

E.T.S. de Ingeniería Industrial,  
Informática y de Telecomunicación

# Regulación Sensorless de SCIG para Aerogeneradores adecuados con un Convertidor Autónomo



Máster Universitario en  
Ingeniería Industrial

Trabajo Fin de Máster

Pablo Domínguez Sánchez

Tutor: Jesús López Taberna

Pamplona, 23 de Junio de 2016

## ABSTRACT

Before the evolution of semiconductors technology made possible the wind applications with power electronics, fixed speed wind turbines were installed, which nowadays have worse characteristics and are placed in better localizations in terms of wind quality than variable speed ones.

The main purpose of this work is to design a speed sensorless control which must be robust, precise and suitable for all speed range, for the transformation of fixed speed wind turbines to variable speed wind turbines application. Fixed speed wind turbines consist of squirrel cage generators without encoder or reinforced insulation, so that the introduction of a sensorless algorithm and a sinusoidal filter between converter and generator is necessary.

From an initial sensorless algorithm, based in a rotor flux observer and a speed estimator for application with induction machines, a simulation model and a sensorless control are developed and different tests are carried out for the validation of the proposed system. Other tests carried out with real equipment are added, and their results are compared with the simulation model ones.

Previously an energetic study of the turbine is executed with real data to determine the maximum acceptable estimated velocity error.

The online estimation of rotor resistance with a MRAS based in reactive power is introduced.

## RESUMEN

Antes de que la evolución de la tecnología de semiconductores hiciera posible la generación eólica con electrónica de potencia, se instalaban aerogeneradores de velocidad fija, los cuales actualmente poseen peores prestaciones y se encuentran en mejores localizaciones en cuanto a calidad de viento que los de velocidad variable.

El objetivo principal de este trabajo es diseñar un control sensorless de velocidad robusto, preciso y apto para todo el rango de velocidades, para la aplicación de transformación de turbinas de velocidad fija a velocidad variable. Las turbinas de velocidad fija constan de generadores de jaula de ardilla sin encoder ni aislamiento reforzado, por lo que es necesaria la introducción de un algoritmo sensorless y de un filtro sinusoidal entre convertidor y generador.

Se parte de un algoritmo sensorless basado en un observador de flujo rotórico y un estimador de velocidad para aplicaciones con máquinas de inducción. A partir del algoritmo inicial se desarrolla un modelo de simulación y un control sensorless con los que se realizan diferentes pruebas para la validación del sistema propuesto. A estas pruebas se le suman las realizadas en bancada con equipo real, cuyos resultados son comparados con los del modelo de simulación.

Previamente se realiza un estudio energético de la turbina con datos reales para determinar el máximo error de velocidad estimada aceptable.

Se introduce la estimación online de la resistencia rotórica con un MRAS basado en la potencia reactiva.

## ÍNDICE

<b>INDICE DE FIGURAS</b> .....	<b>VI</b>
<b>INDICE DE TABLAS</b> .....	<b>X</b>
<b>INDICE DE ECUACIONES</b> .....	<b>XI</b>
<b>GLOSARIO</b> .....	<b>XIII</b>
<b>1. INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>1</b>
1.1 OBJETO DEL PROYECTO.....	1
1.2 ALCANCE.....	1
1.3 ESTRUCTURA .....	1
1.4 TRANSFORMACIÓN DE FSWT A VSWT .....	2
1.5 ESTADO DEL ARTE DEL SENSORLESS DE VELOCIDAD.....	6
1.6 DETERMINACIÓN DE LA APLICACIÓN .....	10
1.7 ANÁLISIS DE PRECISIÓN REQUERIDA EN LA APLICACIÓN.....	16
<b>2. SISTEMA INICIAL</b> .....	<b>27</b>
2.1 CONSTRUCCIÓN DEL MODELO FC.....	27
2.1.1 LADO MÁQUINA (MSC) .....	28
2.1.1.1 CONTROL DE LA MÁQUINA SCIG.....	28
2.2 ALGORITMO SENSORLESS .....	35
2.2.1 MODELO DEL SISTEMA EN ESPACIO DE ESTADOS .....	35
2.2.2 OBSERVADOR DE FLUJO ROTÓRICO .....	36
2.2.2.1 TEORÍA DE LOS OBSERVADORES.....	36
2.2.2.2 DETERMINACIÓN DEL OBSERVADOR.....	38
2.2.2.3 GANANCIA DE REALIMENTACIÓN DEL OBSERVADOR.....	39
2.2.3 ESTIMADOR DE VELOCIDAD.....	40
2.2.4 PARTES DEL ALGORITMO SENSORLESS .....	41
2.3 RESULTADOS DEL CONTROL SENSORLESS CON SCIG .....	42
2.4 ANÁLISIS DINÁMICO.....	53
2.5 ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE PARÁMETROS.....	55
2.5.1 ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE LA RESISTENCIA ROTÓRICA.....	56
<b>3. PROPUESTA Y VALIDACIÓN DE MEJORAS</b> .....	<b>62</b>
3.1 CONSIDERACIÓN DEL FILTRO SENOIDAL EN EL ALGORITMO .....	62
3.1.1 PROPUESTA 1.....	63
3.1.1.1 EN APLICACIÓN REAL.....	63
3.1.1.2 EN SIMULACIÓN .....	64
3.1.2 PROPUESTA 2.....	69
3.1.2.1 ANÁLISIS DINÁMICO.....	72

3.1.2.2	EN APLICACIÓN REAL.....	75
3.1.2.3	EN SIMULACIÓN .....	75
3.1.3	PROPUESTA 3.....	81
3.1.3.1	EN APLICACIÓN REAL.....	84
3.1.3.2	EN SIMULACIÓN .....	85
3.1.4	PROPUESTA 4.....	92
3.2	ESTIMACIÓN ONLINE DE LA RESISTENCIA ROTÓRICA .....	93
3.2.1	DESARROLLO TEÓRICO [6] .....	93
<b>4.</b>	<b>LÍNEAS FUTURAS Y CONCLUSIONES.....</b>	<b>98</b>
4.1	LÍNEAS FUTURAS .....	98
4.2	CONCLUSIONES .....	99
<b>5.</b>	<b>ANEXOS .....</b>	<b>100</b>
5.1	BASE TEÓRICA .....	100
5.1.1	TIPOLOGÍA DE CONVERSIÓN FULL CONVERTER .....	100
5.1.1.1	TIPOLOGÍAS DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS .....	101
5.1.1.2	EVOLUCIÓN HISTÓRICA .....	102
5.1.1.3	FC OFFSHORE .....	103
5.1.2	MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE JAULA DE ARDILLA.....	104
5.1.2.1	MODELO EN RÉGIMEN PERMANENTE .....	106
5.1.2.2	MODELO EN RÉGIMEN DINÁMICO .....	107
5.1.3	MODELOS DE CONTROL DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN .....	109
5.1.3.1	MODELO ORIENTADO AL CAMPO DEL ROTOR .....	109
5.1.3.2	MODELO ORIENTADO AL CAMPO DEL ESTATOR .....	110
5.2	CARACTERÍSTICAS DE LA MÁQUINA DE BANCADA.....	112
<b>6.</b>	<b>BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>113</b>

## INDICE DE FIGURAS

Figura 1. Clases de turbina en función del viento [1].....	4
Figura 2. Parque eólico de El Perdón (Navarra), propiedad de Acciona [2].....	4
Figura 3. Coeficiente $C_p$ en función de la velocidad del viento para FSWT y VSWT.....	5
Figura 4. Potencia activa en función de la velocidad del viento para FSWT y VSWT.....	5
Figura 5. FSWT vs VSWT con regulación de pitch para un generador de 660 kW de potencia nominal [1].....	6
Figura 6. Esquema de las técnicas de estimación de velocidad para máquinas de inducción.....	7
Figura 7. Esquema simplificado de un MRAS basado en la potencia reactiva .....	9
Figura 8. Modelo eléctrico del lado máquina del FC de la aplicación FS2VS .....	11
Figura 9. Modelo eléctrico simplificado de un cable .....	12
Figura 10. Modelo eléctrico del sistema propuesto número 1 .....	13
Figura 11. Tensión en bornes del estator del sistema propuesto número 1.....	13
Figura 12. Modelo eléctrico del sistema propuesto número 2 .....	14
Figura 13. Tensión en bornes del estator del sistema propuesto número 2.....	14
Figura 14. Modelo eléctrico del sistema propuesto número 3 .....	15
Figura 15. Tensión en bornes del sistema propuesto número 3.....	15
Figura 16. Modelo equivalente simplificado de SCIG [10].....	16
Figura 17. Clases de viento para el diseño de las turbinas según norma IEC61400 [11] .....	17
Figura 18. Horas de viento en función de la velocidad de viento para las diferentes clases de viento.....	17
Figura 19. Modelo de Simulink utilizado para realizar el estudio energético de la turbina .....	18
Figura 20. Coeficiente $C_p$ en función de coeficiente Lambda en FSWT de la aplicación FS2VS	19
Figura 21. Velocidad de giro en función de la velocidad de viento en FSWT de la aplicación FS2VS .....	19
Figura 22. Velocidades de giro estimadas en función de la velocidad de viento para diferentes errores de cálculo .....	20
Figura 23. Potencia activa en función de la velocidad de viento para diferentes errores en la estimación de velocidad.....	21
Figura 24. Posiciones en la curva $C_p$ vs Lambda en función de la velocidad de viento [1].....	23
Figura 25. Velocidades de giro en función de la velocidad de viento para diferentes desviaciones en el cálculo de velocidad y la división en 3 zonas de operación .....	24
Figura 26. Potencia activa en función de la velocidad de viento para diferentes desviaciones de la velocidad de giro calculada .....	25
Figura 27. Modelo de conversión FC implementado en simulación.....	27
Figura 28. Modelo eléctrico del lado máquina implementado en simulación .....	28
Figura 29. Orientación del flujo rotórico al eje rotativo d.....	28

