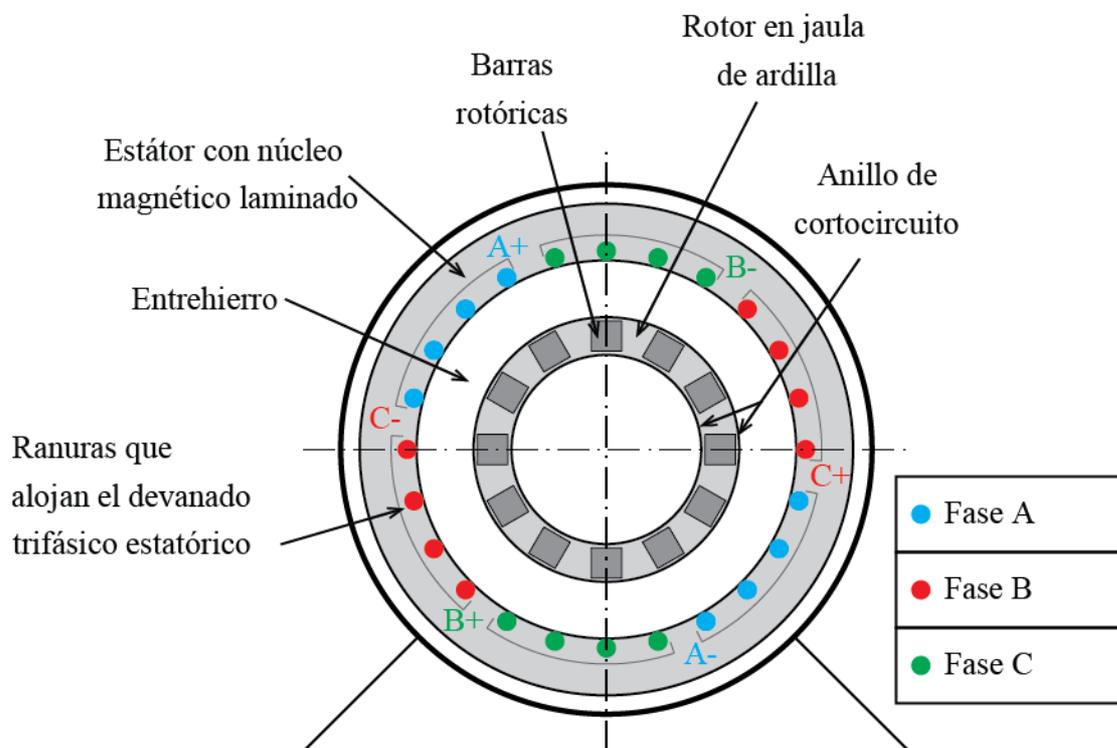


Figura 2-2. Esquema de los devanados de una MI [1]

Por otra parte, el rotor está construido con chapas magnéticas, como el estátor, pero con forma cilíndrica maciza y con ranuras iguales en su superficie. Si el rotor es bobinado, se introducirían los conductores del devanado de igual forma que se construye el estátor. En este caso se elige para las simulaciones una MI con rotor tipo jaula de ardilla, que es otro tipo constructivo del rotor diferente al bobinado, cuyo esquema del devanado se puede ver en la Figura 2-3. Éste puede estar compuesto por barras de aluminio u otro material conductor y se introduce en las ranuras del rotor. Los extremos de las barras se cortocircuitan con anillos del mismo material que las barras, formando así un circuito cerrado.

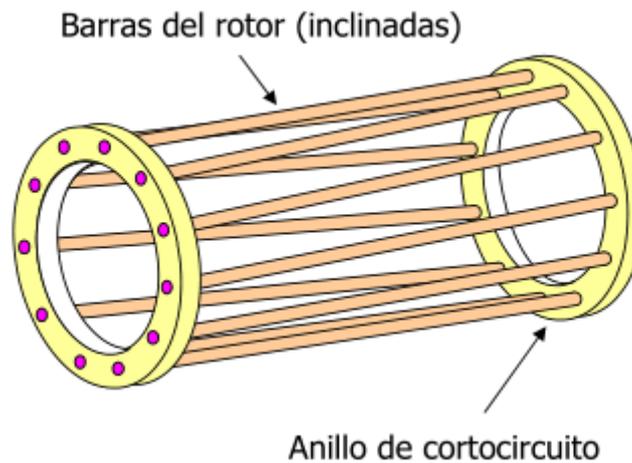


Figura 2-3. Devanado rotórico tipo jaula de ardilla [1]

La puesta en funcionamiento de una MI trifásica se realiza mediante la alimentación del estátor con una fuente trifásica equilibrada. Esta fuente hace circular por el inductor un sistema de corrientes trifásicas que crean un campo magnético giratorio en el entrehierro a la velocidad de sincronismo ω_s prácticamente sinusoidal. Dicho campo induce fuerzas electromotrices en los conductores del rotor que crean corrientes que circulan por el circuito cerrado que forman las barras y anillos del rotor. La interacción del campo con las corrientes inducidas produce una fuerza motriz y, por tanto, un par de giro sobre el rotor que hace que este empiece a girar; sin alcanzar la de sincronismo, debido al par resistente que ofrece la carga conectada al eje o, si está en vacío, las pérdidas mecánicas propias de una MI como el rozamiento en los cojinetes o la fricción con el aire.

La velocidad de sincronismo ω_s viene dada por la ecuación (2.1), y es proporcional a la frecuencia de la tensión con la que se alimenta el estátor f_s . La velocidad mecánica a la que girará una MI se denomina como ω_m , que multiplicada por el número de pares de polos P de la MI proporciona la velocidad eléctrica del rotor ω_r . La velocidad de deslizamiento viene dada por la diferencia entre la de sincronismo y la eléctrica del rotor, ecuación (2.2); aunque es más común utilizar el deslizamiento S para expresar en tanto por uno la diferencia de velocidad, ecuación (2.3).

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (2.1)$$

$$\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s - P\omega_m \quad (2.2)$$

$$S = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.3)$$

2.2 Modos de funcionamiento de la MI

La velocidad eléctrica del rotor siempre será menor que la de sincronismo en el caso de funcionar como motor, pero también pueden darse otras situaciones. La MI tiene tres modos de funcionamiento: como motor, convirtiendo la energía eléctrica en mecánica; como generador, haciendo la conversión inversa; y como freno. El deslizamiento tomará diferentes valores para cada uno de ellos; menor que cero en el caso de generador y entre cero y uno en el caso motor. En la curva par-deslizamiento de la Figura 2-4 están resumidos las zonas de funcionamiento del MI.

El deslizamiento cuando la MI funciona en la zona de freno es mayor que uno debido a que ésta produce un par en sentido contrario al movimiento. El par de frenado producido puede estar en equilibrio con el par resistente propio de la carga conectada al eje del motor, manteniéndose así la velocidad angular mecánica constante; también puede ser mayor que el par resistente, lo que implicaría que la carga redujese su velocidad de forma gradual; o menor que el par resistente, lo que aceleraría la MI pero más lentamente de lo que lo haría en ausencia del par de frenado.

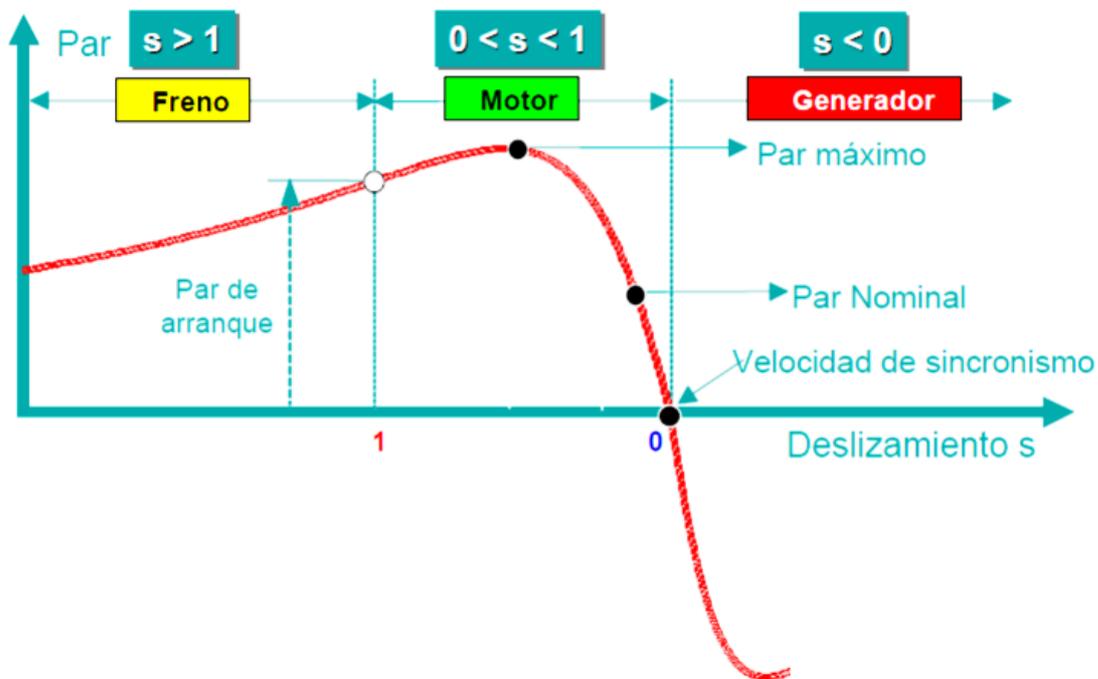


Figura 2-4. Curva par-deslizamiento y regímenes de funcionamiento de la MI [1]

3 SISTEMAS DE REFERENCIA

LA teoría de transformación de sistemas de referencia ha sido desarrollada durante el siglo XX con el objetivo de facilitar el análisis y control de máquinas eléctricas de corriente alterna. La complejidad que conlleva manejar ecuaciones diferenciales que definen el comportamiento tanto de máquinas síncronas como asíncronas ha desembocado en la realización de cambios de variables con los que reducir dicha complejidad.

Las herramientas que se presentan en este capítulo tienen la capacidad de convertir variables definidas en un sistema de referencia trifásico estacionario a otras equivalentes, pero en un sistema bifásico con ejes de referencia giratorios. La transformada de Park es el nombre que recibe dicha herramienta que transforma las variables en una referencia estática a una giratoria.

Para el control de las máquinas de inducción, estos cambios de sistemas de referencia ayudan a eliminar inductancias variables en el tiempo cuando se refieren tanto variables del estátor como del rotor a una base común giratoria. Por lo que la complejidad, que inicialmente se presentaba, se mostrará en esta sección que quedará reducida a una serie de sencillas manipulaciones algebraicas y trigonométricas.

La transformada de Clark es también otra herramienta para redefinir una variable en otro sistema de referencia, y se puede entender como un caso particular de la transformada de Park, la cual también se define en este capítulo.

La teoría que se presenta en este apartado supondrá una herramienta fundamental para la implementación de sistemas de control de velocidad para la máquina de inducción. Para ello se ha utilizado como referencias bibliográficas [4] [5] [6] [7].

3.1 Transformada de Park $abc/dq0$

Si se parte de una magnitud eléctrica trifásica, como puede ser la tensión de alimentación a la MI o la intensidad medida en bornes de ésta, se puede interpretar como un vector genérico de tres componentes llamado $\vec{x} = [x_a, x_b, x_c]$. Al analizarse \vec{x} en un instante determinado ωt_1 , los valores de cada componente se obtendrán separadas 120° una de la otra al proyectar \vec{x} en unos ejes abc , tal como se muestra en la Figura 3-1.

Conociéndose el módulo de \vec{x} , que se mantendrá constante en esta referencia, y la velocidad ω a la que gira, cada componente será una onda sinusoidal con un retraso también de 120° una respecto a la otra y con un pulso igual al que gira el vector. Si las magnitudes están en un sistema equilibrado se cumple que dos de las variables son independientes y la tercera quedaría definida según la ecuación (3.1).

$$x_a + x_b + x_c = 0 \quad (3.1)$$

La transformada de Park consiste en desacoplar variables, transformando magnitudes trifásicas, como el vector \vec{x} , en bifásicas. Para ello se definen unos nuevos ejes dq compuestos por el eje directo d y el eje de cuadratura q , perpendiculares entre sí. Estos nuevos ejes giran a una velocidad ω cualquiera, definida por la derivada temporal del ángulo formado entre el eje a y d , y que vendría dada por $\omega = d\theta / dt$. Luego inicialmente se supondrá que la referencia de los nuevos ejes respecto a los estáticos abc es arbitraria para un sistema equilibrado de variables por ser la velocidad a la que giran ω cualquiera.

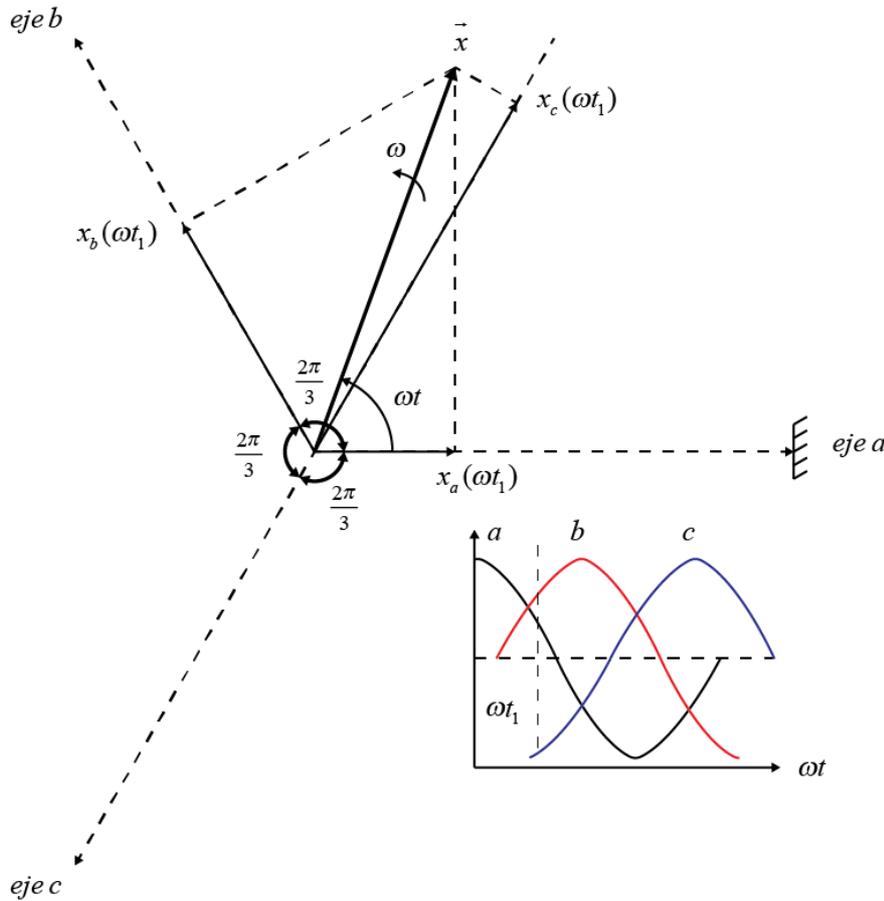


Figura 3-1. Proyección de vector \vec{x} sobre abc y representación de cada componente [4]

Para definir el vector \vec{x} en la nueva referencia se proyectará ortogonalmente las componentes de éste en abc sobre los ejes dq . Para el caso de la componente x_d se sumará la proyección de cada componente sobre el eje d $x_d = x_a \cos \theta + x_b \cos(2\pi/3 - \theta) + x_c \cos(4\pi/3 - \theta)$, que por la propiedad del coseno del ángulo negativo $\cos(-\alpha) = \cos(\alpha)$ se expresaría de la siguiente forma $x_d = x_a \cos \theta + x_b \cos(\theta - 2\pi/3) + x_c \cos(\theta - 4\pi/3)$. Para el eje q se procedería de la misma forma $x_q = -x_a \sin \theta + x_b \sin(2\pi/3 - \theta) + x_c \sin(4\pi/3 - \theta)$ y aplicando $\sin(-\alpha) = -\sin(\alpha)$ quedaría $x_q = -x_a \sin \theta - x_b \sin(\theta - 2\pi/3) - x_c \sin(\theta - 4\pi/3)$. Por lo tanto, se tendría dos ecuaciones en función de las componentes de \vec{x} en abc , que escritas de forma matricial quedaría como en (3.2).

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

En la ecuación matricial (3.2) se ha añadido la constante $2/3$ a la matriz de transformación, ya que se ha definido la versión de la transformada de Park que no mantiene la potencia invariante. Esta versión de la transformada conserva el módulo del vector de la variable transformada, ya sea corriente, tensión o flujo magnético. Esta propiedad cobrará más sentido cuando se quiera controlar el flujo magnético del rotor en el apartado 5. [6][7]

Aunque la transformada de Park incluye un tercer término denominado 0 , motivo por el cual es comúnmente conocido sus ejes también por $dq0$, esta tercera componente viene dada por la siguiente ecuación para un sistema equilibrado $x_0 = 2/3(x_a/2 + x_b/2 + x_c/2) = 2/3(x_a/2 + x_b/2 - x_a/2 - x_b/2) = 0$. Por este motivo se obvia este término para la ecuación (3.2).

En el inicio de este apartado 3.1, se ha definido que la referencia que toman los nuevos ejes dq con respecto de abc es arbitraria, aunque existen algunos valores de ω que pueden interesar más que otros. Si se conserva constante en el tiempo el ángulo ϕ que forma \vec{x} con el eje d y el vector girase con la misma velocidad angular con la que lo hacen los ejes dq , se obtienen valores constantes para x_d y x_q . En consecuencia, se ha obtenido de una magnitud trifásica en régimen sinusoidal otra bifásica de componentes constantes en el tiempo como se muestra en la Figura 3-2.

Para el caso de la MI, la propiedad anterior será de gran utilidad cuando se controle el flujo magnético del rotor y el par electromagnético independientemente el uno del otro. Además, para el control de este tipo de máquinas eléctricas se suele utilizar una referencia diferente a la arbitraria que se denomina síncrona. Con este tipo de referencia la velocidad a la que giran los ejes dq es la velocidad de sincronismo ω_s , que estaría definida por las propiedades de la máquina y la frecuencia de la red a la que ésta esté conectada, como se indica en la ecuación (2.1). Al fijarse la velocidad a la que gira dq , el ángulo θ ya no es arbitrario y se obtendría conociéndose el ángulo inicial θ_0 , posición inicial entre a y d , e integrándose la velocidad de sincronismo tal y como se puede ver en la ecuación 3.3.

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_s(t) dt + \theta_0 \quad (3.3)$$

Para obtener \vec{x} en abc , en función de sus componentes en dq , se procedería a la transformación inversa con la ecuación matricial (3.4).

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

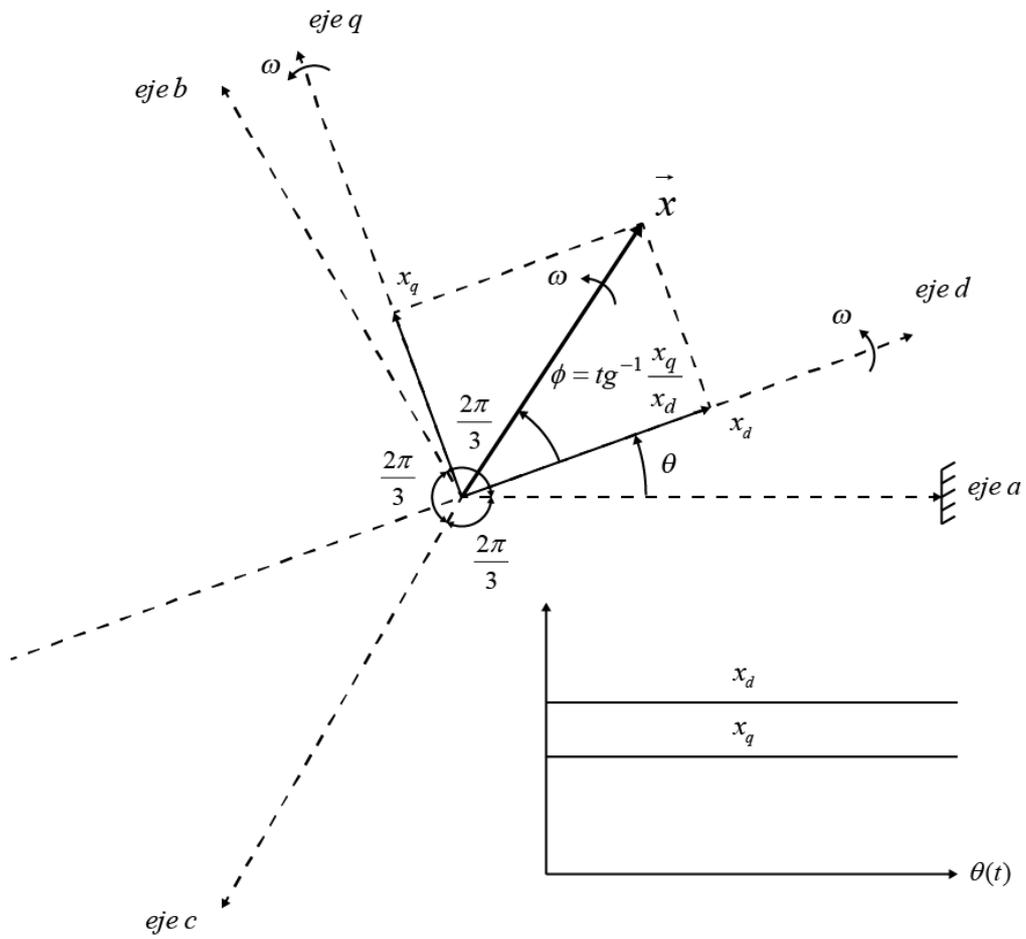


Figura 3-2. Proyección de \vec{x} en *dq* y representación de cada componente [4]

3.2 Transformada de Clarke $abc/\alpha\beta$

La transformada de Clark tiene un objetivo parecido a la de la transformada de Park, pero en este caso se obtiene un vector de dos componentes proyectado sobre unos ejes estacionarios. Para ello se proyectan las componentes de \vec{x} en los ejes abc sobre $\alpha\beta$. Los nuevos ejes serán perpendiculares entre sí y α en línea con a como se muestra en la Figura 3-3.

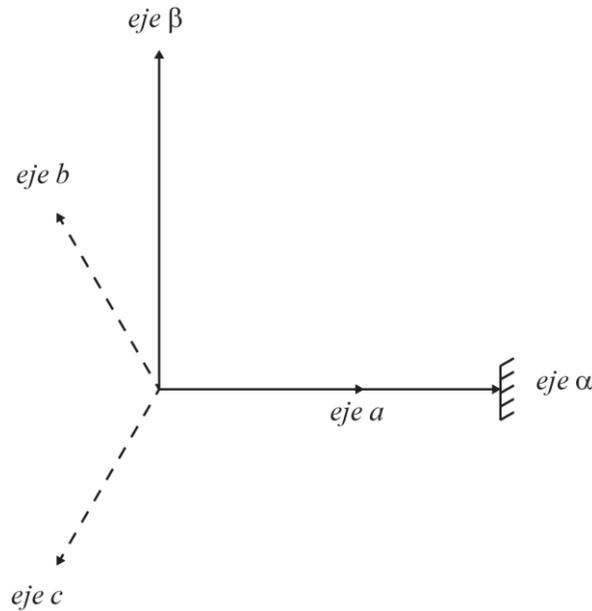


Figura 3-3. Ejes $\alpha\beta$ respecto a abc [5]

Para esta transformada se definen las siguientes ecuaciones, que no son más que los cosenos directores que forman los ejes $\alpha\beta$ con abc $x_\alpha = \cos(0)x_a + \cos(2\pi/3)x_b + \cos(-2\pi/3)x_c = x_a - x_b/2 - x_c/2$. Si se calcula x_β de la misma manera, se puede expresar matricialmente tanto la transformada de $abc/\alpha\beta$ como su inversa con las ecuaciones (3.5) y (3.6).

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Se puede observar que esta transformada es un caso particular de la de Park para un ángulo θ igual a cero. Al igual que ocurría en la transformada de abc/dq en las ecuaciones (3.2) y (3.4), se suprime el término θ y se añade $2/3$ en (3.5).

4 EL MODELO DINÁMICO DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

PARTE del objetivo de este trabajo es el de ser capaz de simular sistemas de control que puedan gobernar el funcionamiento de la MI. Por ese motivo es necesario disponer de un modelo matemático con el que se logre interpretar su funcionamiento.

El modelo dinámico de la máquina de inducción consiste en una serie de ecuaciones que describen su comportamiento dinámico. Las ecuaciones de tensión y flujo magnético de cada devanado junto con la ecuación de movimiento son el conjunto de ecuaciones que se presentan en este capítulo. Estas ecuaciones están en función de las magnitudes vectoriales y propiedades de la MI, y sugieren de manera conjunta un circuito, donde aparecen variables complejas.

Gracias a la teoría de transformación presentada en el capítulo 3, se puede traducir el circuito obtenido a otros dos, uno por cada eje d y q , sin perder información de su comportamiento y facilitando el análisis del régimen transitorio y permanente al eliminar las variables complejas y desacoplar variables.

Tanto el programa que se utiliza en capítulos siguientes para la simulación de los controles implementados, Matlab®/Simulink, como la bibliografía utilizada en este capítulo incluyen una amplia información sobre este modelo [4] [7] [8].

4.1 Modelo vectorial de la máquina de inducción

El modelo vectorial de la MI es el nombre que recibe el conjunto de ecuaciones que definen el comportamiento de la máquina a simular. Éste modelo está compuesto por las ecuaciones de tensión, flujo magnético y dinámica, y la definen bien tanto en el transitorio como en el permanente de su funcionamiento, siendo así una herramienta muy útil para el diseño de controladores de velocidad.

Estas ecuaciones serán distintas según el tipo de MI que se simule, ya que depende de sus parámetros internos. Las magnitudes de tensión, flujo magnético e intensidad están representadas como vectores definidos en un sistema de referencia arbitrario en ejes dq , que gira a una velocidad ω cualquiera tal y como se establecía en el apartado 3.1.

Las ecuaciones de tensión son aquellas que recogen las caídas de tensión de cada devanado, ecuación (4.1). Los vectores \vec{v}_s y \vec{v}_r son los vectores que representan las tensiones del estátor y el rotor respectivamente. En el caso de este estudio $\vec{v}_r = 0$, porque el rotor es de tipo jaula de ardilla y las barras conductoras están cortocircuitadas. Las tensiones que se producen vienen dadas por las caídas de tensión de las resistencias, R_s para el estátor y R_r para el rotor que modelan las pérdidas de Joule, multiplicadas por las corrientes que circulan por el devanado correspondiente, sea estátor \vec{i}_s o rotor \vec{i}_r ; la variación en el tiempo del flujo magnético del estátor $\vec{\lambda}_s$ y el rotor $\vec{\lambda}_r$; y las fuerzas electromotrices de rotación, que multiplican por la unidad imaginaria el flujo magnético correspondiente al devanado analizado por la velocidad angular. La fuerza electromotriz de rotación del estátor está multiplicada por la velocidad angular de un sistema de referencia arbitrario, mientras que la del rotor está multiplicada por la velocidad relativa entre la velocidad del sistema de referencia y la velocidad del rotor.

$$\begin{aligned}\vec{v}_s &= R_s \vec{i}_s + p \vec{\lambda}_s + j \omega \vec{\lambda}_s \\ \vec{v}_r &= R_r \vec{i}_r + p \vec{\lambda}_r + j(\omega - \omega_r) \vec{\lambda}_r\end{aligned}\quad (4.1)$$

El segundo grupo de ecuaciones es la que define el flujo magnético total inducido en el estátor y el rotor. Los vectores de flujo magnético concatenado por cada devanado, ecuación (4.2), se expresa como la suma del flujo producido en el propio devanado y el flujo magnético mutuo entre devanados. El flujo magnético propio viene dado por la multiplicación de la autoinductancia del estátor L_s o rotor L_r , y la corriente que circule por el devanado correspondiente. El flujo magnético mutuo es igual a la corriente del devanado contrario por la inductancia de magnetización L_m . La autoinductancia del estátor y el rotor es el resultado de la suma de la inductancia de magnetización y la inductancia del flujo dispersión, L_{ls} o L_{lr} , según corresponda al estátor o al rotor.

$$\begin{aligned}\vec{\lambda}_s &= (L_{ls} + L_m) \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \\ \vec{\lambda}_r &= (L_{lr} + L_m) \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s\end{aligned}\quad (4.2)$$

La tercera ecuación es la ecuación de movimiento de la MI. La ecuación (4.3) expresa la dinámica de la máquina en función de los pares mecánicos que actúan en el eje del motor. Si se hace equilibrio de pares en el eje, el par electromagnético que genera la MI menos el par resistente que ofrece la carga conectada al eje es igual al momento de inercia J de la máquina por la aceleración angular del rotor, aceleración que es igual a la derivada de la velocidad mecánica ω_m .

El par electromagnético, ecuación (4.4), es igual a la parte real del número complejo que surge de multiplicar el vector del flujo magnético por el vector de la intensidad del mismo devanado y la unidad imaginaria, todo ello multiplicado por el número de par de polos y $3/2$. Se obtiene el mismo valor si se multiplica el de un devanado u otro sólo que con cambio de signo, de ahí la igualdad de la ecuación (4.4).

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_m \quad (4.3)$$

$$T_e = \frac{3P}{2} \text{Re}(j \vec{\lambda}_s \vec{i}_s^*) = -\frac{3P}{2} \text{Re}(j \vec{\lambda}_r \vec{i}_r^*) \quad (4.4)$$

Las ecuaciones de tensión, flujo magnético y dinámica son las que describen el comportamiento de la MI y en su conjunto sugieren un circuito, representado en la Figura 4-1. Este circuito es similar al circuito equivalente de un transformador, con la diferencia de que la tensión del inducido ya no es constante y depende de la velocidad entre rotor y campo magnético. En él están representados los parámetros descritos en cada conjunto de ecuaciones, estando los del rotor R_r , L_{lr} e \vec{i}_r referidos al estátor tanto en las ecuaciones como en el circuito. Las fuentes de tensión que aparecen son las que representan las fuerzas electromotrices de rotación de las ecuaciones de tensión.

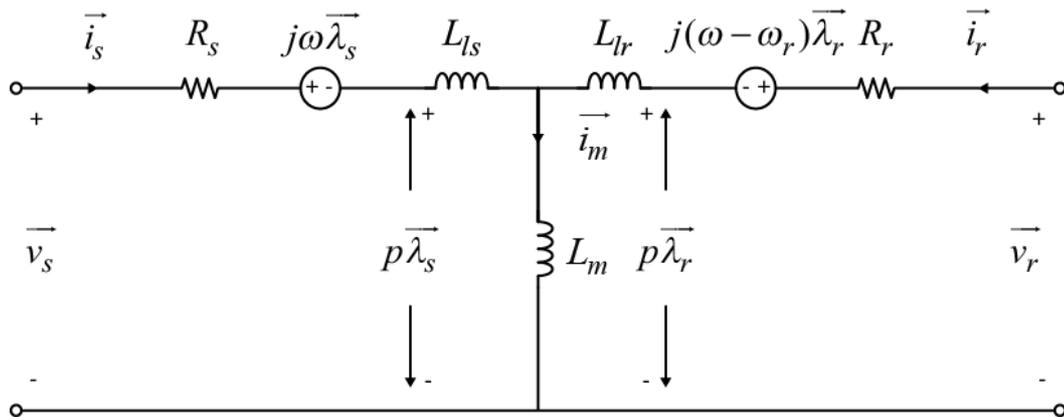


Figura 4-1. Circuito equivalente vectorial de la MI [4]

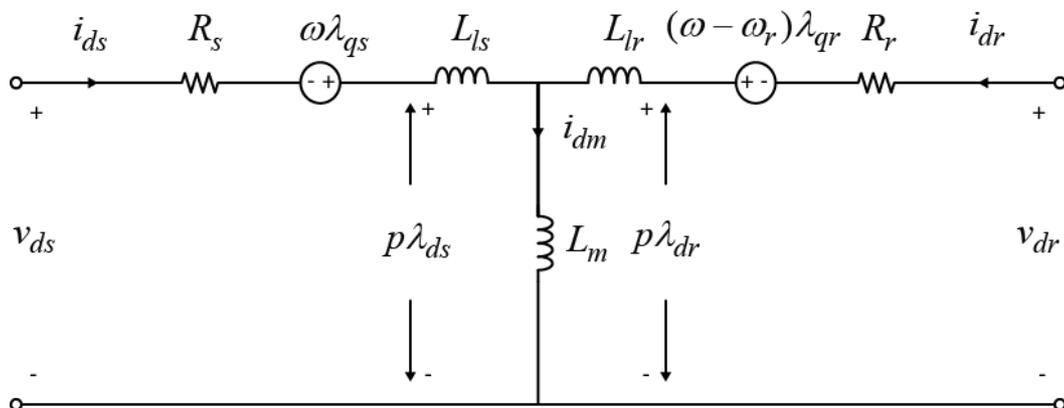
El modelo presentado en esta sección tiene la particularidad de estar definido en un sistema de referencia arbitrario, aunque la velocidad ω se puede configurar con otros valores. Si se desea que los ejes de referencia se hagan estacionarios, la velocidad tomará el valor de cero. También se pueden configurar los ejes con la referencia rotórica y sincronizarse con la frecuencia del rotor o con la referencia síncrona si se desea que estén en sincronismo con la frecuencia del estátor.

Como el objetivo de este trabajo es el de ser capaz de crear sistemas de control que puedan gobernar el funcionamiento del motor mediante un inversor conectado a la alimentación del estátor, se opta por configurar el modelo de la MI con una referencia síncrona. Luego ω toma el valor de ω_s , ecuación (2.1), y la f.e.m. del rotor la de la velocidad de deslizamiento ω_{sl} , ecuación (2.2).

4.2 Modelo en ejes dq de la máquina de inducción

A continuación, se presentará el modelo en ejes dq de la MI, que consiste en descomponer las ecuaciones del modelo vectorial presentado en la sección 4.1 en sus componentes d y q , ambos representados en las Figuras 4-2 y 4-3. El interés de conocer también esta variante del modelo vectorial es debido a que en él se apoyan las estrategias de control vectorial o de campo orientado de la MI.

Para el caso de las fuentes de tensión se desarrollan los términos de la siguiente forma (ídem para la fuente de tensión del rotor) $j\omega\vec{\lambda}_s = (0 + j\omega)(\lambda_{ds} + j\lambda_{qs}) = -\omega\lambda_{qs} + j\omega\lambda_{ds}$, donde la componente real es negativa, de ahí el cambio de polaridad de la fuente de tensión en el circuito d .

Figura 4-2. Modelo de la MI en referencia arbitraria, eje d [4]

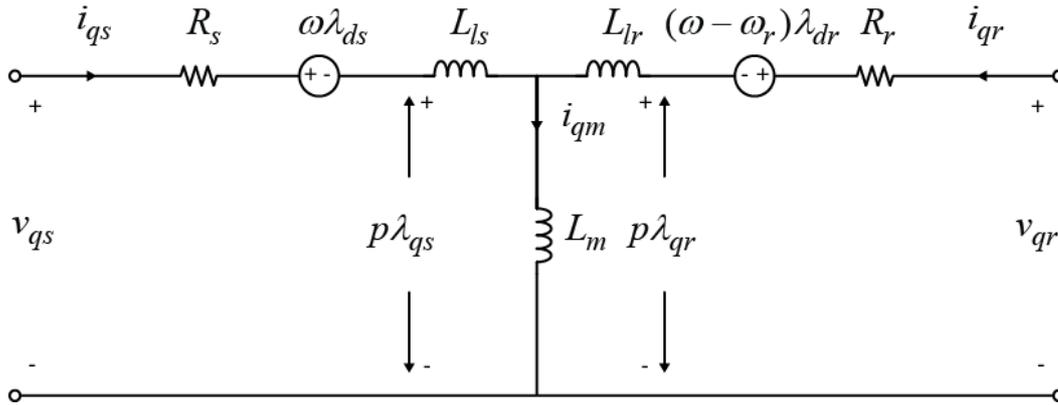


Figura 4-3. Modelo de la MI en referencia arbitraria, eje q [4]

Al igual que en el apartado anterior, se deducen de cada circuito los tres grupos de ecuaciones, conociéndose que cada magnitud tiene sus dos componentes correspondientes como se describen en (4.5).

$$\begin{aligned} \vec{v}_s &= v_{ds} + jv_{qs} & \vec{\lambda}_s &= \lambda_{ds} + j\lambda_{qs} & \vec{i}_s &= i_{ds} + ji_{qs} \\ \vec{v}_r &= v_{dr} + jv_{qr} & \vec{\lambda}_r &= \lambda_{dr} + j\lambda_{qr} & \vec{i}_r &= i_{dr} + ji_{qr} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Una vez se conocen las componentes de cada magnitud del circuito, se presenta el conjunto de las ecuaciones de tensión, flujo magnético y par electromagnético definidas por componentes. Para las ecuaciones de tensión se procede igual que en el apartado anterior, pero para cada uno de los circuitos ilustrados en las Figuras 4-2 y 4-3, y las de flujo se obtienen de descomponerlas de las ecuaciones deducidas en el modelo vectorial. Tanto las ecuaciones de tensión como las de flujo magnético descompuestas por componente y devanado están en (4.6).

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega\lambda_{qs} & \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega\lambda_{ds} & \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ v_{dr} &= R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} & \lambda_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ v_{qr} &= R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} & \lambda_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Con respecto a la ecuación mecánica, el equilibrio de pares se mantendría invariante y la ecuación del par electromagnético (4.4) presentada en la subsección 4.1, si se desarrolla el segundo miembro de la igualdad, se obtendría algunas de las expresiones del par más comúnmente empleadas. A continuación, se demuestran algunas de ellas en (4.7).

$$T_e = \frac{3P}{2} \operatorname{Re}(j\vec{\lambda}_s \vec{i}_s^*) = \frac{3P}{2} \operatorname{Re}(\lambda_{ds} i_{qs} + j\lambda_{ds} i_{ds} - \lambda_{qs} i_{ds} + j\lambda_{qs} i_{qs}) = \frac{3P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (4.7)$$

Partiendo de la ecuación (4.7) y sustituyendo en ella las ecuaciones de λ_{ds} y λ_{qs} de (4.6), se deduce la expresión también válida de T_e en función de las corrientes estatóricas y rotóricas, ecuación (4.8). Otra expresión del par, que también se deduce a continuación y que será de utilidad para el siguiente capítulo, es la que tiene como variables las corrientes estatóricas y el flujo rotórico, ecuación (4.9). Para ello se despejaría i_{dr} e i_{qr} de las expresiones del flujo rotórico λ_{dr} y λ_{qr} respectivamente de (4.6) y sustituirlas en (4.8).

$$T_e = \frac{3PL_m}{2}(i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad (4.8)$$

$$T_e = \frac{3PL_m}{2L_r}(i_{qs}\lambda_{dr} - i_{ds}\lambda_{qr}) \quad (4.9)$$

Cabe recordar que cuando el sistema de variables es equilibrado la componente 0 de la transformada se anula, por este motivo no se incluye la componente 0 en el modelo vectorial ni en ejes dq .

De esta forma se ha logrado descomponer el modelo vectorial de la MI en los ejes móviles dq y, como consecuencia, desacoplar magnéticamente las variables del circuito; y si además se configura dichos ejes con la referencia síncrona, se consigue que sean constantes los valores de las variables.

5 CONTROL VECTORIAL

EL control vectorial o de campo orientado es un método de control aplicado a los accionamientos eléctricos que tratan de regular la velocidad de una MI mediante la variación de la amplitud y la frecuencia de la tensión que alimenta a esta máquina.

La posibilidad de alimentar este tipo de motores trifásicos con variadores de frecuencia basados en el control vectorial se vio reforzada con el impulso que la electrónica de potencia tuvo con el desarrollo de nuevos dispositivos en la segunda mitad del s. XX. La aparición de transistores como el IGBT han ofrecido la posibilidad de realizar inversores en base a este dispositivo capaces de trabajar con altas frecuencias de conmutación y potencias elevadas, pudiendo dar soporte a esta técnica de control [9].

El control de campo orientado no se podría entender sin la teoría de transformación de sistemas de referencia del capítulo tres, en él se han mostrado las herramientas para manejar de una forma más sencilla las magnitudes propias de una MI. Se ha enunciado como trabajar con unos ejes móviles dq y dos variables de continua, en lugar de un sistema estacionario de tres variables abc sinusoidales. Gracias a esta transformación matemática y al modelo dinámico descrito en el capítulo cuatro, la teoría de control vectorial es desarrollada con el objetivo de dar la capacidad de regular la velocidad de las máquinas de corriente alterna.

Para este proyecto es el punto de partida para lograr el objetivo de regular la velocidad a la que se desea que gire el rotor. Se explicarán dos tipos de control de campo, directo e indirecto. Por último, se implementará el IFOC, que generará las señales de control necesarias para controlar la velocidad mecánica de la MI.

Para este apartado se ha utilizado algunas referencias bibliográficas concretas que describen el control de campo orientado y su demostración, además de otras especificaciones técnicas [2] [4] [5] [7] [10].

5.1 Control de campo orientado

El control de campo orientado es un tipo de control que está relacionado con el de las máquinas de corriente continua. En este tipo de máquinas, a diferencia de los motores de corriente alterna que tienen el campo magnético giratorio, el campo es fijo en el espacio. Por este motivo, de representarse unos ejes dq para cada campo, tanto de inductor como de inducido, serían ortogonales entre sí y las fuerzas magnetomotrices creadas por las corrientes de cada devanado también lo serían. De esta forma el flujo magnético del inductor sería perpendicular a la f.m.m. del inducido. Con esta propiedad se deduce que no existe acoplamiento magnético entre ambos devanados, haciéndose posible el ajuste del par electromagnético y del flujo rotórico por separado al quedar desacoplados.

En el caso de la MI, se busca tener la misma propiedad con el fin de realizar un control de la máquina de una forma parecida a la de una máquina de corriente continua.

El inconveniente del campo que se induce en el rotor de una MI es que no es estático y desacoplado como en el caso anterior, ya que está siendo generado por una fuente sinusoidal trifásica equilibrada, lo que implica que éste gire a la velocidad de sincronismo.

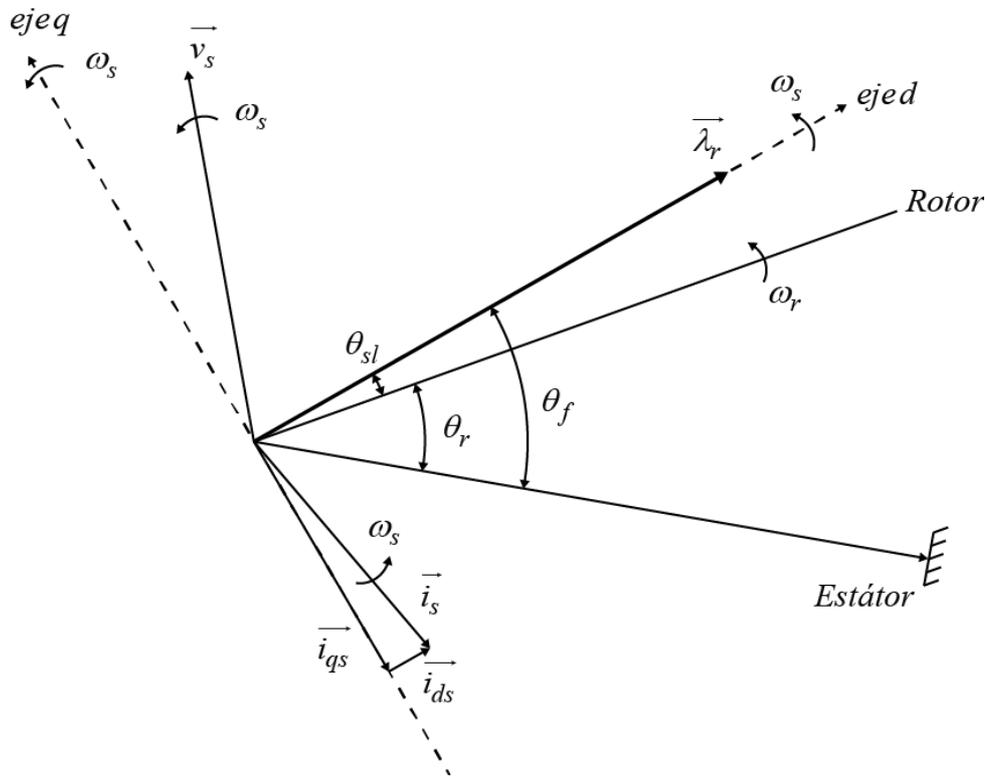


Figura 5-1. Ejes dq en referencia síncrona y $\vec{\lambda}_r$ alineado con d [4]

Si se aprovecha la velocidad a la que gira el campo rotórico, se puede hacer girar unos ejes dq a la misma velocidad de sincronismo que dicho campo configurándolos con la referencia síncrona y con la velocidad $\omega_s = 2\pi f_s$, tal y como se muestra en la Figura 5-1. Si además se alinea el vector $\vec{\lambda}_r$, que está girando también a la velocidad de sincronismo, con el eje d , anularíamos la componente q del flujo rotórico λ_{qr} . De esta forma si se recupera la expresión (4.9) del par electromagnético quedaría sólo en función de la componente q de la corriente estática y la componente d del flujo como se muestra en la ecuación (5.1). En este caso λ_{dr} coincidirá en módulo con λ_r .

$$T_e = \frac{3PL_m}{2L_r} (i_{qs}\lambda_{dr} - i_{ds}\lambda_{qr}) = \frac{3PL_m}{2L_r} i_{qs}\lambda_{dr} = \frac{3PL_m}{2L_r} i_{qs}\lambda_r \quad (5.1)$$

La última expresión quedaría en función de dos variables, pero si se fija el flujo rotórico a un valor constante, entonces el problema quedaría reducido a controlar el par electromagnético sólo con una variable. En la Figura 5-2 se puede apreciar que frente a la variabilidad del par resistente conectado a la MI a estudiar, el módulo del flujo magnético en el rotor se vería acotado a un rango de operación. Luego, debido a que el flujo en todo el rango de funcionamiento es aproximadamente el mismo, lo que se hace es fijarlo a ese valor y se controla el par T_e sólo con i_{qs} .

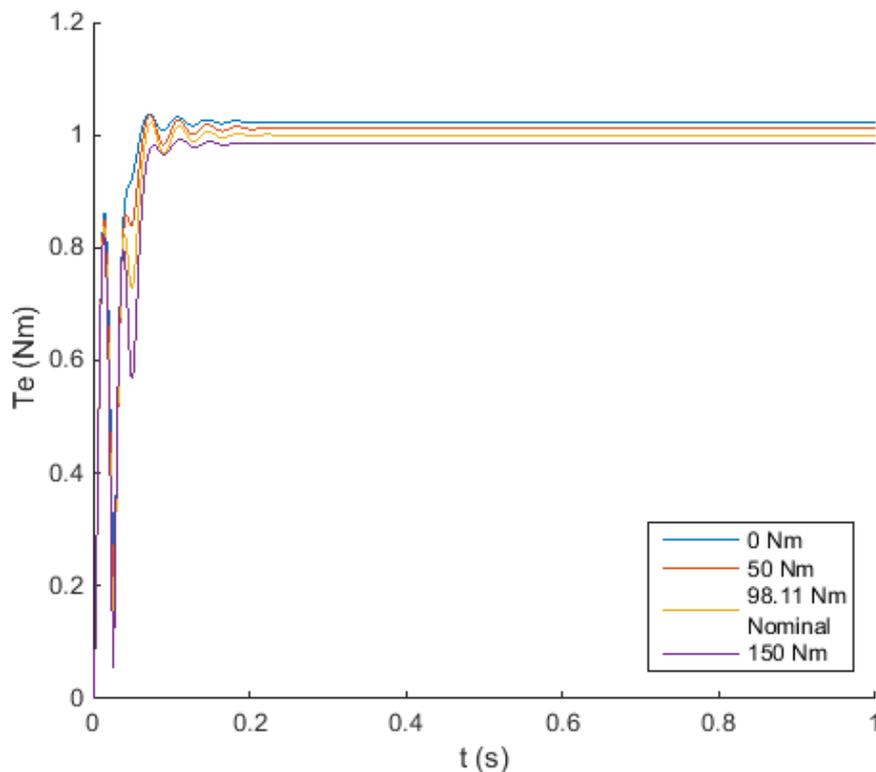


Figura 5-2. Valor de λ_r (Wb) según valores de T_m (Nm)

El vector \vec{i}_s , como se puede apreciar en la Figura 5-1, al igual que el vector tensión del estátor \vec{v}_s , están en sincronismo con el estátor y a su vez con los ejes dq , ya que están girando a la misma velocidad ω_s . De esta forma se están generando dos componentes de valor constante, quedando desacoplado el control de T_e . Por lo tanto i_{qs} será la componente de la corriente en el estátor que produzca el par electromagnético e i_{ds} la corriente relacionada con la generación del flujo rotórico. Para justificar esto último se sustituye en v_{dr} de la ecuación (5.2), que es igual a cero por estar el rotor cortocircuitado al igual que λ_{qr} por la propiedad de la orientación del campo, i_{dr} despejada de la expresión de λ_{dr} (5.3), obteniéndose la ecuación (5.5). Luego según (5.5), se muestra que λ_r puede ser controlado simplemente ajustando el valor de i_{ds} . Tanto la ecuación (5.2) como la (5.3) se han recuperado de la sección 4.2 donde se presentaba el modelo de la MI descompuesto en ejes dq . El operador de derivada con respecto al tiempo p se traduce al dominio de Laplace en la ecuación (5.4) para su posterior integración en los controles implementados correspondientes, facilitando así el empleo de dicha ecuación.

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} = 0 \quad (5.2)$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (5.3)$$

$$\mathcal{L}(p\lambda_{dr}) = s\lambda_{dr} \quad (5.4)$$

$$\lambda_r = \lambda_{dr} = \frac{R_r L_m}{R_r + L_r s} i_{ds} \quad (5.5)$$

En la Figura 5-3 se puede ver qué papel juega el algoritmo de control, siendo la parte azul las partes que involucran a este trabajo, para posteriormente conectarse a la red mediante un rectificador u otro tipo de convertidor según sea la aplicación del motor.

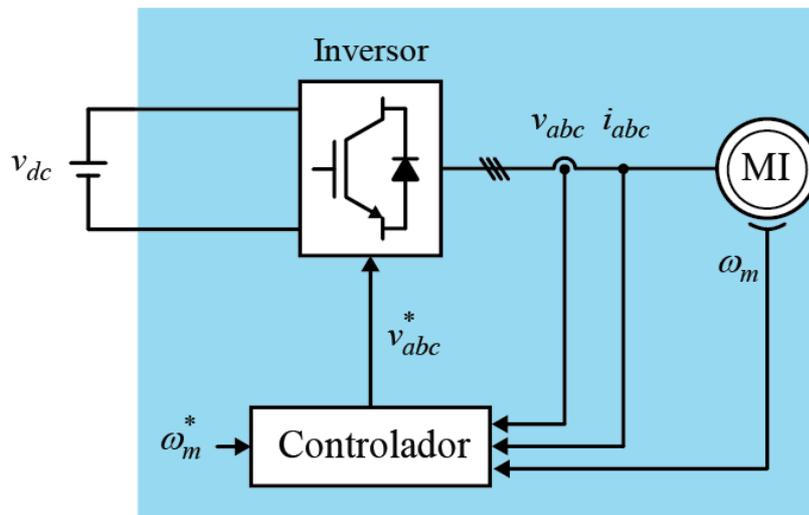


Figura 5-3. Diagrama de bloques de la MI, con variador de velocidad y controlador

Una vez se han desarrollado las ecuaciones del control del par electromagnético y el flujo rotórico, las ecuaciones (5.1) y (5.5), queda por determinar el ángulo θ_f , que en la Figura 5-1 es el ángulo que indica la posición del vector flujo rotórico $\bar{\lambda}_r$. Según como se tomen las señales de medida para determinar este ángulo, existirán dos tipos de control: control directo e indirecto. De obtenerse el flujo rotórico con señales de medida directas a través de transductores de flujo en el entrehierro y de las tensiones de alimentación a la MI, el control implementado será el directo; mientras que, si se estima de medidas de otros parámetros, como las intensidades y la velocidad de deslizamiento, se empleará el control indirecto.