Figura 30. Bloque de Simulink utilizado para desarrollar el control en tiempo real del sistema inicial.....	30
Figura 31. Matriz de transformada de Clark .....	31
Figura 32. Cambio de base para la transformación de coordenadas estáticas a rotativas .....	31
Figura 33. Subsistema de transformadas de Park de tensiones y corrientes .....	32
Figura 34. Subsistema para la obtención del ángulo de sincronismo .....	32
Figura 35. Subsistema para el cálculo de potencias en dq.....	33
Figura 36. Subsistema del lazo de tensión estática .....	33
Figura 37. Subsistema del lazo de potencia activa estática .....	34
Figura 38. Subsistema de los lazos de corriente junto a la modulación SVPWM .....	35
Figura 39. Funcionamiento de un observador en el que se conocen las entradas y las matrices del sistema.....	37
Figura 40. Funcionamiento del observado de Luenberger .....	38
Figura 41. Diagrama de flujo del algoritmo sensorless.....	41
Figura 42. Velocidad estimada del sistema inicial a 1500 rpm .....	43
Figura 43. Flujo estimado del sistema inicial a 1500 rpm .....	44
Figura 44. Tensión estática del sistema inicial a 1500 rpm .....	44
Figura 45. Potencia activa estática del sistema inicial a 1500 rpm.....	45
Figura 46. Id del sistema inicial a 1500 rpm .....	45
Figura 47. Iq del sistema inicial a 1500 rpm .....	46
Figura 48. Velocidad estimada del sistema inicial a 900 rpm .....	46
Figura 49. Flujo estimado del sistema inicial a 900 rpm .....	47
Figura 50. Tensión estática del sistema inicial a 900 rpm .....	47
Figura 51. Potencia activa estática del sistema inicial a 900 rpm.....	48
Figura 52. Id del sistema inicial a 900 rpm .....	48
Figura 53. Iq del sistema inicial a 900 rpm .....	49
Figura 54. Velocidad estimada del sistema inicial a 600 rpm .....	49
Figura 55. Flujo estimado del sistema inicial a 600 rpm .....	50
Figura 56. Tensión estática del sistema inicial a 600 rpm .....	50
Figura 57. Potencia activa estática del sistema inicial a 600 rpm.....	51
Figura 58. Id del sistema inicial a 600 rpm .....	51
Figura 59. Iq del sistema inicial a 600 rpm .....	52
Figura 60. Localización de los polos del sistema inicial.....	54
Figura 61. Localización de los polos del observador inicial (azul) y del sistema inicial (rojo).....	55
Figura 62. Velocidad estimada del sistema inicial a 1500 rpm con -30,73% de $R_r$ .....	57
Figura 63. Tensión estática del sistema inicial a 1500 rpm con -30,73% de $R_r$ .....	57
Figura 64. Potencia activa estática del sistema inicial a 1500 rpm con -30,73% de $R_r$ .....	58

Figura 65. Velocidad estimada del sistema inicial a 1500 rpm con -61,1% de $R_r$ .....	58
Figura 66. Tensión estatórica del sistema inicial a 1500 rpm con -61,1% de $R_r$ .....	59
Figura 67. Potencia activa estatórica del sistema inicial a 1500 rpm con -61,1% de $R_r$ .....	59
Figura 68. Velocidad estimada del sistema inicial a 1500 rpm con -61,2% de $R_r$ .....	60
Figura 69. Tensión estatórica del sistema inicial a 1500 rpm con -61,2% de $R_r$ .....	60
Figura 70. Potencia activa estatórica del sistema inicial a 1500 rpm con -61,2% de $R_r$ .....	61
Figura 71. Sistema correspondiente a la propuesta 1 (equivalente monofásico) .....	63
Figura 72. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 1 a 1500 rpm .....	64
Figura 73. Tensión estatórica correspondiente a la propuesta 1 a 1500 rpm .....	64
Figura 74. Potencia activa estatórica correspondiente a la propuesta 1 a 1500 rpm .....	65
Figura 75. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 1 a 900 rpm .....	65
Figura 76. Tensión estatórica correspondiente a la propuesta 1 a 900 rpm .....	66
Figura 77. Potencia activa estatórica correspondiente a la propuesta 1 a 900 rpm .....	66
Figura 78. Sistema correspondiente a la propuesta 1 sin C (equivalente monofásico).....	67
Figura 79. Velocidad estimada con tensión medida sin C a 1500 rpm .....	68
Figura 80. Tensión estatórica con tensión medida sin C a 1500 rpm .....	68
Figura 81. Potencia activa estatórica con tensión medida sin C a 1500 rpm .....	69
Figura 82. Velocidad estimada con SP de tensión sin modificaciones a 1500 rpm.....	70
Figura 83. Flujo estimado con SP de tensión sin modificaciones a 1500 rpm .....	70
Figura 84. Tensión en bornes del convertidor con SP de tensión sin modificaciones a 1500 rpm .....	71
Figura 85. Potencia activa en bornes del convertidor con SP de tensión sin modificaciones a 1500 rpm .....	71
Figura 86. Sistema correspondiente a la propuesta 2 (equivalente monofásico) .....	72
Figura 87. Localización de los polos del nuevo sistema (verde) y del sistema inicial (rojo) .....	74
Figura 88. Localización de los polos del observador (azul) y del sistema (rojo) con $R_{fil}$ igual a 077	
Figura 89. Localización de los polos del observador (azul) y del sistema (rojo) con $R_{fil}$ distinta a 0 .....	79
Figura 90. Localización de los polos dominantes del observador (azul) y del sistema (rojo) con $R_{fil}$ distinta a 0 .....	80
Figura 91. Sistema correspondiente a la propuesta 3 (equivalente monofásico) .....	81
Figura 92. Triángulo de tensiones .....	81
Figura 93. Tensión de SP y tensión estatórica tras compensación .....	82
Figura 94. Triángulo de corrientes .....	82
Figura 95. Corriente por L y corriente estatórica tras compensación.....	83
Figura 96. Comparación corrientes medidas antes y después del filtro.....	84
Figura 97. Comparación tensiones medidas antes y después del filtro .....	84
Figura 98. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 3 a 1500 rpm .....	85



Figura 99. Flujo estimado correspondiente a la propuesta 3 a 1500 rpm .....	86
Figura 100. Tensión estática correspondiente a la propuesta 3 a 1500 rpm .....	86
Figura 101. Potencia activa estática correspondiente a la propuesta 3 a 1500 rpm .....	87
Figura 102. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 3 a 900 rpm .....	87
Figura 103. Flujo estimado correspondiente a la propuesta 3 a 900 rpm .....	88
Figura 104. Tensión estática correspondiente a la propuesta 3 a 900 rpm .....	88
Figura 105. Potencia activa estática correspondiente a la propuesta 3 a 900 rpm .....	89
Figura 106. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 3 a 600 rpm .....	89
Figura 107. Flujo estimado correspondiente a la propuesta 3 a 600 rpm .....	90
Figura 108. Tensión estática correspondiente a la propuesta 3 a 600 rpm .....	90
Figura 109. Potencia activa estática correspondiente a la propuesta 3 a 600 rpm .....	91
Figura 110. Estructura de control del MRAC .....	95
Figura 111. Lazo de control del MRAC .....	96
Figura 112. Esquema de tipología full converter para aplicación wind .....	100
Figura 113. Evolución de las topologías de conversión para aplicación wind [1] .....	102
Figura 114. Evolución de las topologías de generadores en España [1] .....	103
Figura 115. Parque eólico offshore Westermeerwind de SIEMENS en los Países Bajos [16] ...	104
Figura 116. SCIM de 1,5 MW para sistema eólicos (ABB) [10] .....	104
Figura 117. Circuito equivalente simplificado de la SCIM.....	106
Figura 118. Circuitos equivalentes de la SCIM en coordenadas dq0 [10].....	108
Figura 119. Orientación del flujo rotórico al eje rotativo d [10].....	109
Figura 120. Orientación del flujo estático al eje rotativo d [10] .....	110

## INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Ventajas y desventajas de turbinas eólicas de velocidad fija y de velocidad variable .....	3
Tabla 2. Fortalezas y debilidades de las técnicas de estimación de velocidad para máquinas de inducción .....	10
Tabla 3. Características del SCIG de la aplicación FS2VS .....	16
Tabla 4. Frecuencia de velocidades de viento para curva Weibull de Clase I .....	22
Tabla 5. Desviación energética en FSWT de la aplicación FS2VS.....	22
Tabla 6. Desviación energética en VSWT de la aplicación FS2VS .....	25
Tabla 7. Puntos de operación .....	43
Tabla 8. Errores de velocidad estimada en el sistema inicial .....	52
Tabla 9. Análisis de sensibilidad de parámetros en función de la velocidad estimada a 1500 rpm .....	56
Tabla 10. Ventajas e inconvenientes de la utilización de SP de tensión o tensión medida.....	69
Tabla 11. Distribución de las incógnitas en las ecuaciones con Rfil igual a 0.....	76
Tabla 12. Distribución de las incógnitas en las ecuaciones con Rfil distinto de 0 .....	78
Tabla 13. Errores de velocidad estimada en el nuevo sistema acorde a la propuesta 3.....	91
Tabla 14. Comparación de resultados entre sistema inicial y sistema nuevo a 600 rpm .....	92
Tabla 15. Ventajas (verde) e inconvenientes (rojo) de las tipologías FC y DFIG .....	101
Tabla 16. Fortalezas (verde) y debilidades (rojo) de la SCIM y la máquina de rotor bobinado ..	105

## INDICE DE ECUACIONES

Ecuación 1. Tensión de entrada mínima al MSC .....	11
Ecuación 2. Caída de voltaje en la inductancia .....	14
Ecuación 3. Cálculo del coeficiente lambda .....	18
Ecuación 4. Cálculo de la potencia activa captada del viento .....	18
Ecuación 5. Cálculo de la corriente magnética nominal .....	33
Ecuación 6. Cálculo de la Tau R .....	33
Ecuación 7. Sistema inicial representado en SS .....	36
Ecuación 8. Cálculo de sigma .....	36
Ecuación 9. Ecuaciones en SS del sistema ejemplo .....	37
Ecuación 10. Observador de Luenberger en SS .....	38
Ecuación 11. Observador elegido representado en SS .....	39
Ecuación 12. Determinación de los polos del sistema .....	39
Ecuación 13. Determinación de los polos del observador .....	39
Ecuación 14. Polos del sistema .....	40
Ecuación 15. Polos del observador .....	40
Ecuación 16. Estimación de la velocidad de deslizamiento .....	40
Ecuación 17. Estimación de la velocidad de sincronismo .....	40
Ecuación 18. Estimación de la velocidad del rotor .....	40
Ecuación 19. Ecuaciones en SS del sistema inicial .....	53
Ecuación 20. Ecuaciones en SS del observador .....	54
Ecuación 21. Compensación de tensión por la L .....	81
Ecuación 22. Compensación de corriente por la rama RC .....	83
Ecuación 23. Tensiones en bornes de R y C .....	83
Ecuación 24. Compensación de corriente por la rama RC tras despreciar caída de tensión en R .....	83
Ecuación 25. Cálculo de $Q_{ref}$ .....	94
Ecuación 26. Ecuaciones características de la máquina de inducción .....	94
Ecuación 27. Cálculo de $Q_2$ .....	94
Ecuación 28. Cálculo de $Q_3$ .....	94
Ecuación 29. Cálculo de $Q_{est}$ .....	95
Ecuación 30. Ecuaciones para el cálculo de la sensibilidad de $R_r$ .....	96
Ecuación 31. Ecuación que relaciona la sensibilidad de $R_r$ con la de $\omega_d$ .....	97
Ecuación 32. Corrección de la $R_r$ .....	97
Ecuación 33. Cálculo del deslizamiento .....	106
Ecuación 34. Ecuaciones del régimen dinámico de la SCIM [10] .....	107

Ecuación 35. Ecuaciones del régimen dinámico de la SCIM en coordenadas dq0 [10].....108  
Ecuación 36. Ecuaciones correspondientes al modelo orientado al campo del rotor [10].....110  
Ecuación 37. Ecuaciones correspondientes al modelo orientado al campo del estator [10] .....112

## GLOSARIO

- MSC** → Machine Side Converter (Convertidor lado máquina)
- GSC** → Grid Side Converter (Convertidor lado red)
- FSWT** → Fixed Speed Wind Turbine (Aerogenerador de velocidad fija)
- VSWT** → Variable Speed Wind Turbine (Aerogenerador de velocidad variable)
- FS2VS** → Fixed Speed to Variable Speed (Velocidad fija a velocidad variable)
- SCIG** → Squirrel Cage Induction Generator (Generador de jaula de ardilla)
- SCIM** → Squirrel Cage Induction Machine (Máquina de jaula de ardilla)
- PMG** → Permanent Magnet Generator (Generador de imanes permanentes)
- IPT** → Ingeteam Power Technology
- MRAC** → Model Reference Adaptive Controller (Controlador adaptativo de un modelo de referencia)
- MRAS** → Model Reference Adaptive System (Sistema adaptativo de un modelo de referencia)
- ROI** → Return On Investment (Retorno de la inversión)
- PPEE** → Parques Eólicos
- BLDC** → Brushless Direct Current motor (Motor de corriente continua sin escobillas)
- LA** → Lazo Abierto
- LC** → Lazo Cerrado
- SRF** → Rotor speed estimator based on Stator and Rotor Flux (Estimador de la velocidad del rotor basado en el flujo de estator y rotor)
- SRFT** → Rotor speed estimator based on Stator flux, Rotor flux and electromagnetic Torque (Estimador de la velocidad del rotor basado en el flujo del estator y rotor y en el par electromagnético)
- SFARF** → Rotor speed estimator based on Stator Flux Angle and Rotor Flux (Estimador de la velocidad del rotor basado en el ángulo del flujo del estator y en el flujo del rotor)
- MD** → Modo diferencial
- MC** → Modo común
- FC** → Full Converter
- SVPWM** → Space Vector Pulse Width Modulation
- AW** → Anti Windup
- FOC** → Field Oriented Control (Control de campo orientado)
- FF** → Feed Forward
- SP** → Set Point (Consigna)
- SS** → State Space (Espacio de estados)
- DFIG** → Double Fed Induction Generator (Generador doblemente alimentado)
- xDFIG** → Double Fed Induction Generator + Exciter (Generador doblemente alimentado + excitatriz)
- AC** → Alternating Current (Corriente alterna)

**DC** → Direct Current (Corriente continua)

**BT** → Baja tensión

**MT** → Media tensión

**FRT** → Fault Ride Through

**LVRT** → Low Voltage Ride Through (huecos de tensión)

**HVRT** → High Voltage Ride Through (sobretensiones)

**DD** → Direct Drive

**MIMO** → Multiple Input Multiple Output (Múltiple entrada múltiple salida)

# 1. INTRODUCCIÓN

## 1.1 OBJETO DEL PROYECTO

Este Proyecto Final de Máster en Ingeniería Industrial con especialización en energías renovables se presenta dentro de la Cátedra de Energías Renovables, marco de colaboración científico tecnológica entre la Universidad Pública de Navarra y las siguientes empresas: Gamesa, Ingeteam, CENER, Acciona Energía y Acciona Windpower. El proyecto ha sido realizado en colaboración con la unidad productiva Energy de Ingeteam Power Technology, con sede en Sarriguren. IPT - Energy se dedica principalmente al diseño y producción de convertidores electrónicos de potencia para aplicación en energías renovables tales como eólica, solar fotovoltaica e hidroeléctrica. Se ha trabajado dentro del departamento de I+D división Baja Tensión del área eólica.

La necesidad de realización del presente proyecto surge debido a la transformación a turbina de velocidad variable desde una turbina de velocidad fija sin encoder llevado a cabo por IPT y a la obligatoriedad de diseñar un control sensorless fiable y funcional para dicha aplicación partiendo de un algoritmo sensorless para una máquina de inducción genérica.

El proyecto se centra en la validación y mejora de una estrategia de control sensorless de velocidad orientada a máquinas de inducción, con la finalidad de que esté dotada de una gran robustez, con un buen comportamiento en todo el rango de velocidades, y con una precisión adecuada para aplicación eólica frente a transitorios de par, variaciones de la planta, etc. Esta estrategia de control sensorless está orientada a los convertidores tipología full converter con generador de jaula de ardilla y filtro senoidal de la gama de productos de Ingeteam.

## 1.2 ALCANCE

La estrategia de control sensorless de velocidad ha sido validada por una parte mediante simulación, haciendo uso de un modelo desarrollado en Simulink donde está introducido el sistema convertidor + filtro senoidal + generador y su control sensorless, y por otra parte mediante pruebas en bancada con equipo real en la sede de Ingeteam en Zamudio. Las validaciones constan de análisis y explicación de los resultados obtenidos con apoyo en bases teóricas y la concordancia de dichos resultados con los criterios impuestos.

La mejora principal ha sido la incorporación de la dinámica de un filtro senoidal en la algoritmia de control, así como otras mejoras propuestas a raíz de los resultados obtenidos en bancada y en simulación del nuevo sistema.

## 1.3 ESTRUCTURA

La estructura del proyecto lo divide en varios capítulos, cada uno definido por el campo de estudio que abordan y que se resume a continuación.

En el presente capítulo se desarrollará una introducción donde se definirá el contexto del proyecto, el cual está basado en la transformación de aerogeneradores de velocidad fija a velocidad variable, y se sentarán las bases de las estrategias sensorless y su situación en la actualidad mediante análisis del estado del arte, se definirá la aplicación concreta a tratar en este proyecto y se realizará un estudio de la misma para determinar la máxima desviación de velocidad asumible derivada de la estimación de velocidad del control sensorless.