5.2 Control directo de campo orientado

El control de campo, tanto directo como indirecto, tienen como objetivo regular la frecuencia de la tensión de alimentación de la MI mediante una fuente de tensión controlada o un inversor. Si se generan las correspondientes señales de control de conducción o bloqueo de la tensión de alimentación con esta estrategia, se puede adaptar la velocidad de la MI según las distintas especificaciones que requiera la carga conectada al eje o el servicio con el que se desea trabajar.

El DFOC se puede clasificar en dos tipos, según sea regulado el dispositivo electrónico por corriente o por tensión. El control directo se puede definir como el más intrusivo para la máquina, ya que tiene como señales de medida las corrientes estáticas, el flujo magnético en el rotor y la velocidad mecánica. El flujo magnético que se mide es el mutuo entre ambos devanados en el entrehierro mediante transductores de efecto Hall o bobinas. Aunque es el control más preciso, sigue siendo muy costoso; además los transductores suelen ser sensibles a la temperatura, frágiles y no funcionan correctamente a baja frecuencia o zonas de debilitamiento del campo magnético (field weakening region) [5].

5.3 Control indirecto de campo orientado

Para un funcionamiento más robusto de la MI, resultaría más interesante estimar los valores del flujo rotórico. En ese caso se implementaría el control indirecto de campo orientado. La velocidad mecánica de la MI es el parámetro que en este proyecto se quiere gobernar con el control de campo orientado. Como se ha descrito en el apartado anterior sobre el DFOC, la medida del flujo magnético, suele ser problemática para zonas de funcionamiento que exigen bajas revoluciones, con la posibilidad incluso de perder el control de la MI.

En la Figura 5-4 se puede ver un diagrama general del IFOC, regulado en tensiones, con un bloque denominado *Estimador de flujo convencional*, en el cuál se enunciará las ecuaciones que utiliza para estimar λ_r y θ_f a través de las intensidades medidas y la velocidad de giro. Se hacen pasar las medidas de las corrientes y la velocidad mecánica ω_m por el estimador de flujo, que devolverá un valor estimado del módulo del flujo rotórico y del ángulo que indica su posición. El ángulo del vector de flujo es realimentado para las transformaciones tanto del sistema trifásico *abc* al bifásico *dq* como en la transformación inversa, ya que la posición de los ejes *dq*, como se indica en la Figura 5-1, viene dada también por dicho ángulo debido a la alineación de $\vec{\lambda}_r$ con dichos ejes.

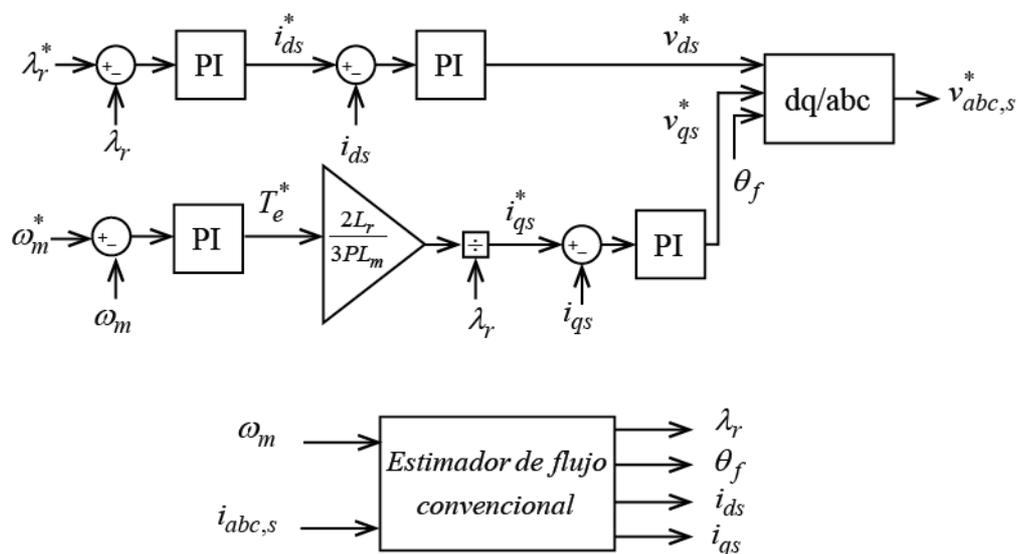


Figura 5-4. IFOC regulado en tensiones [4]

Una vez se ha calculado i_{ds} , i_{qs} , θ_f y λ_r , ya se puede calcular las tensiones de referencia v_{ds}^* y v_{qs}^* con lo expuesto en el control de campo orientado de la sección 5.1, que transformadas al sistema trifásico *abc*, daría lugar a las tres componentes sinusoidales v_{abc}^* . Como se muestra en la Figura 5-4, se hace pasar los errores en velocidad y flujo rotórico por sendos controles PI, obteniéndose las referencias de la componente *d* de la corriente estática y la referencia del par electromagnético respectivamente. Empleándose otro controlador PI para el error en corriente de i_{ds} se obtiene v_{ds}^* . Con respecto a la referencia del par electromagnético, si se despeja i_{qs} de la ecuación (5.1) se puede calcular la referencia de esta corriente. Dicha intensidad de referencia calculada se compara con la intensidad medida y se obtiene el error de la corriente en la componente *q*. Al igual que con el error de i_{ds} , se emplea un control PI y se obtiene la referencia de la tensión v_{qs}^* .

Para calcular θ_f , el estimador convencional sólo necesitará conocer ω_r y ω_{sl} . En el capítulo 2, sección 2.1, se introducía el concepto de la velocidad de deslizamiento, ecuación (2.2). La velocidad de deslizamiento en una MI es igual a la velocidad de sincronismo menos la velocidad eléctrica del eje. Como la medida de la que se dispone es la velocidad mecánica, basta con multiplicar ésta por el número de pares de polos para obtener la eléctrica.

De la Figura 5-1 se puede deducir la relación entre los ángulos que separan el eje estacionario del estátor con el eje d que gira a la velocidad de sincronismo. La derivada temporal de la ecuación (5.6) da lugar a la ecuación (5.7) que relaciona la velocidad del rotor y la de deslizamiento, e integrando las velocidades se calcula θ_f como en (5.8).

$$\theta_f = \theta_{sl} + \theta_r \quad (5.6)$$

$$\frac{d\theta_f}{dt} = \omega_{sl} + \omega_r \quad (5.7)$$

$$\theta_f = \int (\omega_{sl} + \omega_r) dt \quad (5.8)$$

La velocidad eléctrica del rotor no es incógnita, según la ecuación (2.2) y la velocidad de deslizamiento se deduce de la ecuación (4.1.b), que define la tensión en el rotor. Como se expuso en el apartado 4.1, la tensión inducida en el rotor es nula al estar las barras conductoras cortocircuitadas en sus extremos. Como se quiere calcular la velocidad de deslizamiento y el flujo rotórico, se busca que la ecuación (4.1.b) quede en función únicamente de la intensidad medida en el estátor. Como $\omega = \omega_s$, se puede escribir directamente en función de ω_{sl} la ecuación (4.1.b), obteniéndose (5.9). Para eliminar \vec{i}_r , se despeja el vector de (4.2.b) que es la ecuación que define el flujo en el devanado del rotor, ecuación (5.10). Al igual que se hacía para la ecuación (5.4), se transforma al dominio de Laplace en la ecuación (5.12). La constante L_r / R_r se denomina como la constante de tiempo τ_r en (5.14).

$$R_r \vec{i}_r + p \vec{\lambda}_r + j \omega_{sl} \vec{\lambda}_r = 0 \quad (5.9)$$

$$\vec{i}_r = \frac{1}{L_r} (\vec{\lambda}_r - L_m \vec{i}_s) \quad (5.10)$$

$$\frac{R_r}{L_r} (\vec{\lambda}_r - L_m \vec{i}_s) + p \vec{\lambda}_r + j \omega_{sl} \vec{\lambda}_r = 0 \quad (5.11)$$

$$\mathcal{L}(p \vec{\lambda}_r) = s \vec{\lambda}_r \quad (5.12)$$

$$\vec{\lambda}_r \left(1 + \frac{L_r}{R_r} (s + j \omega_{sl})\right) = L_m \vec{i}_s \quad (5.13)$$

$$\vec{\lambda}_r (1 + \tau_r (s + j \omega_{sl})) = L_m \vec{i}_s \quad (5.14)$$

La ecuación (5.14) se puede descomponer en parte Real e Imaginaria, consiguiéndose un sistema de ecuaciones como se puede ver en (5.15). Como para el control de campo orientado λ_{qr} es nulo y $\lambda_{dr} = \lambda_r$, se puede despejar la velocidad de deslizamiento de (5.15.b) y calcularse el módulo del flujo rotórico de (5.15.a), obteniéndose (5.16) y (5.17) respectivamente.

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\overline{\lambda_r}(1 + \tau_r(s + j\omega_{sl})) - L_m \overline{i_s}) &= (\tau_r s + 1)\lambda_{dr} - \tau_r \omega_{sl} \lambda_{qr} - L_m i_{ds} = 0 \\ \operatorname{Im}(\overline{\lambda_r}(1 + \tau_r(s + j\omega_{sl})) - L_m \overline{i_s}) &= (\tau_r s + 1)\lambda_{qr} + \tau_r \omega_{sl} \lambda_{dr} - L_m i_{qs} = 0 \end{aligned} \quad (5.15)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}}{\tau_r \lambda_r} \quad (5.16)$$

$$\lambda_r = \frac{L_m i_{ds}}{1 + \tau_r s} \quad (5.17)$$

De esta forma se obtendría las estimaciones de λ_r y θ_f en el estimador de flujo convencional. Como se pudo leer en el capítulo 5.1 sobre el principio del control de campo orientado, el módulo del flujo rotórico estaría relacionado con la componente de la corriente estática i_{ds} , llegándose a obtener en (5.16) una expresión equivalente a la ecuación (5.5). En la Figura 5-5 estarían recogidas en un diagrama de bloques las ecuaciones que estiman el flujo y su ángulo, que equivaldría al bloque de *Estimador de flujo convencional* que se encuentra en la Figura 5-5.

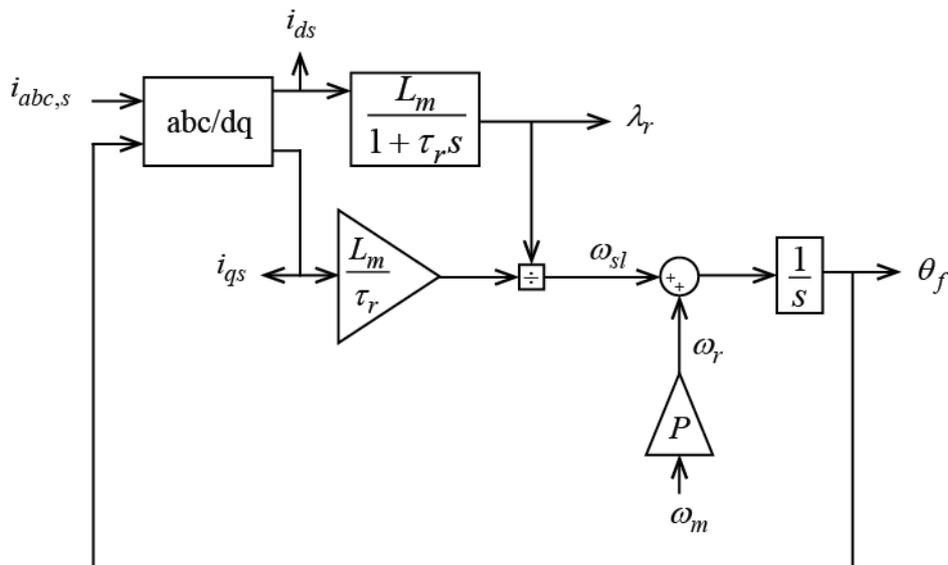


Figura 5-5. Diagrama del estimador de flujo λ_r convencional [4]

Por lo tanto, el IFOC junto con el estimador de flujo convencional es un tipo de control de campo orientado con el que se podrá prescindir de métodos de control que conlleven formas intrusivas de medida como lo era el DFOC, con tan sólo las medidas de la corriente en el estátor y la velocidad de giro de la MI.

5.3.1 Simulación en Matlab®/Simulink del IFOC y estimador de flujo convencional

El software Matlab® es una herramienta de cálculo matemático que ofrece la oportunidad con el módulo de Simulink de simular sistemas dinámicos gracias a la librería de bloques funcionales que contiene.

Para la simulación del IFOC y consecutivos controles implementados en este proyecto se usará un bloque denominado *Asynchronous Machine SI Units*. Este bloque recoge el modelo dinámico expresado en la sección 4, además de un amplio catálogo de potencias del cual se elige el motor con las propiedades expresadas en la Tabla 5–1. Además de poder elegir la potencia que puede accionar la MI, también proporciona los valores de los parámetros de cada devanado que definen el circuito del modelo de la MI.

Este bloque da la opción de elegir también la forma constructiva del rotor, en este caso de tipo jaula de ardilla; el valor del par resistente T_m que acciona; e incluso el tipo de referencia que tendrían unos ejes de referencia móviles dq sobre los que se proyectarían las magnitudes de tensión e intensidad, la cual se elige síncrona por lo expuesto en la sección 5.1.

Tabla 5–1. Propiedades del bloque Simulink *Asynchronous Machine SI Units*

Modelo	20 HP (15kW), 400V, 50Hz, 1460 rpm
Entrada mecánica	Par resistente, T_m
Tipo de rotor	Jaula de ardilla (Squirrel-Cage)
Referencia de los ejes	Síncrona (Synchronous)
R_s, L_s	0.2147 Ω , 0.991 mH
R_r, L_r	0.2205 Ω , 0.991 mH
L_m, J	64.19 mH, 0.102 kg m ²

La posibilidad de gobernar dicha MI se lograría con un modelo de simulación en el que se alimenta la máquina definida en la Tabla 5–2, con una fuente trifásica controlada conectada en estrella. Esta fuente controlada generaría las tensiones que el IFOC junto con el estimador convencional habrían calculado. Con este tipo de fuente se puede analizar si el controlador es válido antes de su implementación mediante un inversor.

Estas tensiones generadas responderán a un perfil de velocidad de referencia en función del par resistente a accionar. Aunque una MI está diseñada para que su punto de máximo rendimiento se dé para un par nominal resistente determinado por la potencia mecánica asignada, en la mayoría de las aplicaciones industriales que existen no tienen dicho comportamiento tan ideal. Un ejemplo de ello puede ser el motor que acciona un ascensor, el cual deberá mantener cierta velocidad de confort haya más o menos personas en la cabina; o un coche eléctrico, donde el par eléctrico a desarrollar por el motor variará según el conductor desee acelerar o frenar. Por ello, ni el par resistente a accionar ni la velocidad mecánica a desarrollar serían los nominales.

La velocidad mecánica de referencia está agrupada en un bloque denominado *Signal builders*, recogidos en la Figura 5-6. Con él se crean cuatro perfiles diferenciados de velocidad. En la Figura 5-6.a se puede ver el primer régimen de giro de referencia, 1460 rpm. Esta velocidad es para la cual la máquina trabajará en su punto de máximo rendimiento cuando está accionando el par resistente nominal para el que ha sido diseñada la MI.

La versatilidad que las MI ofrecen gracias a los inversores electrónicos, dan la oportunidad de funcionar en regímenes de giro distintos del próximo al sincronismo o velocidad mecánica nominal. Por este motivo también es interesante ver como el IFOC es capaz de generar la tensión de alimentación correspondiente en función de las exigencias de velocidad, como el que se puede ver en la Figura 5-6.b en el segundo perfil,

donde se varía de 1460 rpm a 1000 rpm. Con el tercer perfil de velocidad 5-6.c se quiere conseguir que el eje de giro cambie de sentido y alcance la velocidad nominal, y con el cuarto 5-6.d que el motor se mantenga parado durante el tiempo de la simulación.

Todos los perfiles tienen en común que durante el primer segundo de simulación tienen el mismo valor de velocidad de referencia, y es el de acelerar de 0 a 1460 rpm en 1s. Este arranque en pendiente común a los perfiles creados en la Figura 5-6, se establece porque un motor puede aumentar la corriente absorbida durante el arranque entre cinco o seis veces la corriente asignada. Por este motivo se arranca en vacío, y a los dos segundos de simulación se conecta el par resistente mediante una señal escalón. En total cuatro perfiles de velocidad y escenarios diferenciados, que se pueden dar en aplicaciones industriales cotidianas, son los que se simulan para estudiar el control IFOC.

El flujo rotórico también tiene su valor de referencia, y está fijado a 1 Wb. Esto se debe a lo expuesto anteriormente en la sección 5.1, donde se mostraba el corto rango de valores del flujo λ_r frente a la variabilidad del par resistente cuando la MI está funcionando a velocidades no superiores de la nominal.

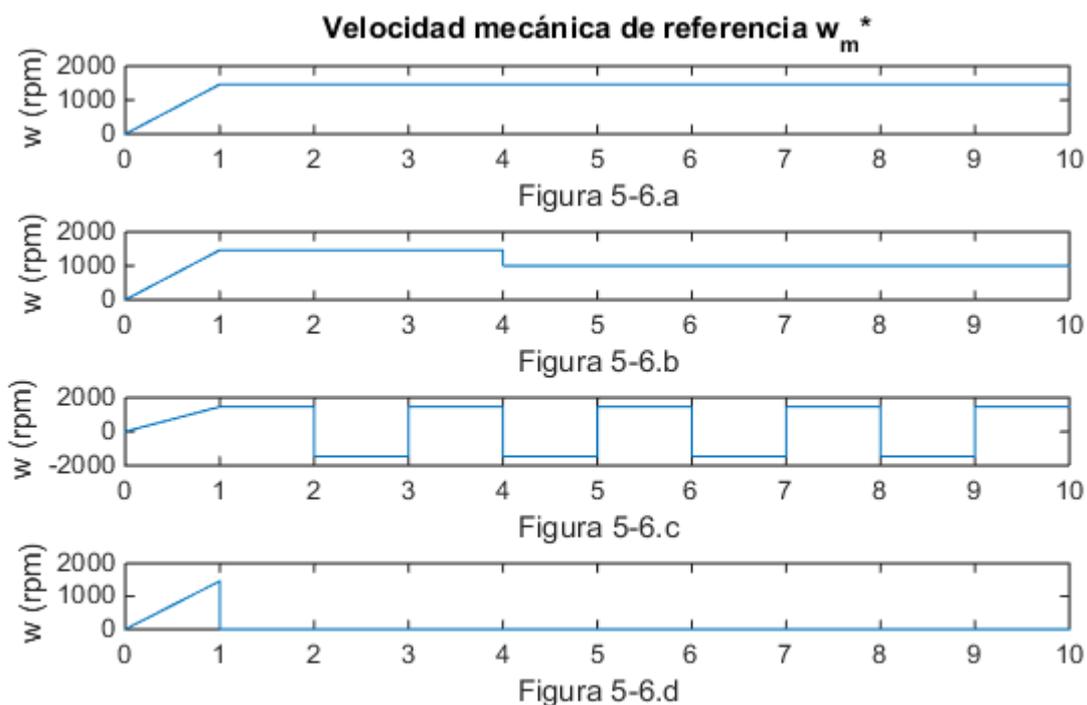


Figura 5-6. Perfiles de velocidad de referencia mecánica ω_m^*

Para la realización de la simulación del IFOC con el estimador del flujo rotórico convencional se implementan los esquemas de control representados en las Figuras 5-4 y 5-5. Como se indica en la Figura 5-3, la salida del control proporcionará la señal de la tensión de referencia v_{abc}^* , la cual el inversor generará para alimentar el estátor de la MI.

Los controladores PI han sido configurados con el método de integración Forward Euler y con las ganancias y constantes de integración proporcionadas en la Tabla 5-2. Se ha activado la opción *Anti-windup method* en el PI por el que se pasa el error de la velocidad mecánica. Esta opción se activa para evitar que la señal del control cuando se satura no tarde tanto en alcanzar el régimen permanente después de la perturbación o desactive la constante integral para que la señal no crezca de forma indefinida y se reduzca el transitorio. Esta técnica se configura con la opción *Clamping*, y se acota el valor del par electromagnético entre 230 Nm y -230 Nm, que es del orden del par electromagnético máximo que una MI de 20 hp y dos pares de polos podría desarrollar tanto en un sentido de giro como en el contrario respectivamente. [11]

Tabla 5–2. Propiedades de los controladores PI del IFOC y estimador convencional

Método de integración	Forward Euler (Parallel): $k_p + k_i \frac{T_s}{z-1}$
k_p, k_i del PI del error de λ_r	32, 100
k_p, k_i del PI del error de ω_m	32, 100
k_p, k_i del PI del error de i_{ds}	16, 80
k_p, k_i del PI del error de i_{qs}	16, 80

Las ecuaciones de transformación de los sistemas de referencia de $dq0/abc$ y $abc/dq0$, presentadas en el capítulo tres, están integradas en los bloques de la librería de Simulink denominados *dq0 to abc* y *abc to dq0*. Como la MI es alimentada con un sistema equilibrado de tensiones, sólo se utilizan las componentes dq de la transformada. Las ecuaciones de transformación son configuradas con la opción *Rotating frame alignment at wt=0* con la opción *Aligned with phase A axis*. Con esta opción estamos obligando al programa a que inicialmente los ejes estén orientados de la siguiente forma: de existir un fasor de módulo uno y ángulo cero, las componentes en dq del fasor serían respectivamente 0 y -1.

El ángulo θ_f , calculado con el estimador IFOC, es realimentado en ambos bloques. Dicho ángulo se ha obtenido implementado las ecuaciones (5.8), (5.16) y (5.17) en la variable discreta z . El empleo de esta variable discreta se debe a la configuración del modelo de simulación como un sistema de tipo discreto, donde las ecuaciones diferenciales e integrales se integrarán mediante el mismo método de integración *Forward Euler* con el que se configuran los controladores PI. Para ello se convierte la variable s en el dominio de Laplace a la variable discreta z mediante la ecuación (5.18), donde T_s es el período de muestreo configurado con el valor de 50 μ s.

$$s = \frac{z-1}{T_s} \quad (5.18)$$

Para evitar llegar a valores indeseados que pudieran desestabilizar la MI en algunos puntos del control se ha incluido un bloque de saturación Uno de ellos está a la salida del filtro discreto que calcula el flujo rotórico λ_r en el estimador convencional, Figura 5-5. Con él se limita el valor mínimo que puede tener dicha magnitud a 0.01 para evitar dividir por cero cuando se calcula ω_{sl} en los primeros microsegundos de simulación del estimador convencional. En el caso de la tensión de referencia $v_{abc,s}^*$ calculada, ésta se limita entre 350 V y -350 V, que sería el valor de pico máximo que se puede generar con el convertidor en la tensión fase neutro para una tensión v_{dc} de 700V.

5.3.2 Resultados de la simulación para IFOC y estimador convencional con par resistente variable

La velocidad mecánica ω_m es la magnitud que se desea controlar mediante el control descrito en la sección 5.3, y por ello se analiza representando el seguimiento que esta velocidad tiene frente al valor de consigna que se impone con los perfiles creados para ello, Figura 5-6. Aunque también es interesante ver la evolución de otras magnitudes que se calculan dentro del control, como las corrientes i_{ds} e i_{qs} , el flujo rotórico λ_r , y el par electromagnético T_e^* frente al par resistente T_m . Se va a mostrar también la tensión que alimenta al estator,

para comprobar que siempre se está dentro de los límites establecidos.

Para ello se realizarán tres simulaciones diferentes, cada una de ellas con un par resistente distinto para comprobar cuál es la respuesta del control ante los perfiles de velocidad. Primero se empezará por mostrar los resultados respecto a una carga mecánica que corresponde a la mitad del par nominal, 50 Nm, el nominal, 98.11 Nm y por último en vacío, 0 Nm.

5.3.2.1 Simulación para estimador convencional con par resistente 50 Nm

- Perfil de velocidad A.

En esta simulación se está accionando la mitad de la carga nominal y a velocidad mecánica constante nominal, 1460 rpm. En la figura 5-7 se puede visualizar como el control es estable y sigue adecuadamente la velocidad de referencia. Con respecto al par desarrollado por la MI, éste es mayor durante los dos primeros segundos por el arranque en vacío, y se iguala, aunque con un pequeño error, cumpliendo la ecuación dinámica (4.3) en el régimen permanente. El error del T_e se debe a la simplificación llevada a cabo cuando se define la ecuación dinámica (4.3) al eliminar el factor que modela las pérdidas mecánicas del motor, tales como las de fricción en las distintas partes móviles de la MI o el rozamiento con el aire en zonas como en el entrehierro.

En la Figura 5-8 se puede ver la respuesta sobreamortiguada que el flujo rotórico λ_r tiene con el estimador convencional, definido por la ecuación diferencial de primer orden (5.17). También se puede apreciar en esta figura que el seguimiento de la corriente estatórica \bar{i}_s , transformada a ejes dq con la estimación del ángulo θ_f , con respecto de la de referencia es de la misma forma que la velocidad. Con los errores representados en la Figura 5-9 se confirma la correcta estimación de las magnitudes calculadas por el estimador.

- Perfil de velocidad B.

En este caso a mitad de la simulación se frena la MI para alcanzar 1000 rpm, disminuyéndose la tensión generada. Tanto en la Figura 5-10 como 5-11, se puede ver un comportamiento similar al caso anterior, en el que se acciona 50 Nm y gira con el perfil A de velocidad. Exceptuando que, como consecuencia de frenarse el motor, la diferencia entre el par electromagnético y el mecánico de la ecuación (4.3) se convierte negativa y el T_e cae a los 4 s de la simulación. El seguimiento y el error en las corrientes y el flujo magnético sigue siendo correcta, Figuras 5-11 y 5-12.

- Perfil de velocidad C.

El objetivo de simular este perfil de velocidad mecánica es para evaluar si el control es capaz de generar la frecuencia de la tensión de alimentación del estátor necesaria para que cambie el sentido de giro del eje de la MI. En la Figura 5-14 y 5-15 se puede ver que el seguimiento de las corrientes estatóricas y del flujo magnético es el adecuado, donde el error i_{qs} es menos estable.

En la Figura 5-13, el IFOC junto con el estimador convencional funciona para controlar la velocidad y el par electromagnético, pero con cierto retraso. El retraso que se introduce tanto al acelerar como al frenar es debido a la respuesta del límite dinámico de la MI simulada. Dicho límite dinámico viene impuesto por el factor de inercia J en la ecuación (4.3) junto con el par máximo que puede desarrollar este motor, definido con la opción *Anti-windup method* en el PI que elimina el error de la ω_m . Por lo que se establece que la velocidad de referencia es alcanzada, pero acelerándose y frenándose la MI con una pendiente de aceleración impuesta por la ecuación dinámica de $180/J$ m/s² y $-280/J$ m/s² respectivamente.

- Perfil de velocidad D.

En esta situación se sigue accionando 50 Nm, pero después de arrancar la máquina se para. Aunque en la Figura 5-17 y 5-18 se puede ver el mismo comportamiento que en los tres perfiles de velocidad anteriores, en la Figura 5-16 se repite el mismo comportamiento que para frenarse tenía la MI en el perfil C de velocidad en la Figura 5-13. La MI se frena también con pendiente constante debido al límite dinámico y las tensiones caen al mínimo.

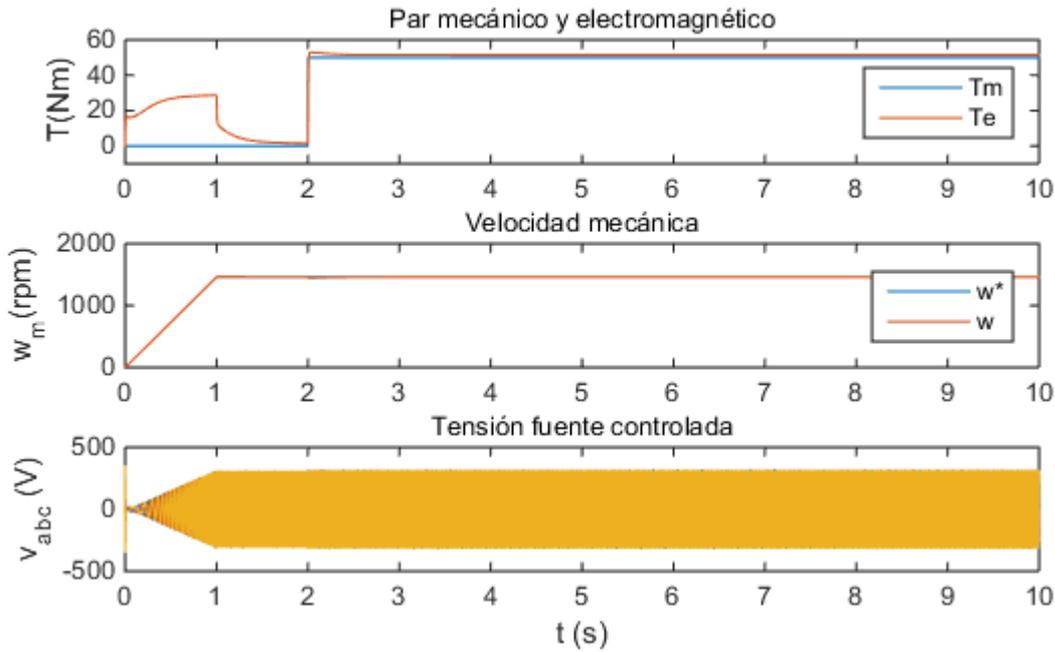


Figura 5-7. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 1460 rpm, 50 Nm

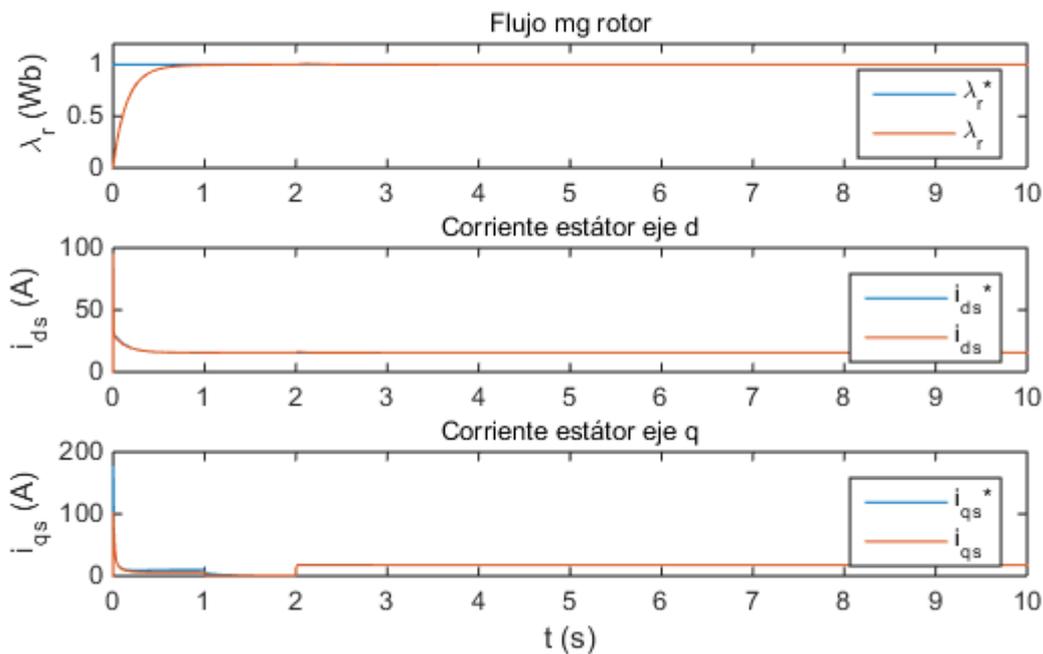


Figura 5-8. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 50 Nm

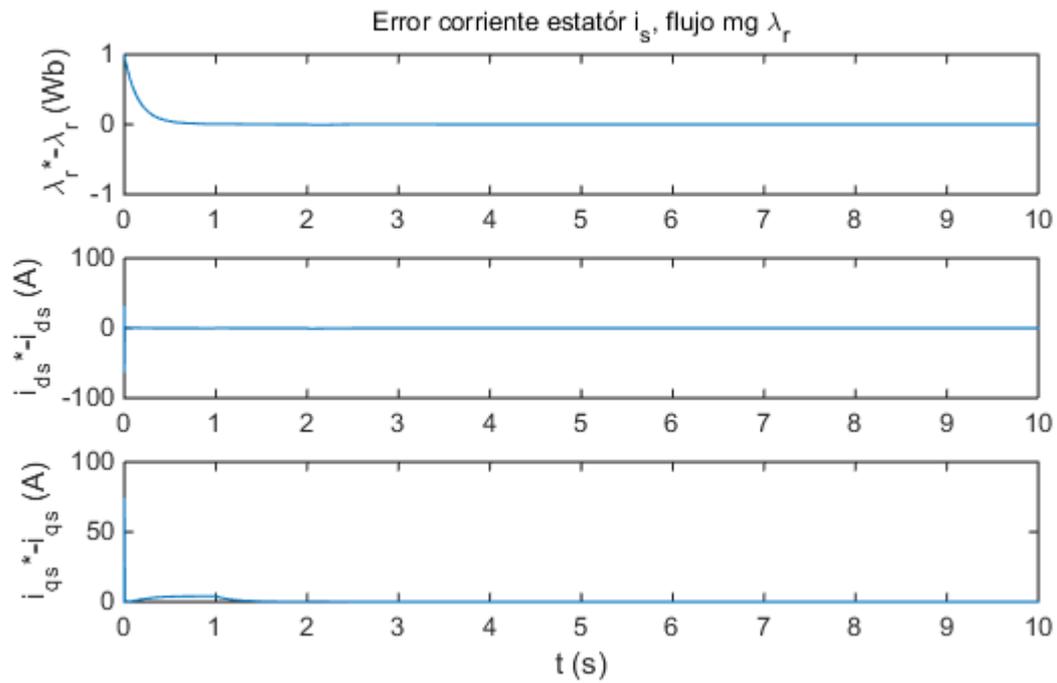


Figura 5-9. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 50 Nm

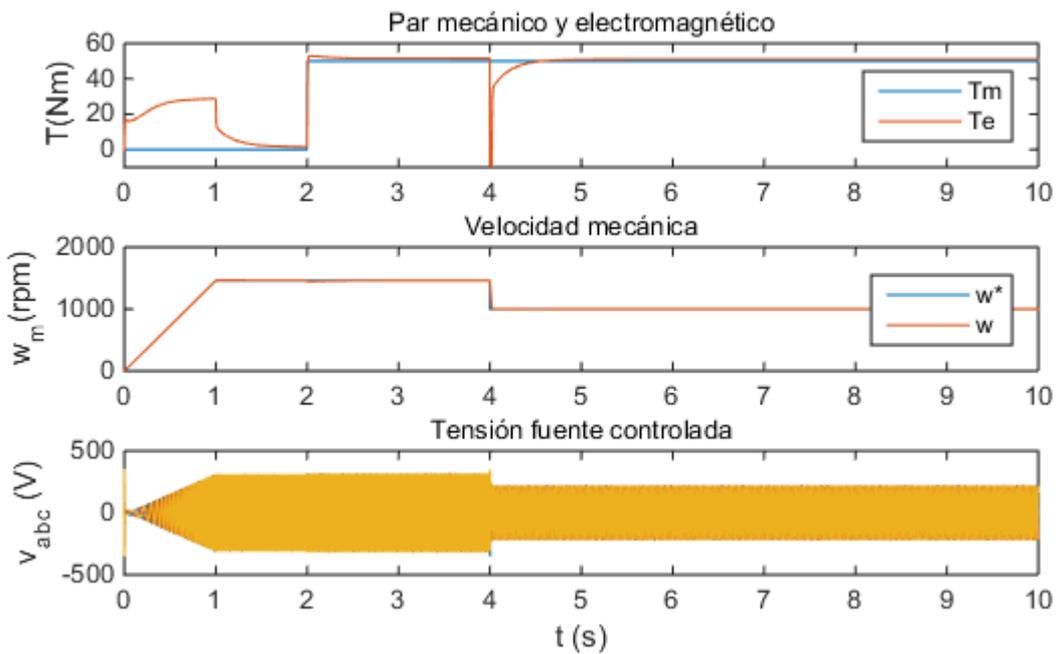


Figura 5-10. Par T_e , velocidad ω_m y \bar{v}_s con estimador convencional para 1000 rpm, 50 Nm

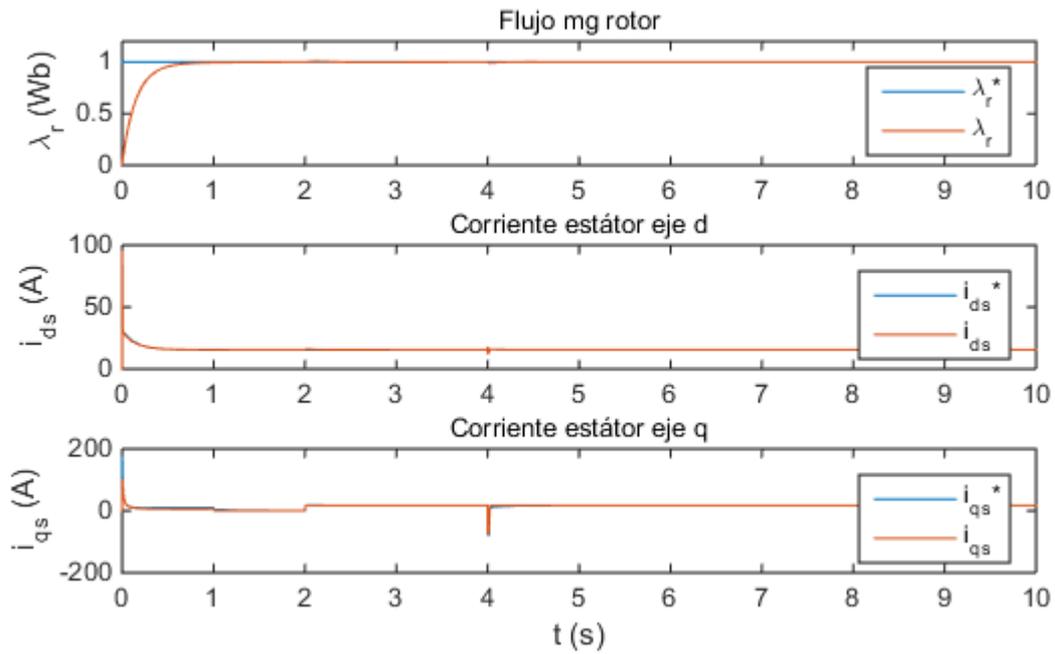


Figura 5-11. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 50 Nm

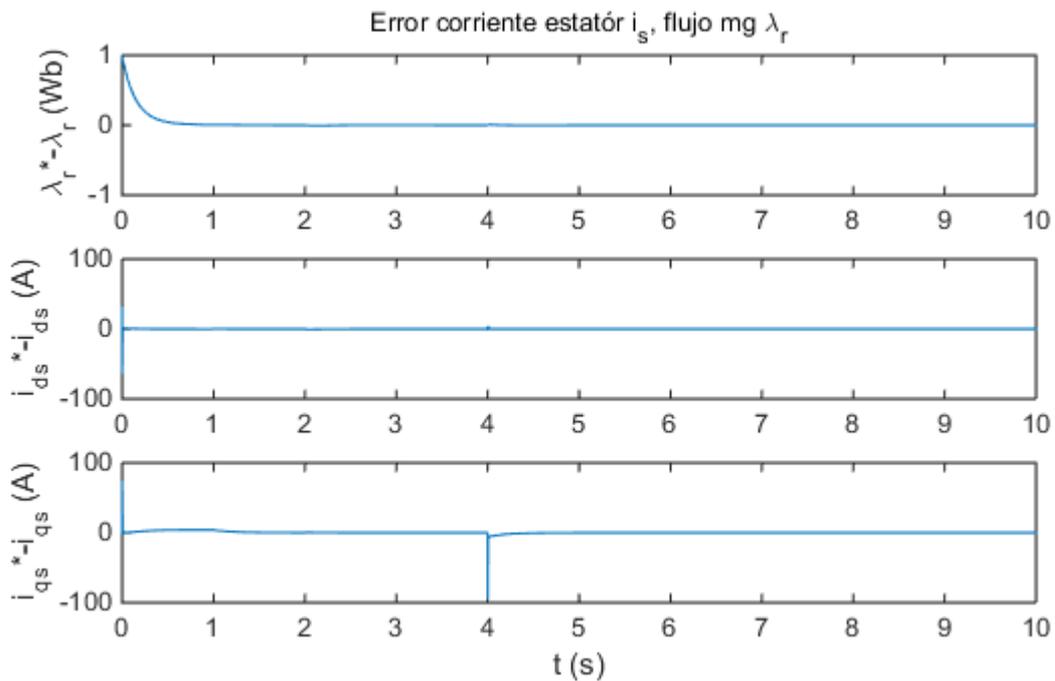


Figura 5-12. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 50 Nm

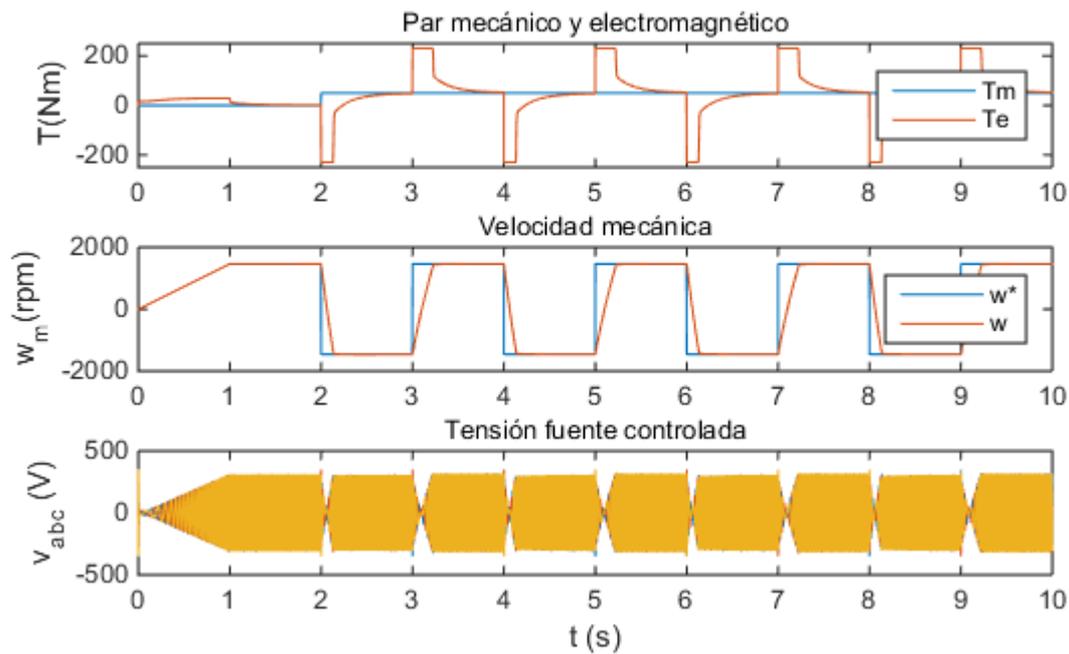


Figura 5-13. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para ± 1460 rpm, 50 Nm

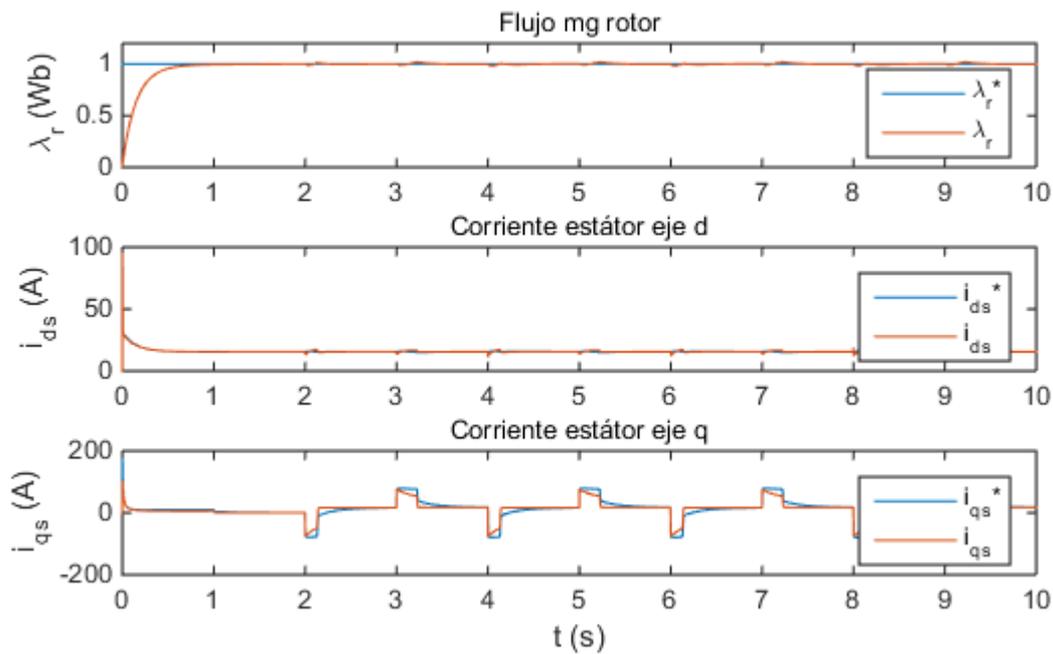


Figura 5-14. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 50 Nm

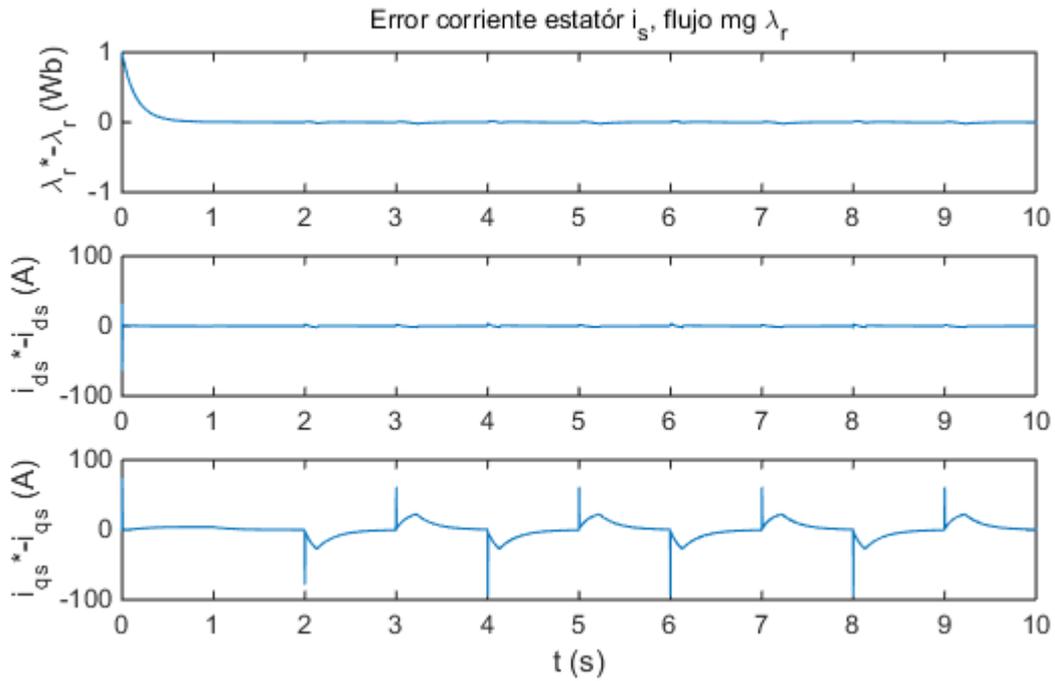


Figura 5-15. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 50 Nm

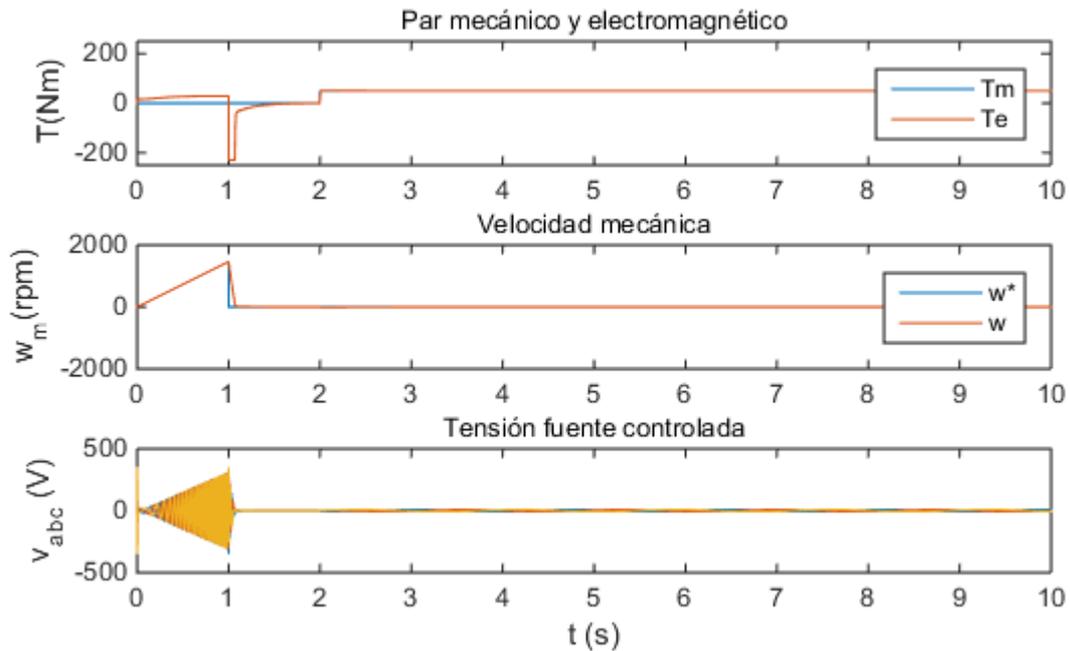


Figura 5-16. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 0 rpm, 50 Nm

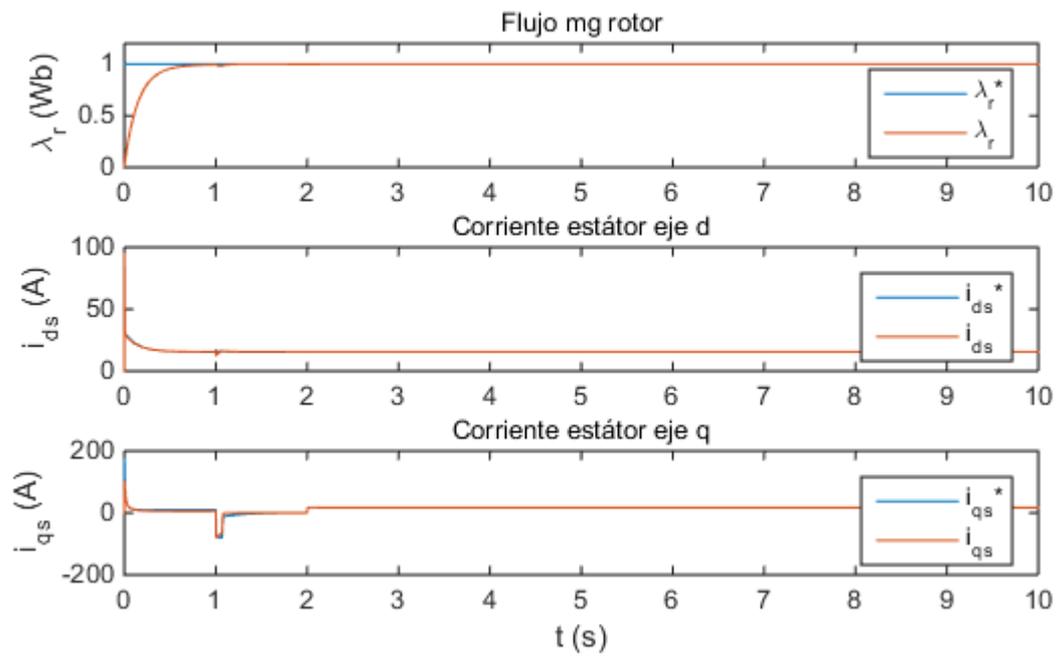


Figura 5-17. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 50 Nm

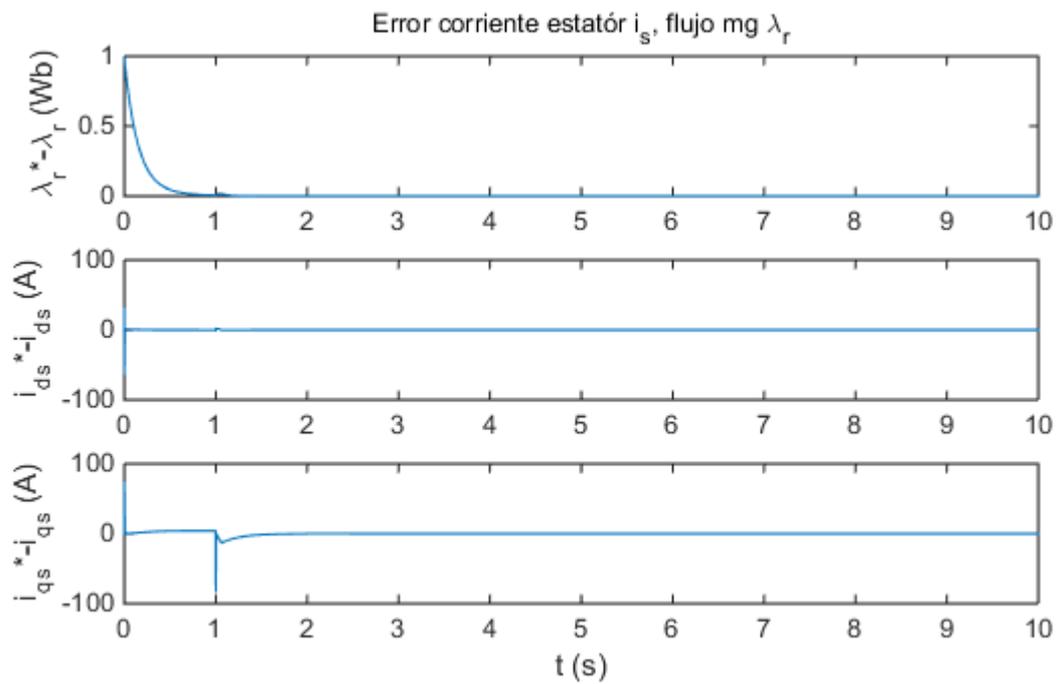


Figura 5-18. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 50 Nm

5.3.2.2 Simulación para estimador convencional con par resistente 98.11 Nm

En este caso se simulará el modelo de la MI para el par resistente asignado de 98.11 Nm. Este valor se ha obtenido de los datos proporcionados, dividiendo la potencia útil, 15 kW, entre la velocidad mecánica ω_m nominal, 1460 rpm.

- Perfil de velocidad A.

La tensión generada está dentro de los límites de saturación, la velocidad ω_m sigue a la de referencia y el T_e alcanza el valor de 99.6 Nm en el régimen permanente, como se muestra en la Figura 5-19. El par electromagnético no llega a igualarse al resistente en el régimen permanente, sin cumplirse la igualdad de la ecuación dinámica (4.3) por simplificar esta ecuación sin las pérdidas por fricción. El control estima correctamente el flujo rotórico y hay seguimiento de las corrientes estáticas, como se puede ver en la Figura 5-20, comportándose de manera similar a las simulaciones presentadas en la sección 5.3.2.1 para una carga mecánica equivalente a un par de valor 50 Nm.

- Perfil de velocidad B.

En la Figura 5-22 se puede ver el mismo comportamiento que se presenta para 1460 rpm y 98.11 Nm en la Figura 5-19, aunque bajando las revoluciones de la máquina a mitad de simulación. La velocidad mecánica a 1460 rpm tarda más en establecerse que a 1000 rpm. La estimación tanto del flujo rotórico y de las corrientes i_{ds} e i_{qs} , como de las tensiones generadas calculadas con el control, funcionan acordes a las simulaciones presentadas con anterioridad, así como los errores de las magnitudes estimadas, Figuras 5-23 y 5-24.

- Perfil de velocidad C.

Para este perfil de velocidad y accionando una carga equivalente a la potencia asignada de la MI, el IFOC junto con el estimador convencional es capaz de generar la tensión adecuada para seguir la velocidad de referencia, Figura 5-25. En este caso se vuelve a dar los mismos fenómenos que el límite dinámico de la MI imponía cuando se accionaba 50Nm en la Figura 5-13. En las Figuras 5-26 y 5-27 se ve un seguimiento adecuado de las magnitudes expuestas.

- Perfil de velocidad D.

Con este perfil de velocidad se pretende conocer si el control puede mantener la máquina parada durante el tiempo de simulación y accionando un par resistente nominal. Tanto en la Figura 5-28 como 5-29 se deduce que el IFOC y el estimador en estudio pueden controlar la máquina para dicho escenario de funcionamiento. Como la máquina se frena hasta llegar a 0 rpm, no lo hace de manera inmediata sino a la que le impone su propia inercia y el máximo par T_e que puede desarrollar (4.3).

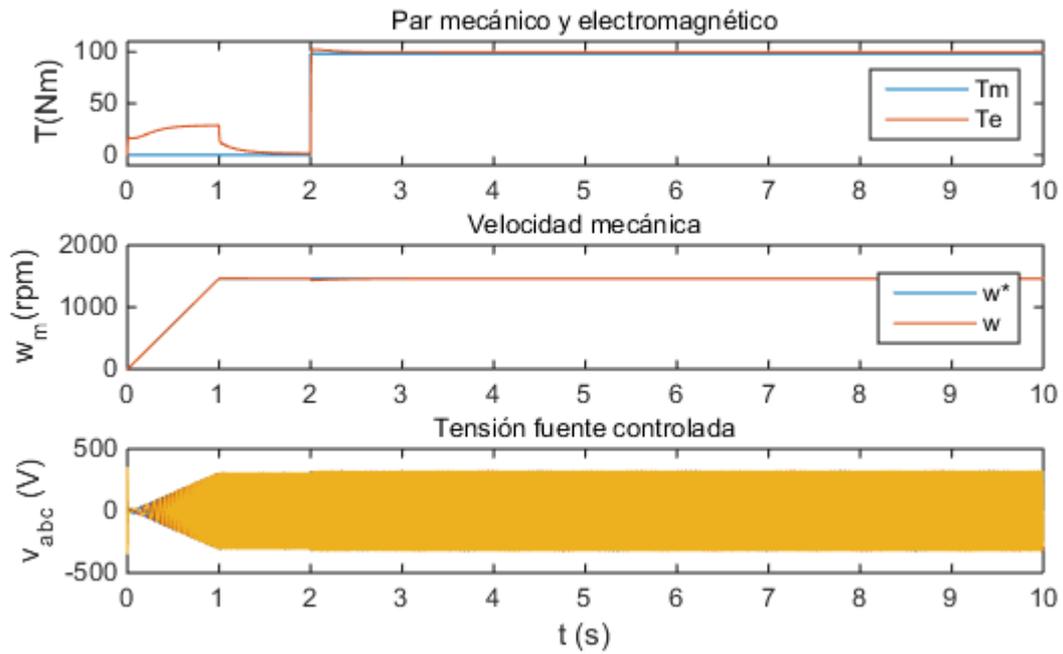


Figura 5-19. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 1460 rpm, 98.11 Nm

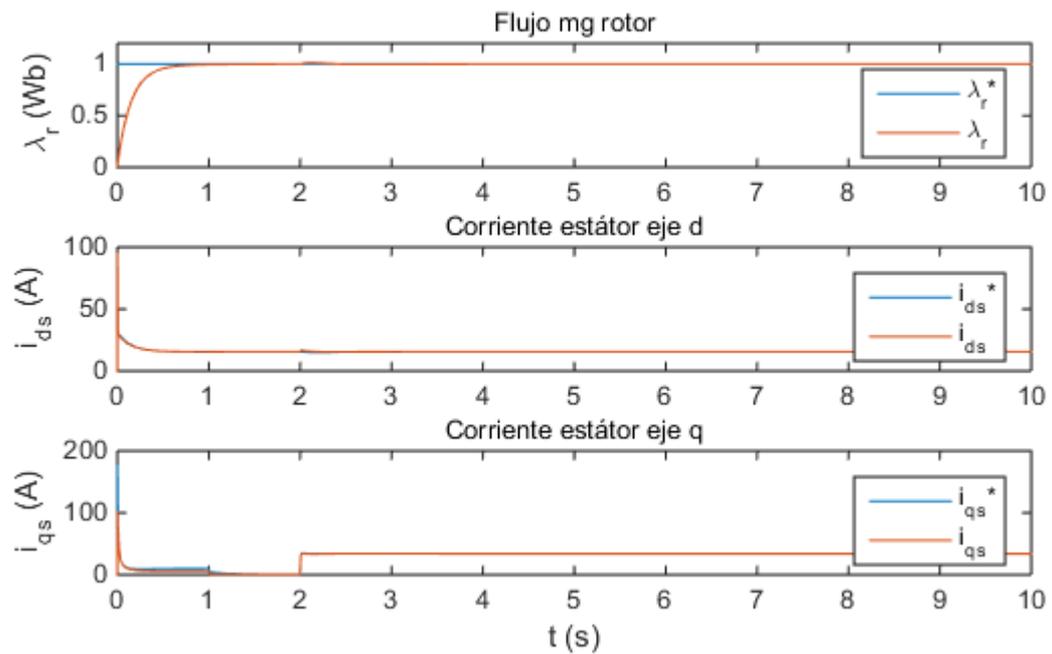


Figura 5-20. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 98.11 Nm

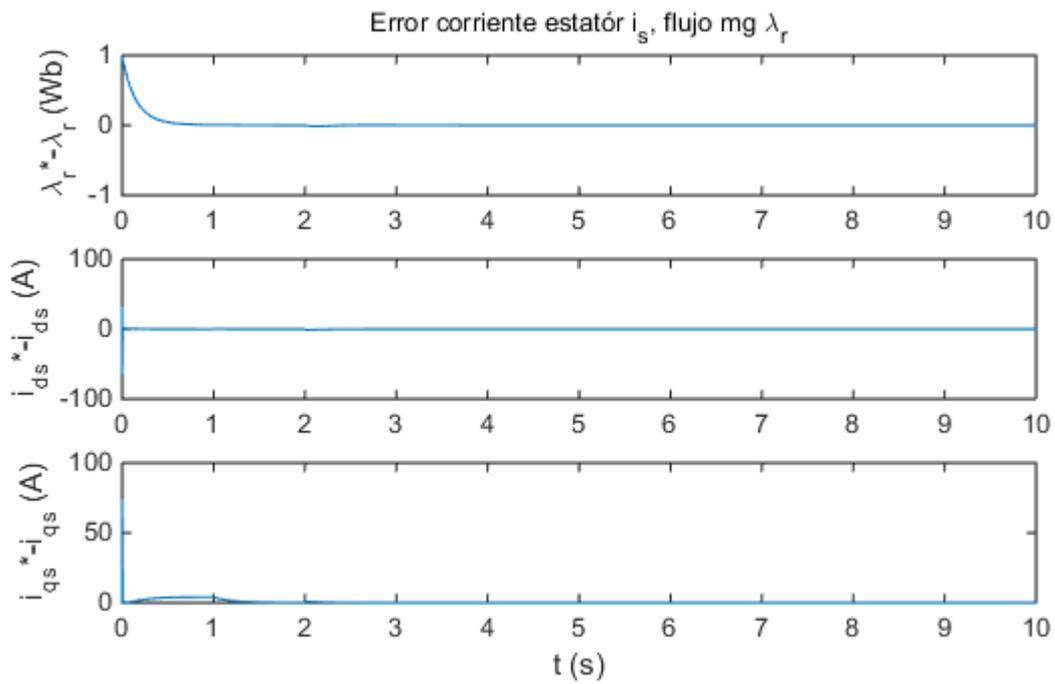


Figura 5-21. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 98.11 Nm

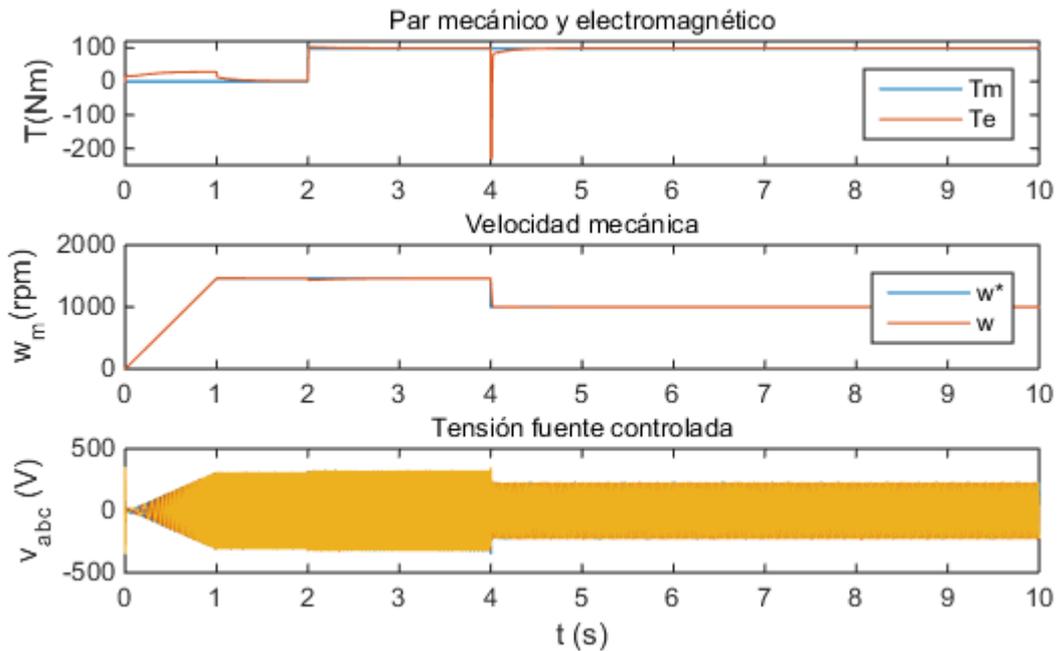


Figura 5-22. Par T_e , velocidad ω_m y \bar{v}_s con estimador convencional para 1000 rpm, 98.11 Nm

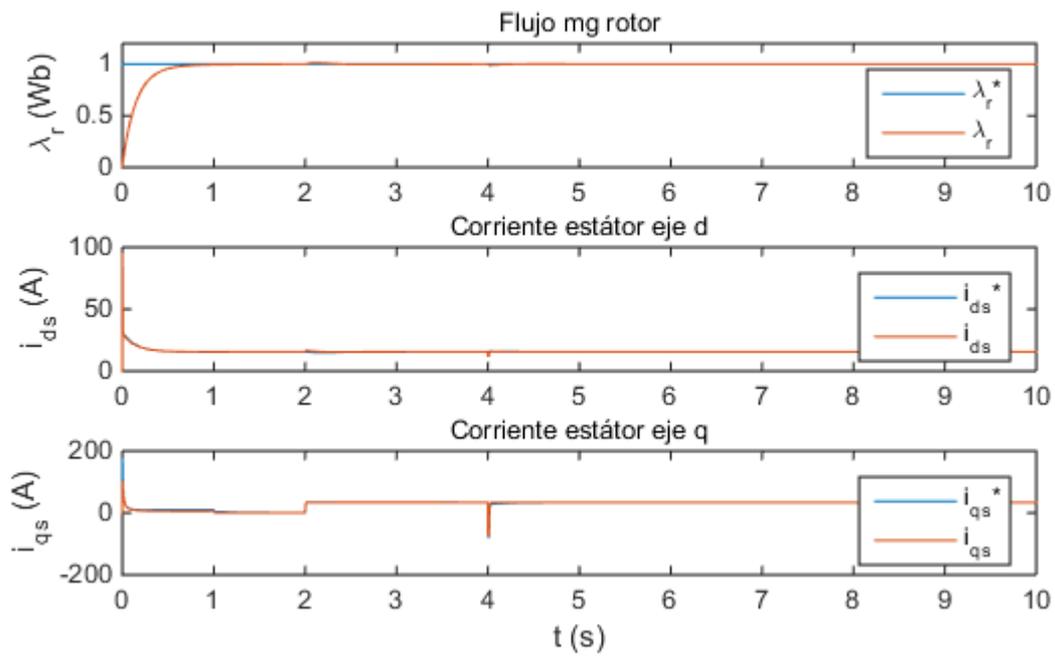


Figura 5-23. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 98.11 Nm

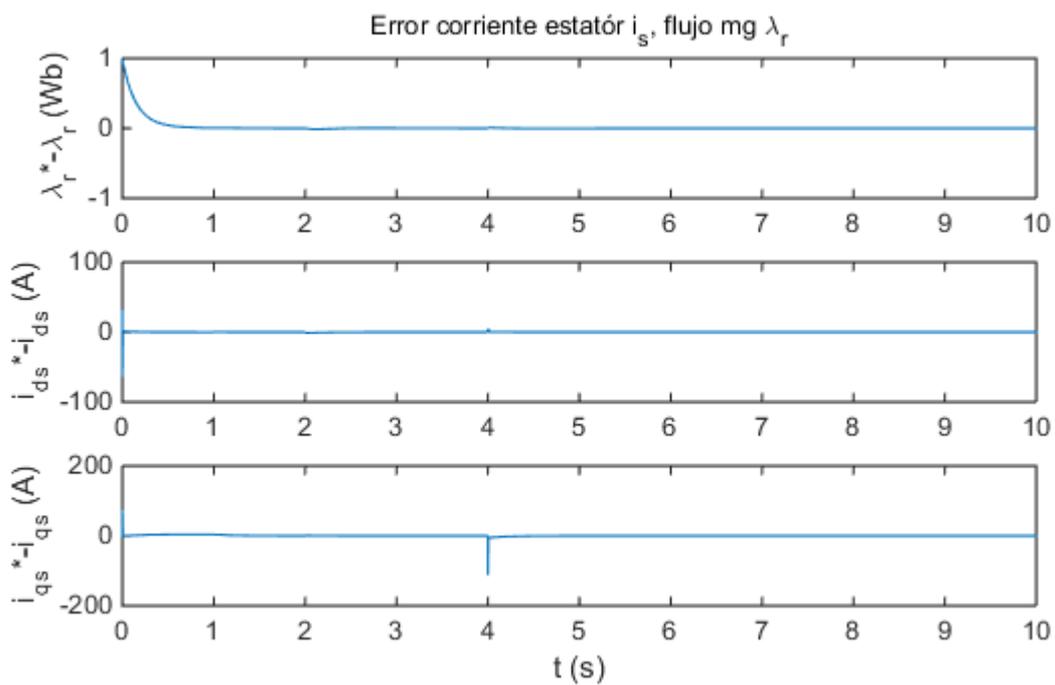


Figura 5-24. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 98.11 Nm

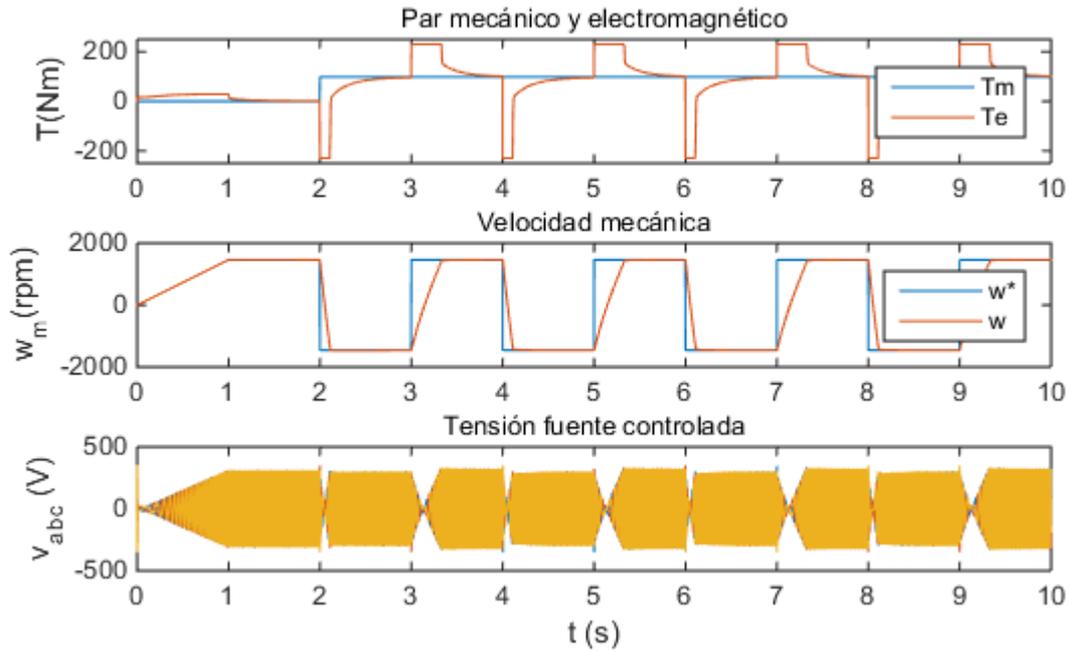


Figura 5-25. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

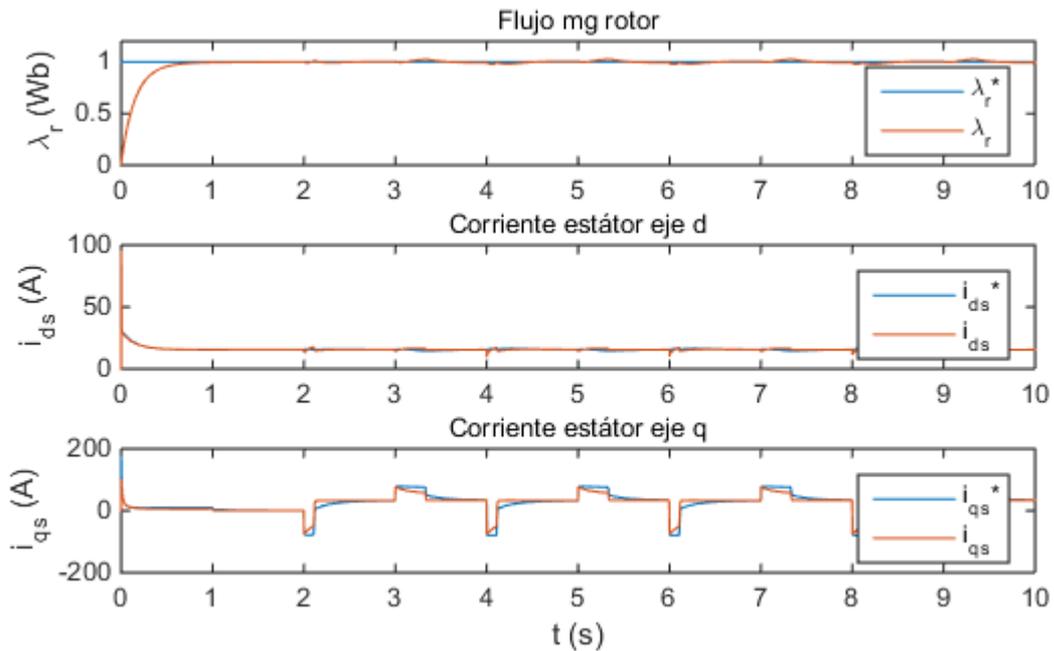


Figura 5-26. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

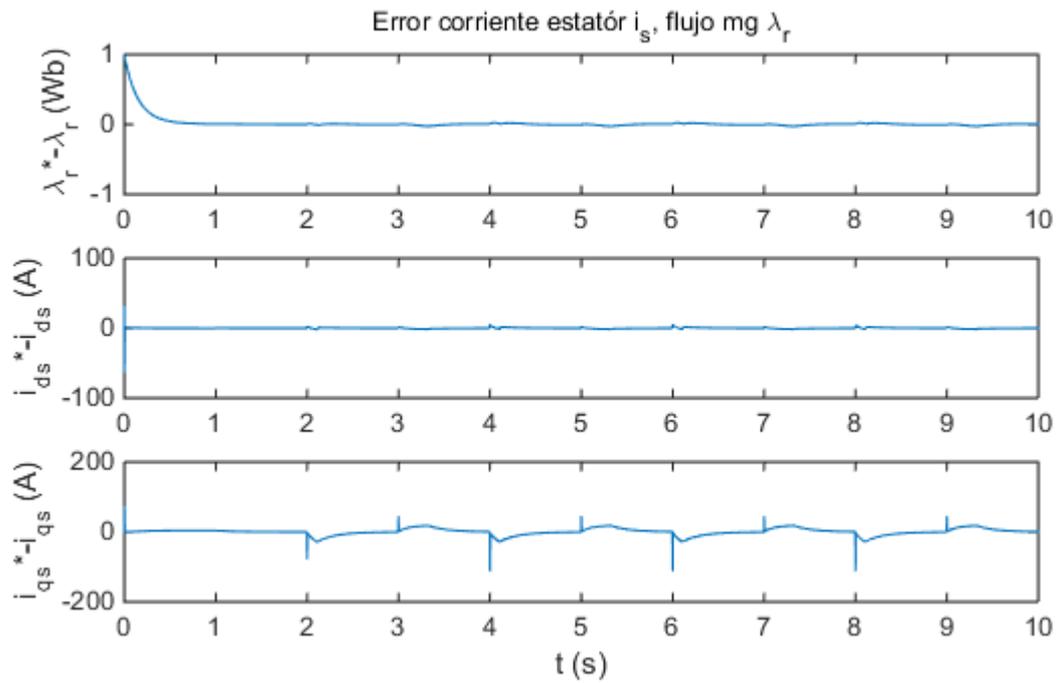


Figura 5-27. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

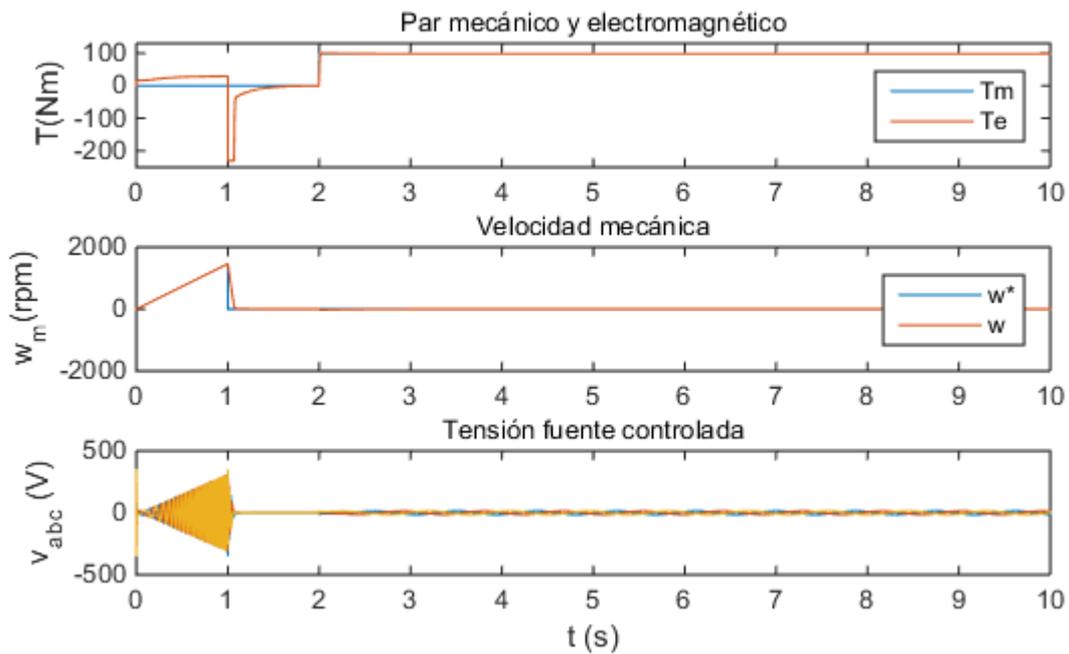


Figura 5-28. Par T_e , velocidad ω_m y \bar{v}_s con estimador convencional para 0 rpm, 98.11 Nm

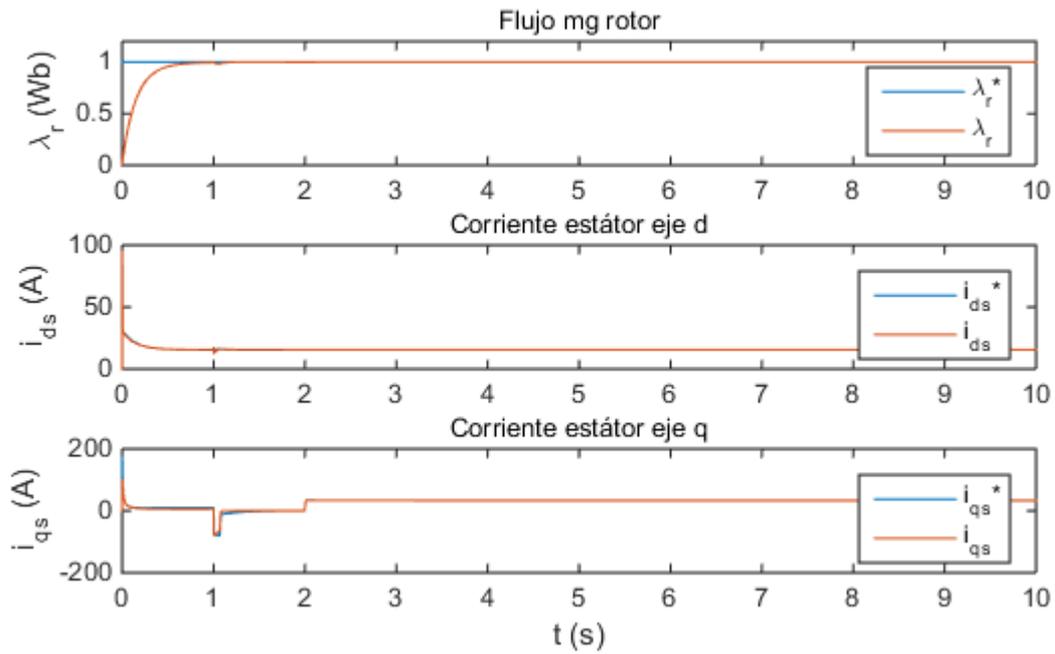


Figura 5-29. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 98.11 Nm

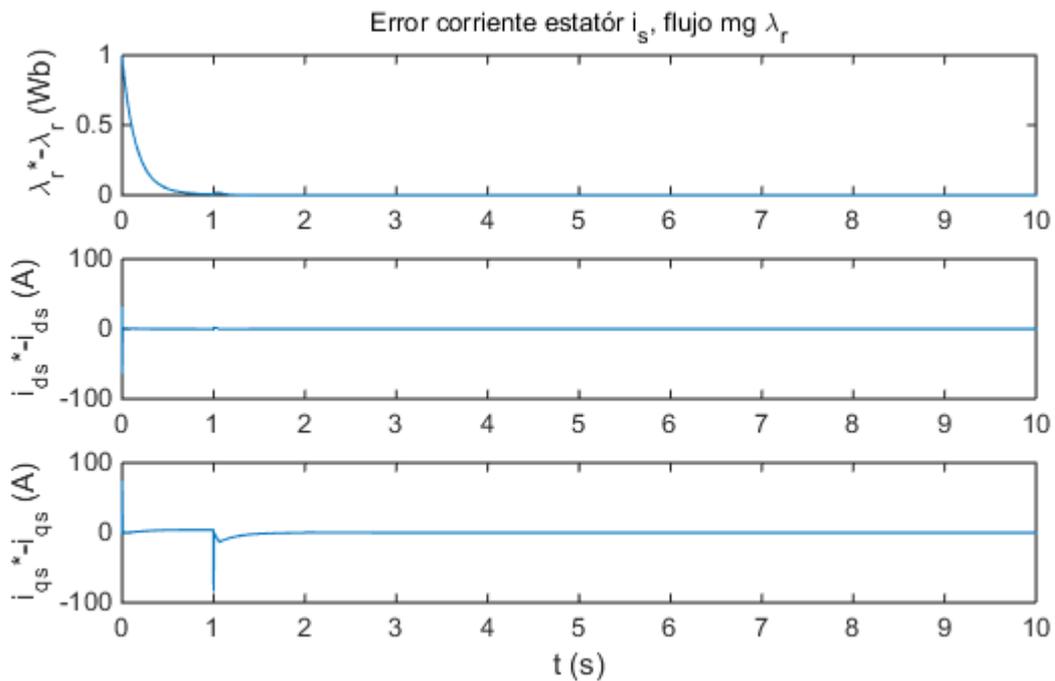


Figura 5-30. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 98.11 Nm

5.3.2.3 Simulación para estimador convencional con par resistente 0 Nm

En este caso se está accionando la máquina para que gire en vacío. Se simularán con los mismos perfiles de velocidad que se han accionado, para comparar donde el IFOC puede controlar la MI y cuando no lo hace.

- Perfil de velocidad A.

En las Figuras 5-31, 5-32 y 5-33 se presentan los resultados para esta velocidad sin carga conectada en el eje. La velocidad mecánica sigue correctamente la de referencia y la tensión generada está dentro de los límites señalados. Tanto las corrientes estáticas como el flujo rotórico se mantienen en correcto seguimiento y estimación.

- Perfil de velocidad B.

En este caso en las Figuras 5-34, 5-35 y 5-36 se muestran los resultados de simulación similares que para 1000 rpm y 98.11 Nm en la sección 5.3.2.2 se obtenían. Las demás magnitudes se mantienen en funcionamiento adecuado, en seguimiento y error nulo, Figuras 5-35 y 5-36.

- Perfil de velocidad C.

Para esta situación de funcionamiento se siguen presentando resultados equivalentes a los presentados en la sección 5.3.2.1 y 5.3.2.2 para este mismo perfil de velocidad. El límite dinámico de la MI queda reflejado en la Figura 5-37 con el par máximo T_e saturado a 230 Nm y una aceleración, tanto para frenarse como para acelerar, de $230/J$ m/s² y $-230/J$ m/s² respectivamente. Por el análisis de las otras magnitudes que se estiman, λ_r e \vec{i}_s en las Figuras 5-38 y 5-39, se puede afirmar que, aunque la MI esté en vacío, se genera la frecuencia de la \vec{v}_s adecuada para girarla en un sentido u otro sin perder el control de ésta

- Perfil de velocidad D.

La MI para este caso está siendo alimentada con la tensión necesaria para que la mantenga parada en vacío. En la Figura 5-40, las tensiones caen a cero y la velocidad ω_m sigue la de referencia. Las magnitudes del flujo λ_r y las corrientes i_{ds} e i_{qs} siguen las de referencia en la Figura 5-41 y los errores se hacen nulos establemente en la Figura 5-42.

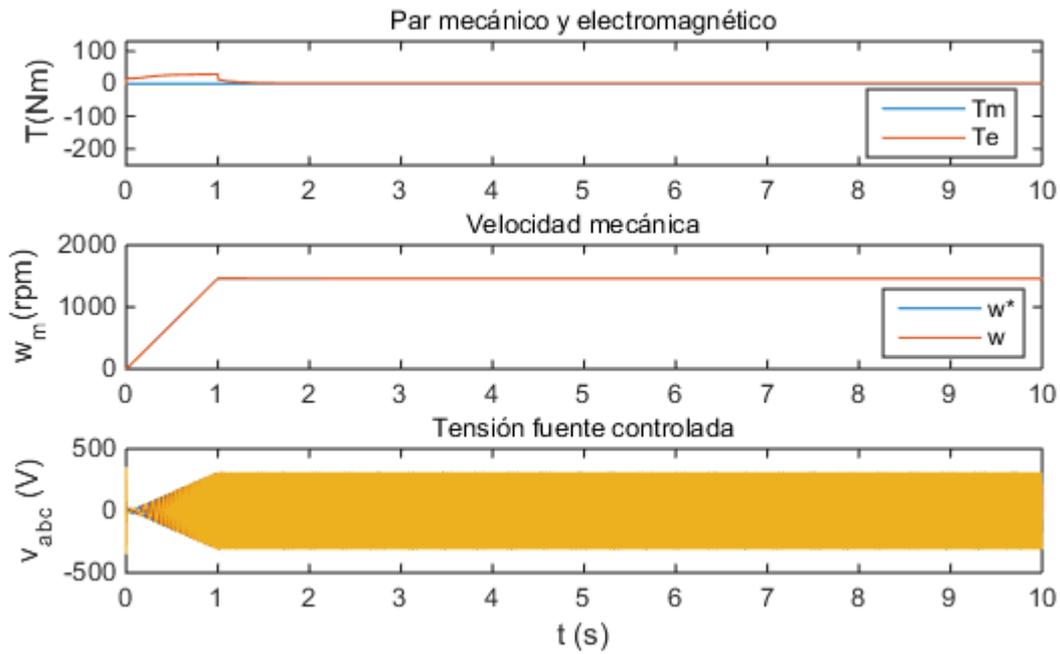


Figura 5-31. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para 1460 rpm, 0 Nm

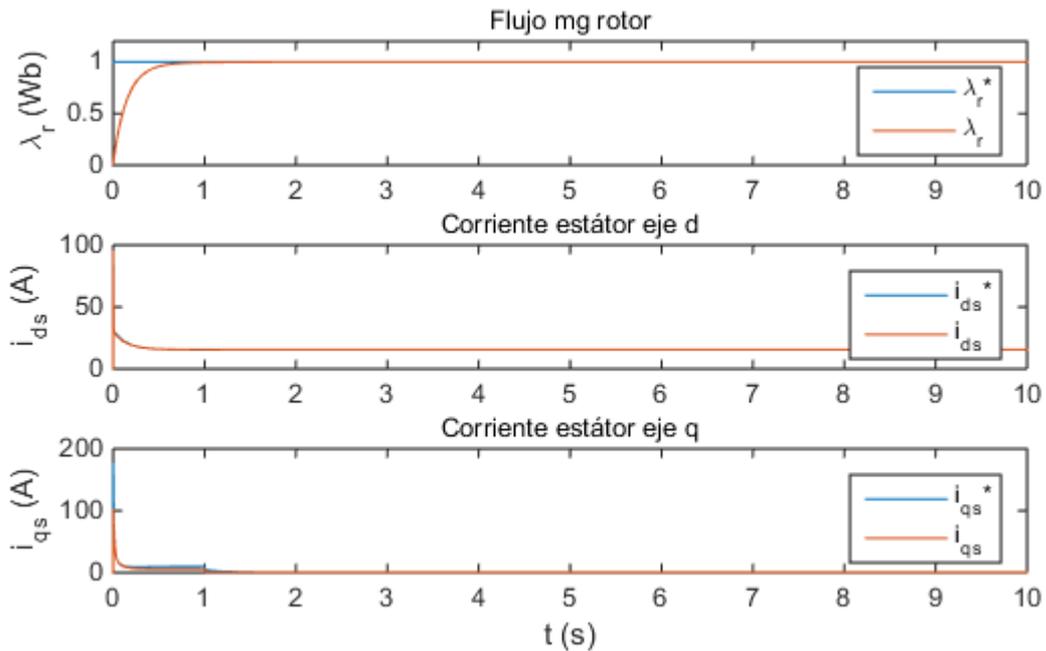


Figura 5-32. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 0 Nm

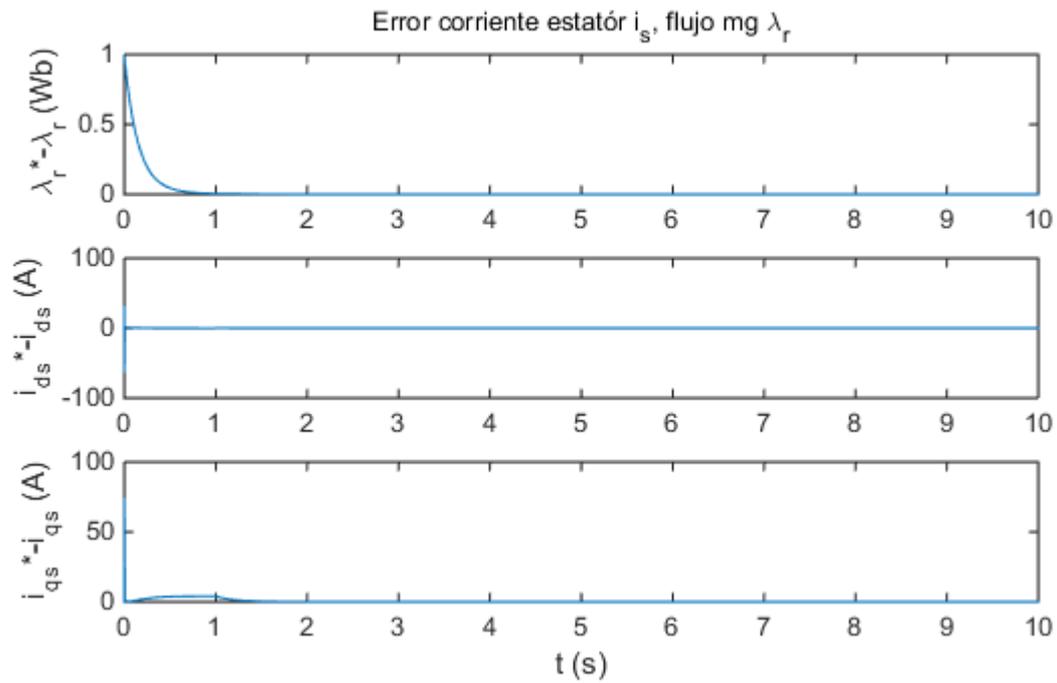


Figura 5-33. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 0 Nm

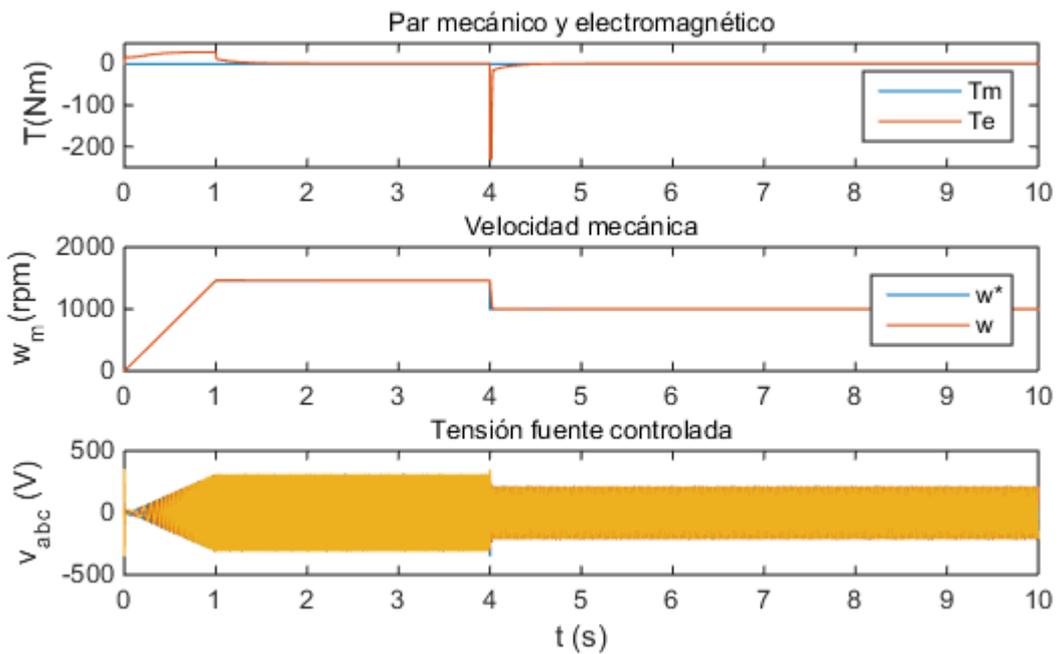


Figura 5-34. Par T_e , velocidad ω_m y \bar{v}_s con estimador convencional para 1000 rpm, 0 Nm

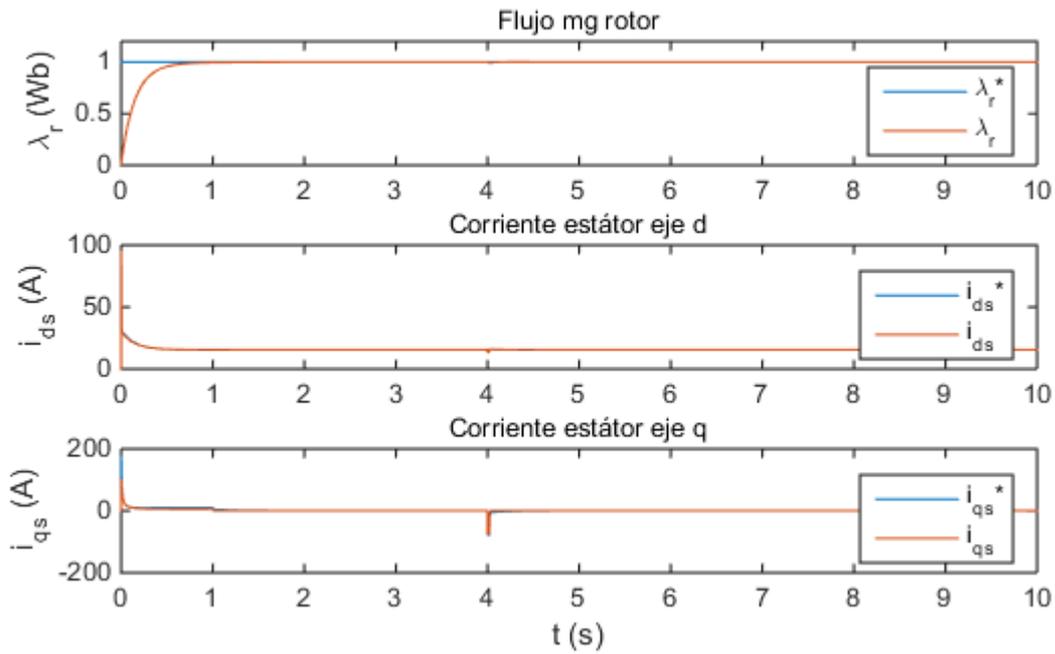


Figura 5-35. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 0 Nm

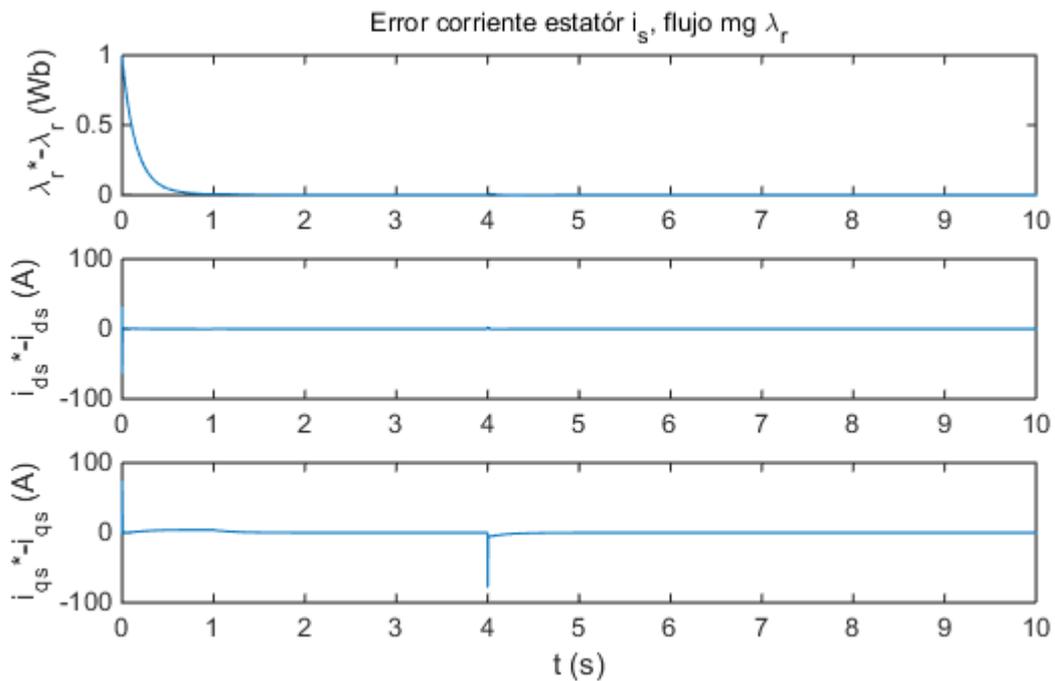


Figura 5-36. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 0 Nm

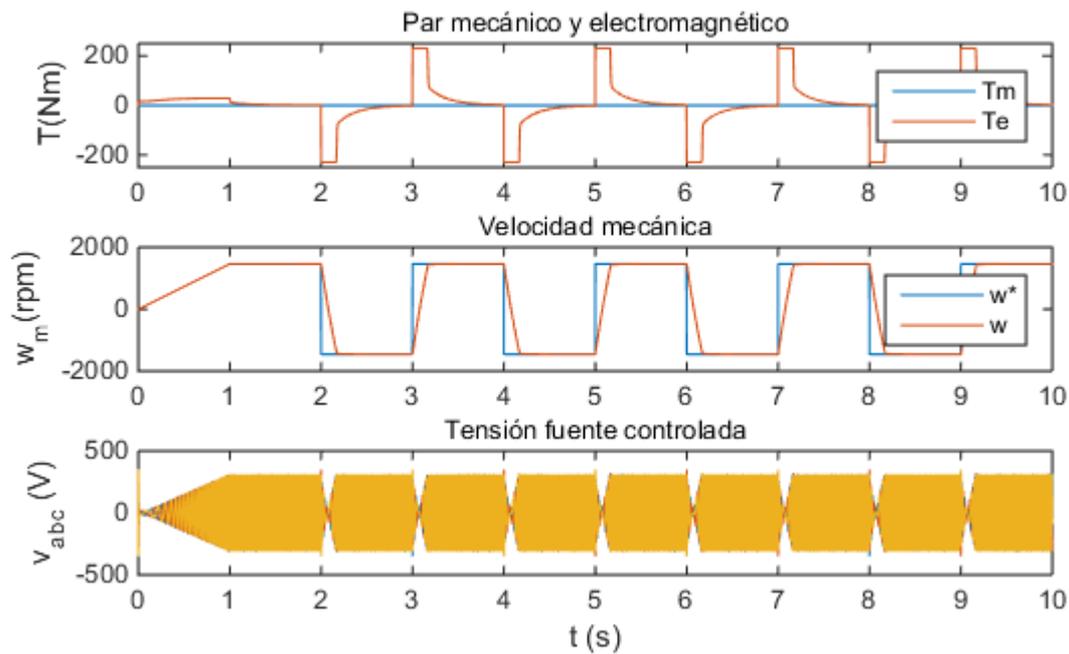


Figura 5-37. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador convencional para ± 1460 rpm, 0 Nm