En el segundo capítulo se desarrollará el 'background' o sistema de partida. Se presentará el modelo del sistema y los algoritmos de control. Se realizará un análisis exhaustivo en simulación del algoritmo del control SCIG y del control sensorless existente a su vez integrado en el modelo desarrollado en Simulink. Este análisis se realizará sin filtro senoidal, utilizando un filtro RL en su lugar. El análisis en banco de pruebas real del sistema de partida será irrealizable ya que es necesario un filtro senoidal para la correcta operación debido a la ausencia de aislamientos reforzados en el generador. Se realizará también un análisis de sensibilidad de los parámetros del modelo de la máquina para el posterior estudio de la estimación online-paramétrica.

El tercer capítulo estará destinado a la propuesta y validación de mejoras. Se realizará un análisis en simulación y en bancada del sistema inicial con la sustitución del filtro RL por un filtro senoidal LRC. En primer lugar se buscarán las modificaciones necesarias en el algoritmo sensorless para optimizar su uso combinado con filtro senoidal de máquina. En segundo lugar se tratará la mejora de la estimación online de la resistencia rotórica, la cual estará basada en la introducción de un MRAC basado en la potencia reactiva.

Finalmente en el cuarto capítulo se plasmarán las líneas futuras y conclusiones del proyecto.

## 1.4 TRANSFORMACIÓN DE FSWT A VSWT

Los controles sensorless surgieron a finales del siglo XX como una alternativa en la que se prescindiría de sensor de velocidad en la regulación de accionamientos de velocidad variable. El objetivo es llevar a cabo un control vectorial pero con una o varias variables estimadas en lugar de sensadas. Se emplea en diversos sectores como el coche eléctrico, accionamientos industriales o motores.

En aplicaciones con máquinas eléctricas surgió el interés en la adopción del control sensorless de velocidad porque supone la eliminación del encoder y el consiguiente abaratamiento de costes fijos y de mantenimiento así como evitar otra posible fuente de ruidos. Pero la adopción de un control sensorless también suponía una serie de desventajas como la necesidad de controles más complejos con mayor coste computacional, pérdida de precisión frente al control con medida de velocidad y la necesidad de conocer perfectamente la planta del sistema, ya que el algoritmo utiliza ecuaciones en las que se relacionan parámetros del motor. Su uso depende de la aplicación, de los criterios de precisión y robustez de ésta y de la capacidad de estimación online de parámetros.

En concreto en el sector eólico es habitual el uso de controles sensorless de velocidad debido a la mejora en fiabilidad que supone la eliminación del encoder o a la posibilidad de funcionar en modo sensorless de forma temporal en caso de fallo del encoder hasta reparación o reemplazo de éste por otro nuevo.

En el presente proyecto la necesidad de emplear regulación sensorless es debida a la posibilidad de encontrar turbinas sin encoder durante el proceso de conversión FS2VS (fixed speed to variable speed) llevado a cabo por Ingeteam Power Technology sobre parques eólicos que operan en la actualidad con turbinas de velocidad fija.

Este proyecto se enmarca por tanto en el contexto de transformación de aerogeneradores de velocidad fija a aerogeneradores de velocidad variable. Dicha transformación se basa en la introducción de electrónica de potencia en aerogeneradores de velocidad fija para así poder operar a velocidad variable y mejorar sus prestaciones y obtener todas las ventajas de las turbinas de tipología full converter con generador de inducción jaula de ardilla. Al tratarse de modelos de aerogeneradores de velocidad fija, no existe necesidad de emplear encoders de precisión y muchas turbinas hacen uso de otros mecanismos de captación de velocidad, de ahí el interés de llevar a cabo estrategias de regulación sensorless de velocidad. El presente proyecto se apoyará en el trabajo desarrollado por el área de eólica de Ingeteam Power



Technology – Energy, y las pruebas realizadas tanto en simulación como en bancada se llevarán a cabo con el generador, filtro senoidal y convertidor de potencia de la aplicación real.

A continuación se plasman los pros y contras de turbinas de velocidad fija y turbinas de velocidad variable para una mejor comprensión de lo que esta transformación supone. Las ventajas aparecen en verde y las desventajas en rojo:

VELOCIDAD FIJA	VELOCIDAD VARIABLE
Baja inversión inicial	Mayor inversión inicial
Constructivamente simples	Construcción más compleja en comparación
Más robusto / Menor mantenimiento	Mayor mantenimiento
ROI reducido	Mejor retorno de la inversión
Sólo generan a partir del sincronismo en una velocidad cuasi-fija	Permite generar en un amplio rango de velocidad
Necesario multiplicadora	No siempre es necesario multiplicadora (PMG)
No tienen control de la potencia activa ni reactiva	Mayor aprovechamiento de la energía disponible
Mala calidad de energía producida	Filtran las variaciones de potencia debido a las variaciones en el viento (flicker)
El generador siempre consume reactiva (asíncrono) y es necesario bancos de condensadores	Control del factor de potencia hacia la red
Excitación de las resonancias intrínsecas de la estructura debida a los golpes de par (sobredimensionamiento del tren mecánico)	Disminuyen las cargas mecánicas sobre las palas y torre (optimización del tren de potencia)

Tabla 1. Ventajas y desventajas de turbinas eólicas de velocidad fija y de velocidad variable

Como se puede observar en la tabla el paso a velocidad variable supone una serie de ventajas, pero la transformación FS2VS se centra en 2 de ellas: La disminución de las cargas mecánicas sobre la estructura (alargamiento de la vida del sistema) y el mayor aprovechamiento de la energía disponible (mayor retorno de la inversión).

Esta transformación es una remodelización que se centra en prolongar la vida de los aerogeneradores más antiguos que pueden estar próximos al fin de su vida útil (20 años), y que ya se encuentran amortizados. Además estas máquinas generalmente son de clase de viento I (están situadas en las mejores localizaciones en cuanto al viento) debido a que fueron las primeras en instalarse y lo más rentable era instalarlas en las mejores localizaciones de viento. Un ejemplo representativo es el parque eólico de El Perdón con su puesta en marcha en 1994.

Clase de turbina	Viento medio	Viento extremo
I: High wind	10 m/s	70,0 m/s
II: Medium wind	8,5 m/s	59,5 m/s
III: Low wind	7,5 m/s	52,5 m/s
IV	6,0 m/s	42,0 m/s

Racha máxima esperable en 50 años

Figura 1. Clases de turbina en función del viento [1]



Figura 2. Parque eólico de El Perdón (Navarra), propiedad de Acciona [2]

Al tratarse de las mejores localizaciones de viento existía la opción de sustituir completamente las máquinas antiguas por aerogeneradores de última generación (repowering). Sin embargo el repowering supone un coste muy elevado a los explotadores de PPEE. La transformación FS2VS surge como alternativa a esa remodelización radical tratándose de una remodelización parcial que consiste en la introducción de electrónica de potencia.

La idea principal es alargar la vida útil de turbinas al disminuir notablemente las cargas mecánicas en la estructura al permitir en velocidad variable absorber las perturbaciones del viento en forma de energía cinética en el rotor. Además al constar de convertidor electrónico de potencia se consigue un pleno control de la turbina y se puede optar por maximizar la extracción de energía y alargar en menor medida la vida útil de la turbina.

Otras ventajas relevantes de la transformación son la mejora notable de la calidad de energía entregada a red y la capacidad de soportar FRT. Al operar a diferentes velocidades y poseer un convertidor que nos permite controlar entre otras variables la potencia activa generada se consigue una mejor calidad de energía. En cuanto a huecos de tensión los códigos de red son más estrictos en cada nueva modificación y actualmente exigen que durante huecos las turbinas no se desconecten y además que inyecten reactiva para evitar la caída de líneas en cascada por la caída de tensión que supone el corto generado por el hueco de tensión. Al introducir un convertidor, en este caso de tipología full converter, en caso de hueco se conectaría el chopper y el GSC se encargaría de inyectar potencia activa y reactiva (prioridad de reactiva). La energía generada durante el hueco es quemada en la resistencia del chopper.