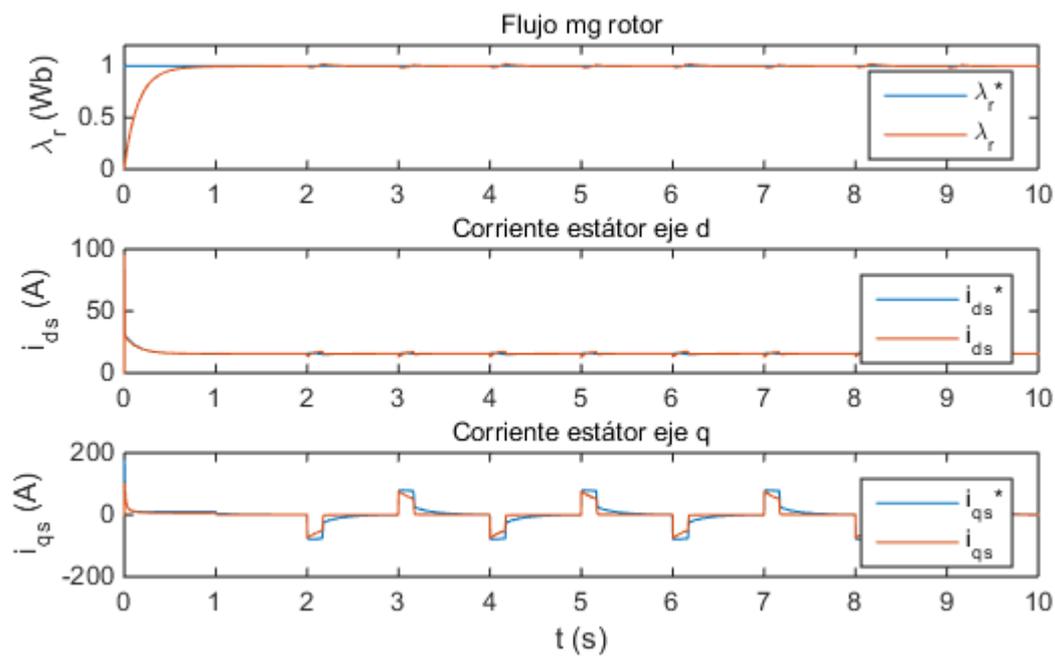


Figura 5-38. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 0 Nm

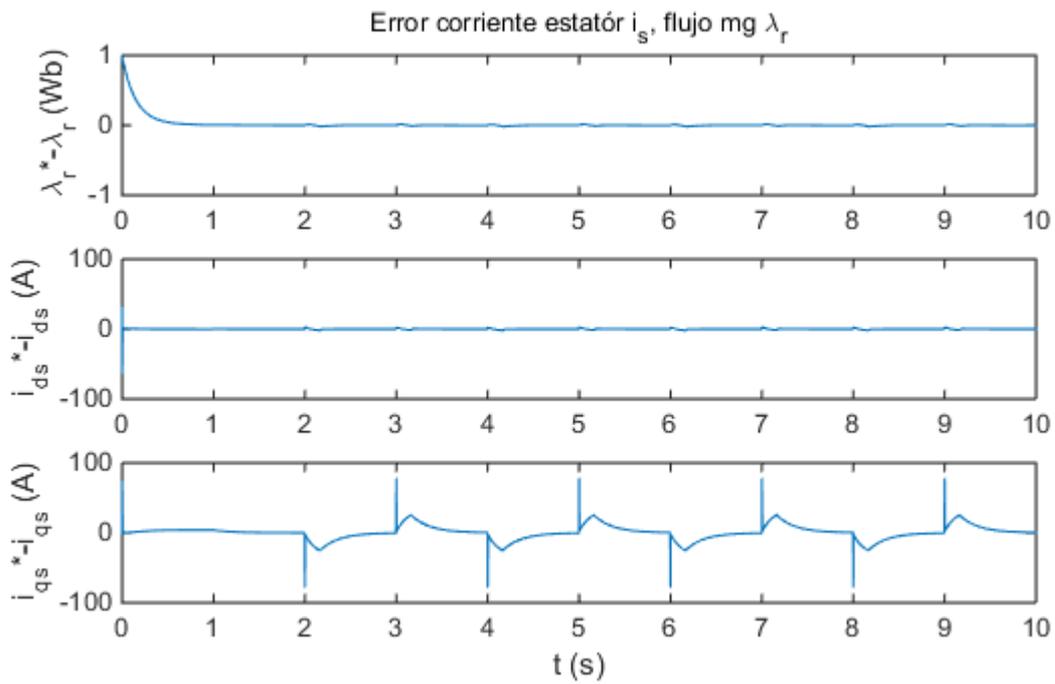


Figura 5-39. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 0 Nm

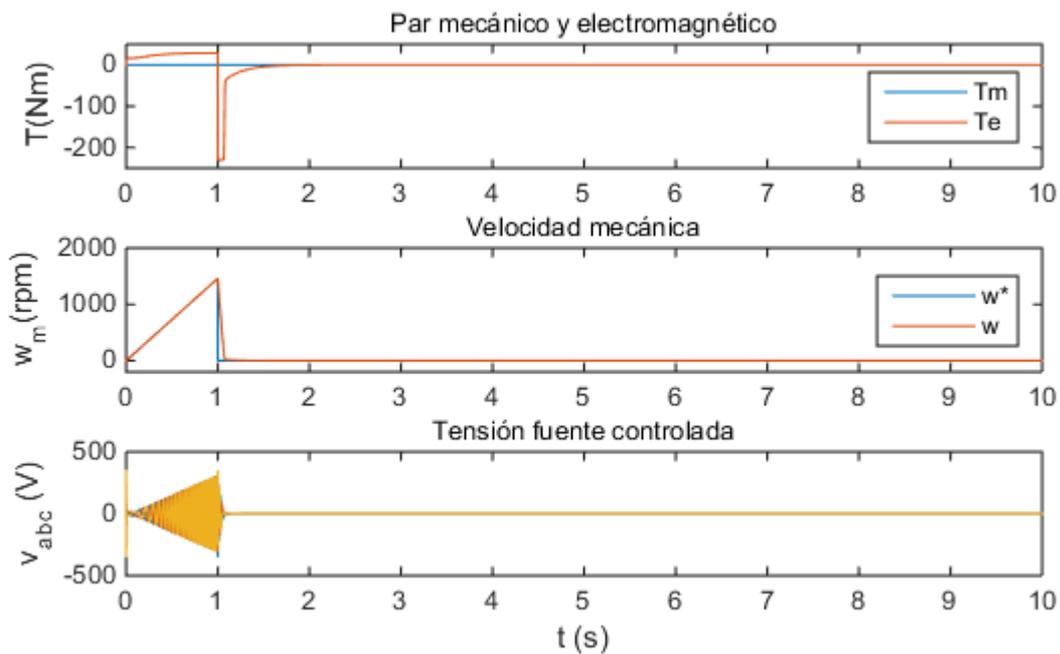


Figura 5-40. Par T_e , velocidad ω_m y \bar{v}_s con estimador convencional para 0 rpm, 0 Nm

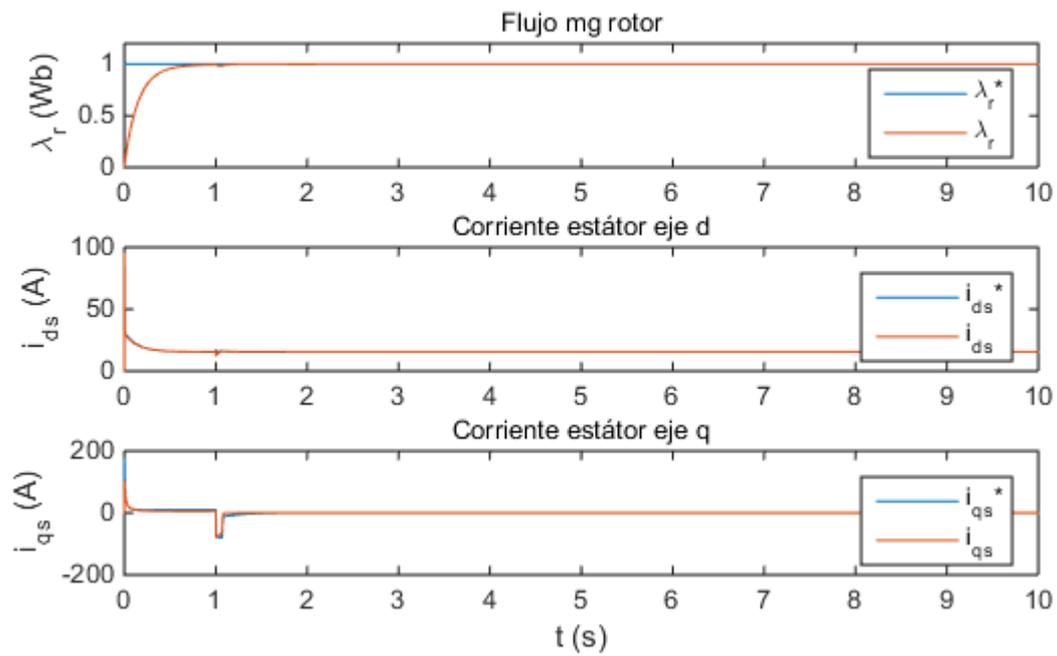


Figura 5-41. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 0 Nm

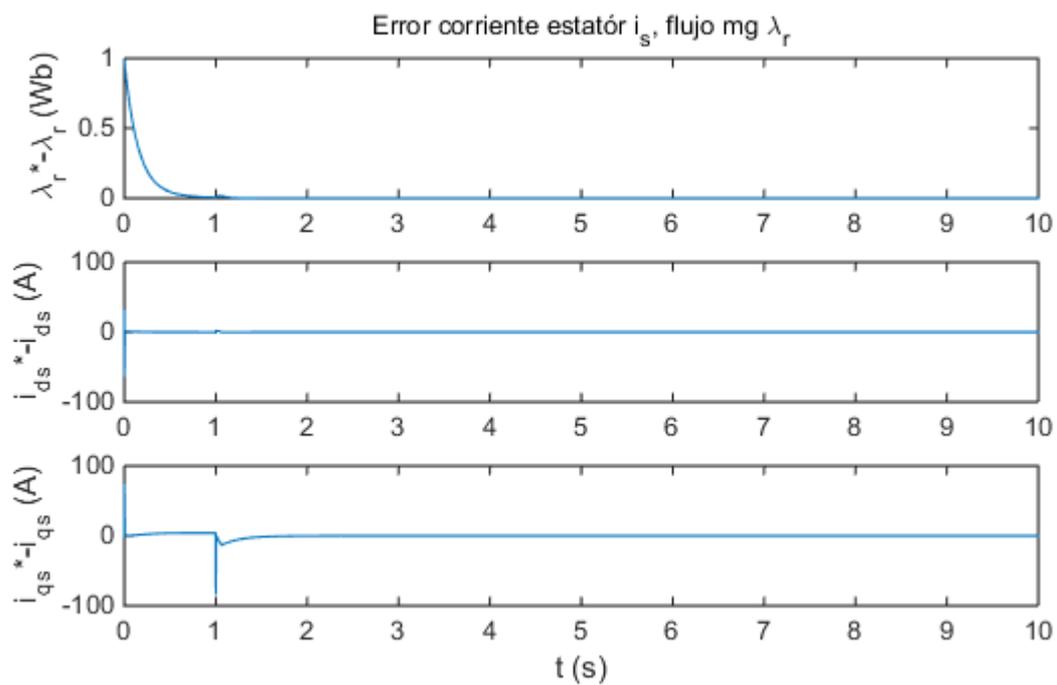


Figura 5-42. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 0 Nm

5.3.3 Conclusiones de las simulaciones del IFOC y estimador convencional

En la sección 5.3.3 se han presentado distintos casos de funcionamiento que podrían darse durante el funcionamiento de una MI. Aunque la máxima eficiencia de las MI se da cuando accionan la potencia útil para la que han sido diseñadas, la realidad de las aplicaciones industriales de un motor difiere de esta situación con tan buen rendimiento.

Con las simulaciones que se han realizado en los apartados 5.3.2.1 para un par resistente de 50 Nm, 5.3.2.2 para un par resistente de 98.11 Nm y 5.3.2.3 para un par resistente de 0 Nm, se ha visto alguna de las afirmaciones realizadas para explicar el control vectorial de campo orientado. Un ejemplo de ello es la independencia que el valor del flujo rotórico λ_r tenía frente a la variación del par resistente que se conecta al eje de la máquina cuando gira a una velocidad que no excede de la nominal. En el caso de producirse alguna variación lo hace del orden de centésimas de unidad y en función de la variación de la velocidad, como ocurre en el caso de la simulación del perfil C y 0 Nm en la sección 5.4.2.3, Figura 5-14, 5-26 y 5-38.

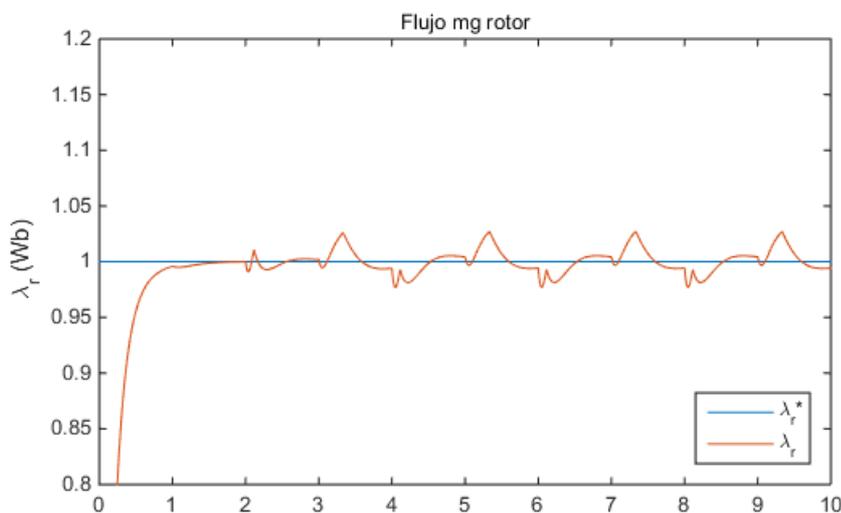


Figura 5-43. Detalle del flujo λ_r para velocidad ± 1460 rpm, 0 Nm

En los principios de la teoría del control campo vectorial, expuestos en la sección 5.1, se deducía como la corriente i_{ds} era la encargada de ajustar el flujo λ_r y que la componente i_{qs} ajustaba el par T_e que producía la MI. En las simulaciones realizadas se puede ver la estrecha dependencia al variar dichas magnitudes con sus respectivas corrientes. Esta dependencia se pone sobre todo de manifiesto al accionar el perfil de velocidad C en los errores representados de $i_{qs}^* - i_{qs}$ en las Figuras 5-15, 5-27 y 5-39.

Con respecto a los perfiles de velocidad C y D, se puede afirmar que son de los más exigentes para la MI. Cuando se accionan estos perfiles se pone de manifiesto el límite de funcionamiento que tiene la máquina elegida, Figuras 5-13, 5-25 y 5-37. Pese a estar en el límite dinámico de funcionamiento, el control implementado del IFOC junto con el estimador convencional tiene una respuesta estable durante la simulación de estos perfiles de velocidad ω_m . El motivo de este comportamiento estable es la robustez del control simulado, ya sea accionando un par T_m nominal o en vacío.

El nuevo reto que se plantea en los apartados siguientes es la posibilidad de implementar otros tipos de control alternativos a éste que puedan crear la tensión de alimentación \vec{v}_s con la frecuencia f_s correcta para controlar la MI, así como la posibilidad de prescindir de alguna de las medidas como puede ser la velocidad ω_m para aplicaciones *sensorless*.

5.4 Estimador de flujo en ejes estacionarios $\alpha\beta$

El control de campo orientado IFOC y el estimador convencional, deducido y simulado en la sección 5.3, es un tipo de control que funciona correctamente para escenarios de trabajo con distintos perfiles de velocidad y diferentes cargas conectadas. Este controlador que regula las tensiones del inversor es adecuado, pero también sería interesante comprobar otros estimadores de flujo que prescindan de medidas de la MI como la velocidad mecánica ω_m . El *Estimador de flujo en ejes estacionarios $\alpha\beta$* es un tipo de estimador de flujo magnético en el rotor λ_r que utiliza las medidas de la tensión y la corriente del devanado del estátor, \vec{i}_s y \vec{v}_s .

Por lo que este nuevo estimador que se presenta utilizará sólo las medidas de la tensión y la intensidad medidas en bornes de la MI, como se puede ver en la Figura 5-44. Mientras que para el estimador convencional el ángulo θ_f y el módulo λ_r es calculado con los datos de la ω_m e $i_{abc,s}$, el estimador estacionario utiliza las corrientes y tensiones del estátor, $i_{abc,s}$ y $v_{abc,s}$.

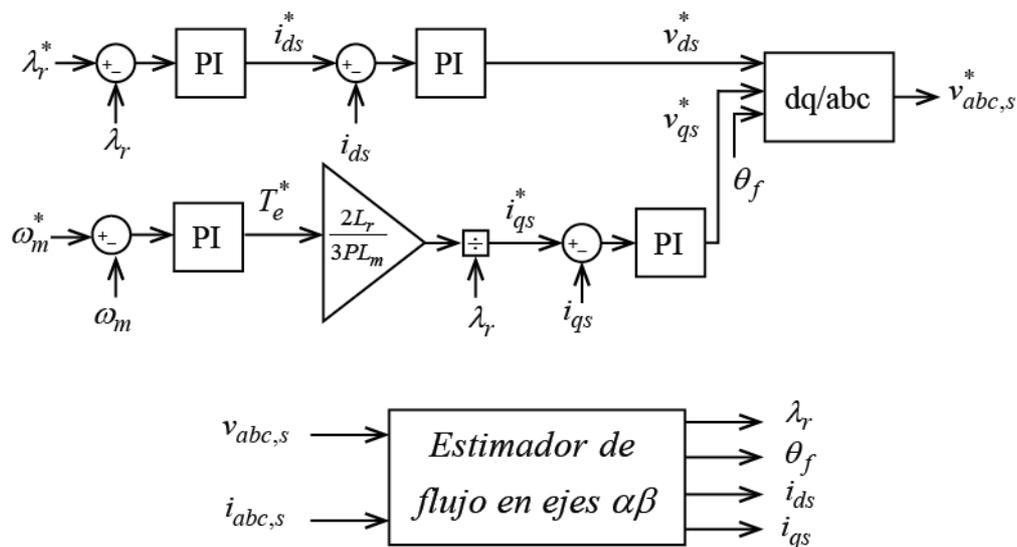


Figura 5-44. IFOC con estimador de flujo en ejes estacionarios $\alpha\beta$

El estimador convencional consistía en configurar unos ejes dq con la velocidad ω_s de tal forma que se alinee el vector $\vec{\lambda}_r$ con el eje d de estos ejes con referencia síncrona, como se podía ver en la Figura 5-1. Para el estimador estacionario, la velocidad angular que tienen estos ejes es nula, alineándose el eje d con el eje a del sistema trifásico del estátor. Según la transformada de Clarke, estos ejes dq estáticos serían equivalentes a los presentados en la sección 3.2 como $\alpha\beta$.

El modelo dinámico de la MI quedaría a su vez configurado con la referencia estacionaria al igualar a cero la velocidad ω en las ecuaciones de tensión y flujo magnético. Para este nuevo estimador se parte de la ecuación de tensión en el estátor (4.1.a), donde la fuerza electromotriz se anula por la referencia tomada y el operador p se traduce al dominio de Laplace para obtener la función de transferencia correspondiente, ecuación (5.19). En la ecuación (5.19) tanto las tensiones como las corrientes son datos medidos directamente, por lo que habría que calcular $\vec{\lambda}_s$, ecuación (5.20).

$$\vec{v}_s = R_s \vec{i}_s + s \vec{\lambda}_s \quad (5.19)$$

$$\vec{\lambda}_s = (\vec{v}_s - R_s \vec{i}_s) / s \quad (5.20)$$

El flujo rotórico se calcula con la ecuación (4.2.b), donde \vec{i}_r se despeja de (4.2.a) para sustituirla en (4.2.b) y obtener la ecuación (5.21). Si se reúne las inductancias en una constante σ , la ecuación final sería la (5.22), donde $\vec{\lambda}_s$ se calcularía con la ecuación (5.20). A partir del vector flujo rotórico $\vec{\lambda}_r$, obtenido en sus componentes $\alpha\beta$, se obtendrá el módulo de éste y su ángulo de posición θ_f mediante las ecuaciones (5.24) y (5.25).

$$\vec{\lambda}_r = \frac{L_r}{L_m} (\vec{\lambda}_s - (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) \vec{i}_s) \quad (5.21)$$

$$\vec{\lambda}_r = \frac{L_r}{L_m} (\vec{\lambda}_s - \sigma L_s \vec{i}_s) \quad (5.22)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \quad (5.23)$$

$$\lambda_r = \sqrt{\lambda_{\alpha r}^2 + \lambda_{\beta r}^2} \quad (5.24)$$

$$\lambda_r = \arctan \frac{\lambda_{\beta r}}{\lambda_{\alpha r}} \quad (5.25)$$

Las ecuaciones que definen el estimador de flujo rotórico $\vec{\lambda}_r$ en ejes estacionarios $\alpha\beta$ sugieren el siguiente diagrama de bloques, Figura 5-45, el cual se implementará en Simulink sustituyéndolo en el modelo simulado en la sección 5.3 por el estimador de flujo convencional.

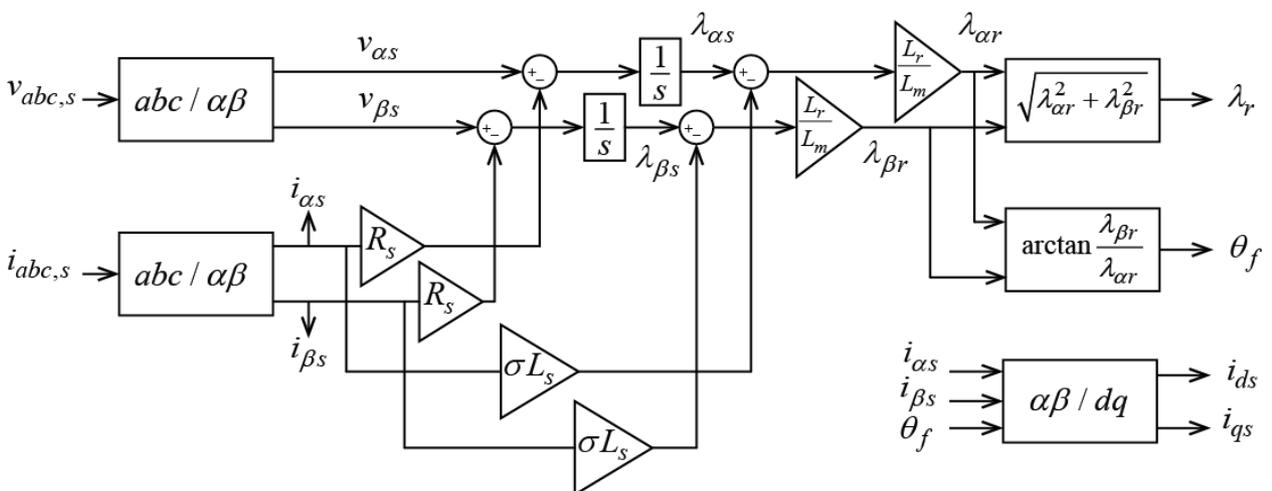


Figura 5-45. Diagrama del estimador de flujo en ejes estacionarios $\alpha\beta$ [4]

5.4.1 Simulación en Matlab®/Simulink del estimador de flujo en ejes $\alpha\beta$

El modelo de simulación que se crea en esta sección es una continuación del presentado en la sección 5.3.1. Para este modelo, se modifican las entradas al estimador añadiendo la tensión en el estátor \vec{v}_s , por ser una de las magnitudes que utiliza el estimador estacionario. Esta tensión es un dato de entrada y salida del estimador estacionario, por lo que se debe introducir un bloque denominado *Delay*. Esta función se encargará de introducir el retraso de un instante de tiempo al principio de la simulación, ya que para el instante $t = 0$ aún no se ha generado ningún valor de tensión de alimentación al estátor de la MI.

El estimador proporciona las componentes en $\alpha\beta$ del vector $\vec{\lambda}_r$, a partir de las cuales se debe calcular el módulo de este vector y su ángulo de posición. Para las transformaciones $\alpha\beta/dq$ y $dq/\alpha\beta$, necesarias para calcular las tensiones \vec{v}_s e \vec{i}_s para el control, el ángulo θ_f generado en este estimador es realimentado.

Como ya se ha presentado en el inicio de la sección 5.4, se conservan las mismas líneas de control que se usan en el IFOC para obtener \vec{v}_s , sustituyendo el estimador de flujo por el creado en esta sección. Los controles PI que se utilizan en el IFOC junto al estimador estacionario se configuran según lo expuesto en la Tabla 5-2, con el fin de simular este estimador en el mismo marco de trabajo y realizar un estudio objetivo de la respuesta de este nuevo estimador.

5.4.2 Resultados en Matlab®/Simulink del estimador estacionario $\alpha\beta$

Las simulaciones que se presentan en este apartado se realizan de la misma forma que para la sección 5.3.2. El par resistente tomará los tres mismos valores (50, 98.11, 0 Nm) y se conectará a los dos segundos de la simulación. Los perfiles de velocidad mecánica de referencia son también los mismos, con el objetivo de poder evaluar en iguales marcos de funcionamiento ambos algoritmos de control. Para el estimador, la duración de las simulaciones será de 10 segundos para observar comportamientos diferentes que con el estimador no se daban.

5.4.2.1 Simulación del estimador estacionario con par resistente 50 Nm

- Perfil de velocidad A.

Para este caso, se comporta el estimador de manera equivalente al estimador convencional, Figuras 5-46, 5-47, 5-48.

- Perfil de velocidad B.

El control para disminuir la velocidad de la MI, en el perfil que se gira en el mismo sentido y se disminuye la velocidad a 1000 rpm de la MI, se puede afirmar que también el estimador de flujo funciona adecuadamente. La velocidad cambia a los 4 s, Figura 5-49. La tensión en el estátor disminuye también a la vez que lo hace la velocidad por ser menor la frecuencia f_s . Las corrientes en el estátor \vec{i}_s y el flujo magnético λ_r son estimados adecuadamente por el estimador estacionario, Figuras 5-50 y 5-51.

- Perfil de velocidad C.

En la Figura 5-52 se puede observar que la MI es controlada en velocidad, aunque limitada por su inercia a la hora de frenarse y acelerarse. Con respecto a la estimación de las corrientes del estátor, i_{ds} e i_{qs} , tanto en la Figura 5-53 como 5-54, se puede ver que no hay error entre la corriente de referencia y la estimada. En el caso del flujo λ_r , la respuesta de este estimador es peor con respecto a la del estimador convencional.

- Perfil de velocidad D.

En este caso se obliga a la máquina a estar parada con una carga mecánica equivalente al par conectado, 50 Nm. Como se ha ampliado en la Figura 5-55, la velocidad de la máquina no es cero, sino que se mantiene oscilando entorno a la velocidad de referencia. La señal del par electromagnético tiene una respuesta oscilatoria, como el flujo rotórico λ_r en la Figura 5-56. Aunque el error de las corrientes en el estátor \vec{i}_s en ejes dq es nulo, Figura 5-57, el estimador de flujo magnético en ejes $\alpha\beta$ no es el estimador más adecuado a conectar al inversor cuando la MI se requiera parada.

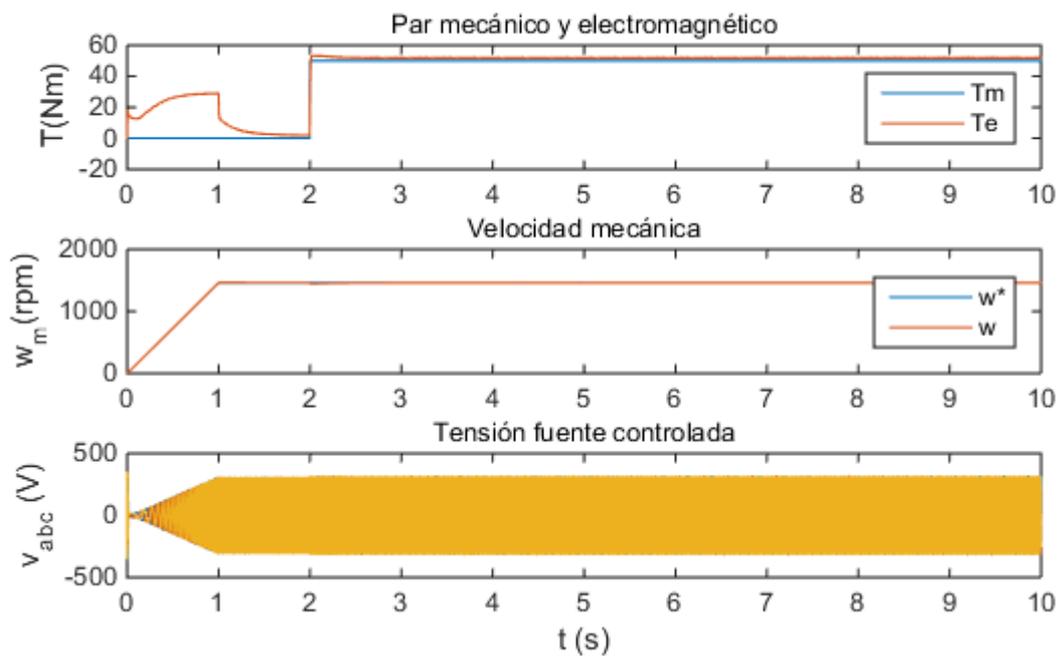


Figura 5-46. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador estacionario para 1460 rpm, 50 Nm

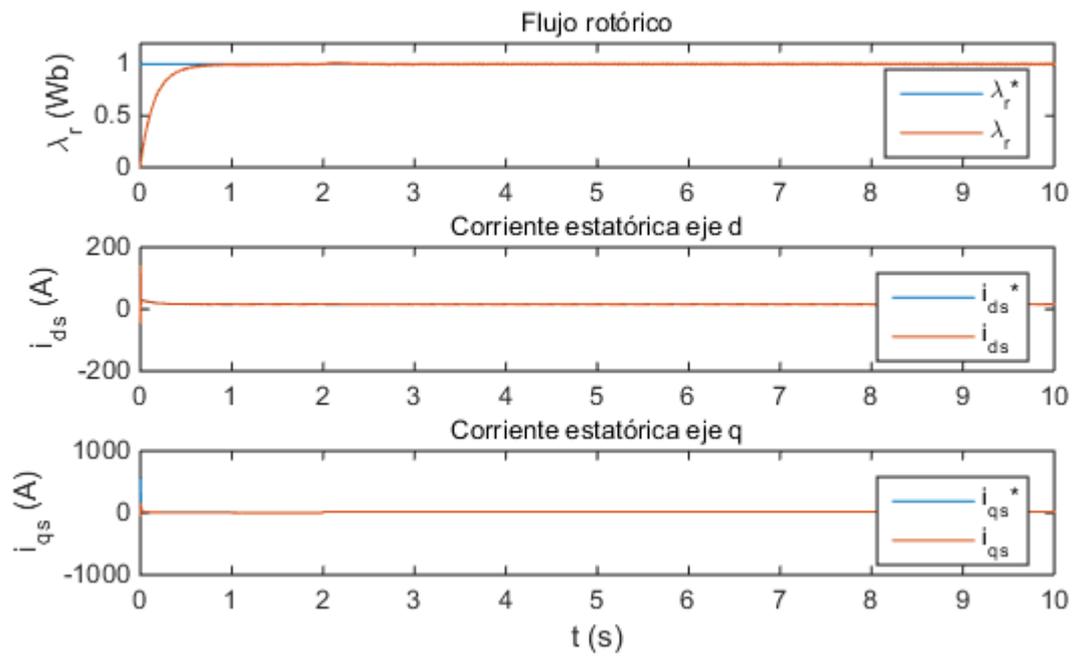


Figura 5-47. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 50 Nm

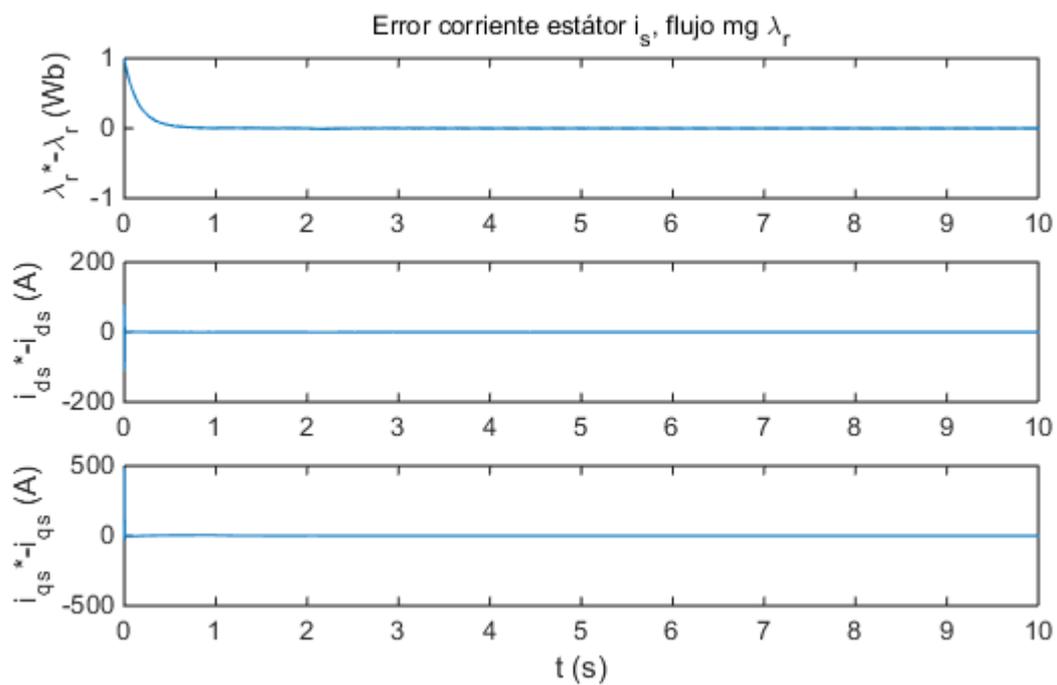


Figura 5-48. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 50 Nm

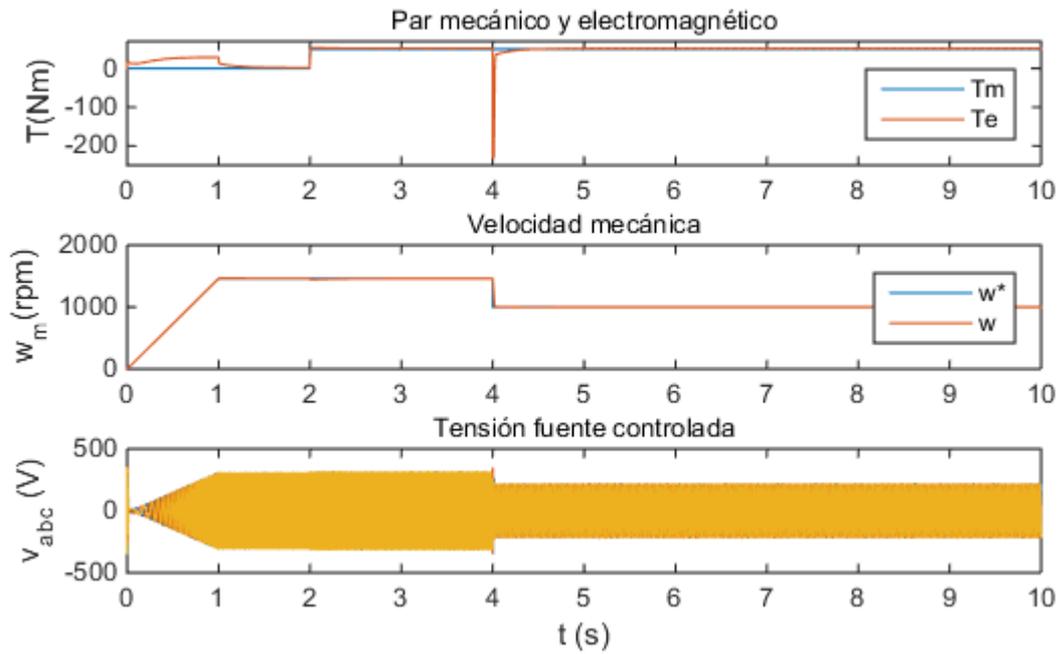


Figura 5-49. Par T_e , velocidad ω_m y \bar{v}_s con estimador estacionario para 1000 rpm, 50 Nm

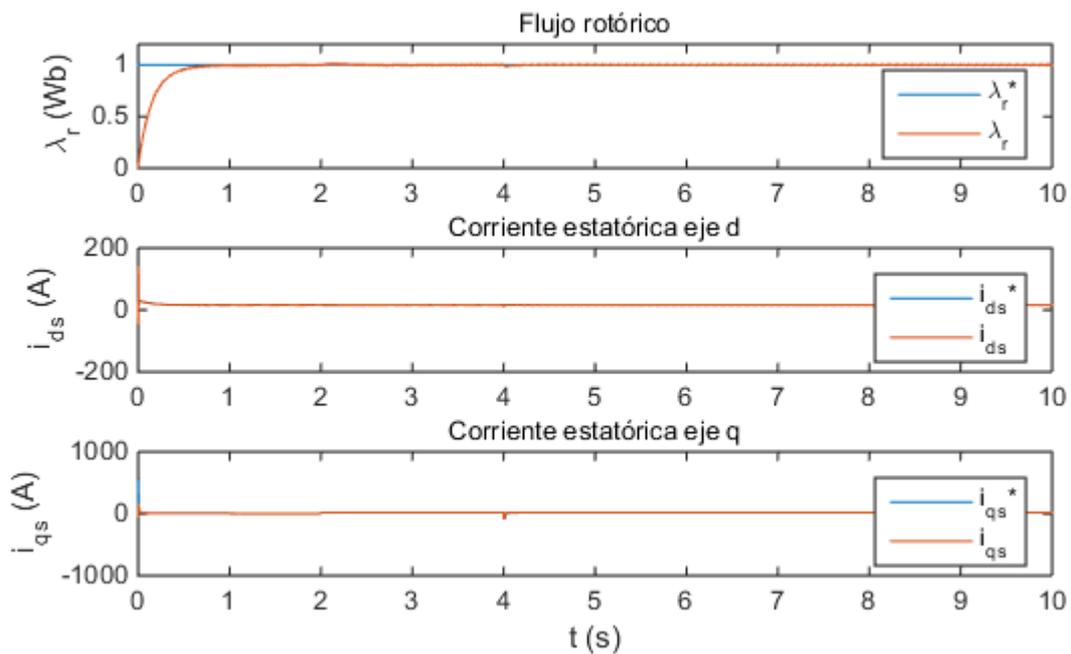


Figura 5-50. Flujo magnético λ_r y corriente \bar{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 50 Nm

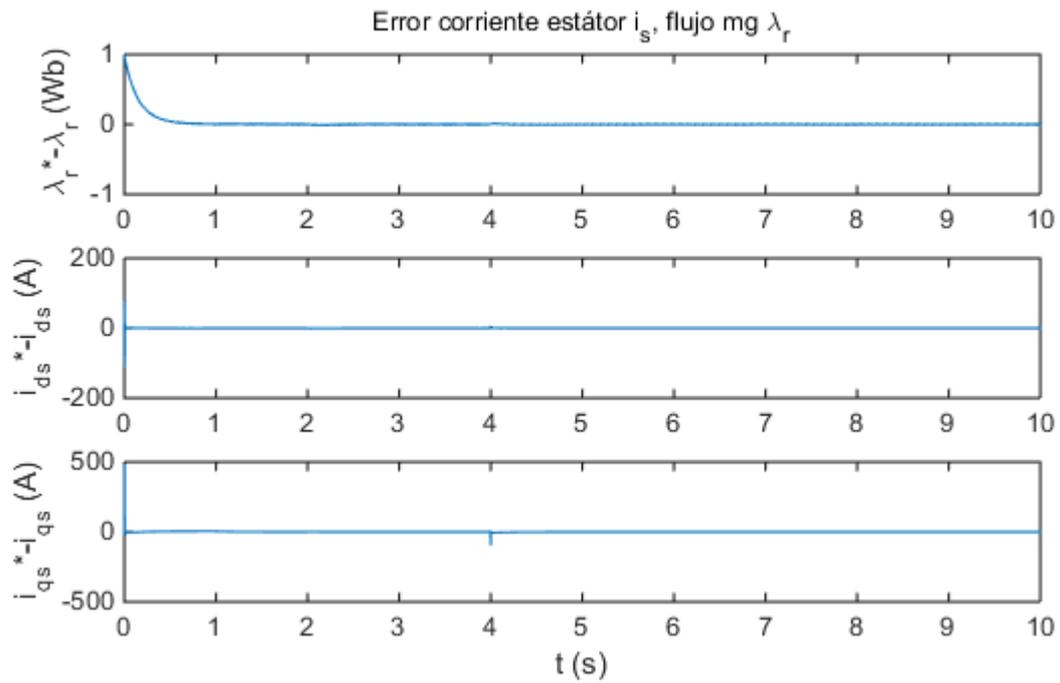


Figura 5-51. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 50 Nm

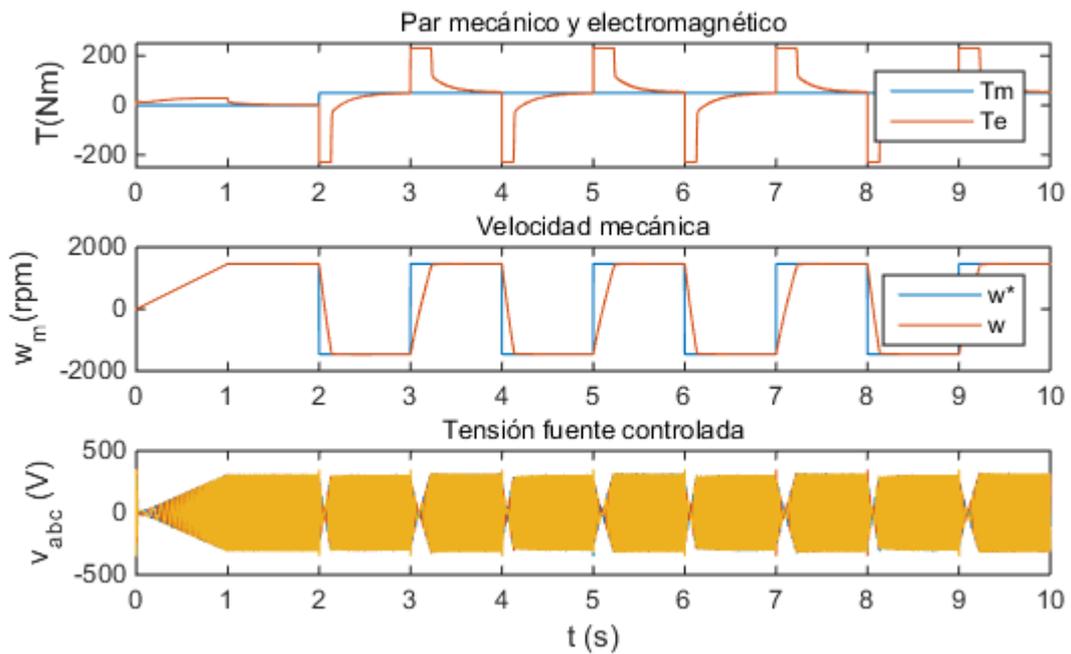


Figura 5-52. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador estacionario para ± 1460 rpm, 50 Nm

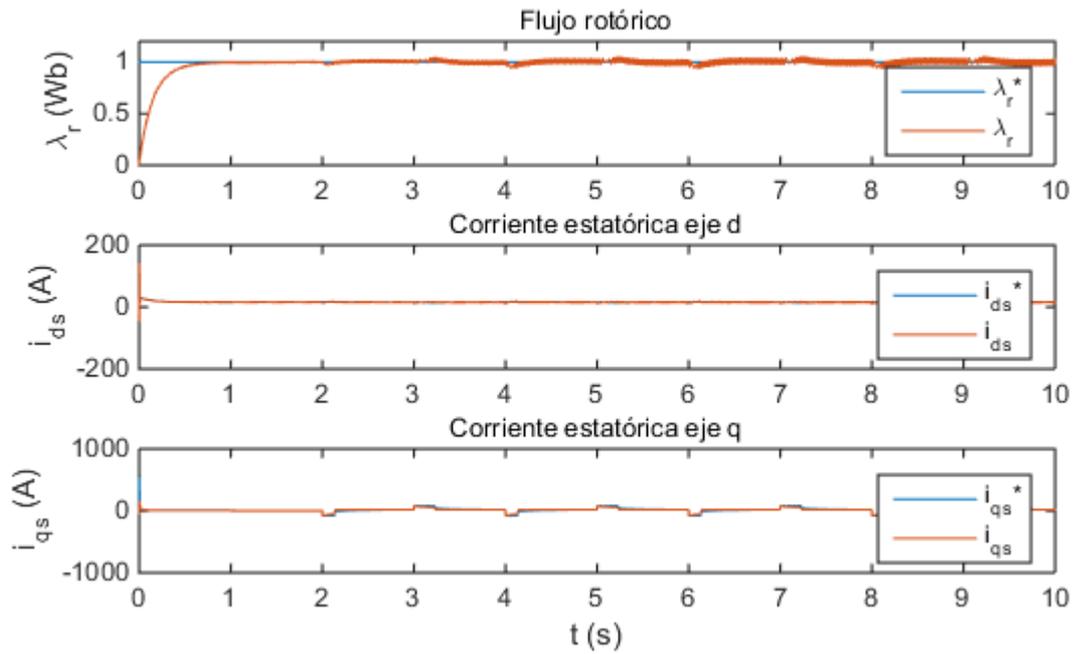


Figura 5-53. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 50 Nm

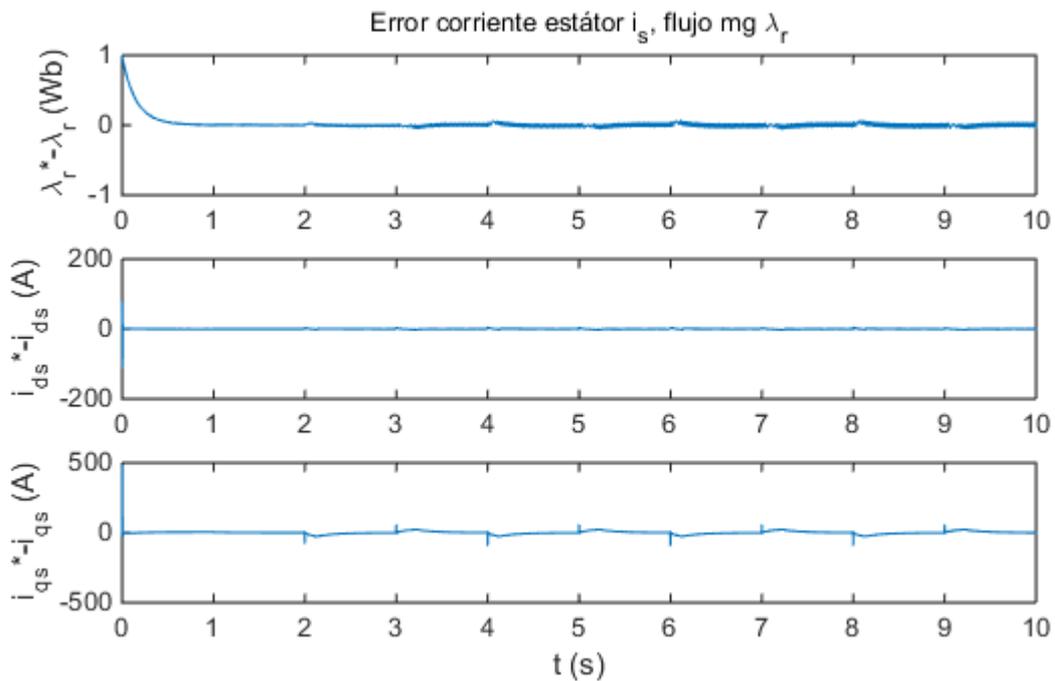


Figura 5-54. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 50 Nm

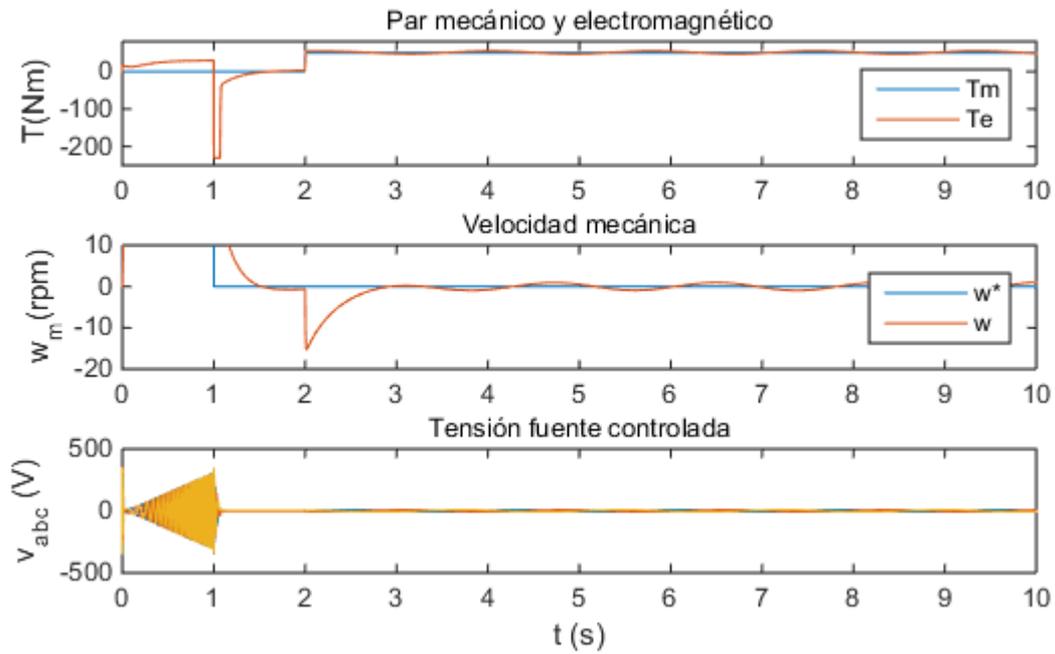


Figura 5-55. Par T_e , velocidad ω_m y \vec{v}_s con estimador estacionario para 0 rpm, 50 Nm

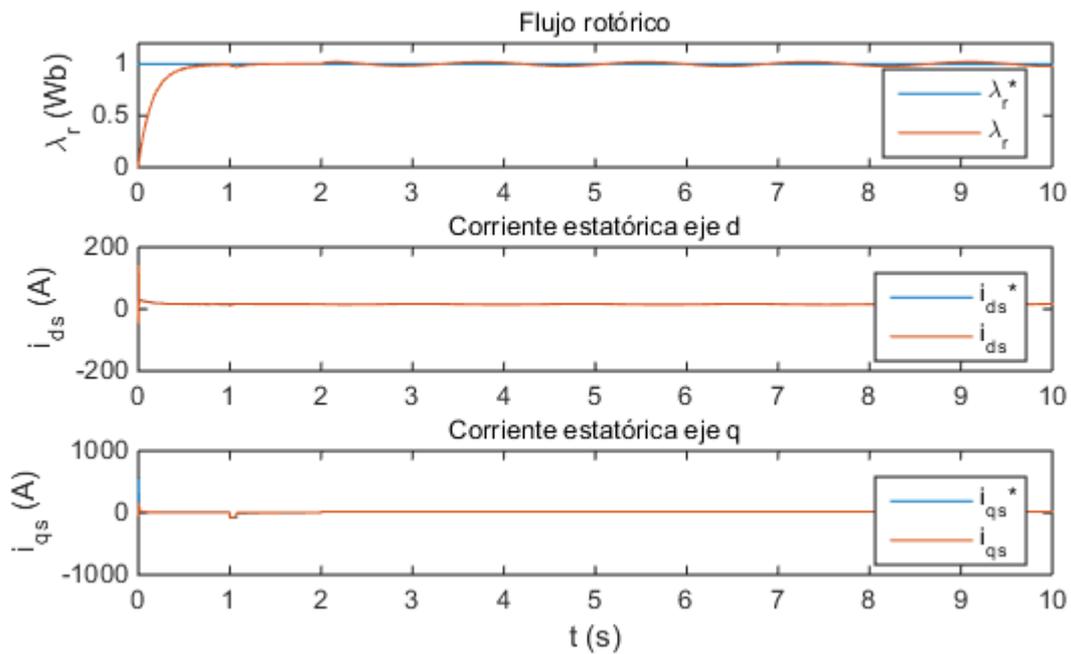


Figura 5-56. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 50 Nm

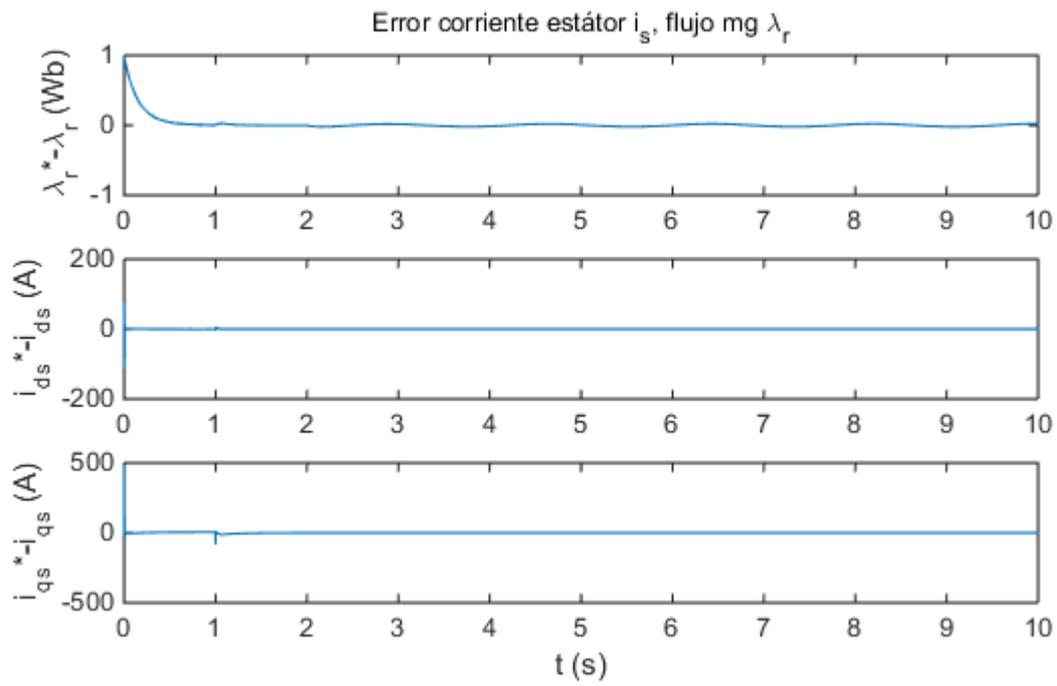


Figura 5-57. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 50 Nm

5.4.2.2 Simulación del estimador estacionario con par resistente 98.11 Nm

- Perfil de velocidad A.

La velocidad y el par de accionamiento nominal es la situación más ideal de funcionamiento para la MI, y a priori simple desde el punto de vista del controlador. Como se puede ver en la Figura 5-58, la ω_m es igual a la de referencia en el régimen permanente. Tanto en la Figura 5-59 como 5-60, se puede ver que la estimación es adecuada y el error de las corrientes estatóricas y del flujo rotórico es nulo.

- Perfil de velocidad B.

En las Figuras 5.61, 5.62 y 5.63 se presentan las señales de estimadas y de control para este perfil de velocidad. Como consecuencia de la disminución de la velocidad ω_m la tensión $\overline{v_s}$ se ve disminuida a partir de los 4 segundos. La estimación de λ_r , i_{ds} e i_{qs} según los resultados presentados en las Figuras 5-54 y 5-55, están bien estimadas.

- Perfil de velocidad C.

Con este perfil de velocidad se quiere comprobar si el estimador es capaz de generar la frecuencia f_s adecuada de la tensión $\overline{v_s}$ que alimenta la MI. Para ello se continúa accionando el par equivalente a la potencia asignada de la MI y se observa un resultado equivalente donde se accionaba 50 Nm, Figura 5-64. En las Figuras 5-65 y 5-66 se presentan las estimaciones y errores de λ_r , i_{ds} e i_{qs} , donde las estimaciones de las corrientes son correctas y sus errores son nulos, mientras que se está estimando un valor de λ_r que empeora con el tiempo de la simulación dando la posibilidad de desestabilizar el control de la MI si se deja operar más tiempo.

- Perfil de velocidad D.

El IFOC junto con el estimador no puede mantener la MI parada, Figura 5-67. La estimación del flujo λ_r , Figura 5-68, no es la adecuada al encontrarse como la velocidad oscilando respecto a la referencia.

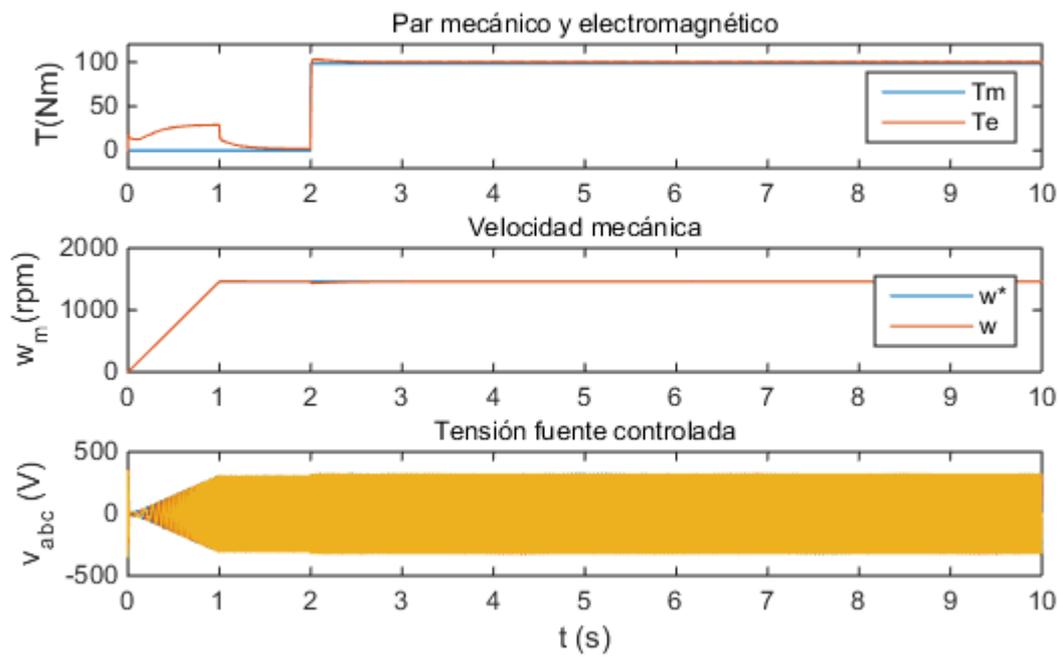


Figura 5-58. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 98.11 Nm

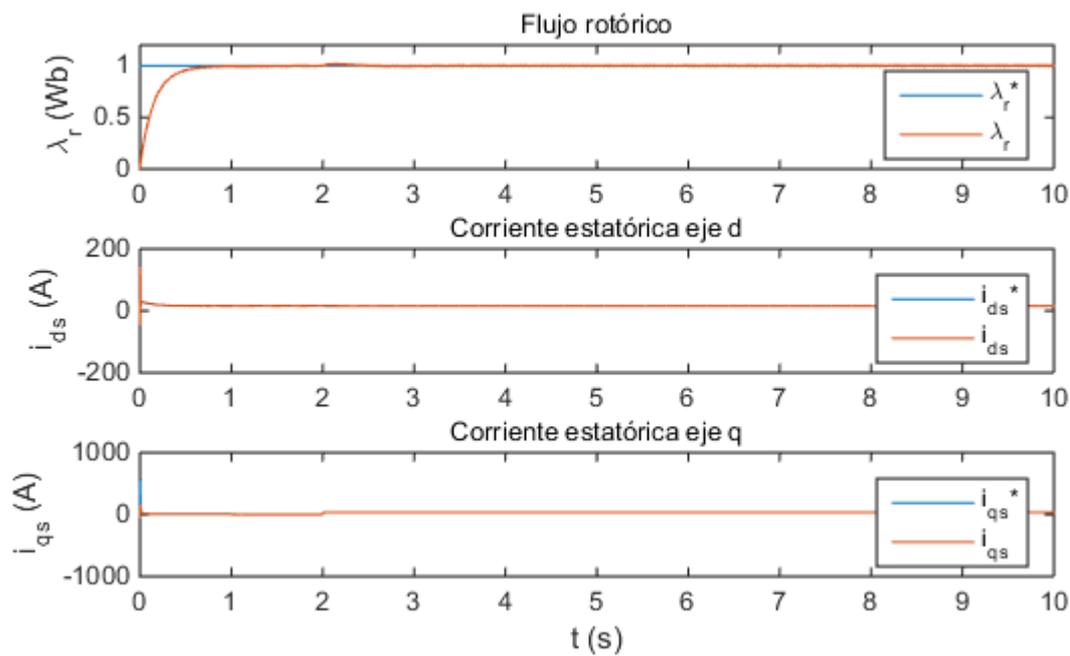


Figura 5-59. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 98.11 Nm

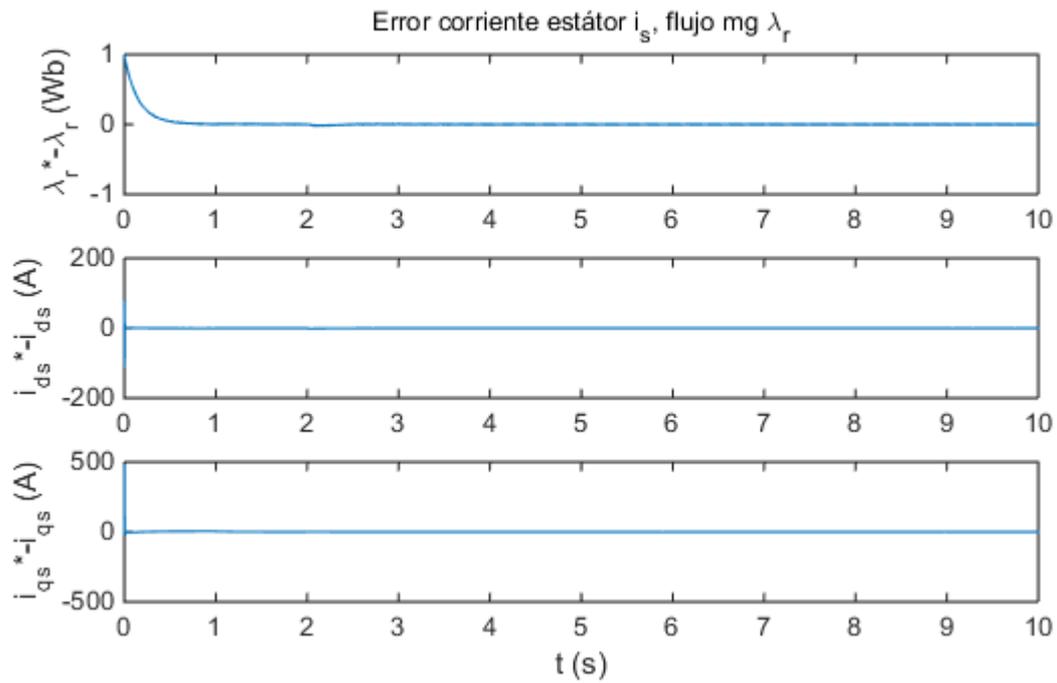


Figura 5-60. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 98.11 Nm

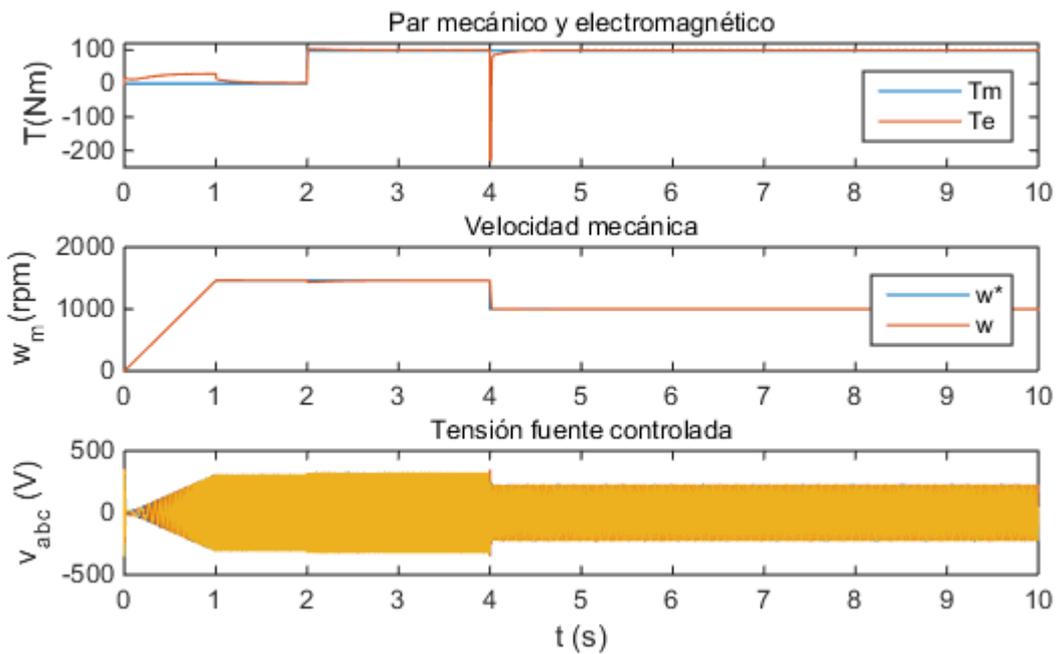


Figura 5-61. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 98.11 Nm

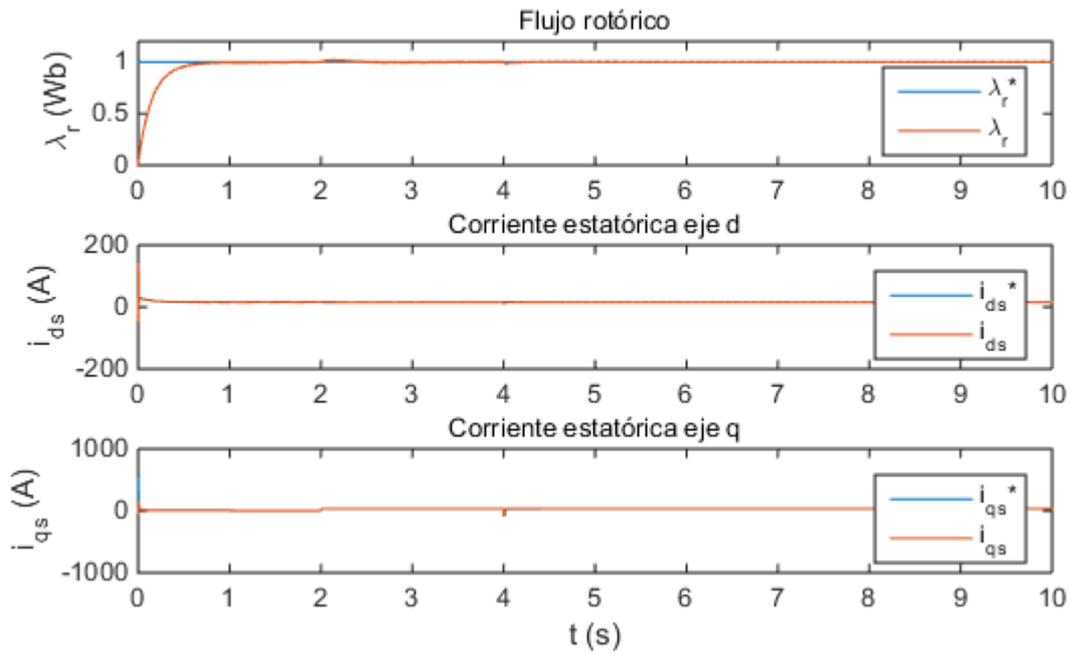


Figura 5-62. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 98.11 Nm

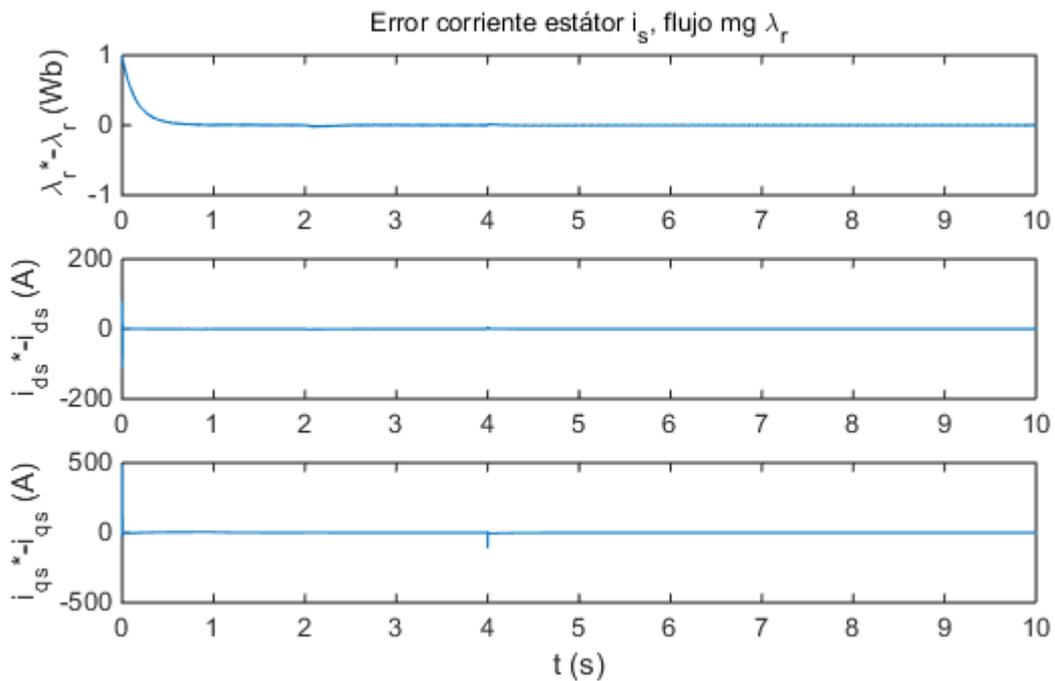


Figura 5-63. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 98.11 Nm

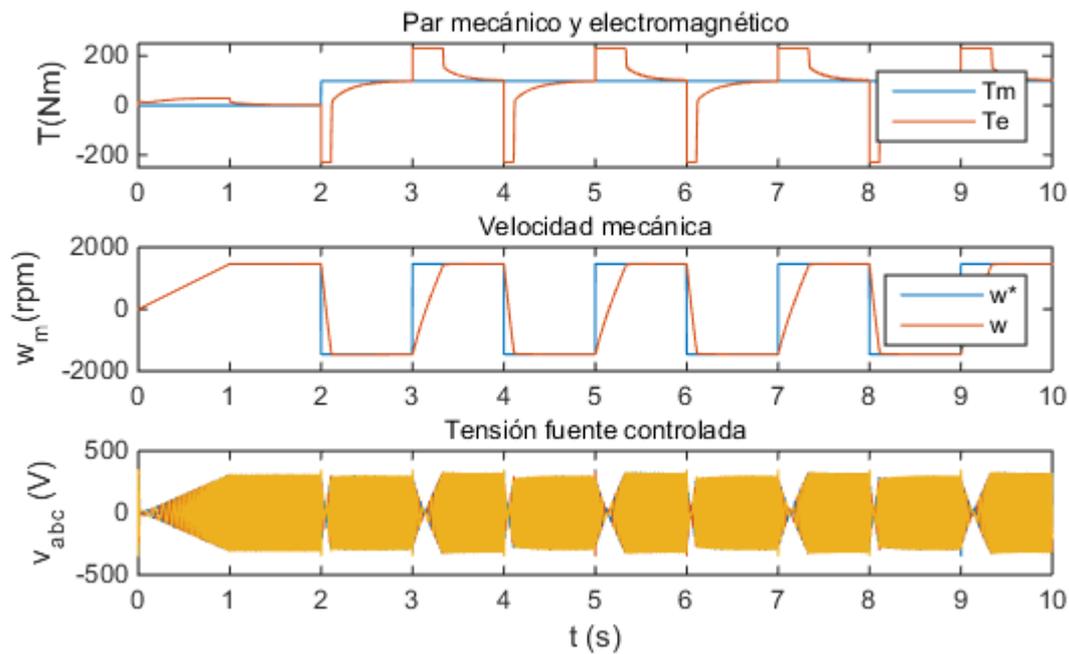


Figura 5-64. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

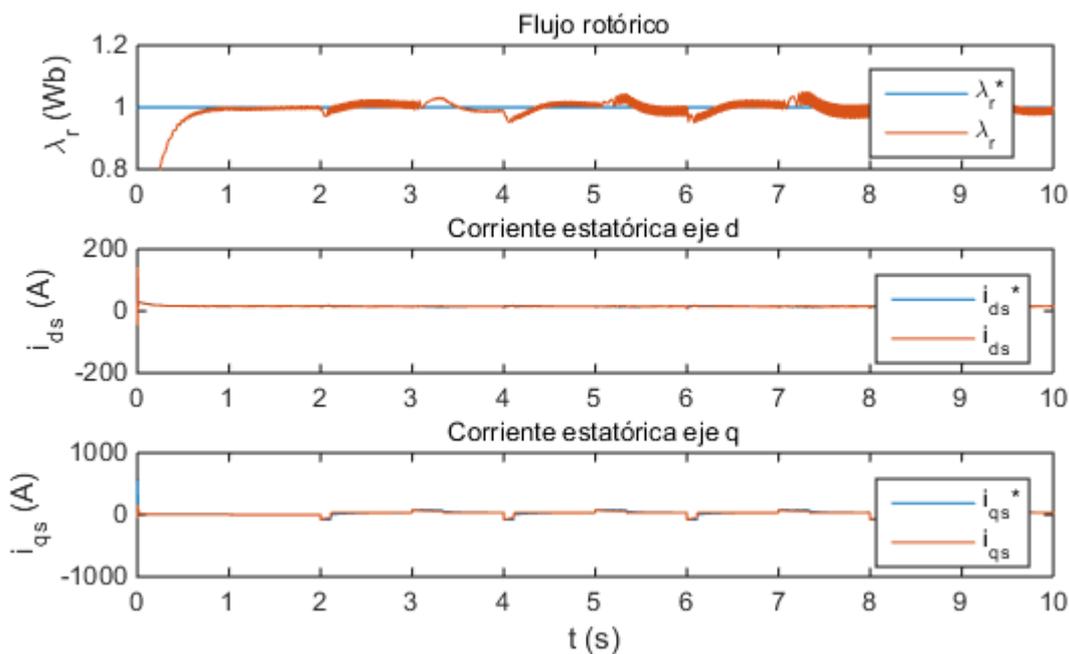


Figura 5-65. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

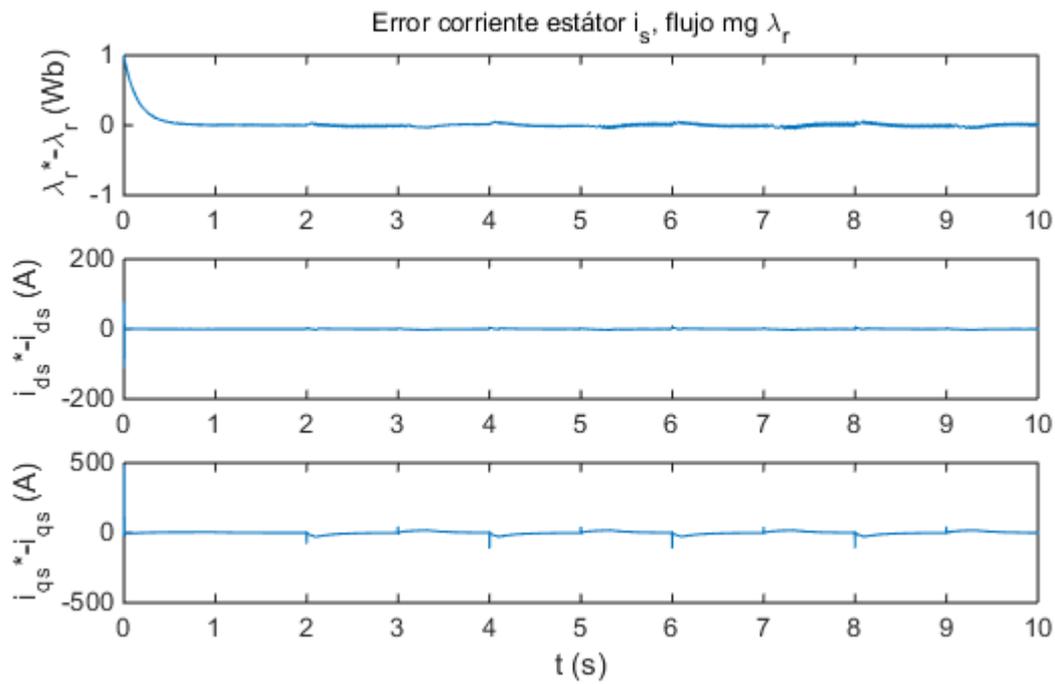


Figura 5-66. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

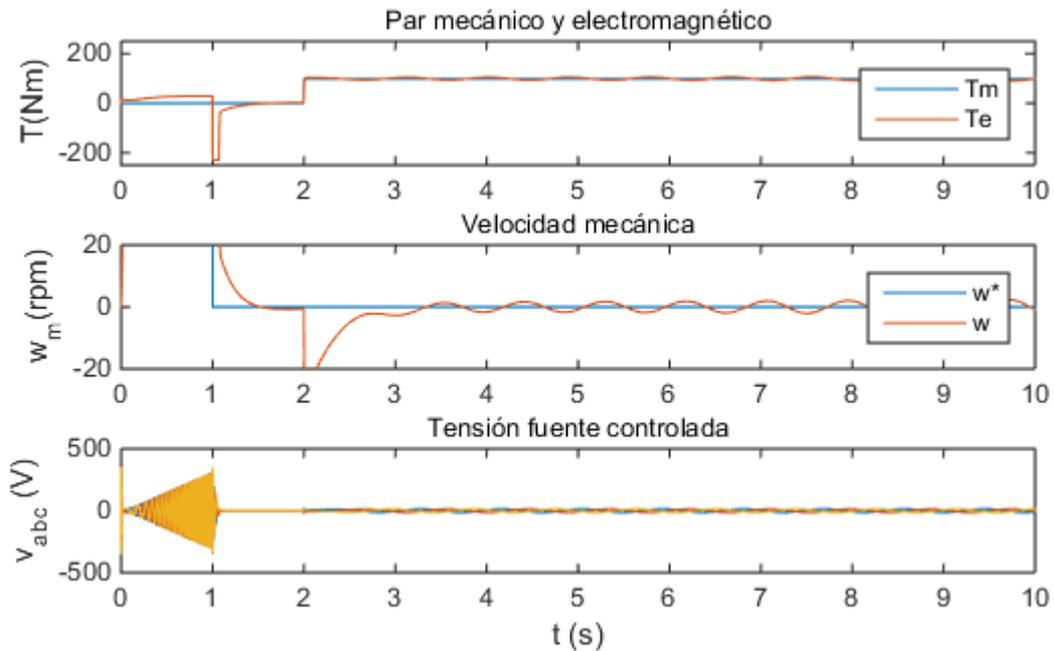


Figura 5-67. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 98.11 Nm

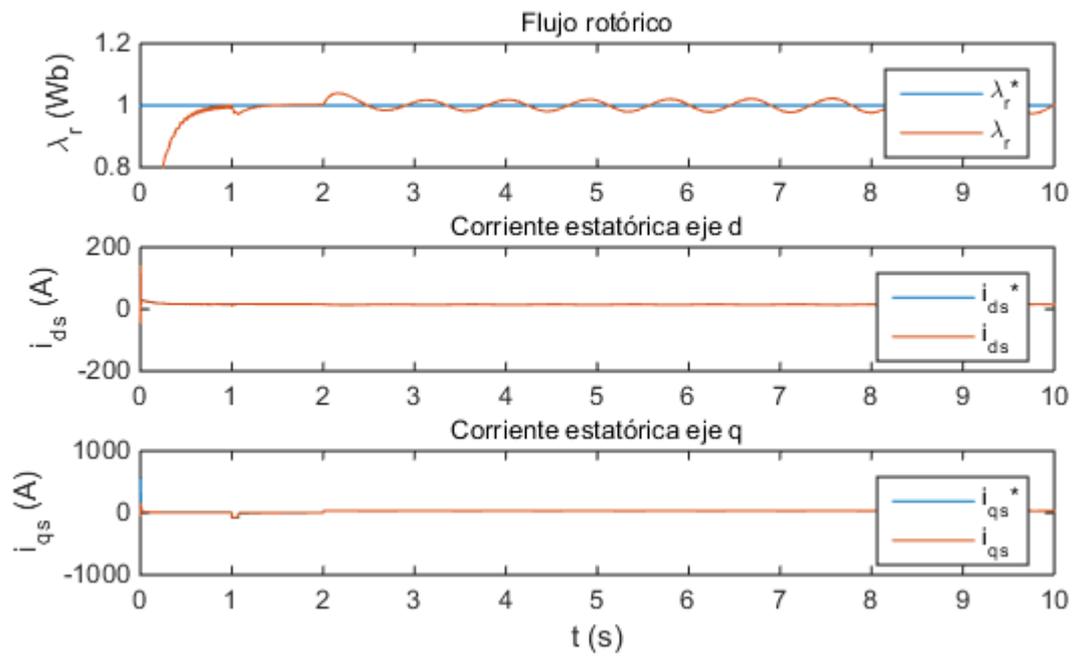


Figura 5-68. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 98.11 Nm

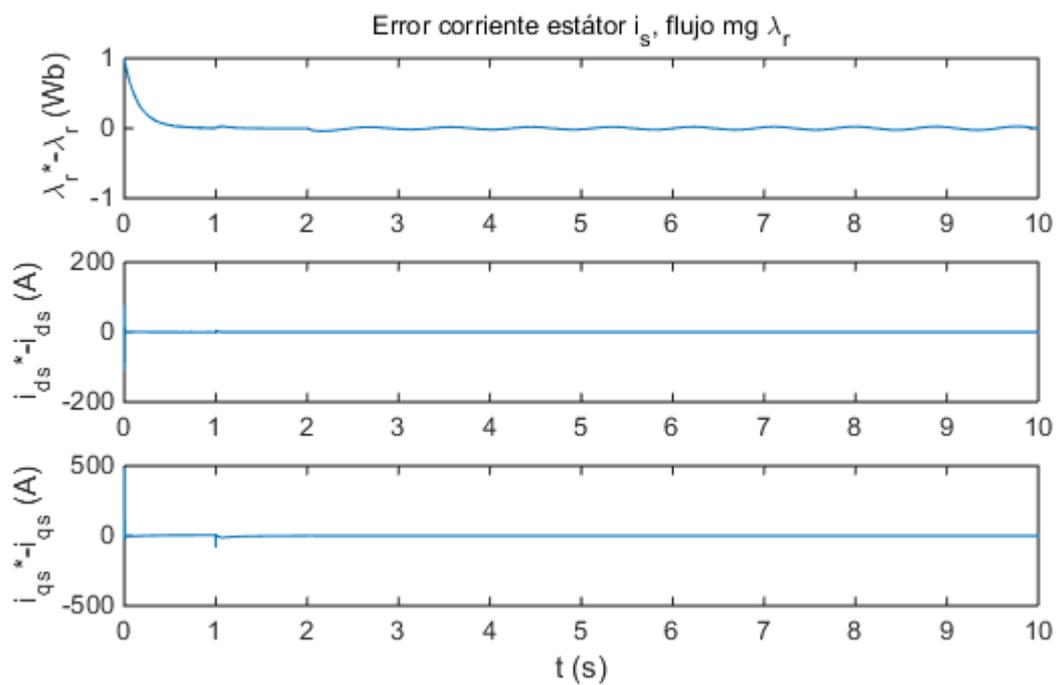


Figura 5-69. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 98.11 Nm

5.4.2.3 Simulación del estimador estacionario con par resistente 0 Nm

- Perfil de velocidad A.

La MI está en vacío, sin ninguna carga conectada al eje. En la Figura 5-70 se puede ver cómo existe un seguimiento de la velocidad nominal de 1460 rpm y un margen entre el par T_e y el par T_m debido a las simplificaciones de las pérdidas de la ecuación dinámica (4.3). El flujo λ_r es estable, Figura 5-71, y los errores en las corrientes i_{ds} e i_{qs} nulos, Figura 5-72.

- Perfil de velocidad B.

Al continuar la máquina en vacío, el control del estimador estacionario adapta adecuadamente la \vec{v}_s a la velocidad de referencia, Figura 5-73. La señal del flujo λ_r es estable, Figuras 5-74 y 5-75, al igual que \vec{i}_s en los ejes dq .

- Perfil de velocidad C.

En la Figura 5-76, la simulación que se hace con IFOC es equivalente a la que se ha obtenido para 50 Nm y 98.11 Nm. Al estar la MI funcionando en vacío se acelera y frena por la misma pendiente impuesta por la ecuación (4.3), debido al límite de funcionamiento de la MI simulada. El estimador genera una señal de λ_r oscilatoria con respecto a la referencia, Figura 5-77. El error de la corriente \vec{i}_s es nulo, Figura 5-78.

- Perfil de velocidad D.

Con este perfil de velocidad y par resistente se desea observar como el estimador mantiene la MI parada en vacío. En la Figura 5-79 se puede deducir que el motor está parado en la simulación, mientras que el par desarrollado por la máquina T_e se ve incrementado al final de la simulación en lugar de igualarse a cero, por las pérdidas mecánicas no modeladas. El λ_r estimado es estable ya que en este caso tiene un error nulo estable, Figuras 5-80 y 5-81.