Con el objetivo de observar algunas ventajas de una forma práctica se evalúan las siguientes gráficas pertenecientes a la aplicación del presente proyecto:

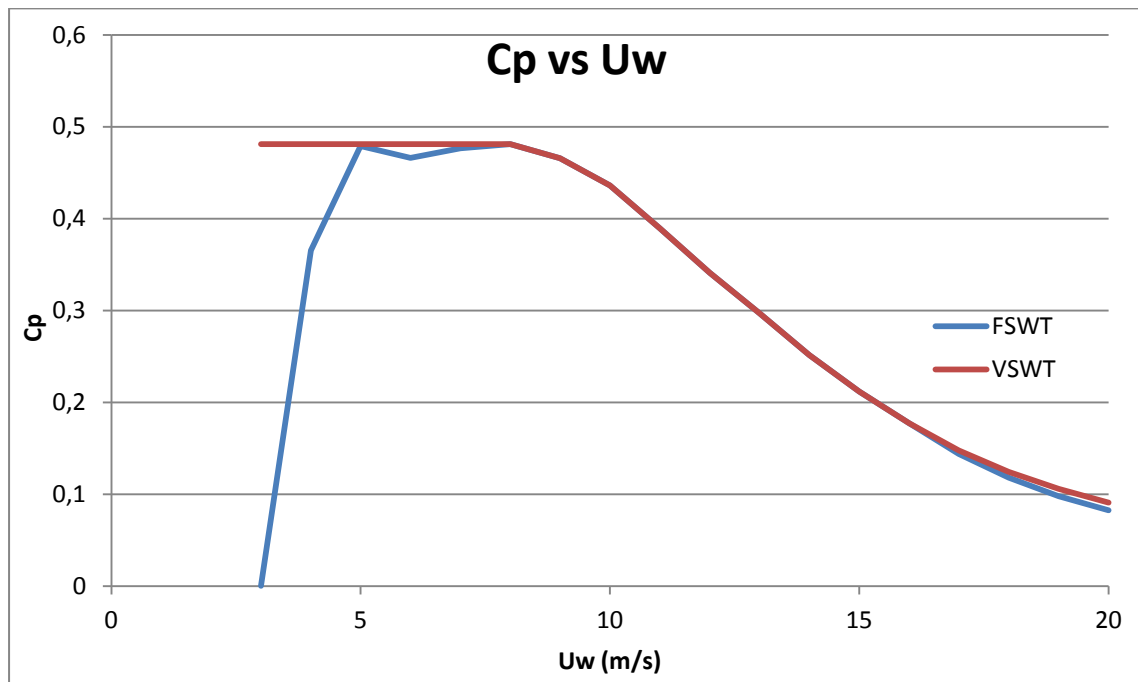


Figura 3. Coeficiente Cp en función de la velocidad del viento para FSWT y VSWT

Se observa que la turbina de velocidad fija sólo tiene un punto de operación con Cp óptimo mientras que la turbina de velocidad variable consta de varios puntos de operación con Cp óptimo. Además en sobrevelocidad la turbina de velocidad variable tendrá mayor Cp debido a la estrategia de aumentar en velocidad para obtener potencia constante nominal.

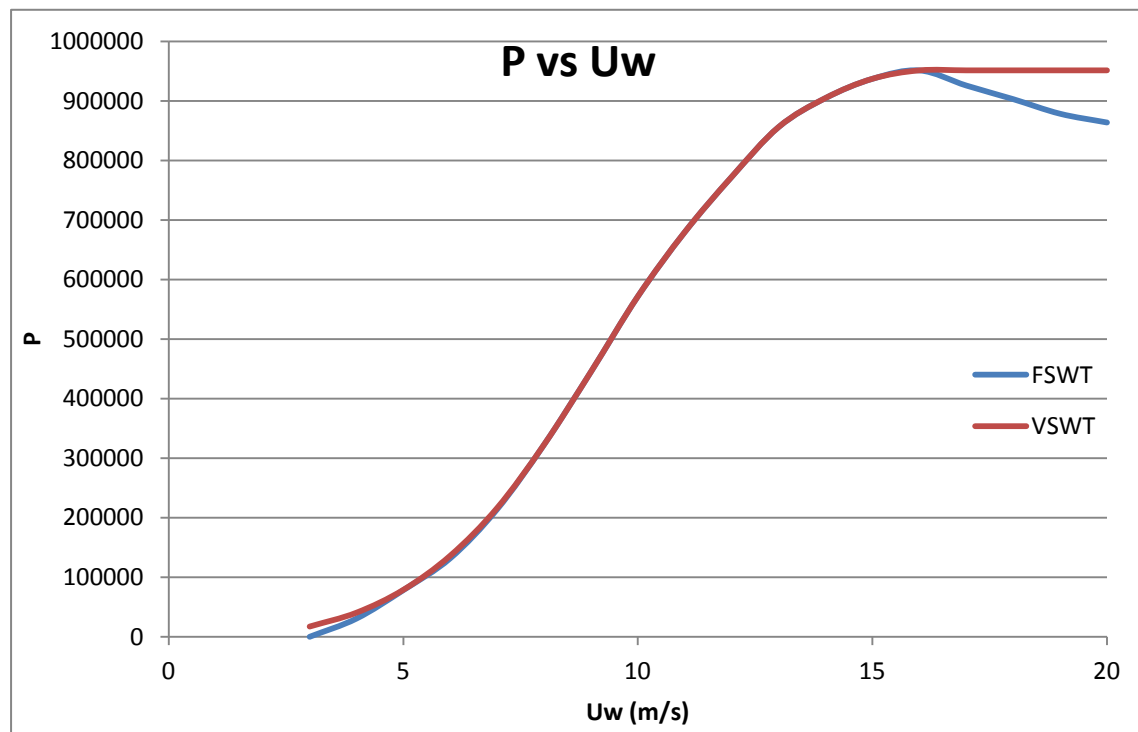


Figura 4. Potencia activa en función de la velocidad del viento para FSWT y VSWT

Se aprecia un pequeño aumento de potencia en turbina de velocidad variable a velocidades bajas de viento. El mayor aumento se dará en sobrevelocidad ya que la turbina de velocidad variable aumenta en velocidad para obtener potencia nominal constante y la turbina de velocidad fija posee un control stall pasivo gobernado por la pérdida aerodinámica natural de las palas.

En definitiva el presente proyecto se encuentra dentro del contexto del trabajo de transformación de aerogeneradores de velocidad fija a aerogeneradores de velocidad variable llevado a cabo por el área eólica de Ingeteam Power Technology – Energy, y se apoya en él a la hora de dimensionar el sistema generador + filtro senoidal + convertidor. Se plantea la validación y mejora del sensorless debido a la posibilidad de encontrarse turbinas sin encoder.

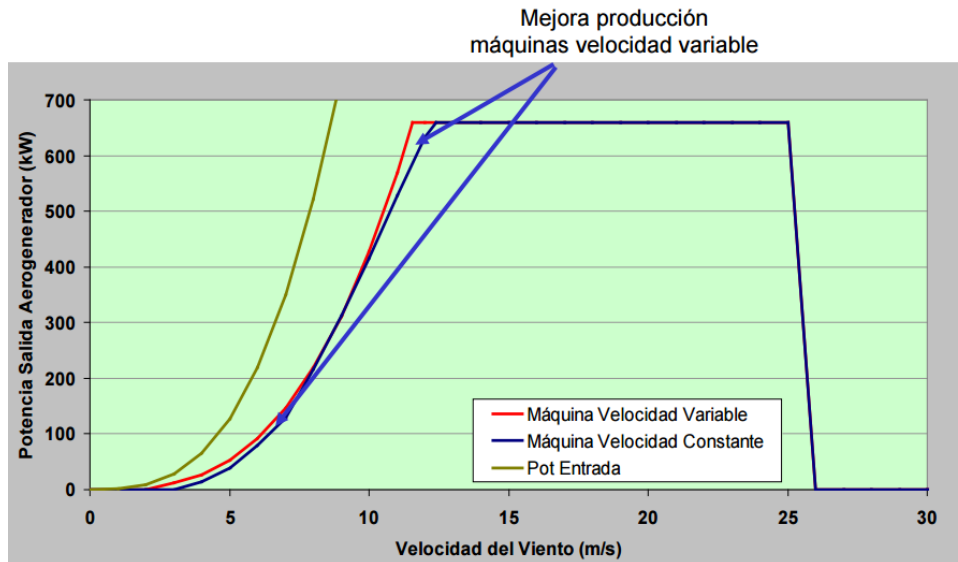


Figura 5. FSWT vs VSWT con regulación de pitch para un generador de 660 kW de potencia nominal [1]

## 1.5 ESTADO DEL ARTE DEL SENSORLESS DE VELOCIDAD

En este apartado se desarrollará una revisión del sensorless de velocidad y de su evolución así como de las principales técnicas y métodos que existen actualmente para su operación, y todo ello con el apoyo de ejemplos de sensorless de artículos y papers.

El objetivo de un control sensorless es el de llevar a cabo un control vectorial, en el que una o varias variables son estimadas, en lugar de sensadas, con la ayuda de diversas estrategias y técnicas. Las mayores desventajas del control sensorless frente al vectorial con sensores son las dificultades que aporta estimar variables no medibles como los flujos de rotor y estator y variables que no queremos medir como en este caso la velocidad. Las variables no medidas tienen que poder ser estimadas a raíz de medidas de tensiones y corrientes.

La diferencia entre variables sensadas y estimadas hace que el control sensorless (sin compensaciones) diste del control vectorial con sensores principalmente en precisión (errores mayores que con control vectorial con variables sensadas) y en tiempo de respuesta (mayor tiempo de respuesta). Las diferencias en precisión pueden ser reducidas introduciendo compensaciones de variación de parámetros e implementando el control lo más dinámico posible. Y las diferencias en tiempo de respuesta pueden ser reducidas introduciendo un mayor poder computacional.

Como ya se ha mencionado previamente, la introducción de algoritmos sensorless en los controles de sistemas surgió a finales del siglo XX y desde entonces hasta la actualidad se han investigado y propuesto soluciones sensorless para infinidad de aplicaciones. Existen numerosos artículos científicos publicados exponiendo y desarrollando estrategias sensorless para aplicaciones concretas.

En la actualidad existen infinidad de estrategias sensorless de velocidad, y cada una difiere en función de la aplicación y de los criterios propuestos. A modo de ejemplo es destacable la aplicación sensorless de velocidad via GPS donde la posición y orientación se estiman a través de satélite y la velocidad se obtiene según el tiempo transcurrido entre posición y posición. En

esta aplicación no se requiere una alta precisión en la estimación de velocidad. Otro ejemplo destacable es el control sensorless de motores de continua brushless (BLDC) donde la posición del rotor se estima a través de la fuerza contraelectromotriz [3].

La aplicación del presente proyecto consta de un SCIG por lo que el estado del arte se centrará en analizar las principales técnicas de estimación de velocidad para aplicaciones con máquina de inducción [4]:

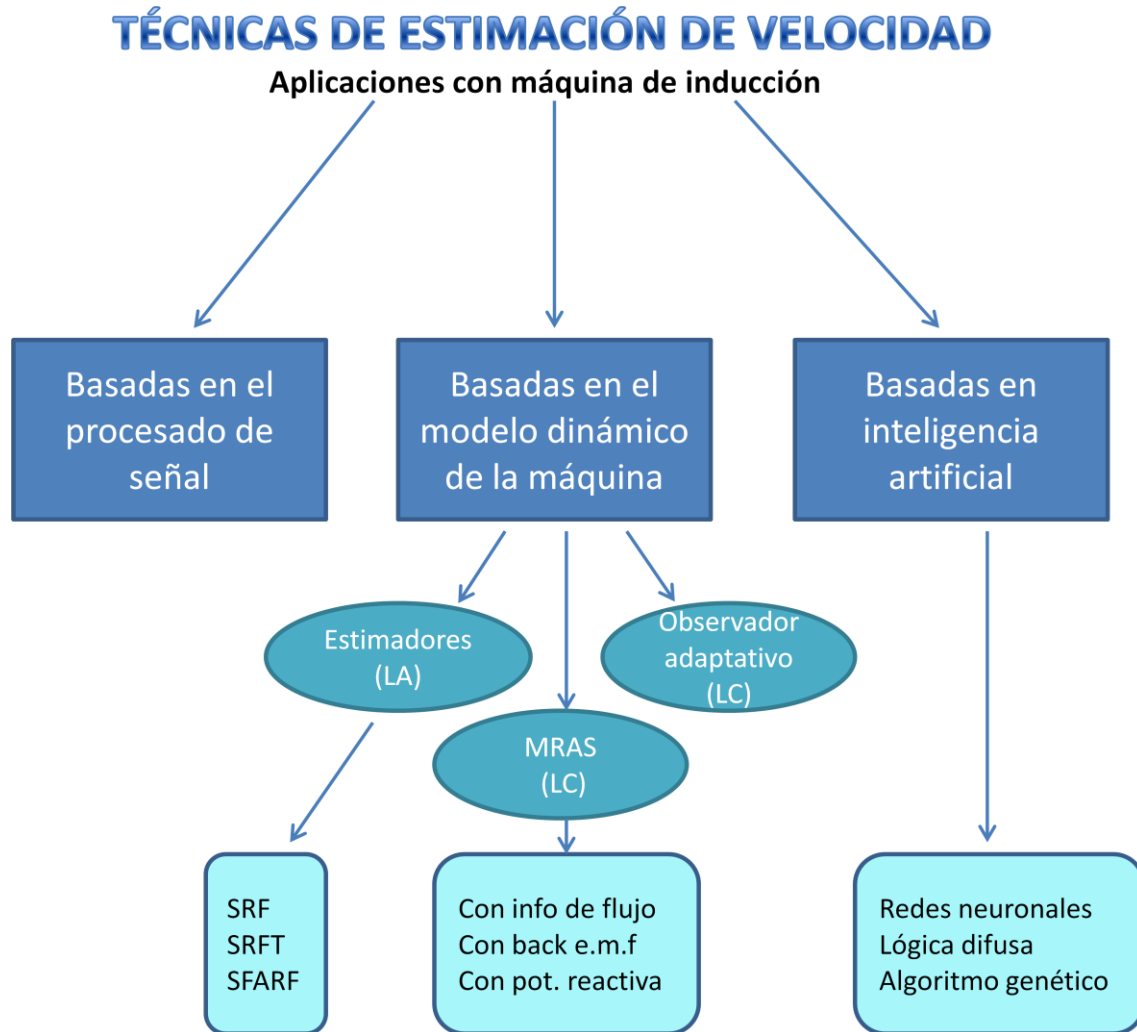


Figura 6. Esquema de las técnicas de estimación de velocidad para máquinas de inducción

### 1. Basadas en el modelo dinámico de la máquina de inducción

Estas técnicas se basan en las ecuaciones dinámicas de la máquina. El flujo se estima u observa utilizando dichas ecuaciones formadas únicamente por parámetros de la máquina y corrientes y tensiones medidas. A raíz del flujo se obtiene finalmente la velocidad. Son las técnicas más desarrolladas y aplicadas en la actualidad por su dinámica y recorrido. Las principales ventajas y desventajas son:

- ☑ Buena estimación dinámica
- ✗ Muy sensible a la variación online de parámetros de la máquina
- ✗ Obtención del flujo:
  - Errores debido al uso de integradores
  - Inestabilidad debido al uso de filtros pasobajo

Las principales técnicas basadas en el modelo dinámico de la máquina de inducción son las siguientes:

### 1.1. Estimadores (lazo abierto)

Se basan en la estimación de la velocidad a través de las medidas de corriente y tensión estáticas para estimar las componentes de flujo de las cuales se halla la velocidad. La precisión depende duramente de los parámetros de la máquina al tratarse de un lazo abierto. En principio no aconsejable a bajas velocidades debido a la integración de valores pequeños y a la no linealidad del inversor. A continuación se citan diferentes tipos de estimadores:

- Rotor speed estimator based on rotor and stator flux (SRF)
- Rotor speed estimator based on rotor flux, stator flux and electromagnetic torque (SRFT)
- Rotor speed estimator based on stator flux angle and rotor flux (SFARF)

Como ejemplo ilustrativo de estimadores se ha seleccionado un algoritmo simplificado. Este algoritmo tiene como función la estimación de velocidad utilizando ecuaciones sencillas basadas en el modelo de la máquina sin la necesidad de la estimación previa del flujo, con los consiguientes problemas de los integradores. El procedimiento para la estimación de la velocidad rotórica consta de diferentes partes:

1. Cálculo de la frecuencia estática: A través del ángulo de la tensión en dq con los ejes estáticos  $\alpha\beta$ . Este ángulo será también el de la frecuencia estática ya que se utiliza una orientación al campo del estator.
2. Cálculo de las corrientes rotóricas: Como el generador se trata de un SCIG no se puede acceder o medir las corrientes del rotor. Se utilizan ecuaciones del modelo para su cálculo.
3. Cálculo de la velocidad del rotor: Finalmente se obtiene la velocidad a través de las ecuaciones del modelo y suponiendo rotor cortocircuitado.

Este algoritmo estima la velocidad con errores del 3%, válido para aplicaciones sencillas. No será válido para aplicaciones que exijan dinámica ya que se basa en ecuaciones en el régimen permanente [5].

### 1.2. MRAS – Model Reference Adaptive System (lazo cerrado)

Los sistemas adaptativos de modelo de referencia se basan en la interacción de dos modelos, uno de referencia y otro ajustable, los cuales calculan la misma variable de diferente forma, la de referencia independiente de la variable a estimar y la ajustable dependiente y con realimentación de ésta. Ambas salidas se comparan y el error pasa por un mecanismo de adaptación, generalmente un PI y un filtro, para obtener la variable a estimar en tiempo real.

En principio no aconsejable a bajas velocidades debido a la integración de valores pequeños y a la no linealidad del inversor. La técnica de estimación de velocidad con un MRAS basado en la potencia reactiva puede llegar a solucionar los problemas a bajas velocidades, y además no requeriría la adaptación online de la resistencia rotórica.