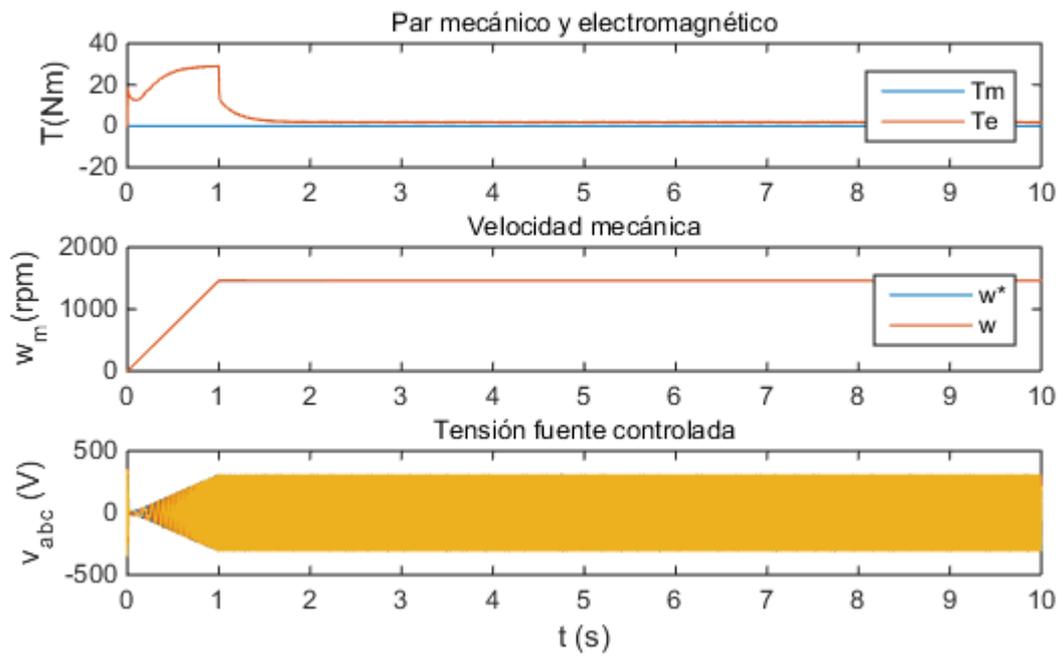


Figura 5-70. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 0 Nm

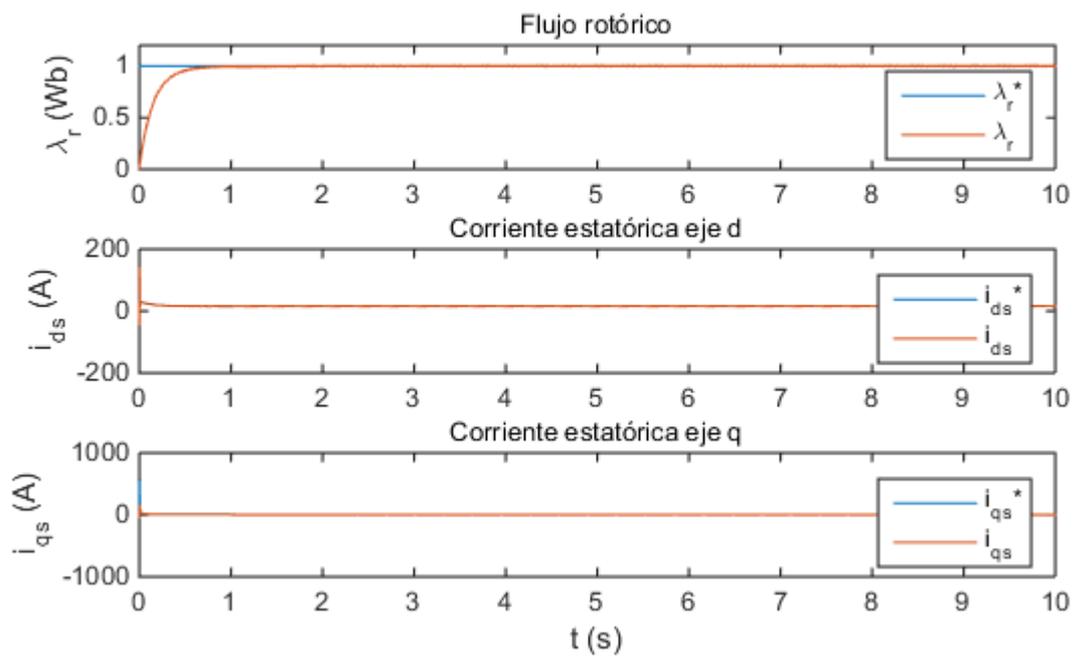


Figura 5-71. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 0 Nm

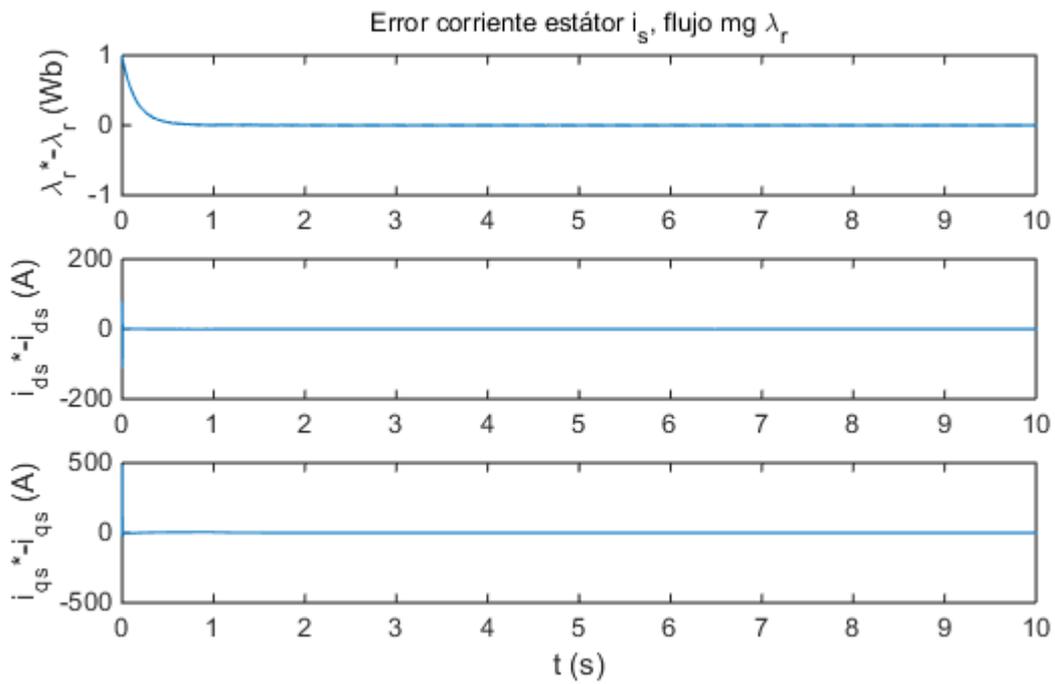


Figura 5-72. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 0 Nm

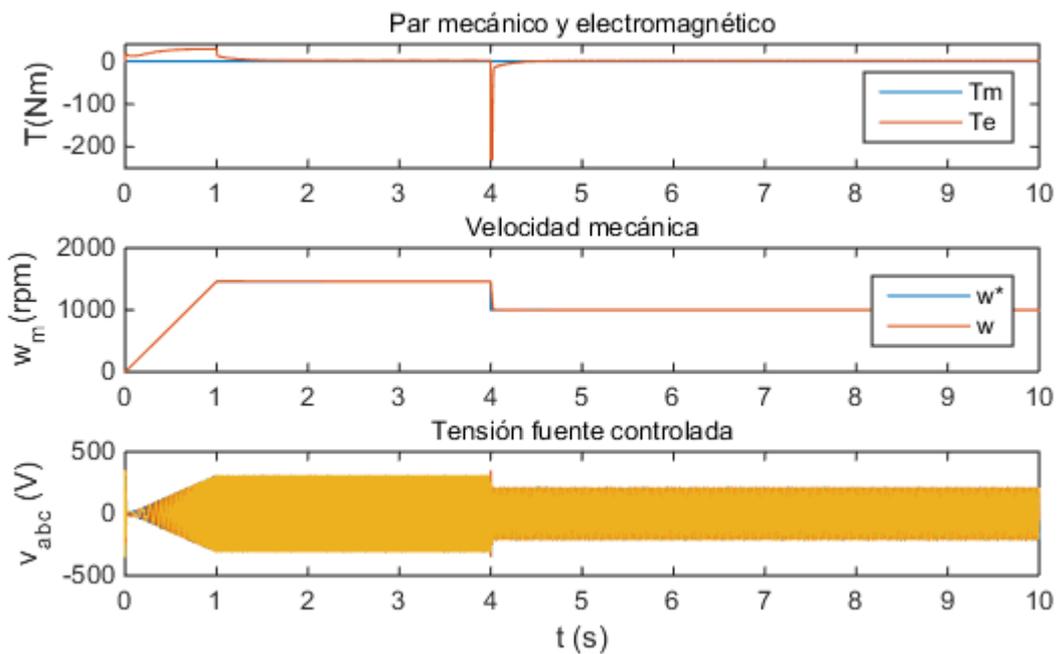


Figura 5-73. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 0 Nm

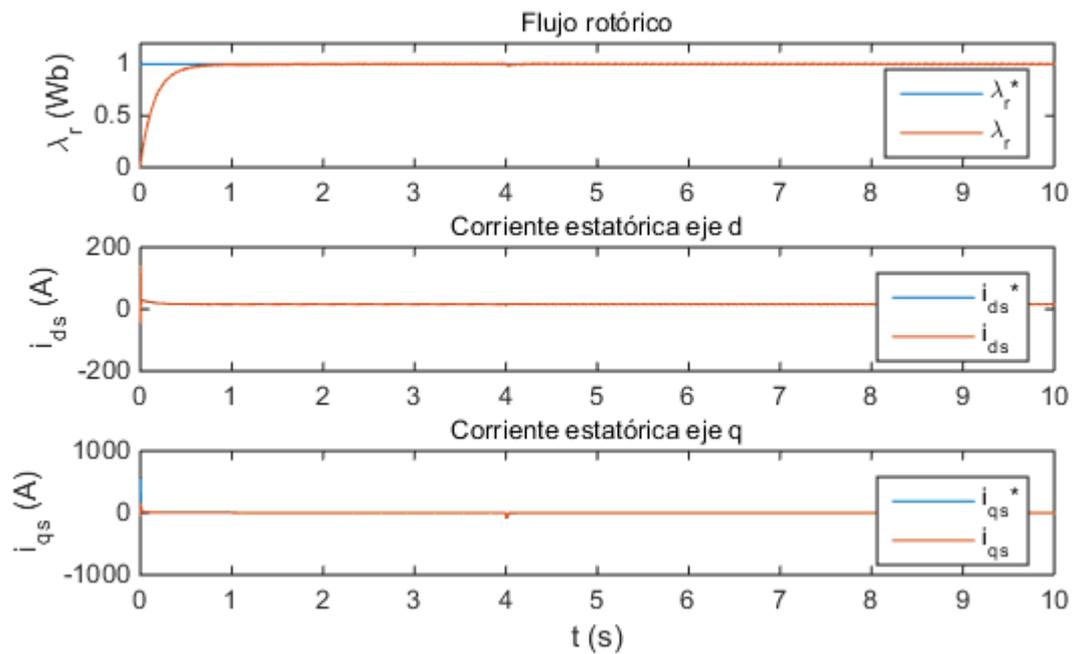


Figura 5-74. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 0 Nm

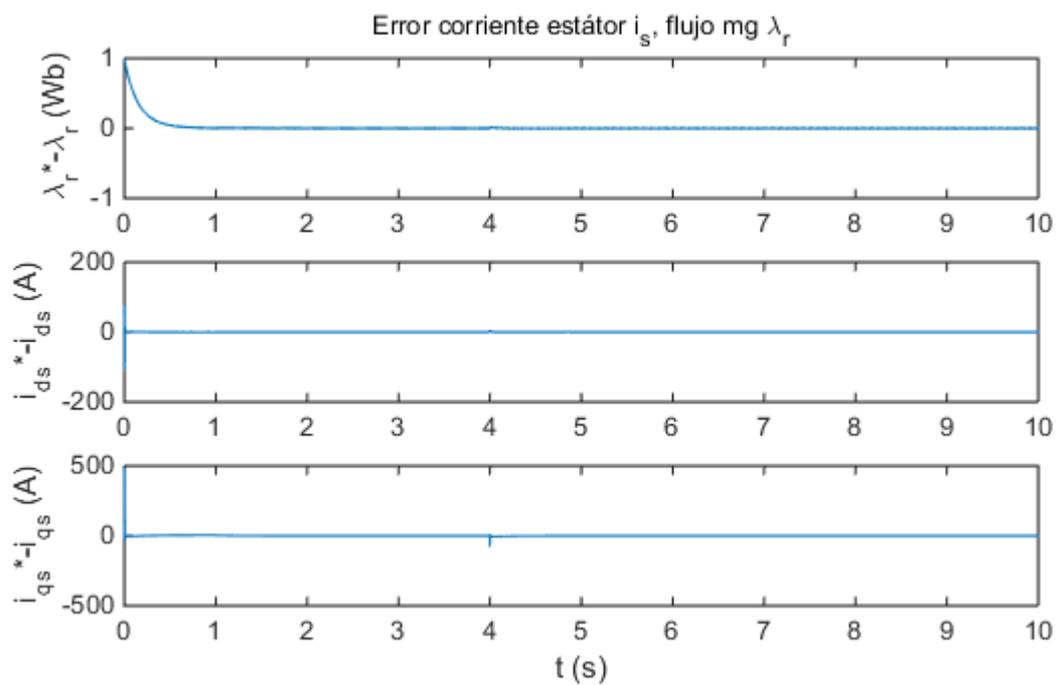


Figura 5-75. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 0 Nm

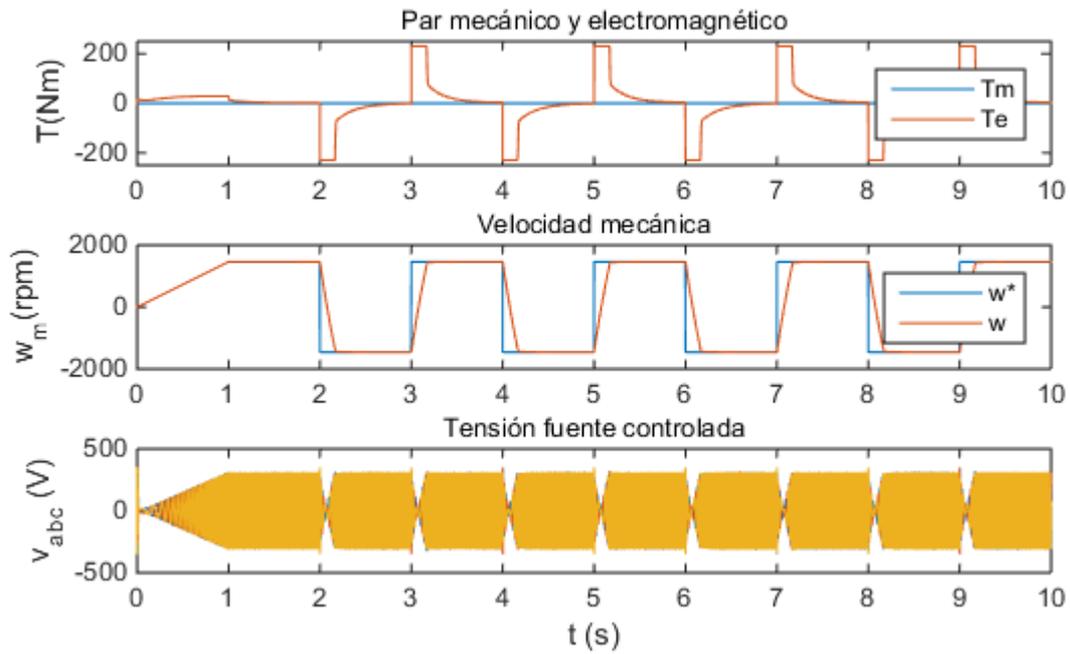


Figura 5-76. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 0 Nm

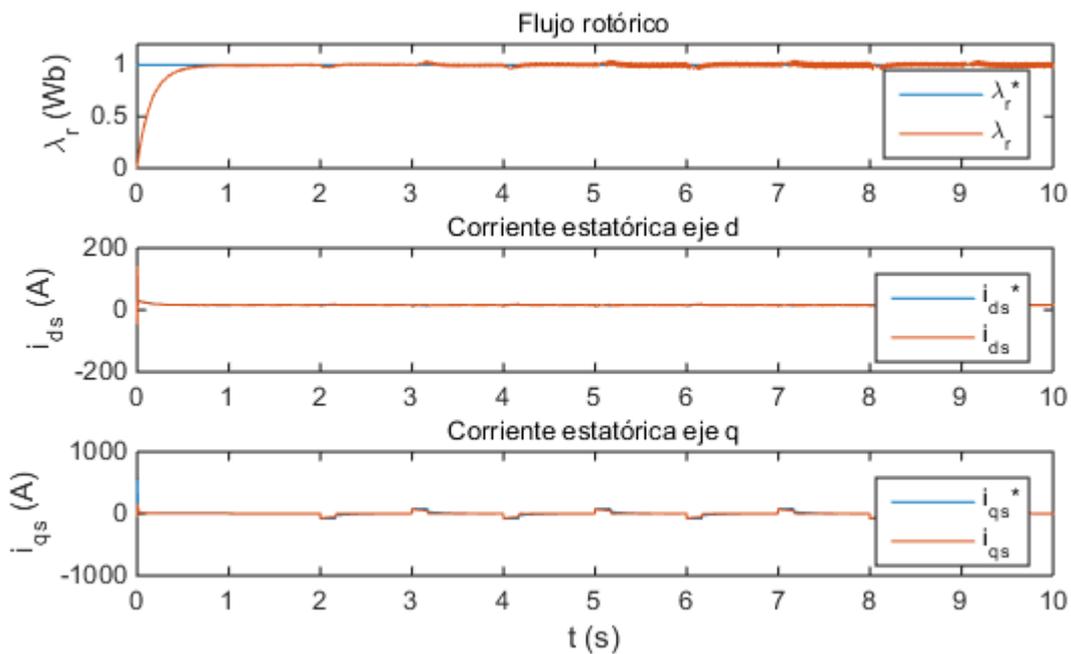


Figura 5-77. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 0 Nm

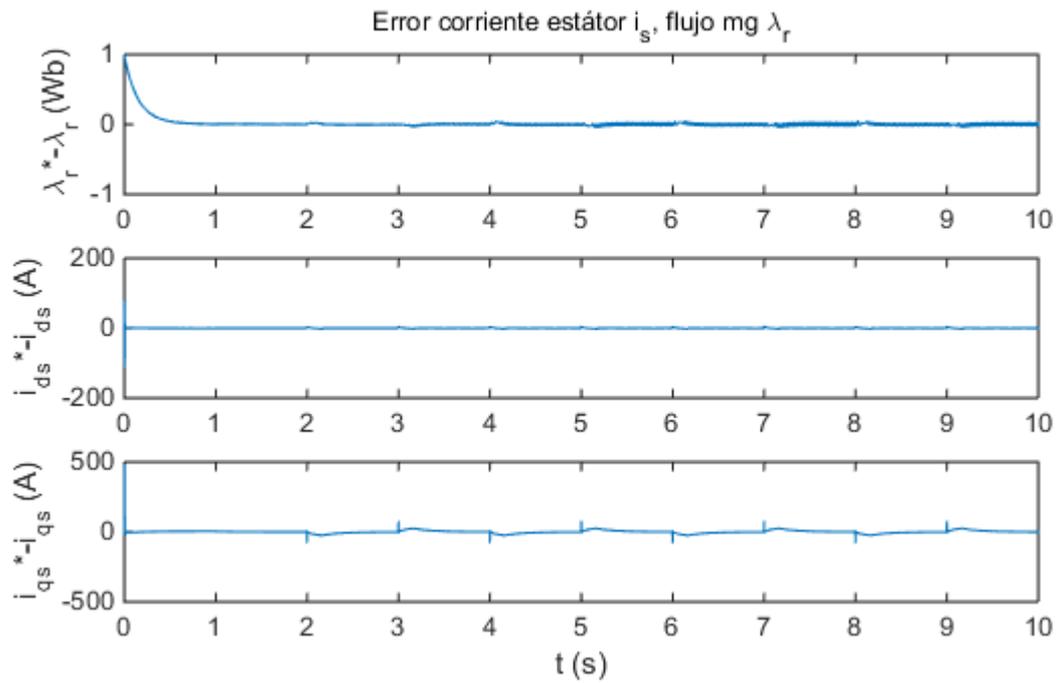


Figura 5-78. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 0 Nm

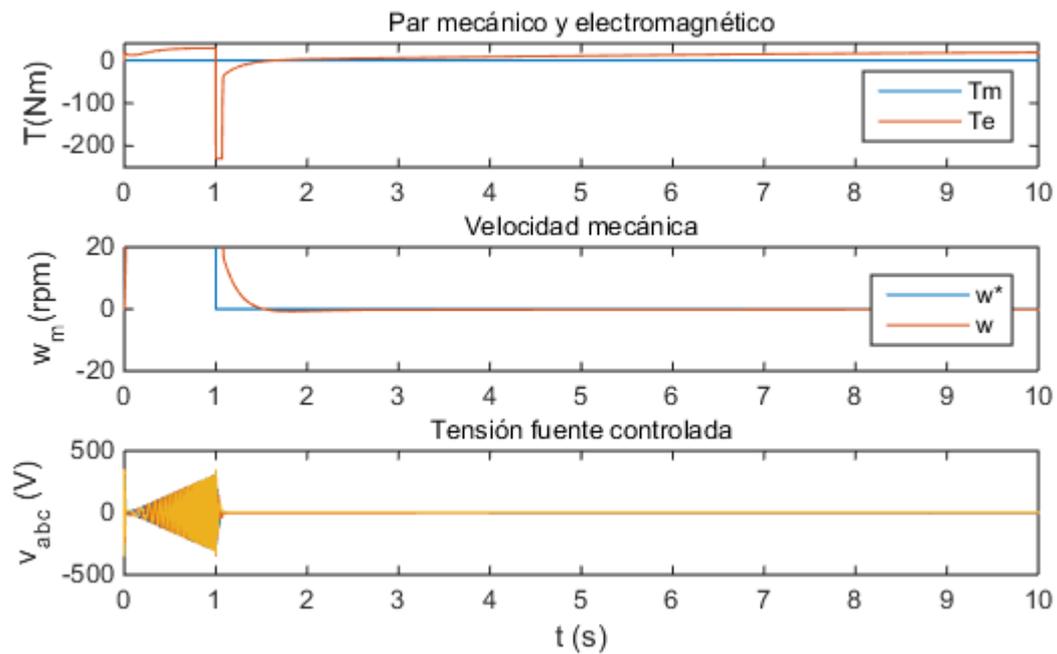


Figura 5-79. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 0 Nm

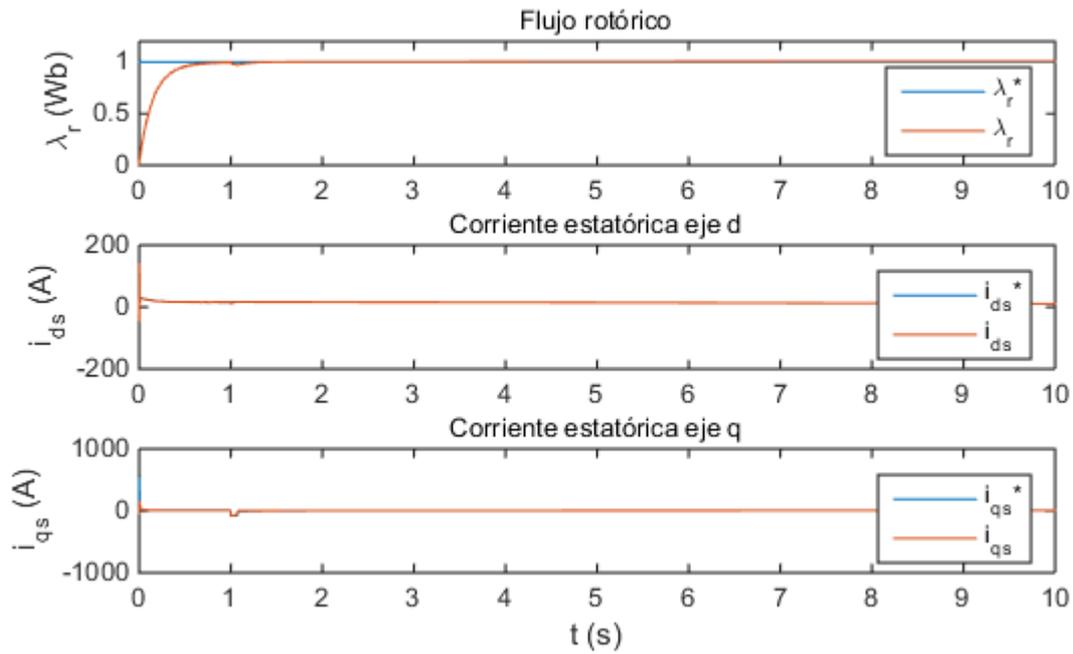


Figura 5-80. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 0 Nm

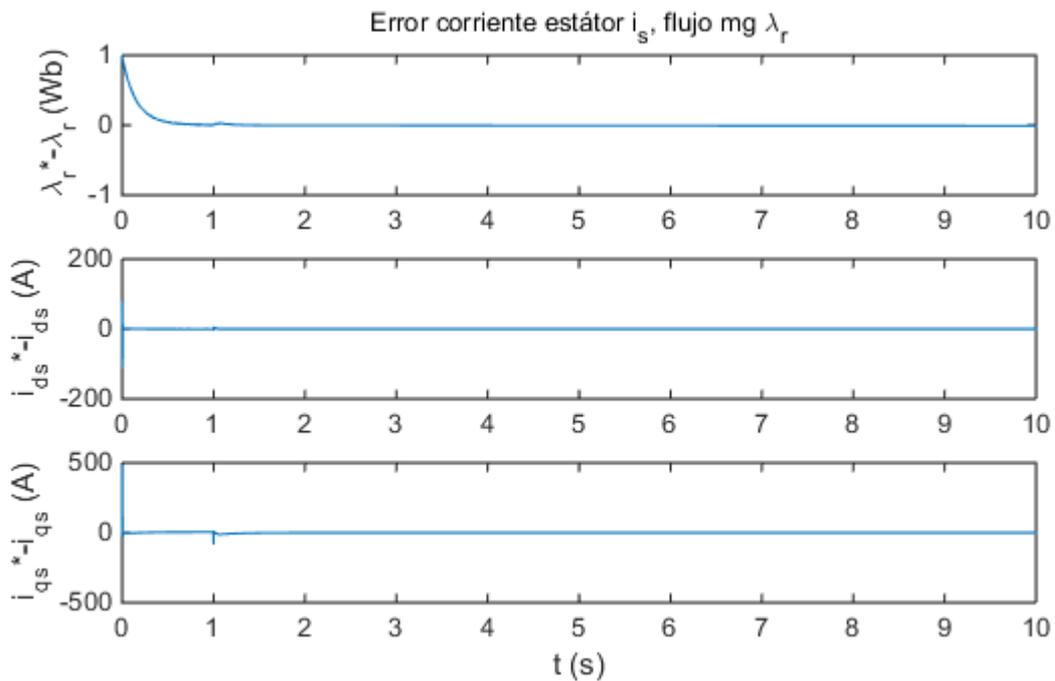


Figura 5-81. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 0 Nm

5.4.3 Conclusiones de las simulaciones del estimador de flujo en ejes estacionarios $\alpha\beta$

Dentro de la teoría del control vectorial, en la sección 5.3, se presentaba el IFOC como una solución asequible y con robustez a implementar en el controlador de una MI, y la que menos alteraba el funcionamiento normal de la MI estudiada. Una vez realizadas las distintas simulaciones con cargas mecánicas variables conectadas al eje y perfiles de velocidad de referencia con los que accionan dichas cargas, se decide buscar otra estrategia de control con un estimador de flujo magnético que estime \vec{i}_s y $\vec{\lambda}_r$ con medidas distintas de la estacionaria.

La zona crítica que el IFOC junto con el estimador estacionario puede encontrar es gobernar el motor con una tensión generada \vec{v}_s tal que implique generar una frecuencia f_s tan baja que tenga que mantener la máquina parada, perfil de velocidad D. Este régimen de funcionamiento se presentaba como la zona de debilitamiento del campo magnético (*field weakening region*) en el DFOC de la sección 5.2. Aunque se mostraba como un problema exclusivo de este control, también se ha puesto de manifiesto durante las simulaciones realizadas con el estimador estacionario para 50 Nm y 98.11 Nm, Figuras 5-55 y 5-67.

En principio el estimador de flujo rotórico estacionario responde adecuadamente para el perfil de velocidad C creado para cambiar el sentido de giro de la MI en vacío, media carga y potencia nominal, presentando errores en la estimación de λ_r , Figuras 5-53, 5-65 y 5-77. Aunque la velocidad ω_m sigue a la de referencia, la estimación irregular del flujo conlleva también una variabilidad en la velocidad que se alcanza. Para ilustrar esto se amplía la simulación del perfil C con par resistente 98.11 en la Figura 5.82.

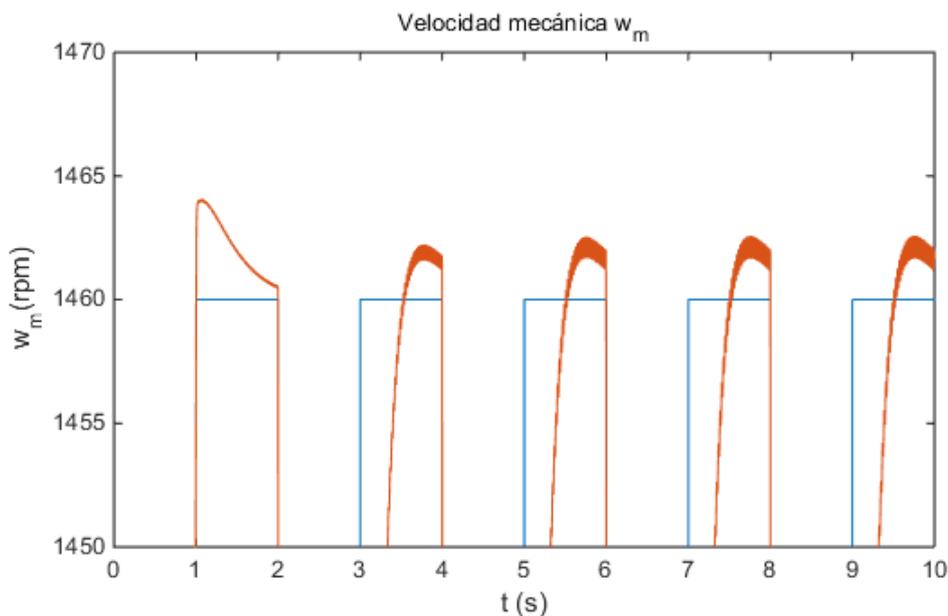


Figura 5-82. Detalle de la velocidad ω_m para perfil C de velocidad y 98.11 Nm

Los resultados de simulación realizados con los perfiles de velocidad A y B con cualquiera de los tres pares resistentes simulados no presentan diferencias con respecto al estimador convencional, por lo que el estimador estacionario es una buena opción a implementar junto con el inversor. El hecho de que se prescindiera de una medida directa, la velocidad ω_m , convierte al estimador de flujo en una solución más económica que el estimador convencional.

Como conclusión final, el estimador estacionario es una óptima estrategia de control para escenarios donde se accionan velocidades cercanas a la nominal, perfiles A y B, junto a cualquiera de las tres cargas mecánicas simuladas conectadas al eje. En el caso de los perfiles más exigentes C y D, se muestra como el estimador estacionario no llega a ser tan robusto como el convencional. Estos perfiles presentan errores en las respuestas de la simulación de la velocidad de giro de la MI, aunque se puede aceptar dicho error según la aplicación industrial en la que vaya a instalarse el dispositivo electrónico de potencia. Hay aplicaciones industriales que

requieren un control estricto de la MI empleada donde puede interesar más la robustez del estimador convencional, como un ascensor; mientras que en otras aplicaciones lo que prime es el ahorro económico y con el estimador estacionario sea suficiente para asegurar la continuidad de servicio.

6 OBSERVADOR DE FLUJO MAGNÉTICO

EL observador de estados es una estrategia de control que sirve para estimar estados o variables de estado de un sistema dinámico, las cuales son desconocidas o no se pueden medir. El sistema dinámico de este proyecto es el modelo de la MI trifásica en estudio, y de la cual se conocen prácticamente todas sus magnitudes, debido a que son medidas la tensión y la corriente que circula por el devanado del estátor y la velocidad a la que gira el motor.

La teoría del control vectorial, desarrollada en el capítulo 5, permite ajustar de forma desacoplada el par electromagnético y el flujo magnético del inducido de la MI para variar la velocidad de ésta. Dicho control se clasifica según las medidas de las que se dispongan de la MI en el control directo e indirecto de campo orientado. En este proyecto se elige desarrollar el IFOC, prescindiendo de las medidas del flujo magnético, ya que es el tipo de control que más se adapta en el marco industrial para el diseño de inversores que se conectan junto a las MI. Como alternativa del calculador del flujo magnético en el rotor del estimador convencional se presentaba el estimador estacionario en ejes $\alpha\beta$, con el objetivo de encontrar un control que pueda cubrir cualquier velocidad demandada por la carga conectada al eje.

Las simulaciones realizadas tanto para el estimador convencional como para el estimador estacionario muestran que estos algoritmos de control son capaces de controlar la MI, presentando más deficiencias el estacionario para bajas revoluciones o funcionamientos que implican mantener una velocidad variable. Por este motivo se opta a implementar un observador del flujo magnético en el rotor con el objetivo de mejorar su estimación. En este caso la variable de estado si es medible, pero como el DFOC es un tipo de control relegado a estudios específicos de la MI por su intrusismo, se selecciona un método de estimación como es un observador de estados para buscar una alternativa a los estimadores simulados.

En este capítulo se presentará el observador de Luenberger, cuyo uso es el más extendido en la estimación de magnitudes para el control de motores de corriente alterna como la corriente estatórica y el flujo magnético. Como bibliografía para este apartado se empleará el capítulo cuatro de la referencia [6].

6.1 Observador de Luenberger

El observador de Luenberger de orden completo que se usa para la estimación del flujo rotórico λ_r , responde a la expresión que se muestra en la ecuación (6.1), donde \vec{x} representa el vector de las variables de estado que se estiman (6.2), \vec{v}_s el vector de las tensiones medidas en el estator, \vec{i}_s el vector de las intensidades medidas en el estator e \vec{i}_s^* las corrientes estimadas con el observador. Las matrices A y B son matrices de coeficientes constantes dados por los parámetros que definen la MI y G es la ganancia de realimentación del observador. Partiendo del modelo dinámico de la MI en referencia estacionaria ($\omega = 0$), se combinarán sus ecuaciones para obtener el observador de estados.

$$\frac{d\vec{x}^*}{dt} = A\vec{x}^* + B\vec{v}_s + G(\vec{i}_s - \vec{i}_s^*) \quad (6.1)$$

$$\vec{x}^* = \begin{pmatrix} i_{\alpha s}^* & i_{\beta s}^* & \lambda_{\alpha r}^* & \lambda_{\beta r}^* \end{pmatrix} \quad (6.2)$$

Las dos primeras componentes del vector de variables de estado son las componentes del vector flujo rotórico $\vec{\lambda}_r^*$ en ejes $\alpha\beta$, debido a la referencia que toma el modelo de la MI. Para deducir $p\vec{\lambda}_r^*$, se despejará primero $p\vec{\lambda}_r$ de la ecuación (4.1.b), y se sustituirá \vec{i}_r por la misma corriente despejada de la ecuación (4.2.b), obteniéndose (6.3).

$$\frac{d\vec{\lambda}_r^*}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \lambda_{\alpha r}^* \\ \lambda_{\beta r}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R_r / L_r & -\omega_r \\ \omega_r & -R_r / L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_{\alpha r}^* \\ \lambda_{\beta r}^* \end{pmatrix} + \frac{R_r L_m}{L_r} \begin{pmatrix} i_{\alpha s}^* \\ i_{\beta s}^* \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

La estimación de \vec{i}_s en ejes $\alpha\beta$ también se obtiene de la combinación de las ecuaciones del modelo de la MI, de igual forma que se ha hecho para obtener la estimación del flujo magnético en el devanado del rotor. Primero se realizará la deducción en las magnitudes reales y una vez obtenida la expresión final de $p\vec{i}_s$, se convertirán las magnitudes reales a estimadas $p\vec{i}_s^*$.

De la ecuación de tensión (4.2.a) se despeja $p\vec{\lambda}_s$, que se obtiene de derivar con respecto al tiempo dicha ecuación, y se sustituye en la ecuación de tensión (4.1.a), obteniéndose la igualdad (6.4). Para eliminar de (6.4) $p\vec{i}_r$, se despeja y deriva respecto al tiempo la corriente \vec{i}_r de la ecuación (4.2.b) y se sustituye en (6.4) obteniéndose (6.5). De la ecuación (6.5) se debe reemplazar $p\vec{\lambda}_r$ por otras magnitudes que sean medibles en el control ya que el observador es función de sus variables de estado y no de las derivadas de éstas. Se despeja $p\vec{\lambda}_r$ de (4.1.b) y se sustituye en (6.5); la corriente \vec{i}_r se sustituye por la misma corriente de (4.2.b), obteniéndose (6.6). Finalmente, para obtener las dos últimas componentes de la derivada de \vec{x}^* en (6.7) se reordenan los términos y se despeja $p\vec{i}_s$ de (6.6), donde $m = L_s - L_m^2 / L_r$.

$$L_s p\vec{i}_s + L_m p\vec{i}_r = \vec{v}_s - R_s \vec{i}_s \quad (6.4)$$

$$L_s p\vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} (p\vec{\lambda}_r - L_m p\vec{i}_s) = \vec{v}_s - R_s \vec{i}_s \quad (6.5)$$

$$L_s p\vec{i}_s + \frac{L_m}{L_r} \left(\omega_r j \vec{\lambda}_r - \frac{R_r}{L_r} \vec{\lambda}_r + \frac{R_r L_m}{L_r} \vec{i}_s - L_m p\vec{i}_s \right) = \vec{v}_s - R_s \vec{i}_s \quad (6.6)$$

$$p\vec{i}_s = \frac{\vec{v}_s}{m} - \frac{1}{m} \left(\frac{R_r L_m^2}{L_r^2} + R_s \right) \vec{i}_s - \frac{1}{m} \left(\frac{L_m}{L_r} \omega_r j - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \vec{\lambda}_r \quad (6.7)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{\alpha s}^* \\ i_{\beta s}^* \end{pmatrix} = \frac{1}{m} \begin{pmatrix} v_{\alpha s}^* \\ v_{\beta s}^* \end{pmatrix} - a1 \begin{pmatrix} i_{\alpha s}^* \\ i_{\beta s}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} a2 & \omega_r a3 \\ -\omega_r a3 & a2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_{\alpha r}^* \\ \lambda_{\beta r}^* \end{pmatrix} \quad (6.8)$$

$$a1 = \frac{1}{m} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right); a2 = \frac{R_r L_m}{L_r^2 m}; a3 = \frac{L_m}{L_r m} \quad (6.9)$$

Al igual que se escribe $\vec{p}i_s^*$ en función de constantes que recogen los parámetros que definen la MI, la derivada con respecto al tiempo del flujo estimado $\vec{p}\lambda_r^*$ también se podría reescribir según (6.10).

$$\frac{d\vec{p}\lambda_r^*}{dt} = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \lambda_{\alpha r}^* \\ \lambda_{\beta r}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a4 & -\omega_r \\ \omega_r & -a4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \lambda_{\alpha r}^* \\ \lambda_{\beta r}^* \end{pmatrix} + a5 \begin{pmatrix} i_{\alpha s}^* \\ i_{\beta s}^* \end{pmatrix} \quad (6.10)$$

Si se recupera la expresión del observador de orden completo (6.1), se puede escribir de forma matricial combinando tanto la ecuación (6.8) como la (6.10) en (6.11). De la expresión (6.11) del observador se puede identificar las matrices A y B que son de parámetros constantes, como se definió al inicio de la sección 6.1, pertenecientes al modelo dinámico de la MI, como R_s o L_m . La matriz G , definida como la matriz de ganancia de realimentación del observador, tiene valores que han sido proporcionados como k_1 , k_2 , kf_1 y kf_2 , que se multiplican por el error de las corrientes en el devanado del estátor.

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{\alpha s}^* \\ i_{\beta s}^* \\ \lambda_{\alpha r}^* \\ \lambda_{\beta r}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a1 & 0 & a2 & \omega_r a3 \\ 0 & a1 & -\omega_r a3 & a2 \\ a5 & 0 & -a4 & -\omega_r \\ 0 & a5 & \omega_r & -a4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha s}^* \\ i_{\beta s}^* \\ \lambda_{\alpha r}^* \\ \lambda_{\beta r}^* \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/m & 0 \\ 0 & 1/m \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \\ kf_1 & kf_2 \\ kf_1 & kf_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha s} - i_{\alpha s}^* \\ i_{\beta s} - i_{\beta s}^* \end{pmatrix} \quad (6.11)$$

Una vez desarrollado el observador de estados para estimar el flujo magnético en el rotor, se debe integrar este nuevo algoritmo de control junto al IFOC que se ha desarrollado en el capítulo 5. Para ello se presenta la Figura 6.1, donde se pueden identificar las líneas de control de velocidad ω_m y flujo magnético λ_r del IFOC.

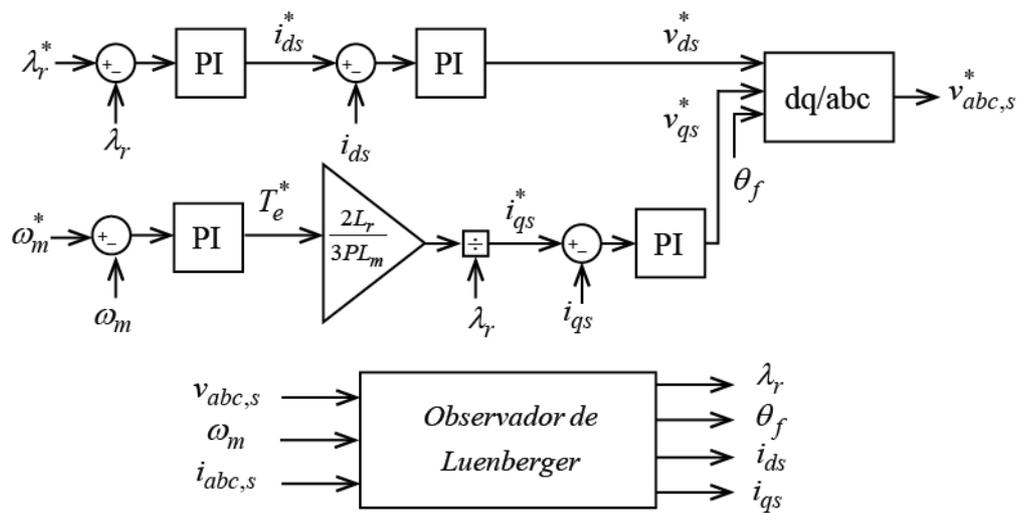


Figura 6-1. IFOC con el observador de estados Luenberger

El estimador de flujo magnético en el rotor de ejes estacionarios $\alpha\beta$ emplea las mismas medidas que utiliza el observador: las medidas de la corriente \vec{i}_s y la tensión \vec{v}_s en el estátor, y la velocidad mecánica ω_m . A modo ilustrativo se presenta un esquema general del uso que hace el observador de dichas medidas y como se obtiene el módulo del vector del flujo rotórico λ_r y su posición con el ángulo θ_f en la Figura 6-2.

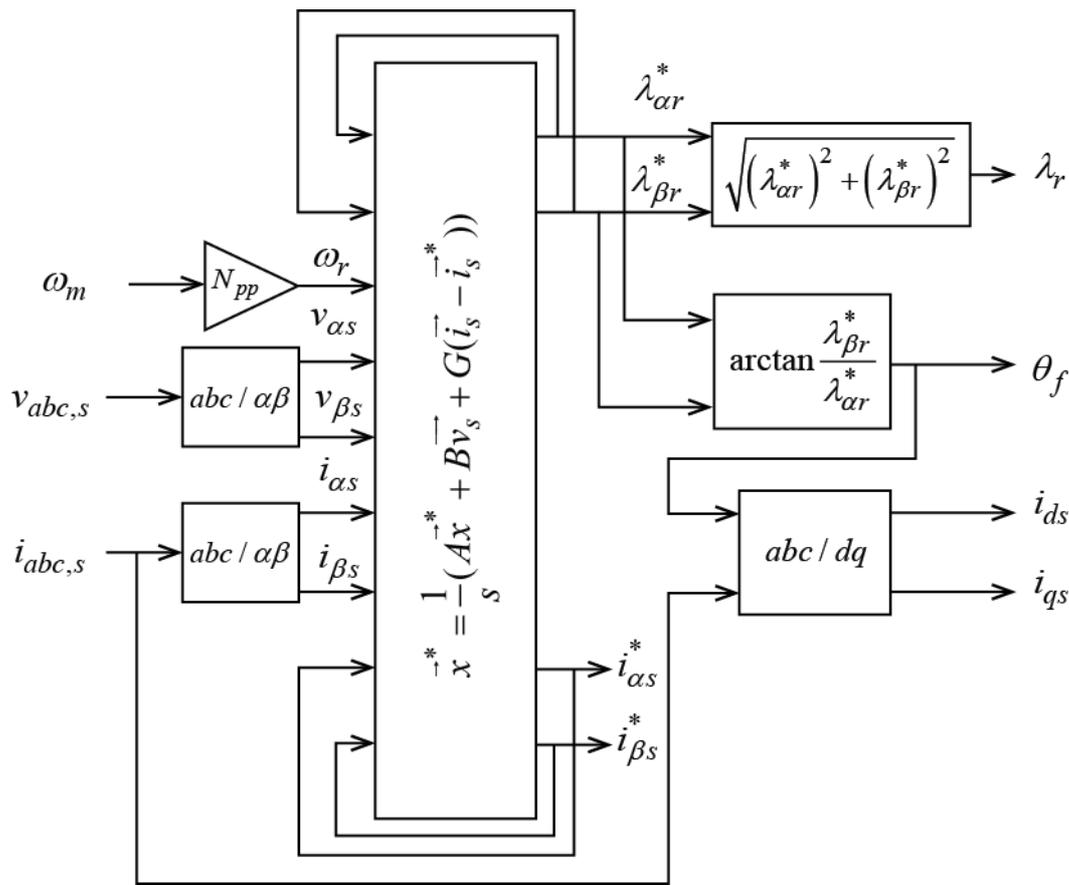


Figura 6-2. Esquema del observador de Luenberger para IFOC

6.2 Simulación en Matlab®/Simulink del observador de Luenberger

Al igual que se empleaba el modelo de la MI conectada a una fuente controlada, tanto en la sección 5.3.1 como en la 5.4.1 para el estudio del IFOC y el estimador convencional y estacionario respectivamente, en esta sección se continúa con dicho modelo dinámico de simulación, sustituyendo el estimador de flujo por el observador. Las magnitudes medidas de las cuáles se sirve el estimador de Luenberger son la tensión e intensidad en el estátor, \vec{v}_s e \vec{i}_s , y la velocidad de giro de la MI ω_m .

En este caso los controladores PI del IFOC se configuran con iguales constantes proporcionales e integrales, según los valores expuestos en la Tabla 5-2, para realizar un análisis objetivo entre los estimadores del capítulo 5 y el observador de estados. Este nuevo estimador de flujo magnético λ_r que se presenta en este capítulo, según la ecuación (6.11), introducen nuevas ganancias en el control, cuyos valores se modelan según lo dispuesto en la Tabla 6-1.

Tabla 6-1. Propiedades de las ganancias de la matriz G.

k_1, k_2	1
kf_1, kf_2	0.012

6.3 Resultados de la simulación para el observador de Luenberger con par resistente variable

El análisis cuantitativo que se lleva a cabo en esta sección tiene el mismo patrón que el realizado en el capítulo 5 para los estimadores de flujo convencional y estacionario. Se simularán los perfiles de velocidad representados en la Figura 5-6 con las mismas cargas mecánicas conectadas al eje, 50 Nm, 98.11 Nm y 0 Nm.

6.3.1 Simulación del estimador con par resistente 50 Nm

- Perfil de velocidad A.

Para este caso, se comporta el observador de manera equivalente a los estimadores, Figuras 6-3, 6-4, 6-5. Las pérdidas mecánicas no modeladas se hacen también visibles en el margen entre la señal de T_e y el T_m en la Figura 6-3. El flujo magnético λ_r tiene una respuesta sobreamortiguada y las corrientes del estátor \vec{i}_s son estimadas correctamente.

- Perfil de velocidad B.

En la simulación de este perfil tampoco se aprecian diferencias en los resultados obtenidos con respecto a los estimadores, Figuras 6-6, 6-7, 6-8.

- Perfil de velocidad C.

Los resultados de las Figuras 6-9, 6-10 y 6-11, muestran que la MI es controlada correctamente por el IFOC y el observador. La estimación del flujo magnético λ_r se mejora con esta estrategia, y el seguimiento en corrientes es el adecuado.

- Perfil de velocidad D.

Las Figuras 6-12, 6-13 y 6-14 representan a la MI parada accionando 50 Nm. Las tensiones caen prácticamente a cero, la velocidad es alcanzada teniendo al principio el retraso del freno en pendiente por la limitación dinámica del motor, y las corrientes estáticas i_{ds} e i_{qs} tienen su error en cero.

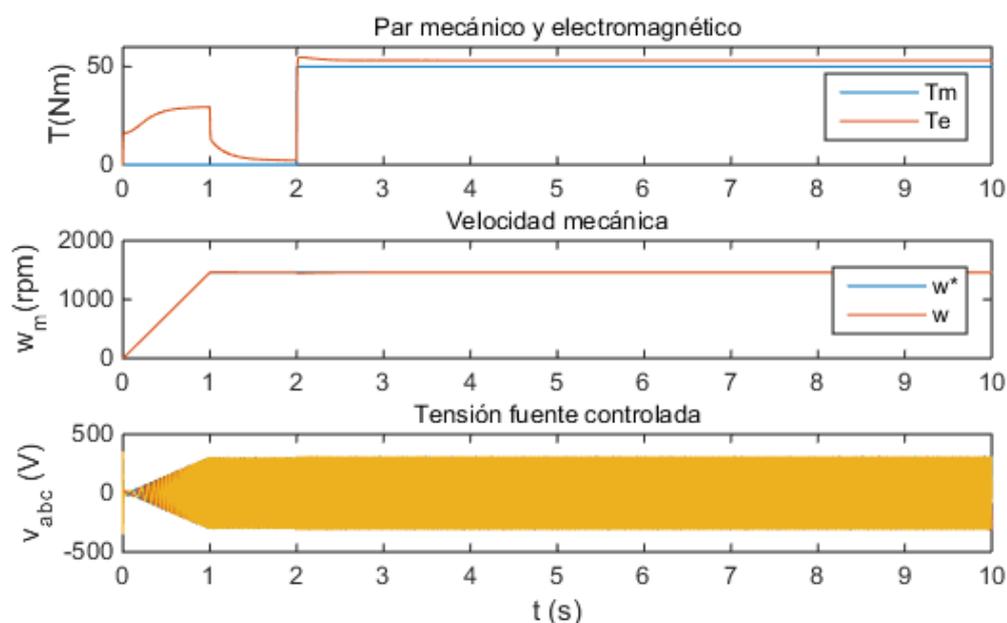


Figura 6-3. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 50 Nm

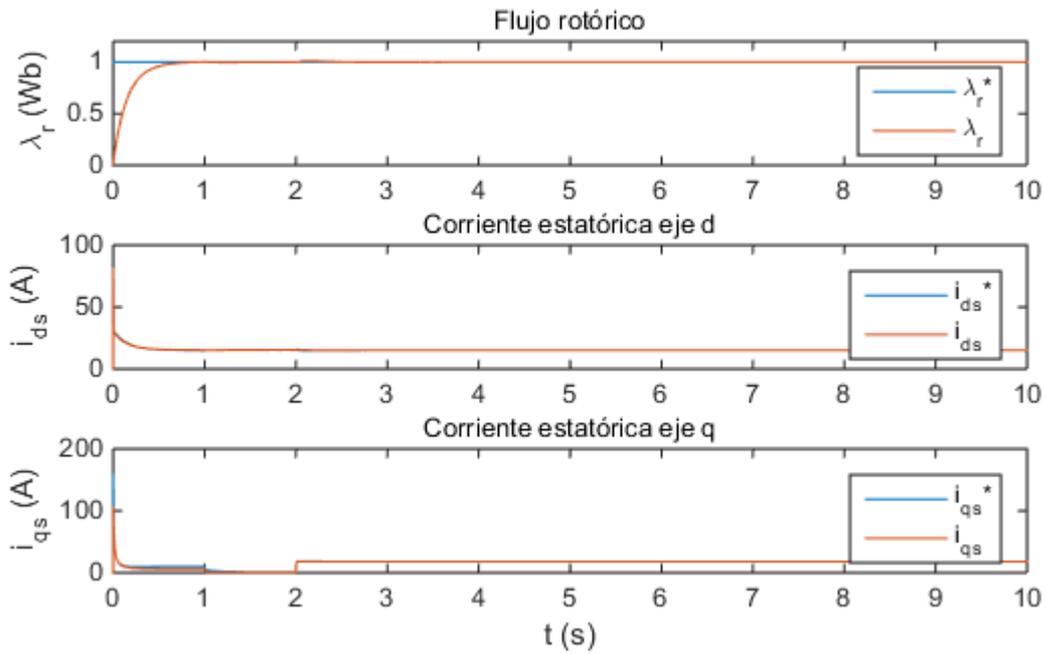


Figura 6-4. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 50 Nm

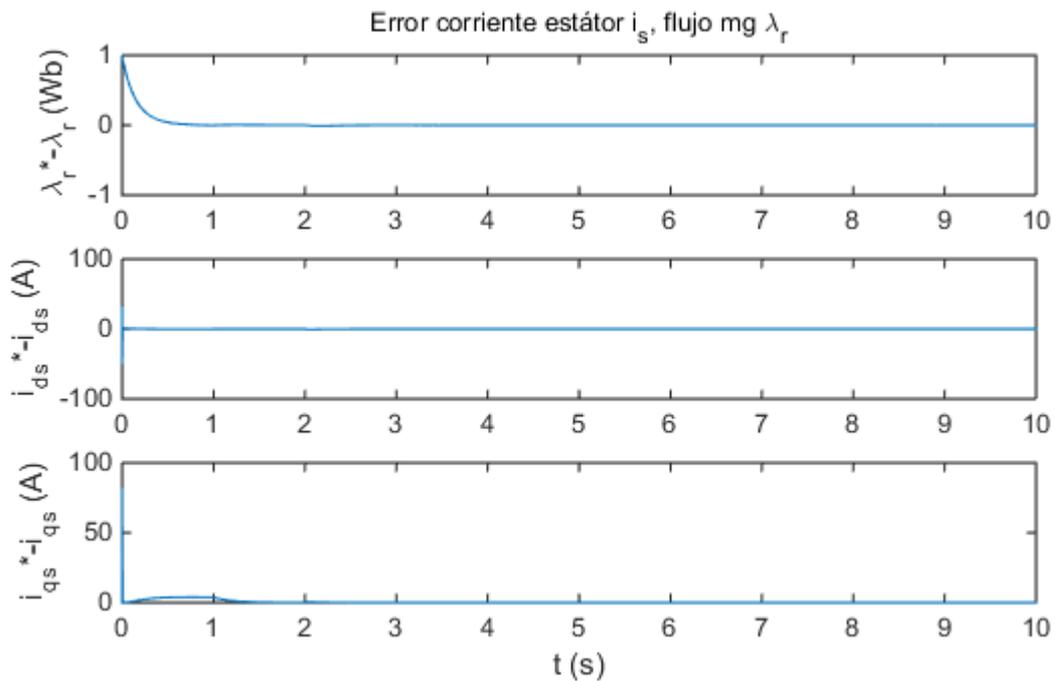


Figura 6-5. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 50 Nm

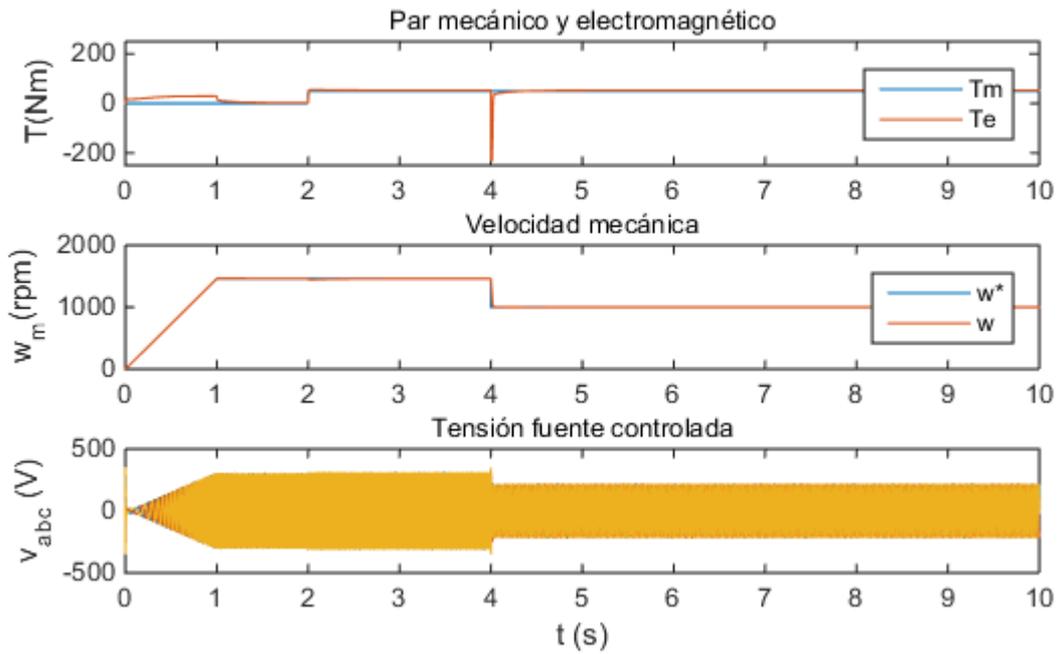


Figura 6-6. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 50 Nm

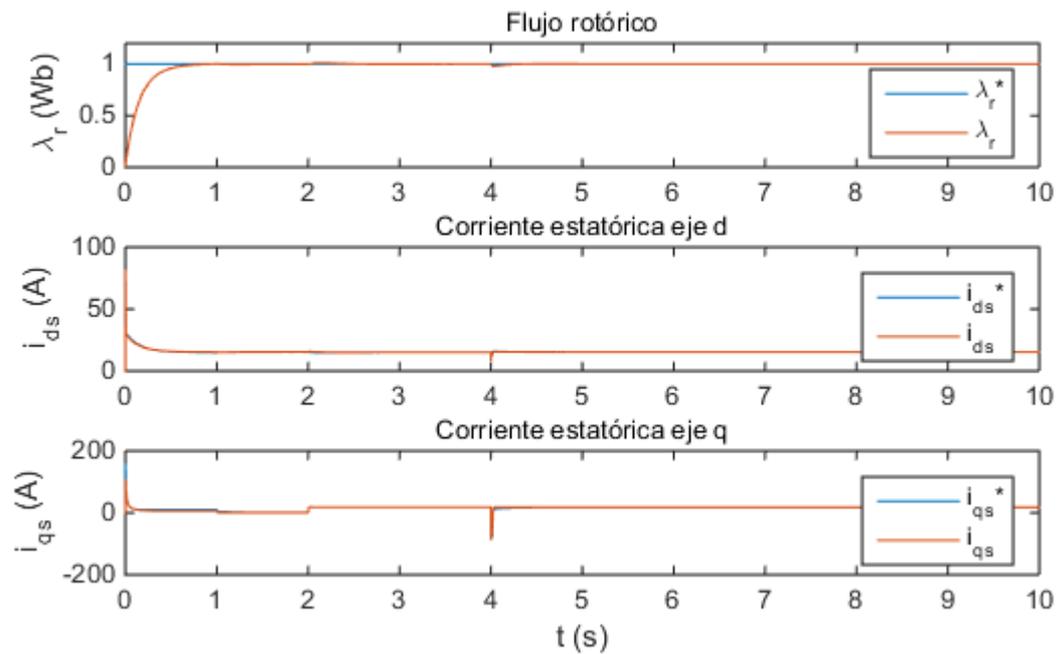


Figura 6-7. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 50 Nm

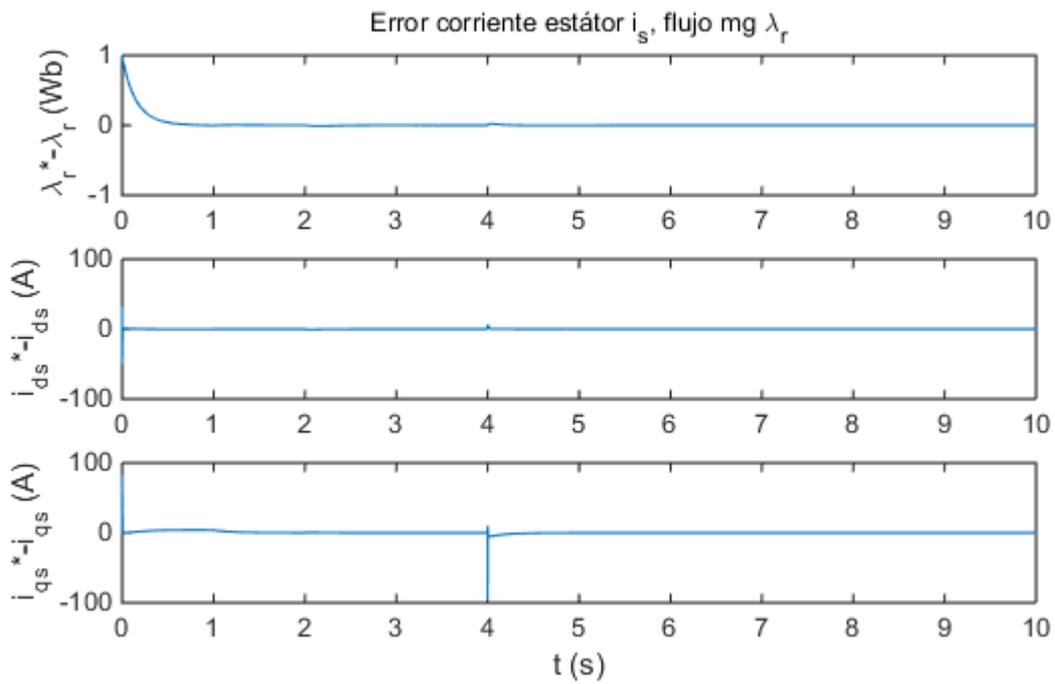


Figura 6-8. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 50 Nm

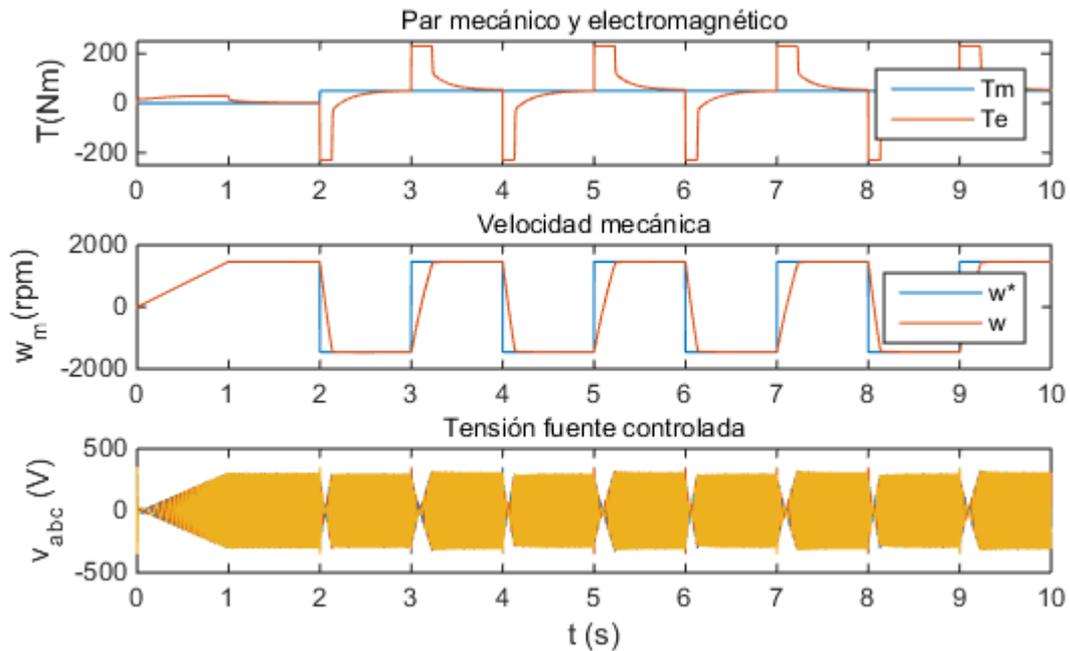


Figura 6-9. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 50 Nm

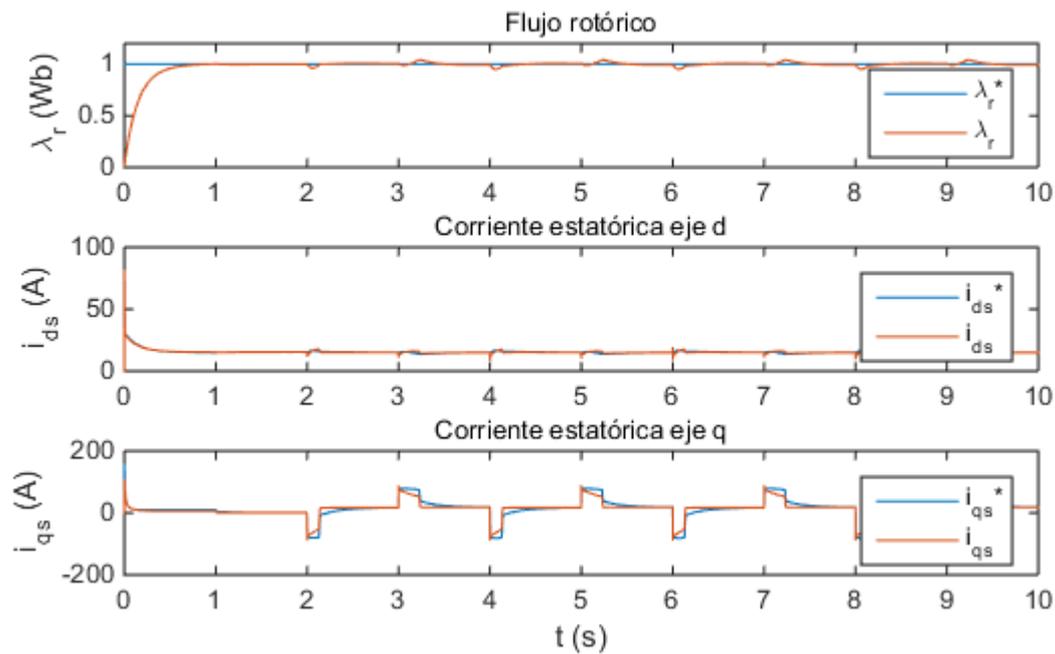


Figura 6-10. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 50 Nm

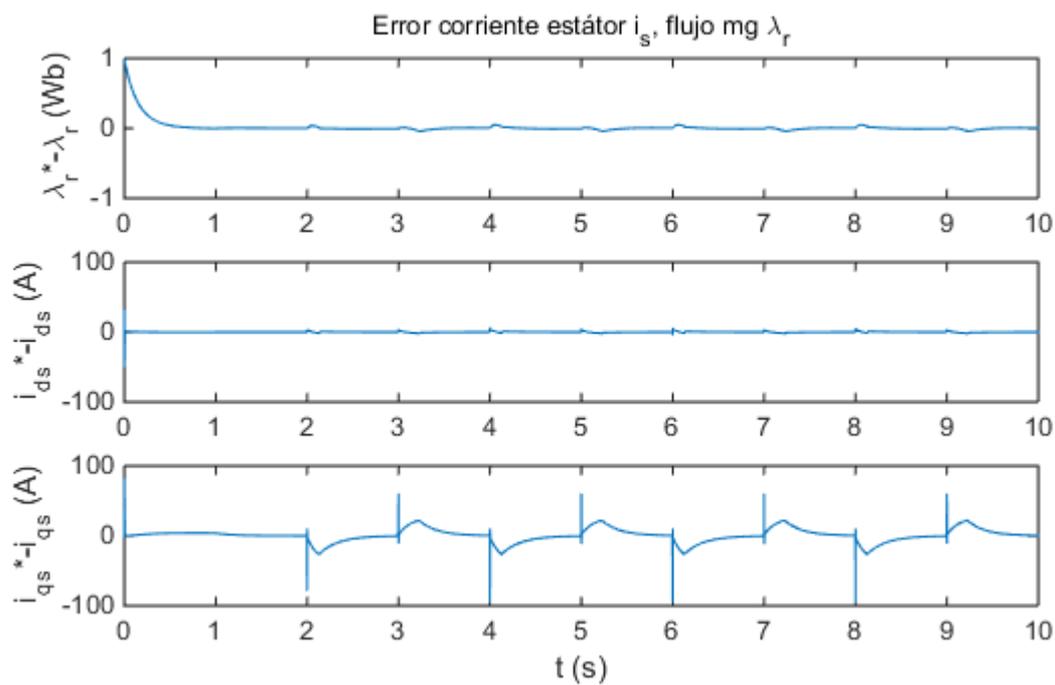


Figura 6-11. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 50 Nm

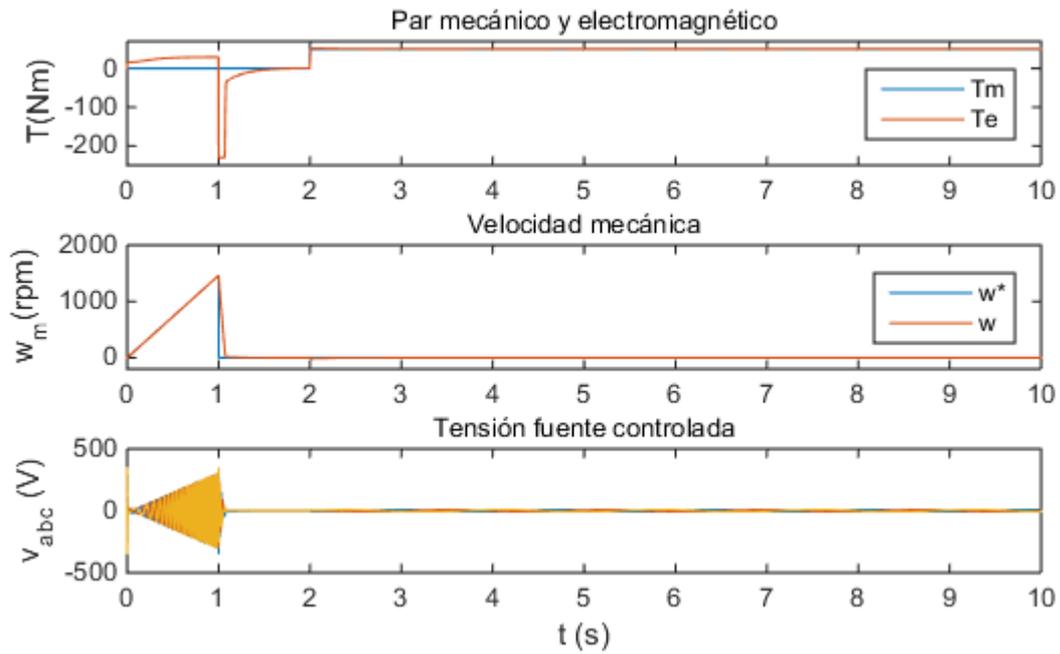


Figura 6-12. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 50 Nm

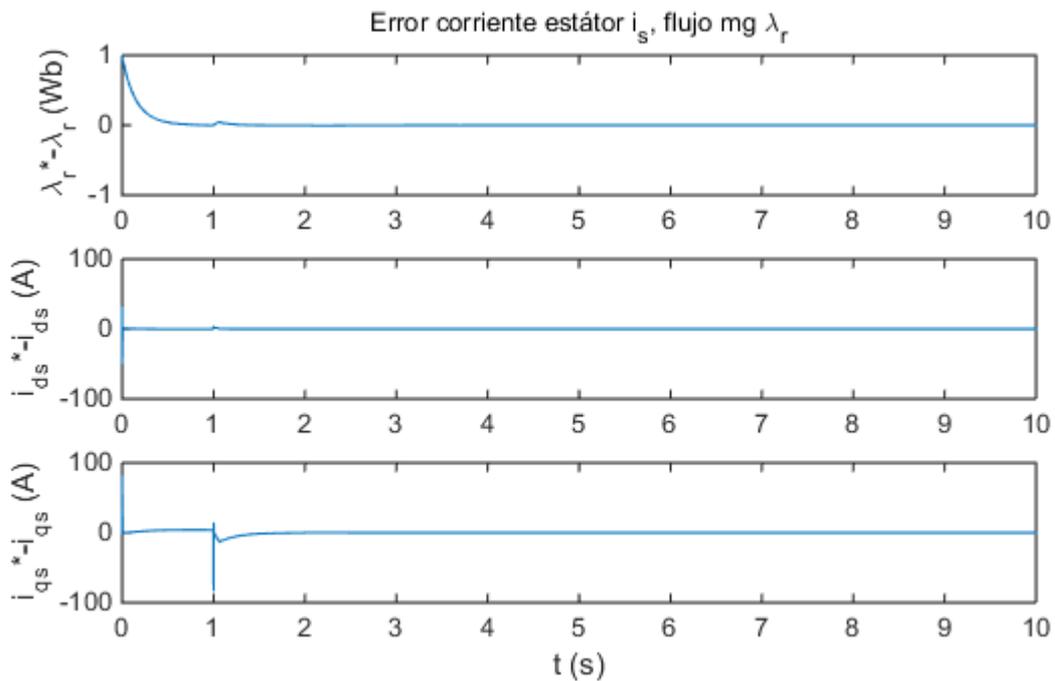


Figura 6-13. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 50 Nm

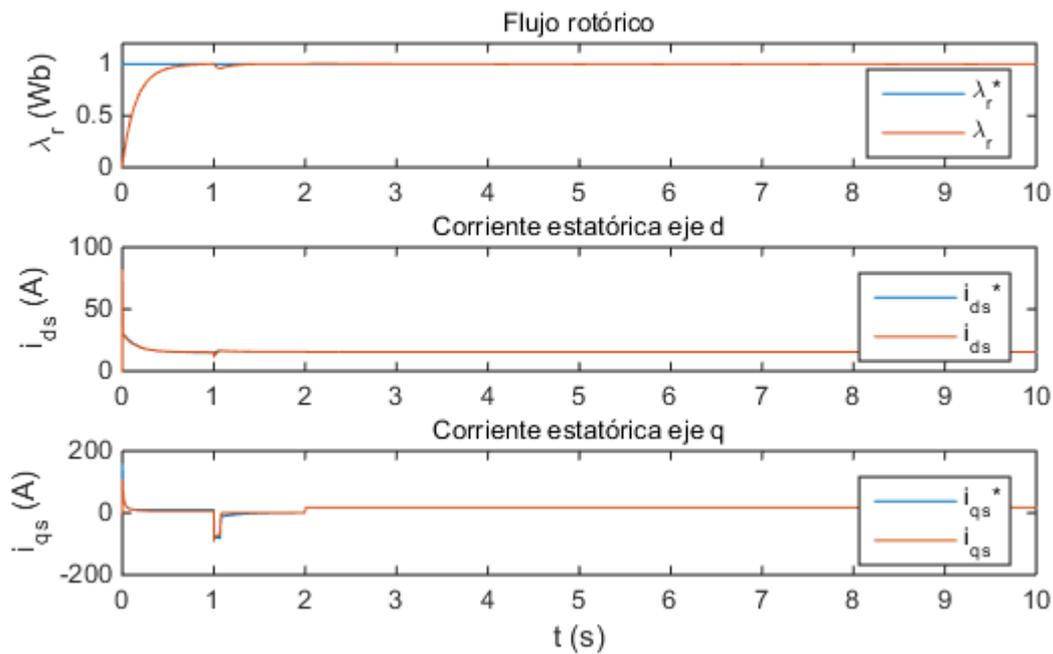


Figura 6-14. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 50 Nm

6.3.2 Simulación del estimador con par resistente 98.11 Nm

- Perfil de velocidad A.