Como ejemplo se ha seleccionado un MRAS basado en la potencia reactiva. Otros ejemplos de tipos de MRAS son los basados en el flujo y los basados en la potencia activa. El MRAS basado en la potencia reactiva tiene diversas ventajas frente al resto: no consta de integradores, robustez ante variación de la resistencia estática y total independencia de los parámetros de la máquina en su operación. Esta total independencia es debida a que la ecuación para el cálculo de la potencia reactiva en el modelo adaptativo depende sólo de inductancias y no depende de las resistencias rotórica y estática. A continuación se muestra un esquema de bloques general para la visualización del funcionamiento [6]:

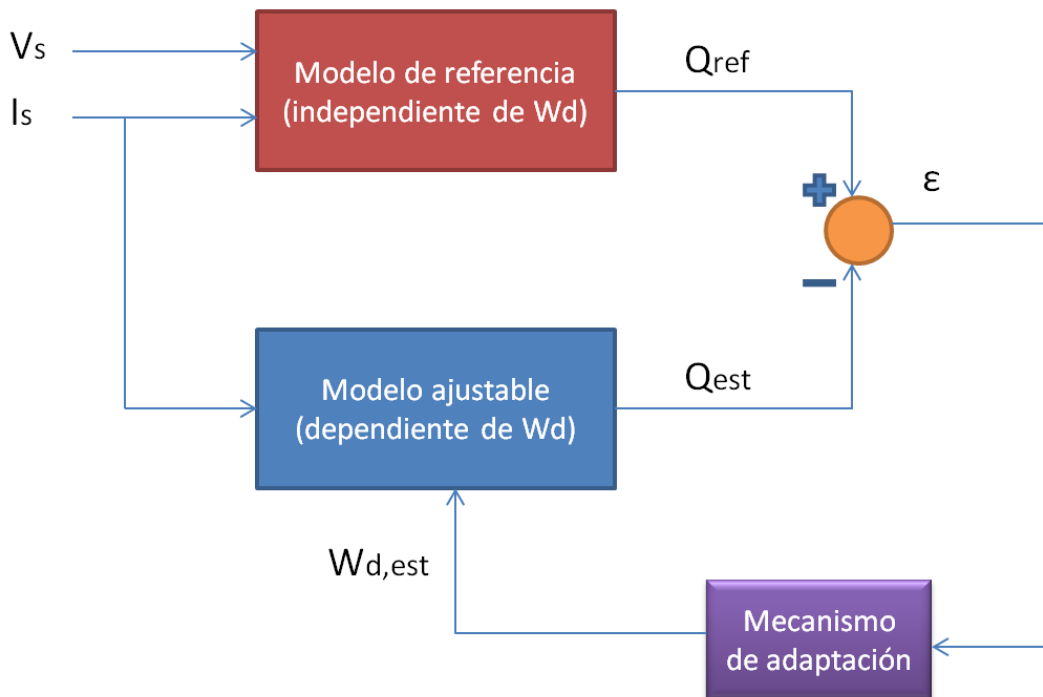


Figura 7. Esquema simplificado de un MRAS basado en la potencia reactiva

### 1.3. Observador adaptativo (lazo cerrado)

Un observador de estado es un estimador de estado basado en el modelo, que puede ser usado para la estimación de sistemas no lineales en tiempo real. El espacio de estados se predice con un modelo matemático, pero a su vez los estados predichos del espacio de estados se corrigen continuamente debido al feedback del lazo cerrado. Se utilizan full observers. En principio no aconsejable a altas velocidades debido a errores de discretización.

Se utiliza una ganancia que multiplica el error entre la variable estimada y la variable real, dicho error es realimentado en el feedback del LC. Esta ganancia tiene la misión de que la dinámica del observador sea más rápida que la dinámica del LA.

Existen diferentes estrategias que modifican la operación de los full observers. Por ejemplo hay estrategias que utilizan ganancias de realimentación con estimación del error del flujo y otras sin dicha estimación. [7]

#### 2. Basadas en el procesamiento de señal para extraer la información requerida

Técnicas simples que utilizan circuitos complejos de filtrado y otros tratamientos de señal como amplificación. Se basan en tratar la señal, analizarla y clasificarla. Además su funcionamiento es muy pobre en dinámica.

- ☑ Simplicidad
- ✗ Requiere circuitos complejos de filtrado
- ✗ Mal funcionamiento dinámico

Como ejemplo se ha seleccionado la técnica basada en la excitación con pulsos de tensión. Con esta técnica las prominencias son detectadas durante la operación normal del driver evaluando los cambios en la corriente debido a los encendidos y apagados del convertidor. Los cambios en la corriente son determinados gracias a las inductancias de fugas que son moduladas con la localización espacial de las prominencias. [8]

### 3. Basadas en inteligencia artificial (redes neuronales, lógica difusa, algoritmo genético)

Técnicas novedosas que actualmente solamente son factibles en el papel y su implementación práctica todavía es un reto. Los estimadores con redes neuronales parecen tener la mejor respuesta frente a la lógica difusa o el algoritmo genético.

☑ Mejor respuesta

✗ Implementación práctica muy compleja y en fase de investigación

Como ejemplo se ha seleccionado un MRAS cuyo modelo adaptativo está basado en una red neuronal. La eficiencia a priori mejora pero todavía es un campo en fase de investigación a falta de implementación práctica. [9]

Estos tres grupos de técnicas sensorless son las más relevantes para la aplicación concreta de un motor de inducción. Las técnicas basadas en el modelo dinámico de la máquina de inducción son las claras ganadoras en cuanto a recorrido y a prestaciones. Para aplicaciones sencillas las de procesado de señal pueden ser una buena opción y, en un futuro cuando se desarrollen más, las basadas en inteligencia artificial podrían llegar a competir con las basadas en el modelo de la máquina incluso desbancarlas.

TÉCNICAS	FORTALEZAS	DEBILIDADES
Basadas en el modelo dinámico de la máquina	Buena estimación dinámica	Sensible ante variación online de parámetros
	Técnicas más desarrolladas	Errores debido al uso de integradores
	Independencia de los parámetros si se incluye estimación online de éstos	Inestabilidad debido al uso de filtros paso bajo
Basadas en el procesado de señal	Simplicidad en su implementación	Requiere circuitos complejos de filtrado
	Buena en velocidades próximas a cero	Mal funcionamiento dinámico
Basadas en inteligencia artificial	La mejor respuesta en cuanto a precisión y eficiencia	Implementación práctica muy compleja y en fase de investigación

Tabla 2. Fortalezas y debilidades de las técnicas de estimación de velocidad para máquinas de inducción

## 1.6 DETERMINACIÓN DE LA APLICACIÓN

En este apartado se definirá el sistema del cual se realizará un control sensorless de velocidad o, dicho de otro modo, la aplicación a la que estará orientado el control sensorless de velocidad a validar y mejorar.

La regulación sensorless estará destinada a aplicación eólica (estimación de la velocidad de giro en turbinas eólicas) con filtro senoidal y sensor de velocidad de viento (anemómetro), dentro del contexto de la transformación FS2VS.

El sistema utilizado en simulación estará formado por: **Bus, MSC, filtro senoidal (filtro LRC) y SCIG.**



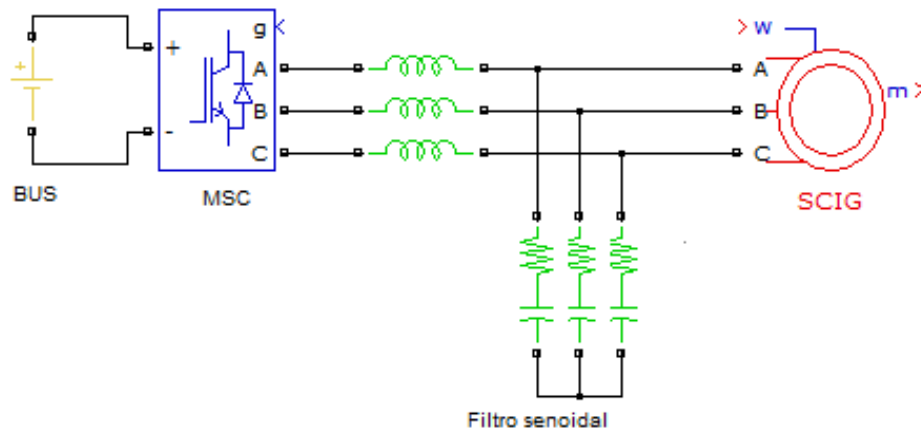


Figura 8. Modelo eléctrico del lado máquina del FC de la aplicación FS2VS

El sistema utilizado en bancada incluye sistemas reales que no han sido modelados en detalle como por ejemplo la red eléctrica, puesto que el control de máquina está desacoplado de la red.

#### Partes del sistema a simular:

- **Bus:** Se modelizará como una fuente de tensión continua debido a que se simulará sólo el control del MSC. El bus se encontrará a una tensión de 1150 V.

El bus de continua es el encargado de enlazar las dos partes del convertidor back-to-back: el MSC con el GSC. Al tratarse la corriente de un espacio de estados donde no puede haber discontinuidades el bus se encargará de proporcionar continuidad entre ambos convertidores cargándose o descargándose según sea necesario. El bus será controlado por el GSC.

Se puede comprobar que la tensión de bus es superior a la tensión mínima de continua necesaria para obtener la tensión de salida deseada utilizando la siguiente fórmula, donde la raíz de 6 es debida a la utilización de modulación vectorial (inyección de 3<sup>er</sup> armónico):

$$(V_{ent})_{min} = \frac{\sqrt{6} \cdot \sqrt{V_{Rn}^2 + (\omega \cdot L \cdot I_R)^2}}{M_{max}}$$

Ecuación 1. Tensión de entrada mínima al MSC

Siendo la tensión de pico triangular  $V_{pt} = 1$ , el índice de modulación máximo  $M_{max} = 0.97$  y considerando una caída de tensión  $(\omega \cdot L \cdot I_R)$  en la inductancia a velocidad nominal de 55 V:

$$(V_{ent})_{min} = 1019,6 < V_{bus} = 1150 \text{ V}$$

Se puede observar que se emplea una tensión de bus superior, y esto es debido a que la tensión calculada es la mínima necesaria para obtener la tensión alterna deseada en el lado red. La diferencia es debido a que no se han tenido en cuenta posibles sobretensiones. Si consideramos sobretensiones del 10% la diferencia es mucho menor pero todavía se cumple la inecuación:

$$V_{ent})_{min} = 1121,56 < V_{bus} = 1150 \text{ V}$$

- **MSC:** El convertidor de lado máquina estará formado por 3 pares de IGBTs, 2 por fase.