En las Figuras 6-15, 6-16 y 6-17 se obtienen resultados de simulación óptimos para el servicio continuo del perfil A accionando un par resistente equivalente a la potencia nominal de la MI, 15 kW.

- Perfil de velocidad B.

En este régimen de funcionamiento las magnitudes estimadas son estables y la MI está controlada durante toda la simulación, Figuras 6-18, 6-19 y 6-20.

- Perfil de velocidad C.

La MI sigue correctamente la velocidad de referencia ω_m , acelerando con mayor pendiente que en el caso anterior por el límite dinámico del motor y porque se está accionando el doble del T_m , Figura 6-21. La estimación del flujo λ_r se ve también mejorada y su error prácticamente nulo, Figuras 6-22 y 6-23.

- Perfil de velocidad D.

En las Figuras 6-24, 6-25 y 6-26 se representan resultados obtenidos para el perfil de velocidad de 0 rpm. Los resultados de la simulación son equivalentes a los presentados para 50 Nm, lográndose un seguimiento y estimación de las magnitudes correctas.

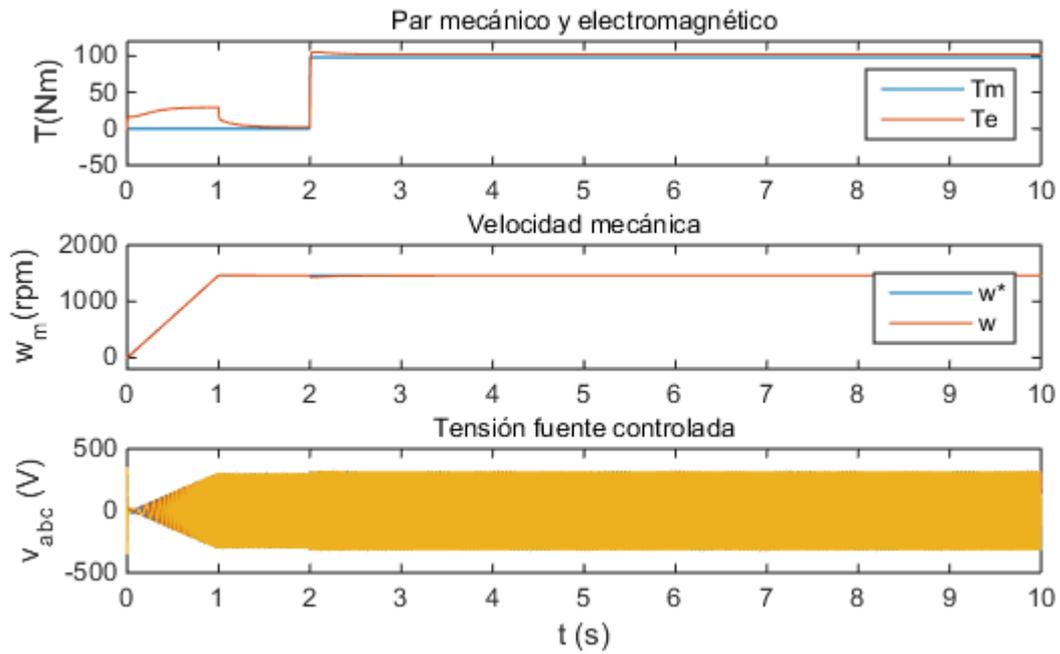


Figura 6-15. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 98.11 Nm

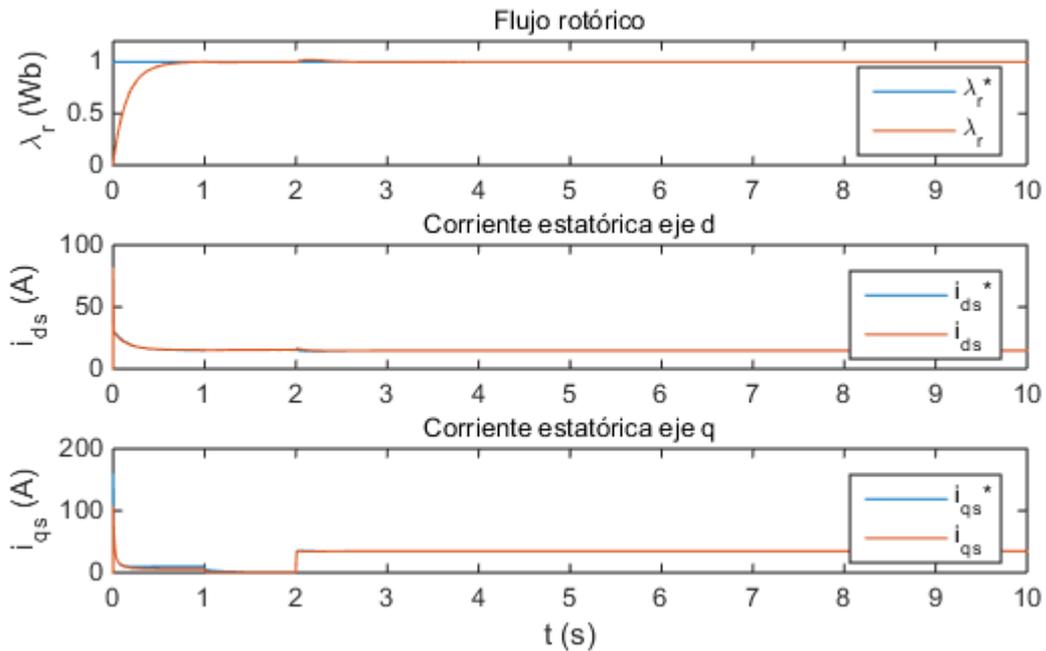


Figura 6-16. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 98.11 Nm

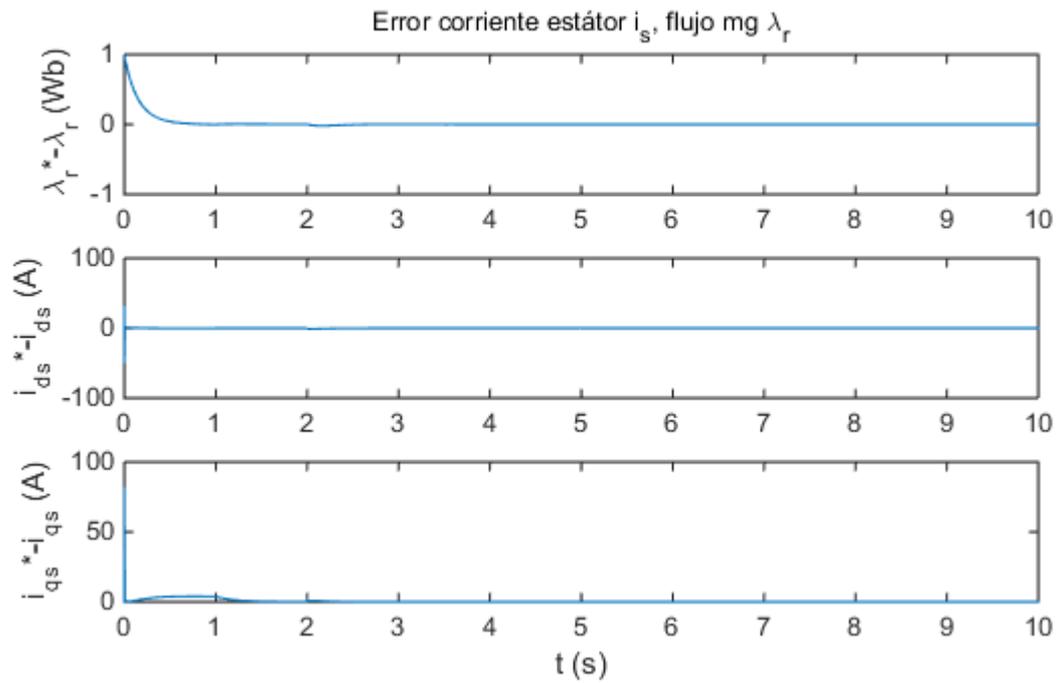


Figura 6-17. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 98.11 Nm

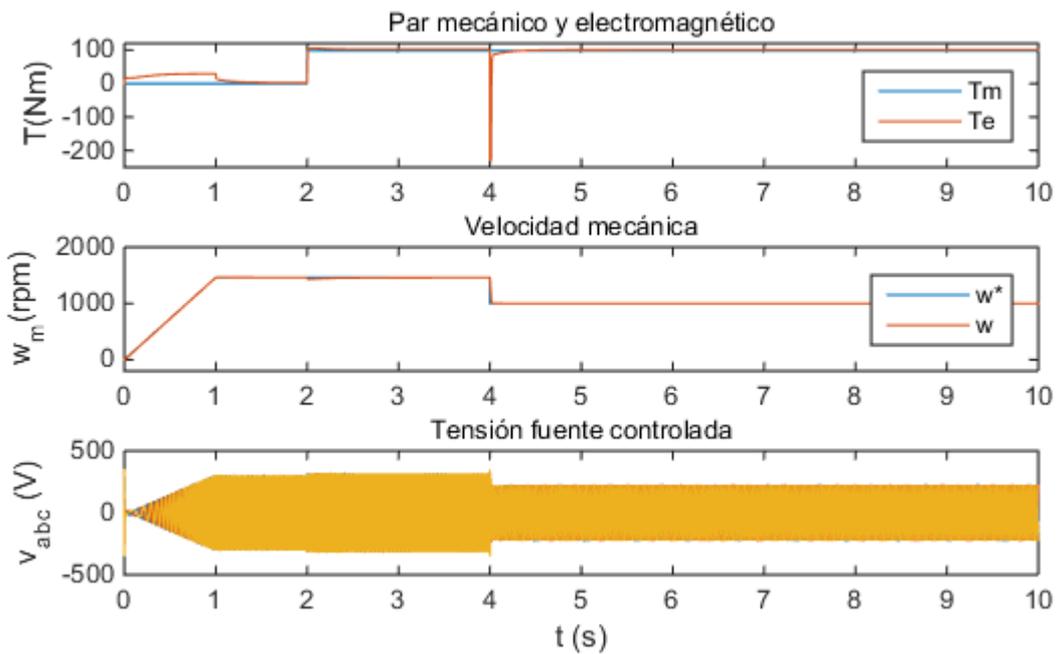


Figura 6-18. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 98.11 Nm

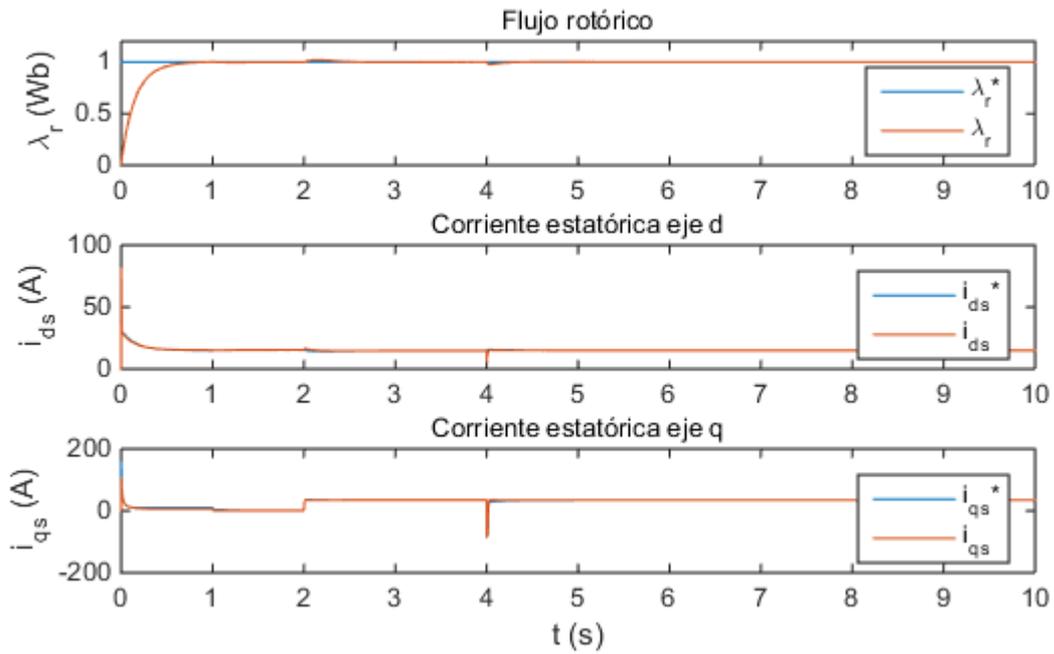


Figura 6-19. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 98.11 Nm

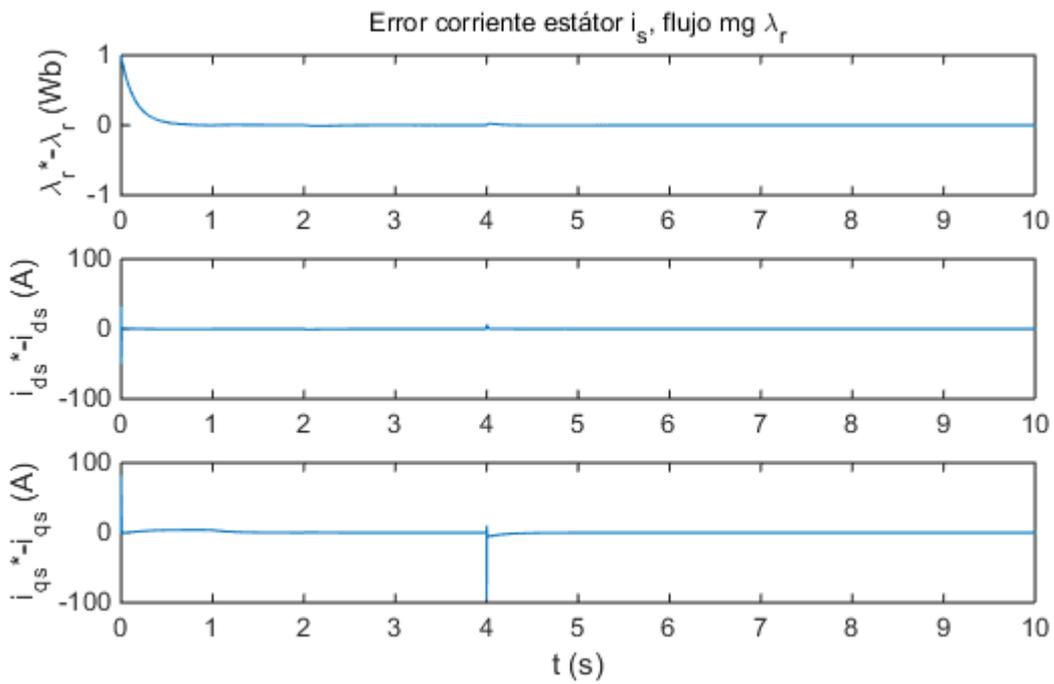


Figura 6-20. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 98.11 Nm

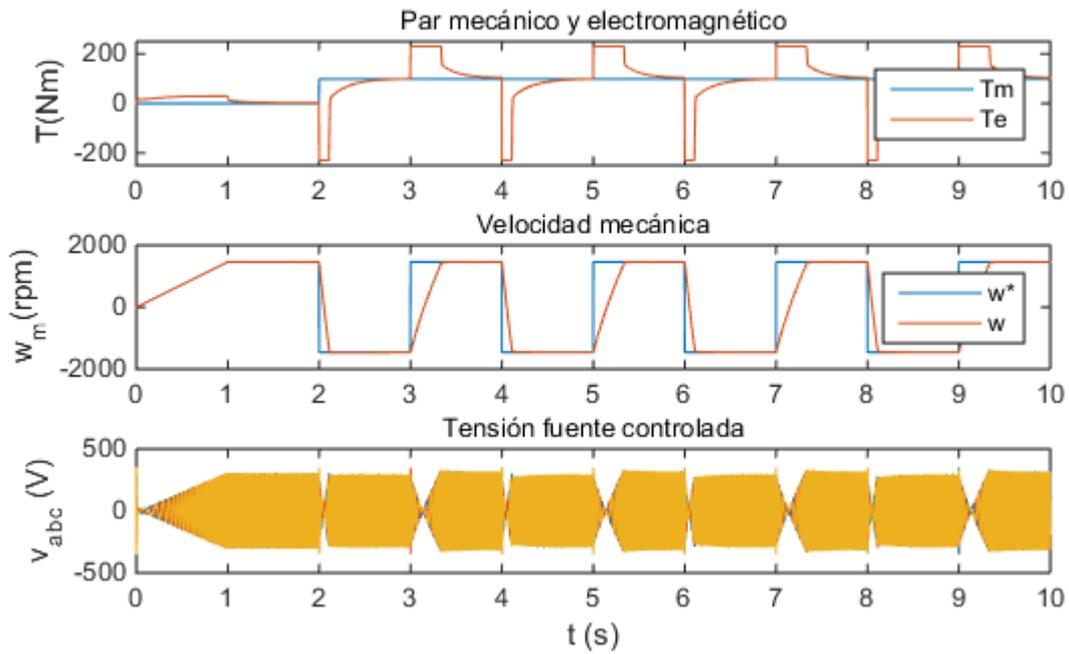


Figura 6-21. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

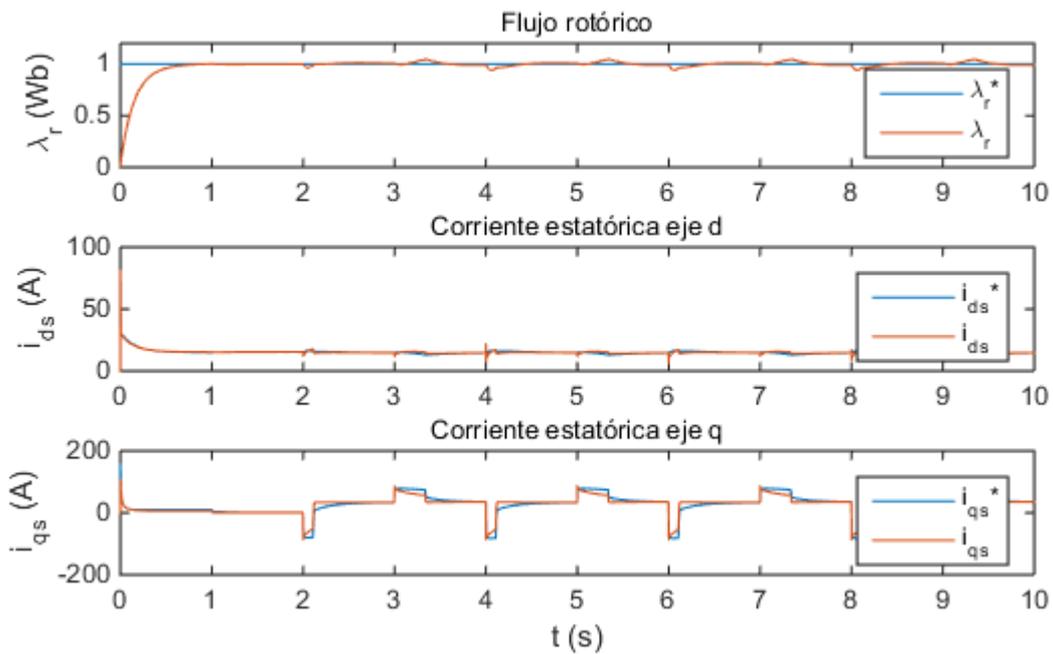


Figura 6-22. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

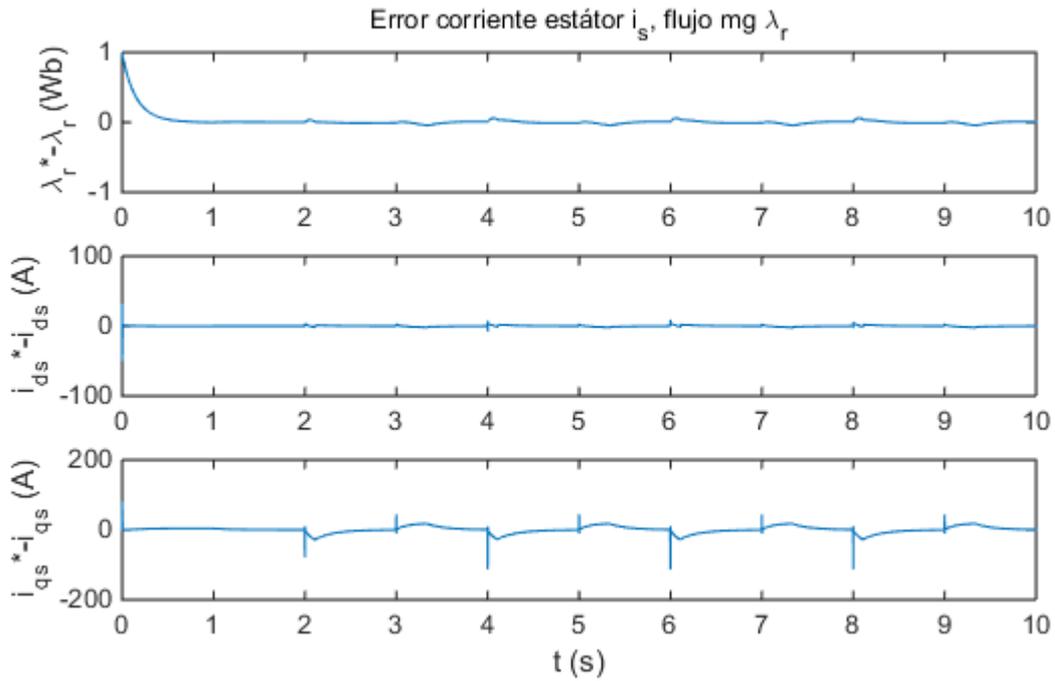


Figura 6-23. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

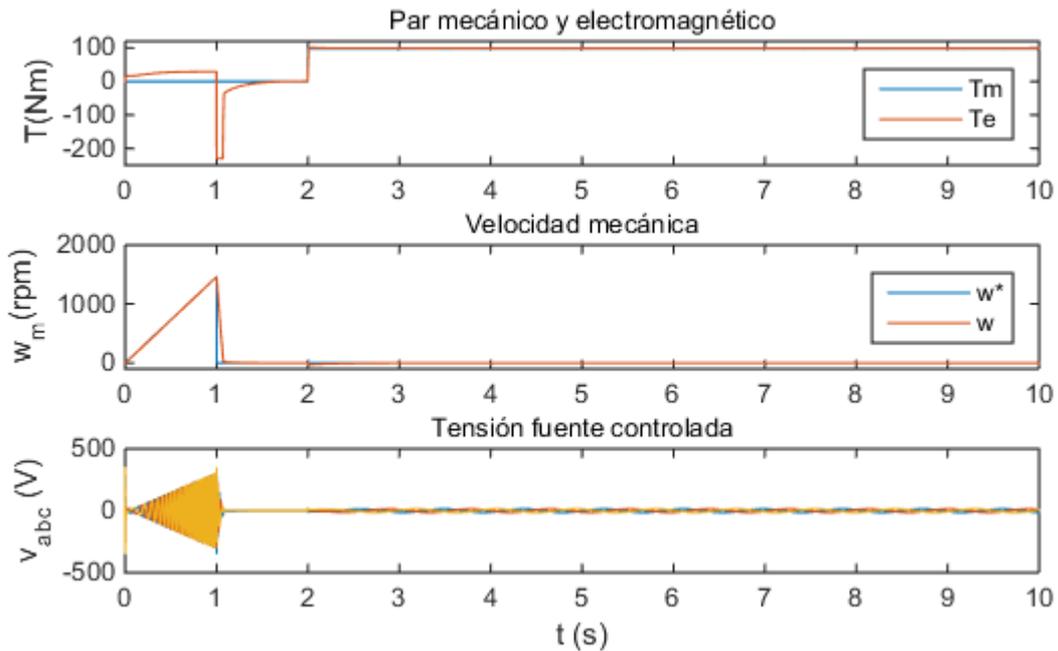


Figura 6-24. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 98.11 Nm

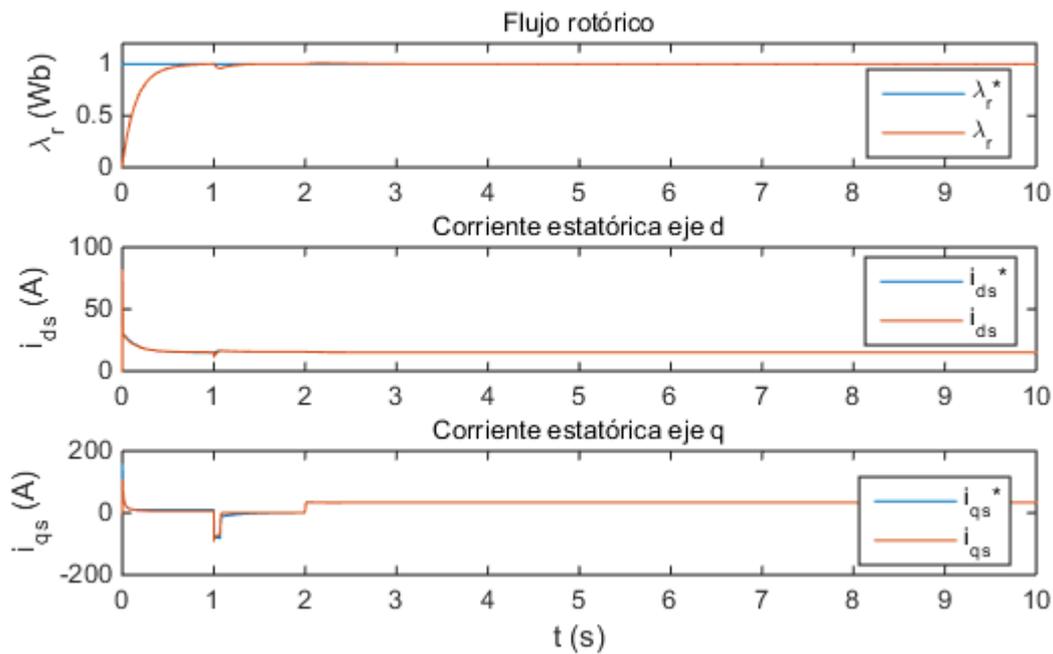


Figura 6-25. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 98.11 Nm

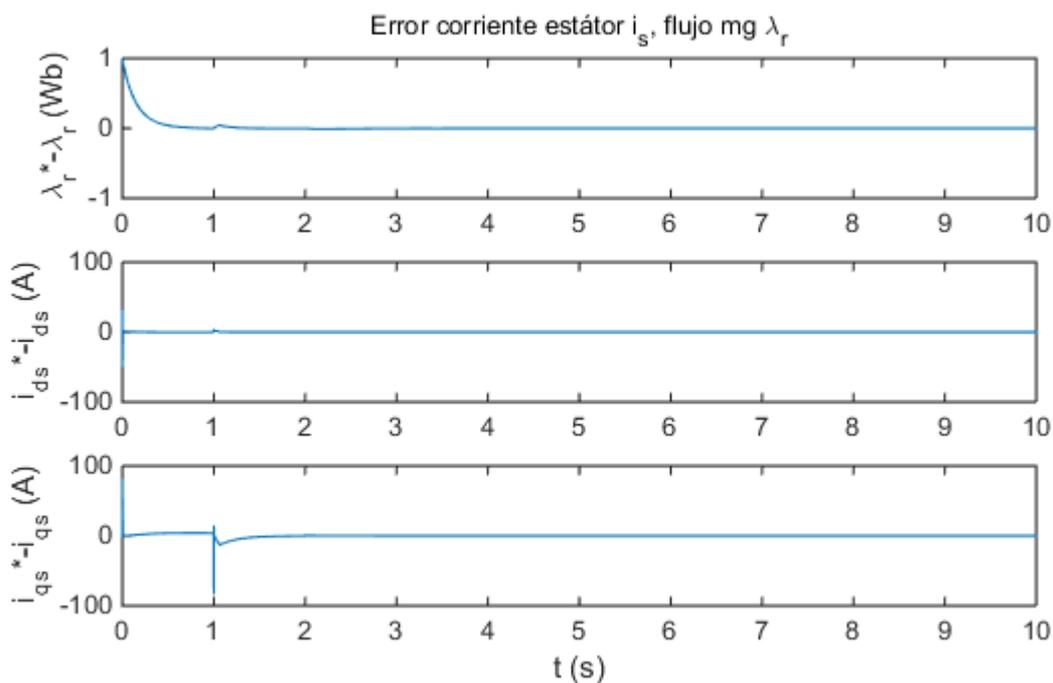


Figura 6-26. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 98.11 Nm

6.3.3 Simulación del estimador con par resistente 0 Nm

- Perfil de velocidad A.

Las Figuras 6-27, 6-28 y 6-29 representan los resultados obtenidos al simular el perfil A con la MI en vacío. Los resultados obtenidos no presentan diferencias a los obtenidos media carga y carga mecánica nominal.

- Perfil de velocidad B.

Cambiar de velocidad la MI cuando está en vacío tampoco supone un problema para el observador al seguir estimándose adecuadamente las corrientes i_{ds} , i_{qs} y λ_r , Figuras 6-30, 6-31 y 6-32.

- Perfil de velocidad C.

Con este perfil de velocidad la MI cambia el sentido de giro de la MI en vacío, Figura 6-33. En este funcionamiento las estimaciones de i_{ds} , i_{qs} y λ_r son las adecuadas, equivaliendo al comportamiento que se mostraba para el estimador convencional, Figuras 6-34 y 6-35

- Perfil de velocidad D.

El observador de estados junto con el IFOC controla la MI disminuyendo la tensión \vec{v}_s al mínimo, Figura 6-32. Para las estimaciones de λ_r y la corriente \vec{i}_s se presentan las respuestas de las Figuras 6-36, 6-37 y 6-38, donde se aprecia un seguimiento de las magnitudes estimadas y error nulo.

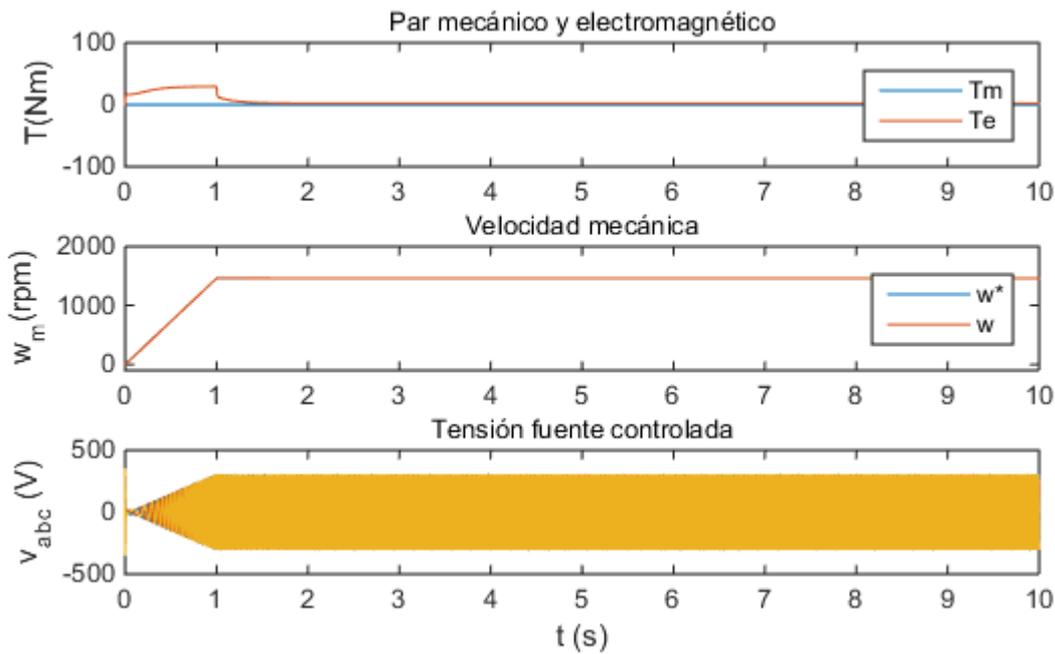


Figura 6-27. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1460 rpm, 0 Nm

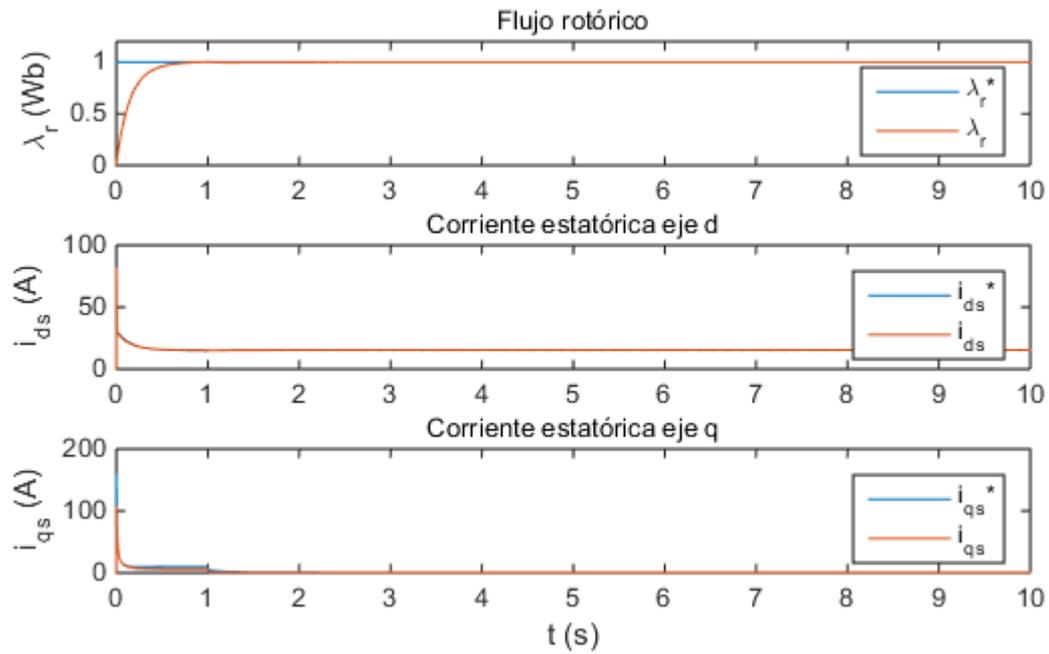


Figura 6-28. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 0 Nm

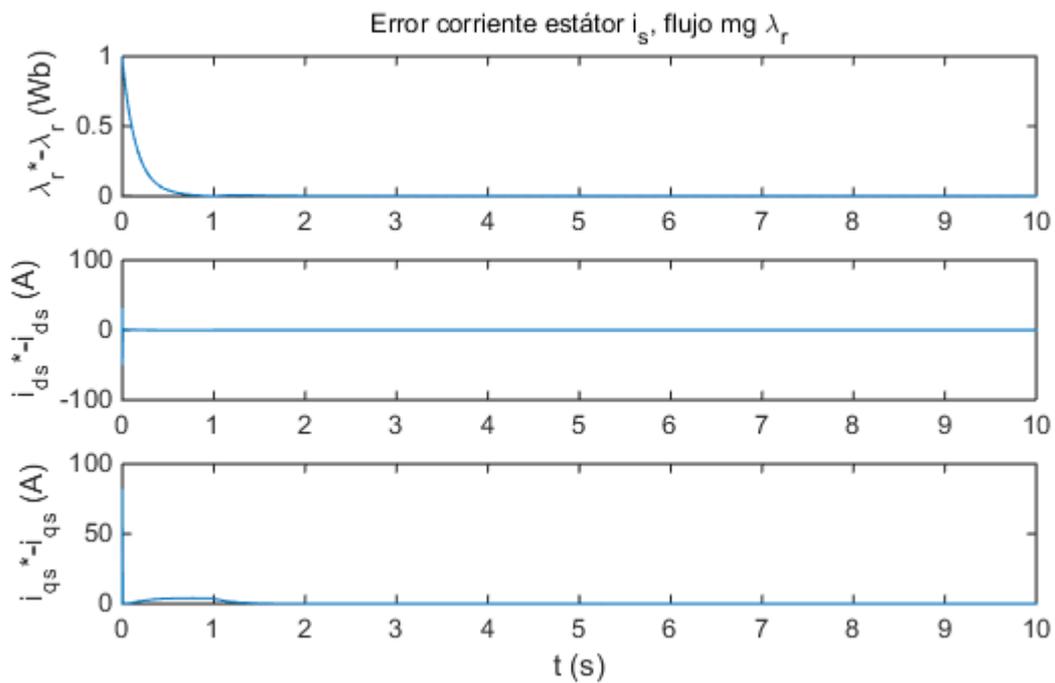


Figura 6-29. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 0 Nm

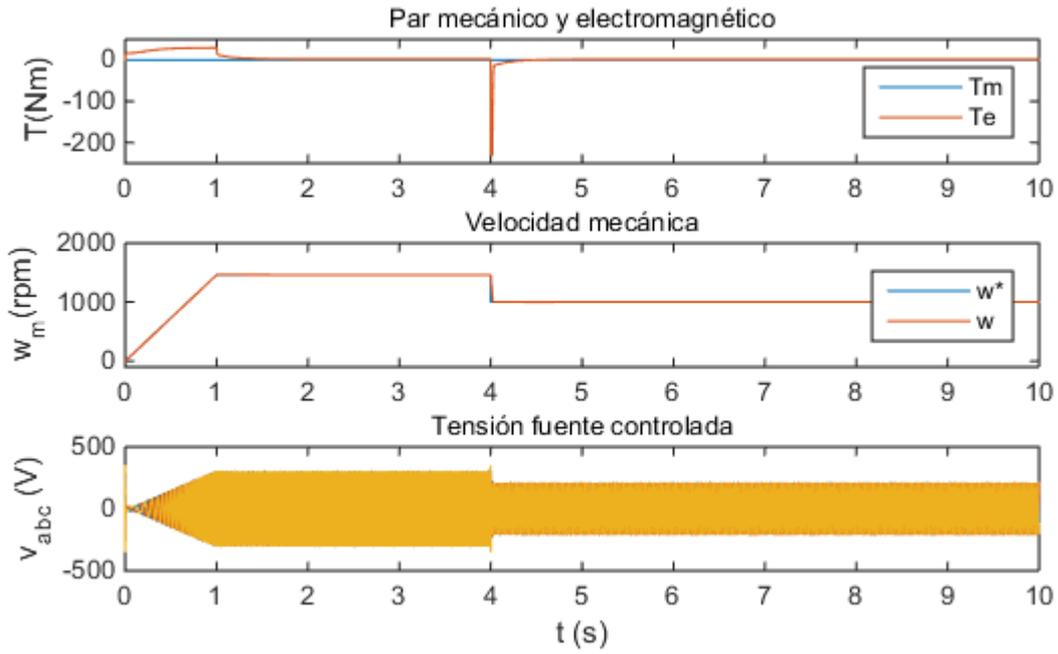


Figura 6-30. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 1000 rpm, 0 Nm

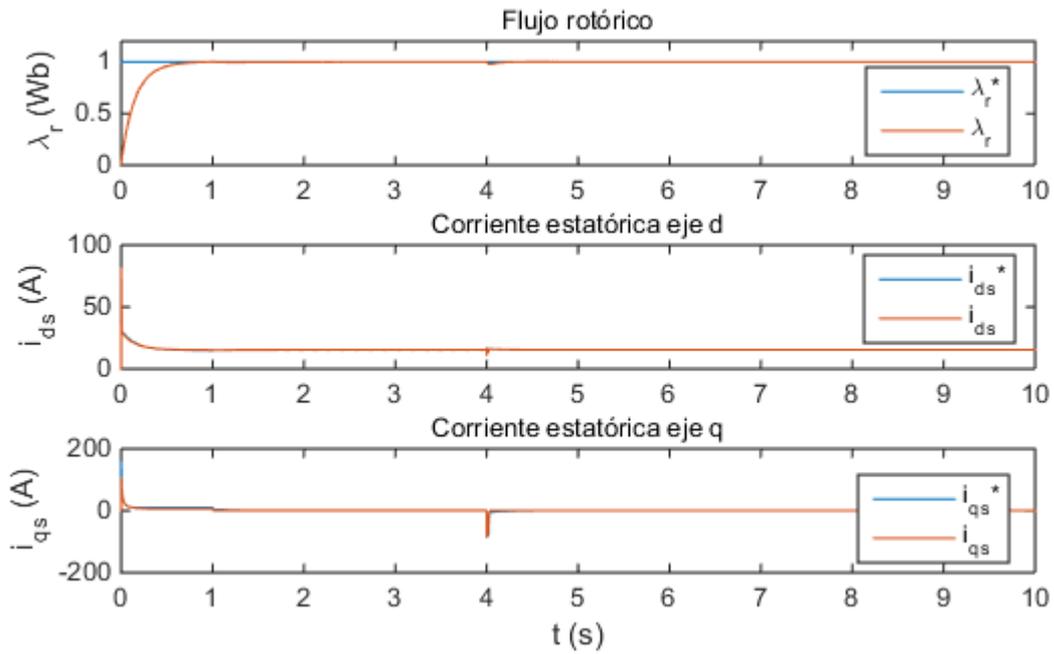


Figura 6-31. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1000 rpm, 0 Nm

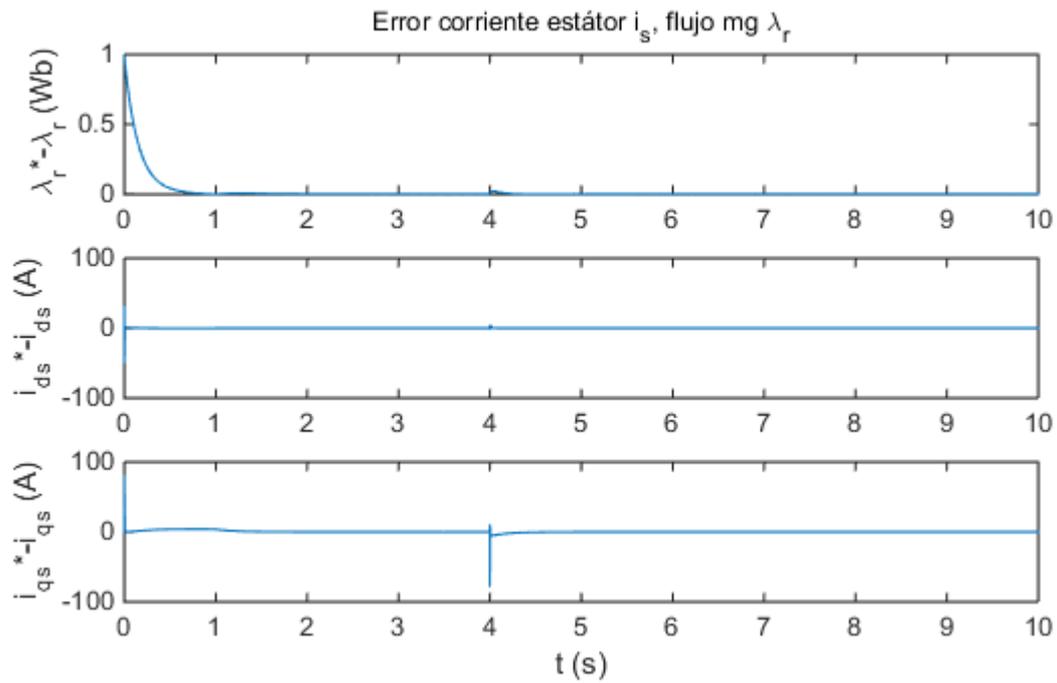


Figura 6-32. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1000 rpm, 0 Nm

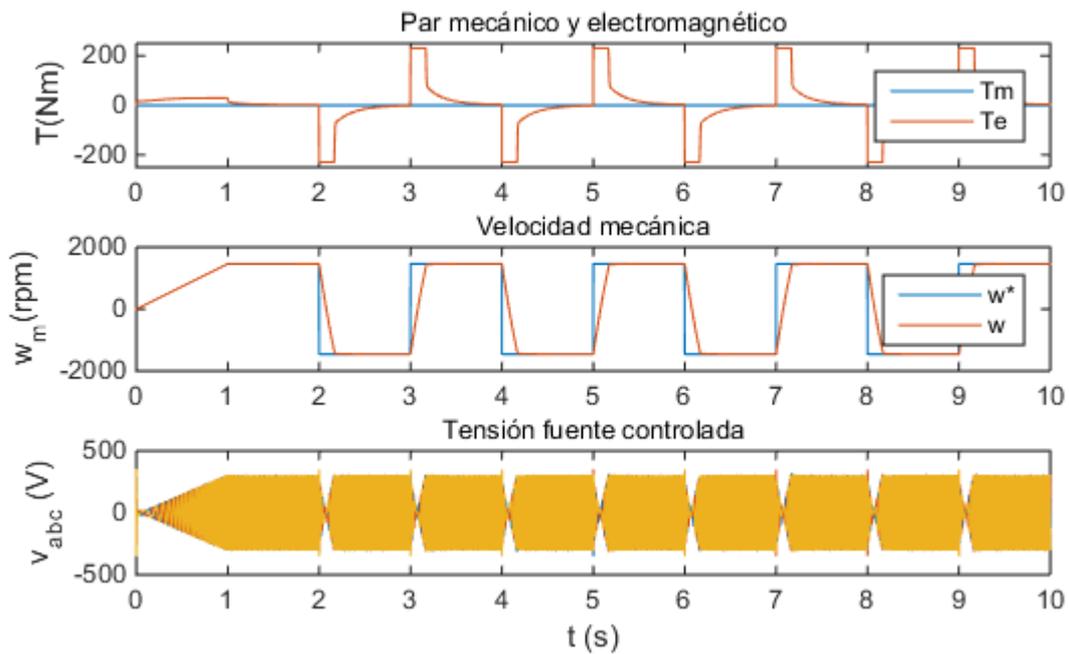


Figura 6-33. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para ± 1460 rpm, 0 Nm

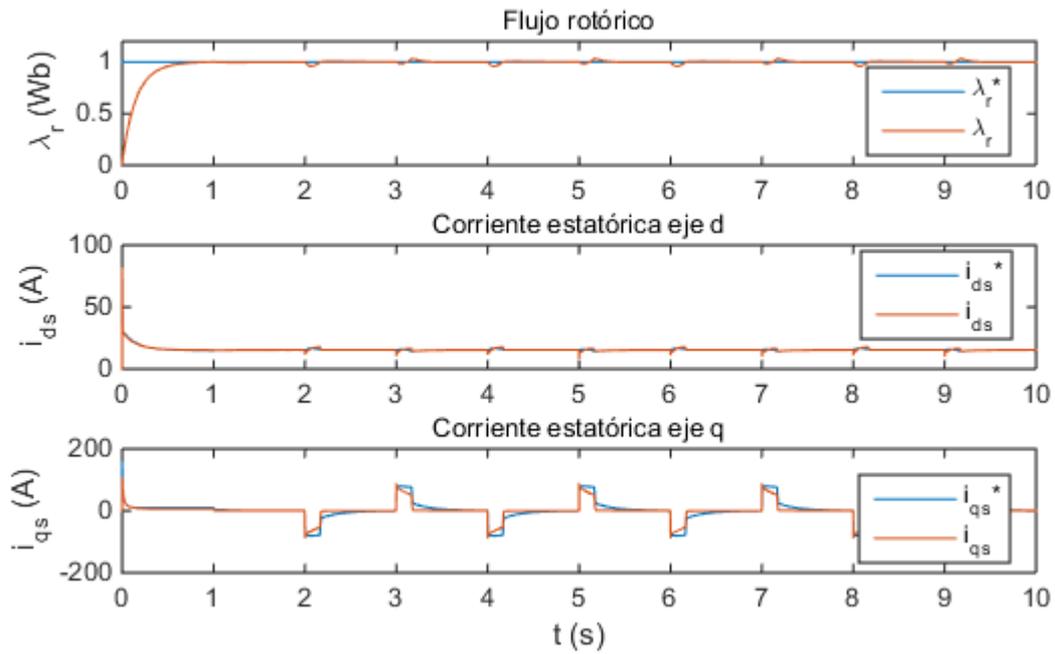


Figura 6-34. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 0 Nm

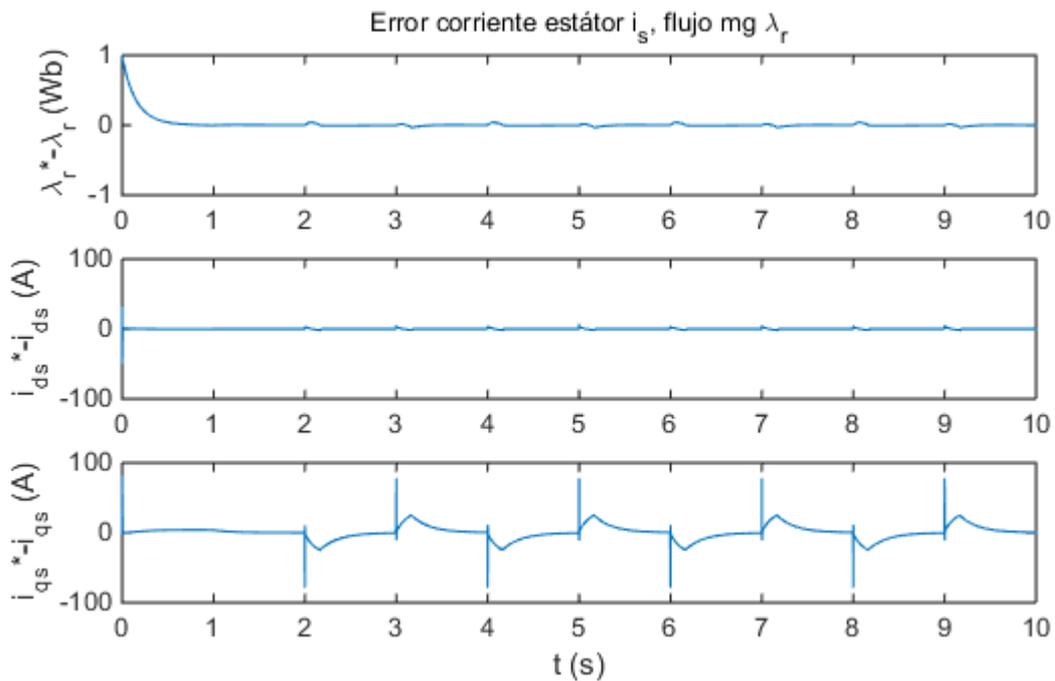


Figura 6-35. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 0 Nm

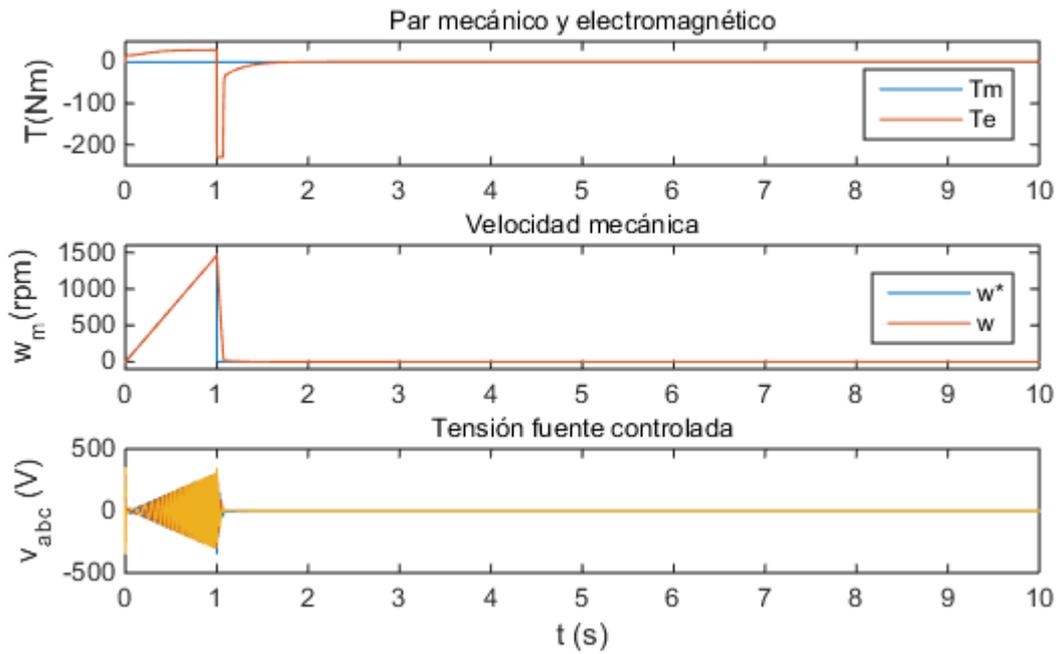


Figura 6-36. Par T_e , velocidad ω_m y tensión generada con estimador para 0 rpm, 0 Nm

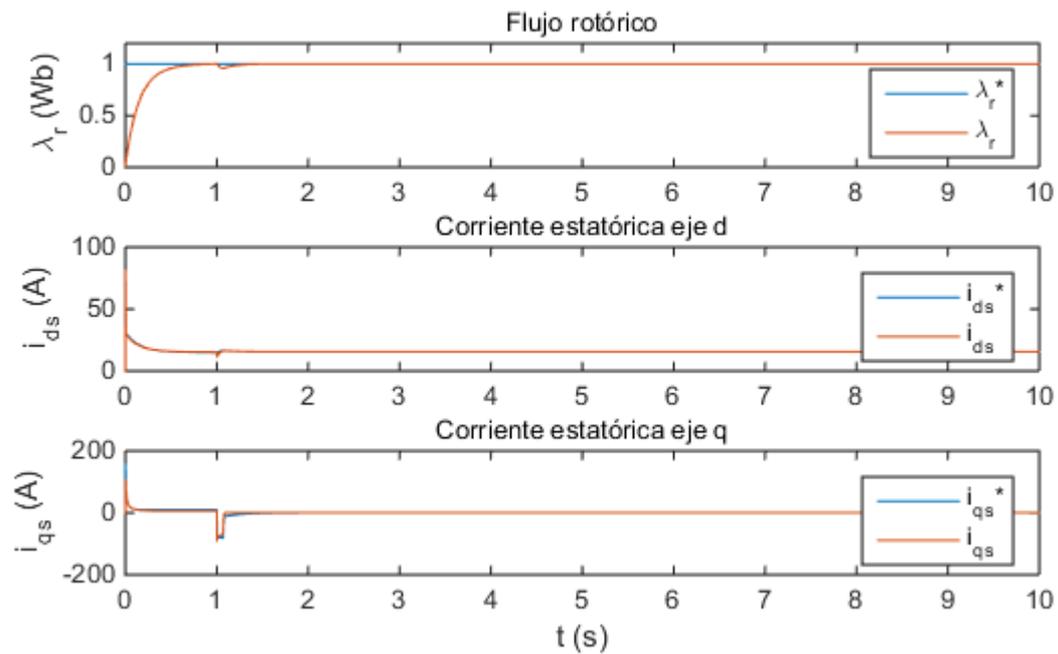


Figura 6-37. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 0 Nm

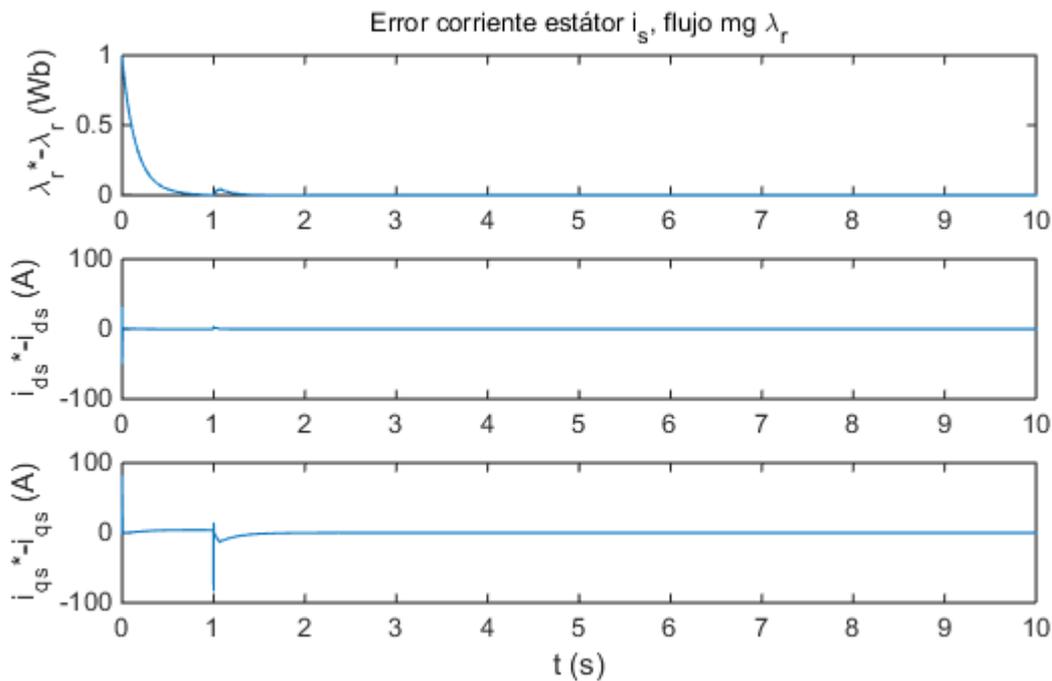


Figura 6-38. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 0 Nm

6.4 Conclusiones de las simulaciones del estimador de flujo basado en el observador de estados de Luenberger

En este capítulo se presenta una tercera estrategia de control alternativa al estimador convencional y al estacionario basado en un observador de estados que fuese capaz de calcular el flujo magnético en el rotor. El observador de estados desarrollado es el de Luenberger con el que, conocidas las medidas de la tensión \vec{v}_s , la corriente \vec{i}_s y la velocidad ω_m se pretende crear un controlador junto al IFOC con el que el inversor lograse regular la tensión de alimentación al estátor.

En la sección 6.3 se presentan los resultados de simulación correspondientes a los cuatro perfiles de velocidad A, B, C y D para cada uno de los tres pares resistentes, 50 Nm, 98.11 Nm y 0Nm con el fin de comparar los tres estimadores del flujo magnético.

Con respecto al modelo dinámico de la MI se vuelve a mostrar un margen de error entre el par resistente y el electromagnético con motivo de las pérdidas mecánicas no modeladas en la ecuación dinámica del motor (4.3). Otro comportamiento común en los resultados de simulación de los perfiles C y D es el límite dinámico de funcionamiento de la MI, por la que se frena y acelera por la pendiente que impone la ecuación dinámica que define la MI simulada.

En relación a las estimaciones del flujo magnético, son mejores que las del estimador estacionario, equiparándose su comportamiento al del estimador convencional. Esto mejora el control en velocidad en el perfil D que requiere la máquina parada sin oscilar como lo hacía con el estimador en ejes $\alpha\beta$. Por lo que los estimadores que usan la medida de la ω_m trabajan mejor en la zona de debilitamiento del campo magnético.

El estimador basado en el observador de estados de Luenberger es junto al IFOC un control de nivel de robustez equiparable al estimador convencional, para la variabilidad o incertidumbre que los parámetros del sistema dinámico de la MI presentan.

7 CONVERTIDOR DE POTENCIA CC/AC: INVERSOR TRIFÁSICO

EL diseño del dispositivo electrónico de potencia para la MI culmina con la conexión de un convertidor electrónico de potencia CC/AC entre el controlador y la máquina de inducción trifásica. El convertidor que se instala recibe el nombre de inversor de puente trifásico, puesto que la señal a generar es una tensión trifásica sinusoidal que alimentará el estátor de la MI en estudio.

La tecnología que presentan los inversores de potencia, junto con la aparición de nuevos transistores como el IGBT después de la mitad del s. XX, supuso un impulso en la aplicación industrial que los motores de inducción tenían hasta la fecha. El papel protagonista entonces lo jugaban los accionamientos eléctricos que variaban la frecuencia de motores de corriente continua, mientras que el motor de inducción de corriente alterna estaban relegado a un segundo plano.

El inversor que se instala en el dispositivo electrónico es de puente trifásico y es diseñado con la técnica de modulación por anchos de pulsos PWM (*Pulse-Width modulation*). Con ello se logra generar la señal de tensión trifásica que el controlador disponga para variar la frecuencia de giro de la MI. Para comprobar que el controlador y el inversor se acoplan adecuadamente se presentarán los resultados de simulación de los perfiles de funcionamiento más interesantes expuestos en los capítulos 5 y 6.

Para el desarrollo de este capítulo se ha utilizado parte del material proporcionado al alumno para la enseñanza de la asignatura de Electrónica de Potencia como referencias bibliográficas, [11] y [12].

7.1 Inversor trifásico con modulación PWM

El inversor de potencia, que acompañará al controlador en el dispositivo electrónico de potencia a simular, consiste en un inversor de puente trifásico constituidos por seis IGBT's y una fuente de tensión continua con la que se mantiene la tensión v_{dc} a 700 V, Figura 7-1. Los transistores IGBT son los más adecuados para los inversores que transfieran grandes rangos de potencia, tal como ocurre con la MI simulada, y soportan altas frecuencias de conmutación. Para la elección de v_{dc} se ha buscado disminuirla hasta el valor propuesto con el fin de disminuir las pérdidas por conmutación, rebajar el estrés de los dispositivos y disminuir las pérdidas de la MI.

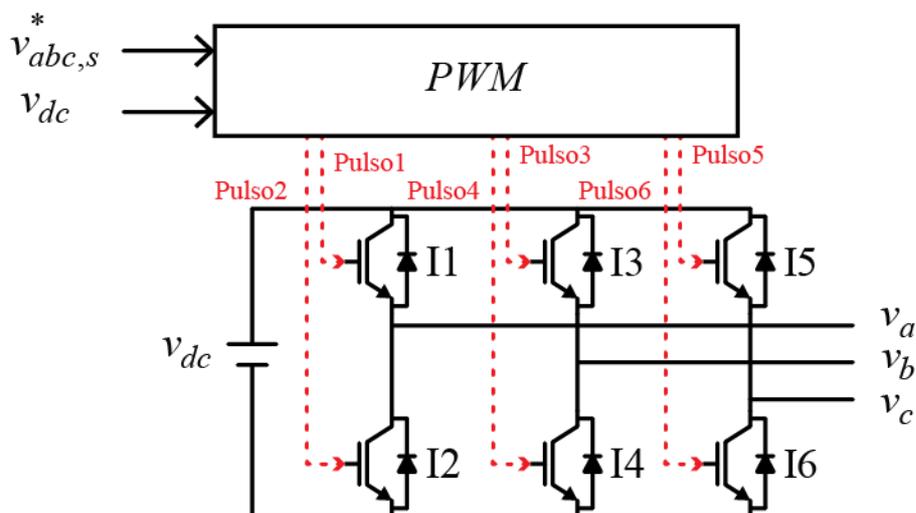


Figura 7-1. Inversor trifásico con transistores IGBT's

Las tensiones v_a , v_b y v_c son las tres tensiones correspondientes a la tensión \vec{v}_s que alimenta el estátor de la MI, con la frecuencia f_s impuesta por el controlador y el servicio que accione la MI.

La modulación PWM generará la señal de disparo de los transistores mediante pulsos con los que se alimentan las puertas de éstos. El modulador procesará las tres fases de la tensión de referencia $v_{abc,s}^*$, ondas sinusoidales desfasadas 120° cada una ellas. Cada fase de la tensión se dividirá por la tensión v_{dc} y se le sumará 0.5, para posteriormente compararla con una señal triangular de período $100 \mu s$ y amplitud 1. Si la referencia comparada es mayor que la triangular la tensión es positiva, y si es menor la tensión es negativa. El diagrama de control implementado en la herramienta de simulación de Matlab®/Simulink para la modulación PWM se muestra en la Figura 7-2 para una de las fases, ídem para las fases b y c . [12]

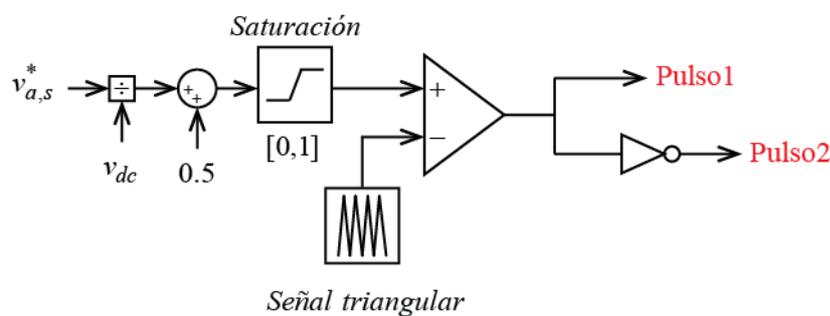


Figura 7-2. Modulación PWM para la tensión de referencia $v_{a,s}^*$

7.2 Simulación en Matlab®/Simulink del inversor y el controlador

El inversor de potencia conectado entre el controlador y la MI es implementado en Matlab®/Simulink con la ayuda de los bloques funcionales que simulan el funcionamiento del transistor IGBT, denominado *IGBT/Diode* y la fuente de tensión continua *DC Voltage Source*. La fuente de tensión continua representada por v_{dc} es dividida en dos fuentes de 350 V que suman el valor de la tensión v_{dc} , 700 V.

La fuente de tensión controlada que se ha simulado a $50 \mu s$ para analizar los distintos estimadores de flujo magnético en el rotor se sustituye por el inversor trifásico que funciona a $1 \mu s$. Dicho inversor se construye con el modulador PWM definido en la sección 7.1 que compara la tensión de referencia y genera la onda de pulsos correspondientes para generar la tensión \vec{v}_s . A continuación, se muestra la modulación PWM para la tensión de referencia $v_{a,s}^*$ en el control IFOC con el estimador estacionario, Figura 7-3. Además, se comprueba que la corriente trifásica conmutada del estátor \vec{i}_s se está creando correctamente, cada una de las tres fases desfasadas 120° , Figura 7-4.

Se comprueba también como las corrientes invierten su polaridad en la simulación del perfil de cambio de giro C. Por ello se muestra en la Figuras 7-5 la corriente \vec{i}_s conmutada que cambia su referencia de polaridad con el estimador convencional, lo mismo ocurre para el resto de estimadores.

En los siguientes subapartados se analizará para cada estimador de flujo magnético λ_r los funcionamientos más importantes de cada estrategia.

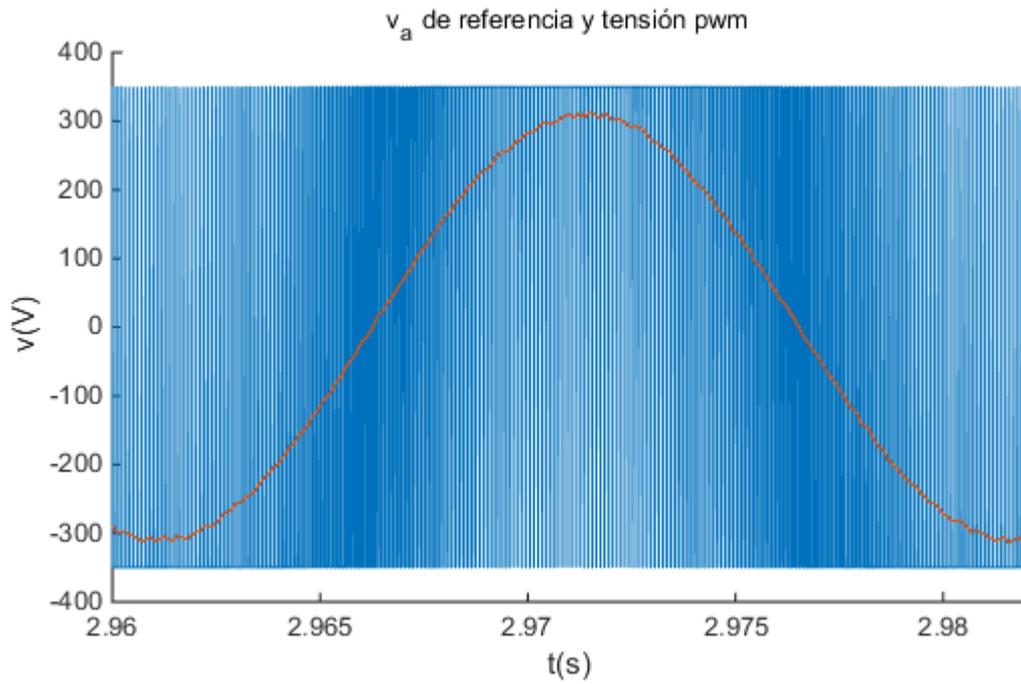


Figura 7-3. Modulación de la tensión de ref. $v_{a,s}^*$, perfil A (1460 rpm), 98.11 Nm, est. convencional

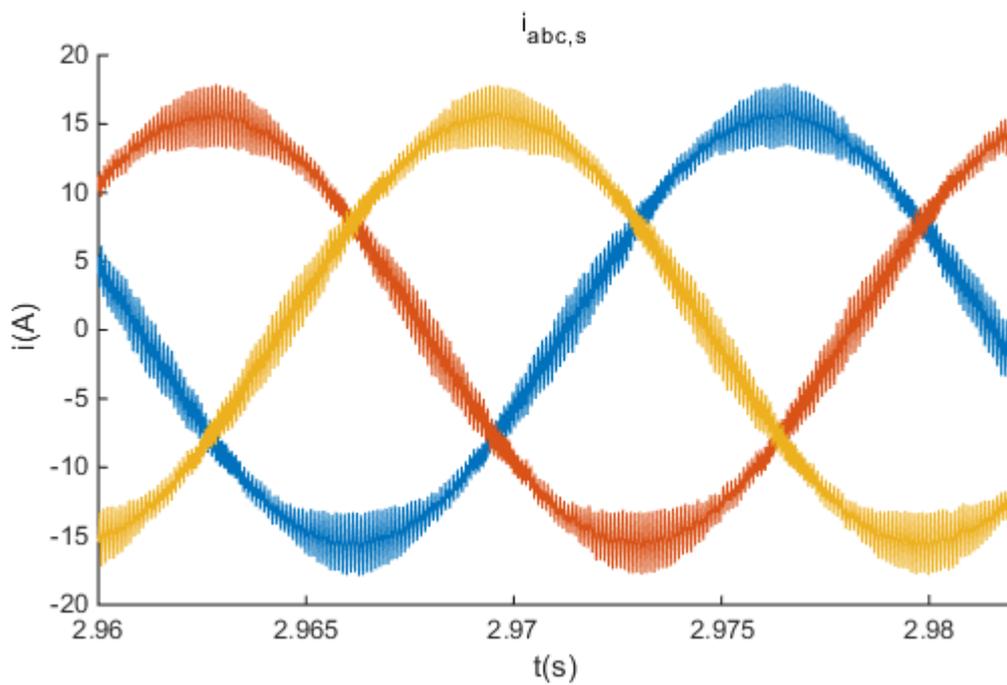


Figura 7-4. Corrientes \vec{i}_s , perfil A (1460 rpm), 98.11 Nm, est. convencional

7.2.1 Simulación en Matlab®/Simulink del estimador convencional

Durante la simulación del modelo del inversor y el estimador convencional se han obtenido resultados sin diferencias significativas a los presentados en la sección 5.4. Como prueba de ello se representan los resultados obtenidos para una carga mecánica nominal y perfil de velocidad C, en las figuras 7-5, 7-6, 7-7.

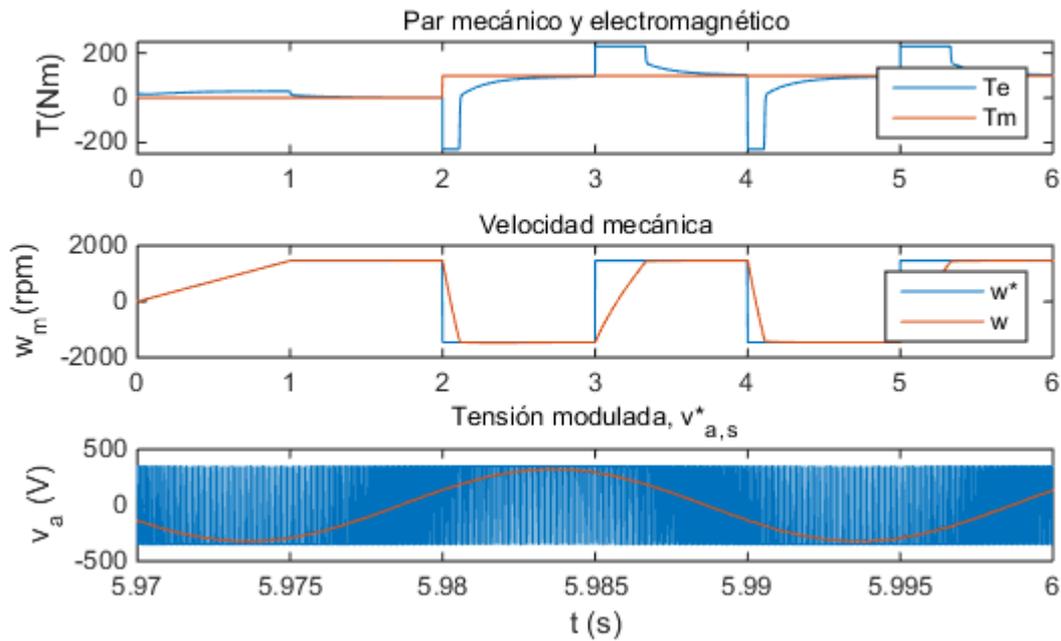


Figura 7-5. Par T_e , velocidad ω_m y $v_{a,s}^*$ con estimador convencional para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

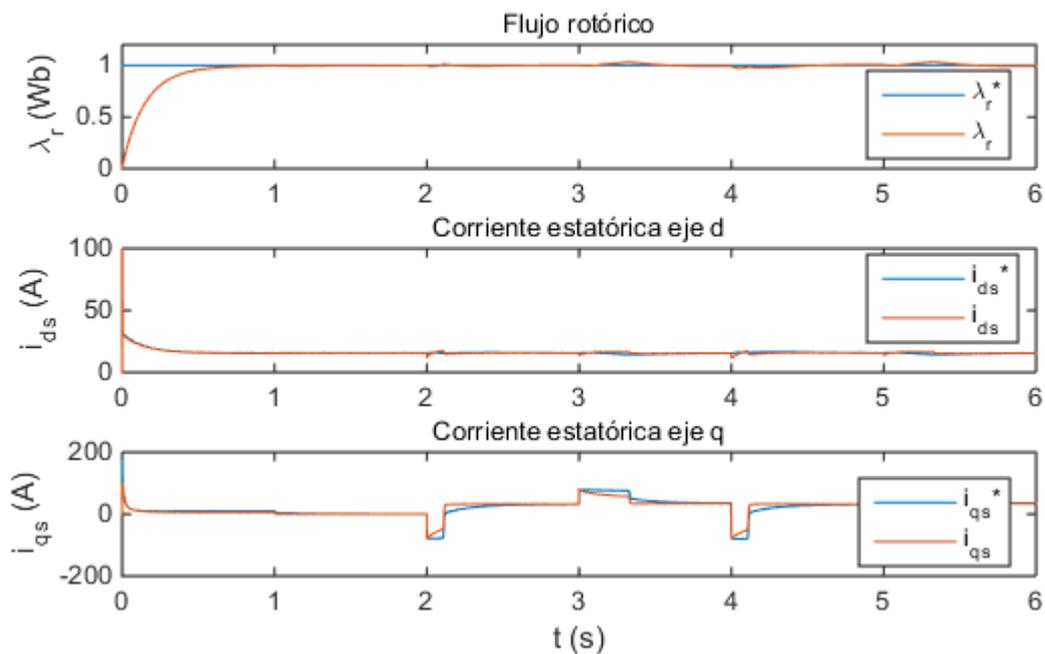


Figura 7-6. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

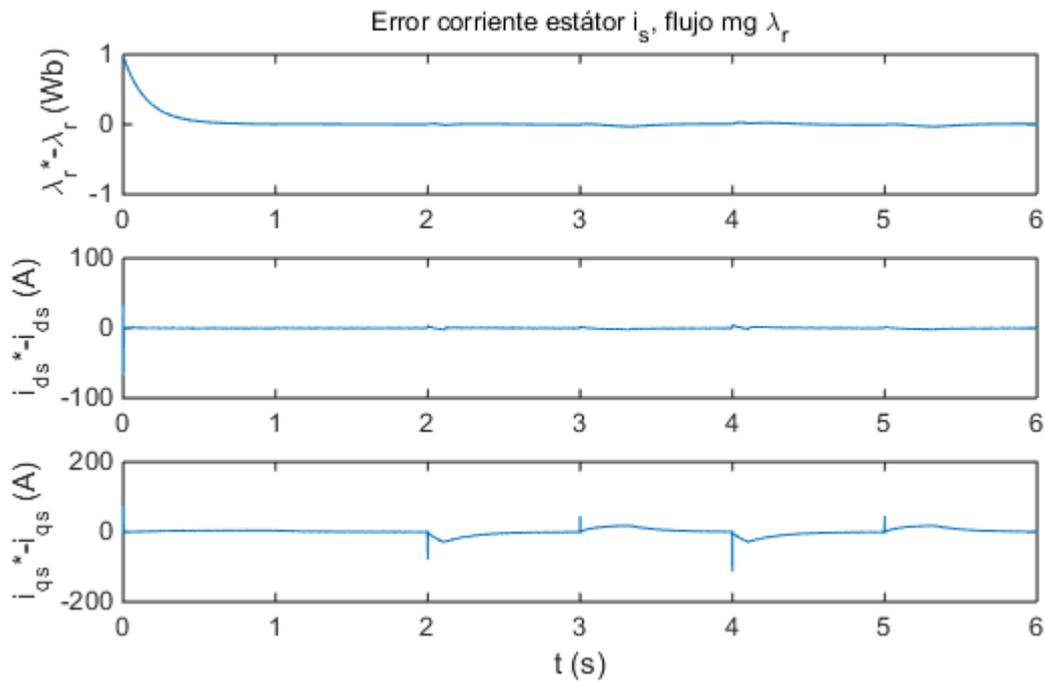


Figura 7-7. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para ± 1460 rpm, 98.11 Nm

7.2.2 Simulación en Matlab®/Simulink del estimador estacionario

De los tres estimadores simulados, el estacionario se establecía como una solución idónea para el accionamiento de cargas lineales que giraban a velocidades nominales o cercanas a ellas. Por ello se muestran los resultados obtenidos para el perfil B de velocidad y 50 Nm en las Figuras 7-8, 7-9 y 7-10. La señal del par T_e presenta cierto rizado debido a la introducción del inversor de potencia y una diferencia en el régimen permanente correspondiente a las pérdidas mecánicas de la máquina. La señal del flujo magnético λ_r estimada también presenta cierto rizado ya que ahora las tensiones medidas en bornes de la MI son conmutadas. La estimación de la corriente \vec{i}_s es la adecuada según los errores de la Figura 7-10.

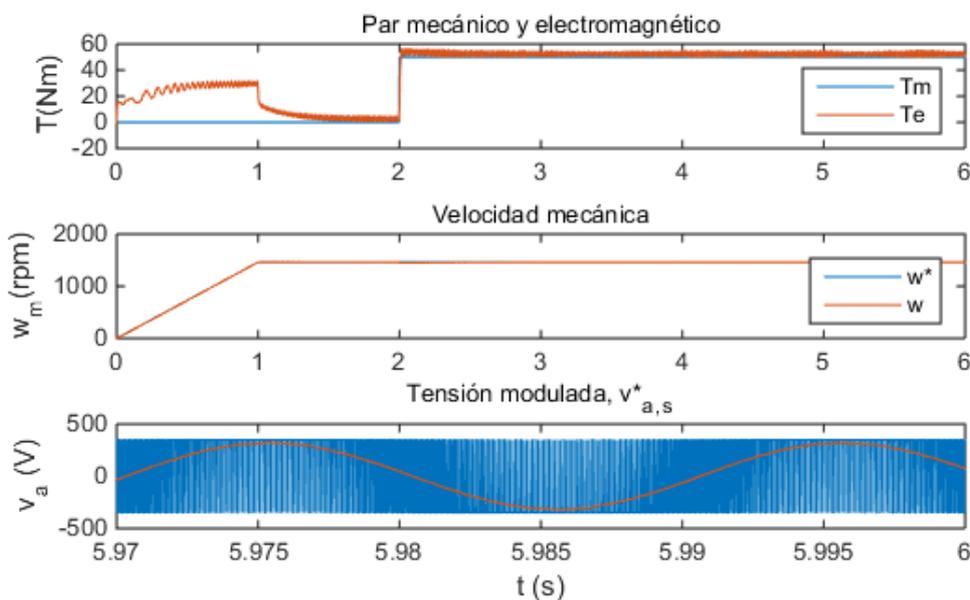


Figura 7-8. Par T_e , velocidad ω_m y $v_{a,s}^*$ con estimador convencional para 1460 rpm, 50 Nm

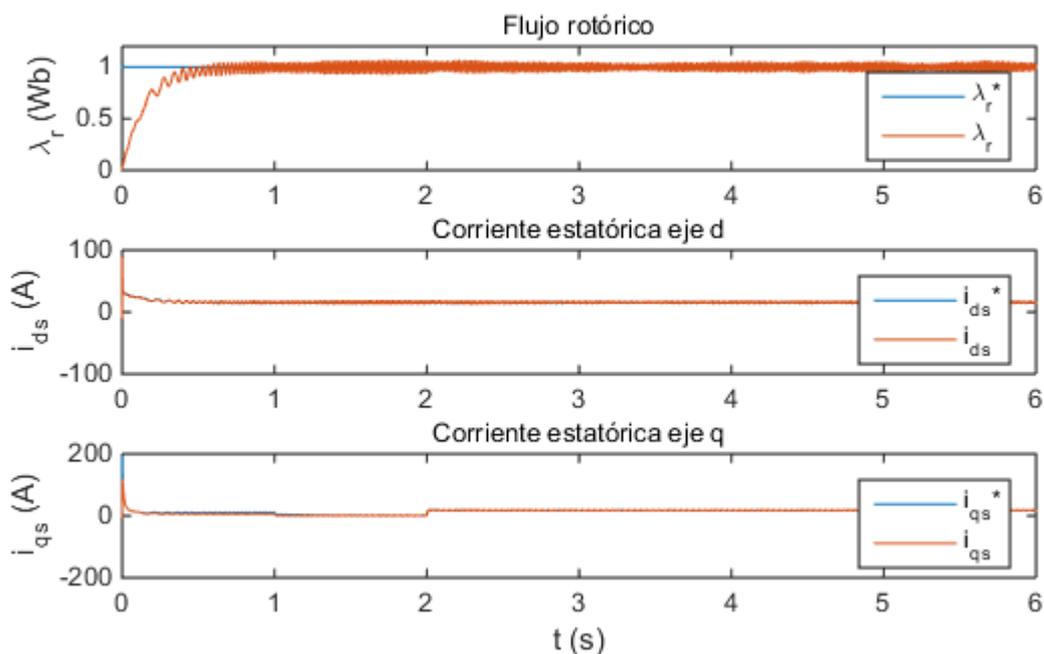


Figura 7-9. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 1460 rpm, 50 Nm

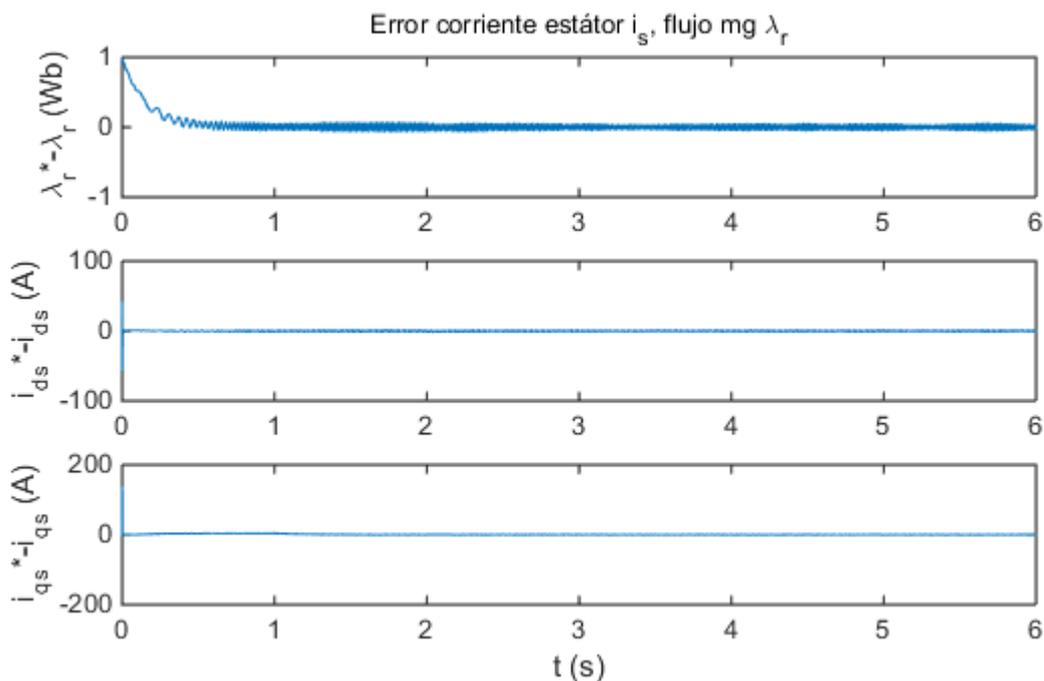


Figura 7-10. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 1460 rpm, 50 Nm

7.2.3 Simulación en Matlab®/Simulink del observador de Luenberger

El escenario simulado para demostrar que el observador funciona correctamente junto al inversor es el perfil de velocidad D y con la MI en vacío, Figuras 7-11, 7-12 y 7-13. La velocidad ω_m es ampliada en el régimen permanente donde se cumplen con las especificaciones de velocidad del perfil D.

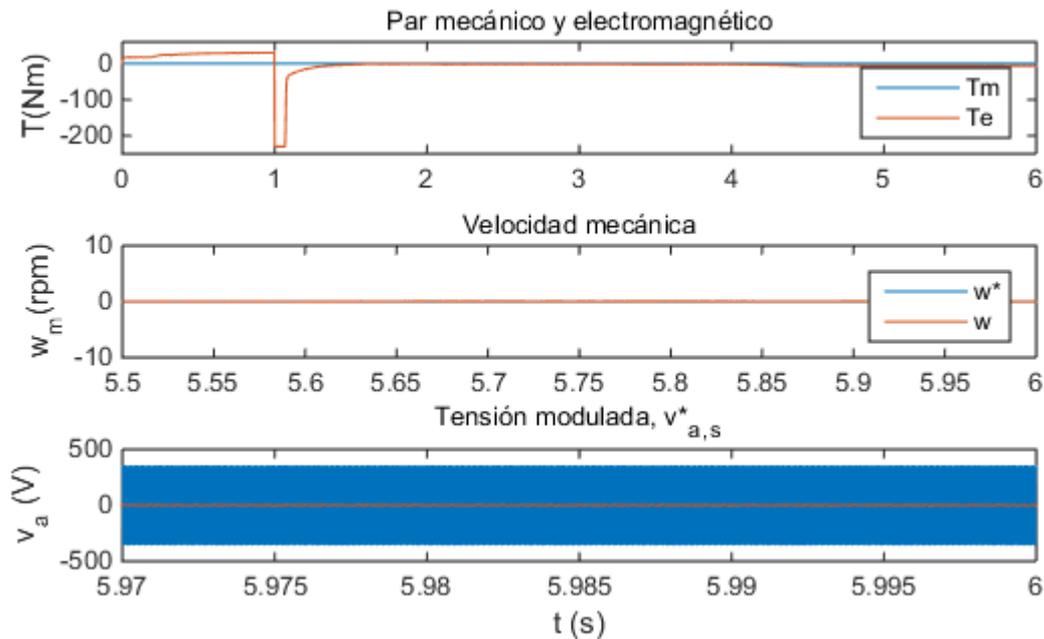


Figura 7-11. Par T_e , velocidad ω_m y $v_{a,s}^*$ con observador de Luenberger para 0 rpm, 0 Nm

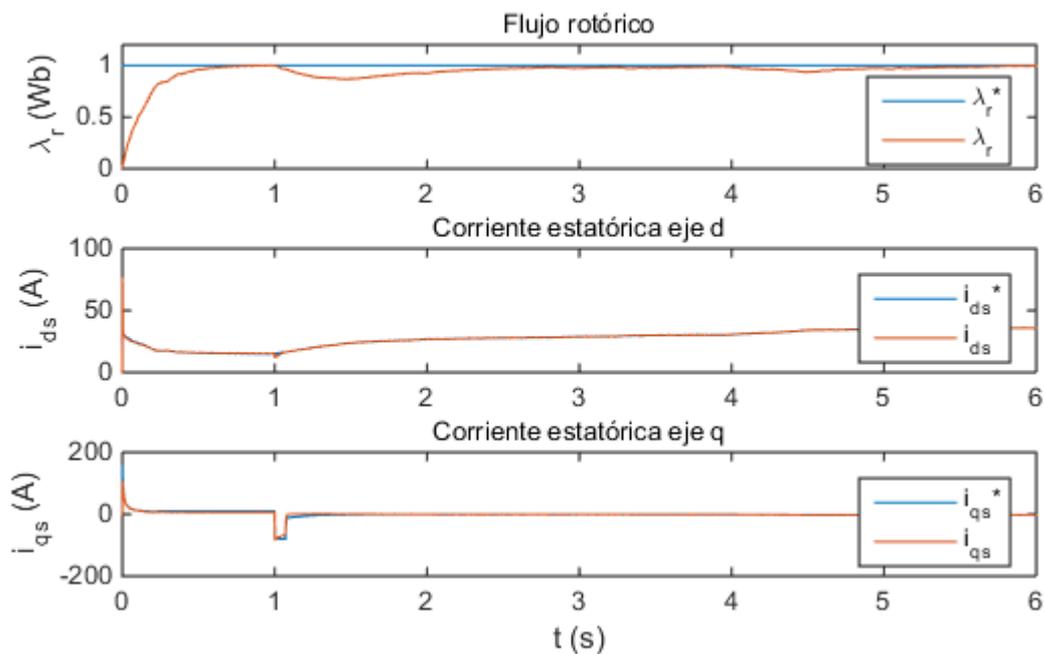


Figura 7-12. Flujo magnético λ_r y corriente \vec{i}_s en ejes dq para 0 rpm, 0 Nm

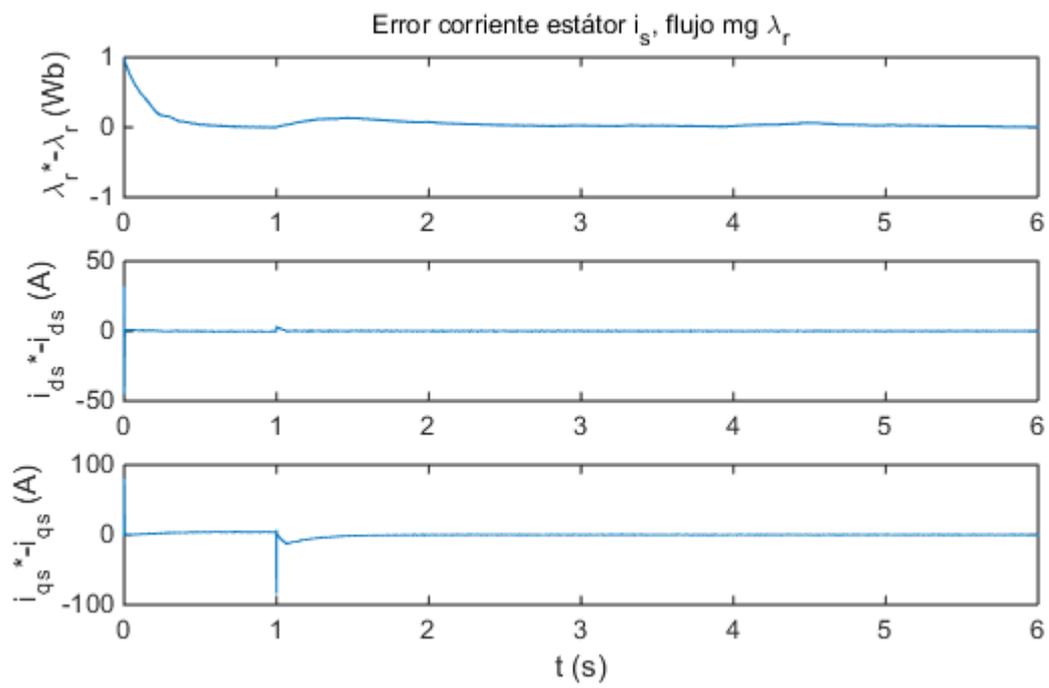


Figura 7-13. Error de las corrientes i_{ds} , i_{qs} y flujo magnético λ_r para 0 rpm, 0 Nm

CONCLUSIONES

El estudio que se ha llevado a cabo en este trabajo fin de grado sobre la máquina de inducción trifásica y la teoría de control de campo orientado sugieren las conclusiones que se describen a continuación.

- Una MI tiene un régimen de funcionamiento asignado de velocidad constante y potencia nominal para el que ha sido diseñado. Dicho régimen de funcionamiento constante es uno de los tantos servicios que puede accionar un motor de corriente alterna dimensionado correctamente.
- Gracias al impulso que los transistores IGBT tuvieron en la segunda mitad del s. XX, se pudo diseñar variadores de frecuencia basados en inversores trifásicos capaces de transmitir elevadas potencias a altas frecuencias.
- La teoría de control vectorial o de campo orientado es la teoría que define las estrategias de control básicas que se implementan en los accionamientos eléctricos en el control de las máquinas de inducción, siendo el IFOC el menos intrusivo para la MI.
- Como consecuencia de la implementación del IFOC en el controlador del dispositivo electrónico de potencia, se buscan distintas estrategias de estimación del flujo magnético en el devanado rotórico. Los estimadores que se simulan son el convencional, el estacionario en ejes $\alpha\beta$ y el basado en el observador de estados de Luenberger.
- El estimador convencional y el basado en el observador de estados son los estimadores que ofrecen junto al IFOC mayor robustez frente a la variabilidad o incertidumbre que los parámetros del sistema dinámico de la MI presentan. Ambos estimadores cubren sin problema todos los perfiles de velocidad cuando se accionan distintas cargas
- El estimador estacionario, al prescindir de la medida de la velocidad mecánica, es una alternativa más económica a instalar junto al inversor que el observador o el convencional. Aunque las simulaciones demuestran más incertidumbre para los perfiles de velocidad más exigentes, como mantener la máquina parada o cambiar el sentido de giro, es una solución óptima a instalar en aquellos controladores que no accionen servicios tan extremos.

REFERENCIAS

[1]	Manuel Burgos Payán, Apuntes de máquinas eléctricas: fundamentos de las máquinas de inducción-asíncronas. [Diapositivas de PowerPoint], 2014.
[2]	Sanz Feito, Javier, «Máquinas Eléctricas» Prentice Hall, Madrid, 2002
[3]	ABB, «El motor asíncrono trifásico. Generalidades y oferta de ABB para la coordinación de las protecciones», [en línea]. [Consulta: 3/10/2016] https://library.e.abb.com/public/477b5b9a47443becc125791a003ab324/1TXA007106G0701_CT6.pdf .
[4]	Bin Wu, Yongqiang Lang, Navid Zargari, Samir Kouro, «Power Conversion and Control of Wind Energy Systems» Wiley, New Jersey, 2011.
[5]	Ong, Chee-Mun «Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab®/Simulink» Prentice Hall, New Jersey, 1998.
[6]	Haitham Abu-Rub, Atif Iqbal, Jaroslaw Guzinski, «High Performance Control of AC Drives with Matlab/Simulink Models» Wiley, 2012
[7]	Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, «Analysis of electric machinery and drive systems», Segunda edición. Wiley, 2002
[8]	Manuel Burgos Payán, Apuntes de accionamientos eléctricos: 7. Modelo Dinámico de la máquina de Inducción. [Diapositivas de PowerPoint], 2015.
[9]	Leopoldo García Franquelo, Apuntes de electrónica de potencia: [Diapositivas de PowerPoint], 2015.
[10]	Manuel Burgos Payán, Apuntes de accionamientos eléctricos: 8. Control vectorial o de campo orientado. [Diapositivas de PowerPoint], 2015.
[11]	Maquinaria Eléctrica Bilbao S.A. , «Catálogo Motores asíncronos monofásicos y trifásicos, Tipos Serie TF», 2002.
[12]	Sergio Vázquez Pérez, Apuntes de prácticas de Electrónica de potencia: 7. Simulación de inversores de potencia. [PDF], 2015

Iniciales y Apellido, *Título del libro en cursiva*, Edición. Lugar de publicación: Editorial, Año de publicación.