Estos IGBTs recibirán las órdenes de encendido y apagado, órdenes complementarias por rama, a través de los drivers los cuales reciben los pulsos provenientes de la modulación vectorial SVPWM.

En el modelo de simulación se utilizará una resistencia de 1 mΩ para modelizar las pérdidas de conducción y una resistencia snubber de 100 kΩ en paralelo con cada interruptor para limitar las rápidas subidas de tensión en las conmutaciones. No se consideran tiempos muertos.

- **Filtro senoidal:** El sistema constará de un filtro senoidal con el objetivo de, asimilando la onda de tensión a la de la red eléctrica, reducir los efectos negativos en modo común y modo

diferencial causados por la electrónica de potencia sobre la vida del generador: MD (armónicos de corriente → calentamiento adicional, elevadas  $dV/dt$  → descargas parciales) y MC (corrientes homopolares → deterioro de los rodamientos y elevados picos de tensión fase-tierra). Si no se utiliza el filtro senoidal en las turbinas de la aplicación del presente proyecto no sería posible su funcionamiento, debido a que no están preparadas para las altas frecuencias del convertidor.

### ANÁLISIS EN MD:

Los frentes de la tensión chopeada que suministra el inversor se caracterizan por las elevadas variaciones de tensión o  $dV/dt$  en bornas del generador, las cuales pueden provocar fenómenos de descargas parciales (efecto corona) entre espiras que debilitan el aislamiento del devanado. Este fenómeno de las descargas parciales se ve agravado por el hecho de que los generadores de velocidad fija no poseen aislamiento reforzado, las espiras del estator no se encuentran ordenadas en las ranuras sino que están aleatoriamente devanadas (random-wound frente a form-wound). Lo que provoca que entre espiras contiguas se pueda llegar a ver la máxima diferencia de tensión posible →  $V_{dc}$ .

### ANÁLISIS EN MC:

Otro fenómeno característico en aplicación eólica provocado por la alta frecuencia del convertidor es el deterioro de los rodamientos. Existen dos fenómenos que provocan corrientes por los rodamientos: el flujo magnético provoca corrientes inductivas y el modo común (corrientes por tierra) corrientes capacitivas. Se estudiará el efecto de las corrientes capacitivas.

Cada vez que dos componentes conductores se separan por un material dieléctrico, se genera una capacidad parásita. En un generador de inducción existen capacidades parásitas como la existente entre rotor y estator o la que se encuentra entre estator y la carcasa que envuelve al generador. En alta frecuencia las capacidades tendrán baja impedancia y las corrientes pasarán por ellas. De esta forma se generan corrientes de modo común. Existe una capacidad parásita en la ranura de los rodamientos la cual aparece cuando se cuele aceite. Este hecho no ocurre a bajas velocidades porque la película no aísla. Esta capacidad provoca el paso de corriente por los rodamientos, pero el deterioro de éstos es debido a la densidad de corriente: el rodamiento, debido a las vibraciones, hará contacto a una frecuencia determinada en un punto y en ese punto se descargará todo el condensador. El efecto es que el rodamiento se va deteriorando.

Por lo tanto para solventar los efectos adversos del convertidor en MD y MC, y evitar la muerte prematura del generador de velocidad fija, es imprescindible el uso de un filtro senoidal entre la electrónica y la máquina.

- **Cableado:** Se determinará la longitud del cableado entre el convertidor y el generador debido al fenómeno de reflexión. Para entender este fenómeno se presenta el circuito equivalente de un cable:

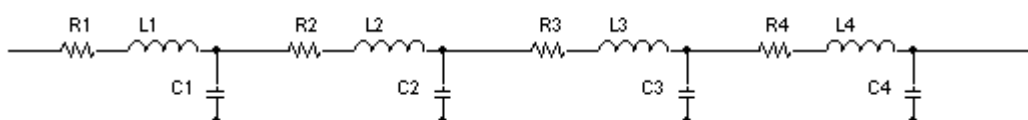


Figura 9. Modelo eléctrico simplificado de un cable

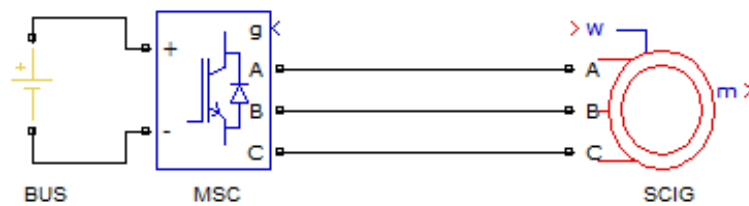
Un cable se modela como series infinitas de circuitos RLC. La alta frecuencia debida al choqueo del convertidor generará en cada pulso una oscilación de segundo orden en el cable (con un pulso de 1000 V en el convertidor el generador verá un flanco de 2000 V). La propagación del pulso de celda en celda se realiza a velocidades cerca de la de la luz (30 metros en 100 nanosegundos). Por el cable circulan miles de amperios y su resistencia es baja por lo que hay

poco amortiguamiento. Al llegar al generador la impedancia es enorme y se genera un “golpe de ariete eléctrico” y se acumula la tensión en la última capacidad. Este hecho genera un sobrepico de corriente muy perjudicial que genera el fenómeno de reflexión: “socatira entre convertidor y generador”.

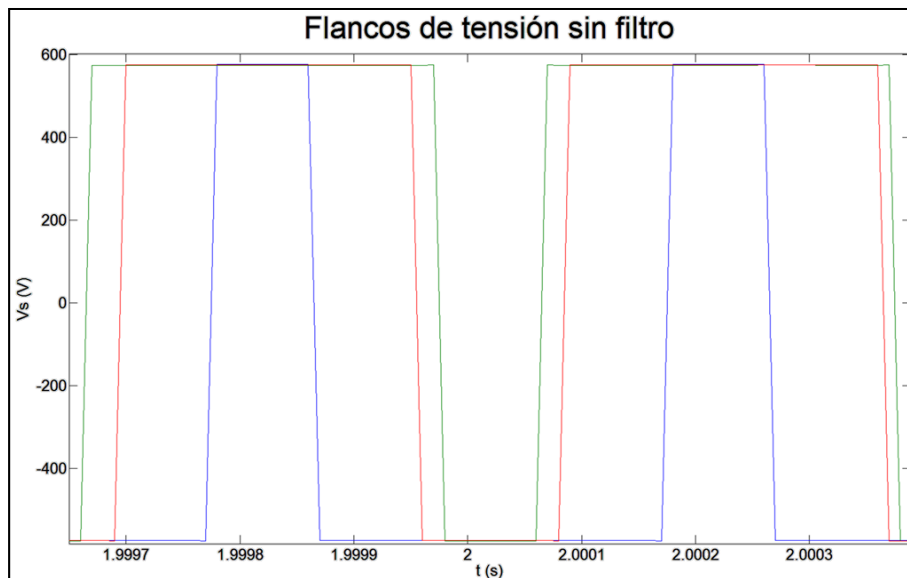
Como soluciones a este efecto: limitar la longitud del cableado o limitar el  $dV/dt$ . Con filtro senoidal se limita el  $dV/dt$  pero también se considera un cableado aceptable de 15 metros o menos ya que el convertidor está pensado para ser instalado en la góndola cerca del generador.

A continuación se mostrará el efecto de las  $dV/dt$  en 3 sistemas diferentes. Los sistemas se consideran para la velocidad de giro nominal del generador de 1500 rpm a potencia nominal de 900 kW y tensión línea eficaz de 690 V:

**Sistema 1: convertidor + generador**



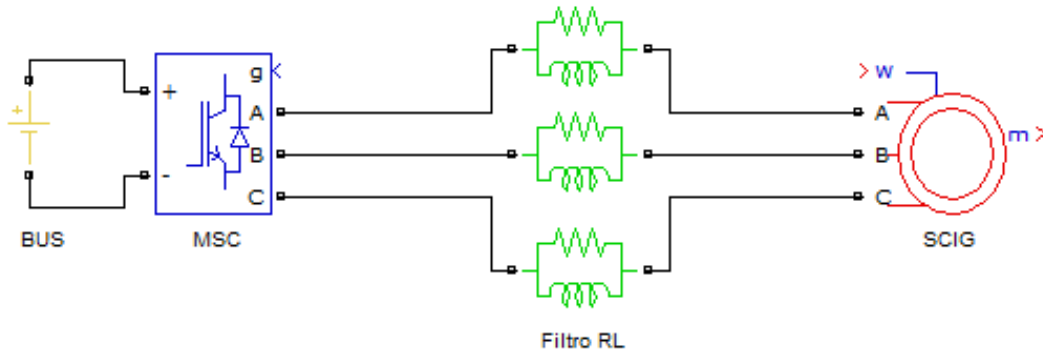
**Figura 10. Modelo eléctrico del sistema propuesto número 1**



**Figura 11. Tensión en bornes del estator del sistema propuesto número 1**

Se puede observar que los flancos de subida y bajada son verticales. En la realidad se verían más verticales todavía ya que en simulación están limitados por el paso de simulación.

Sistema 2: convertidor + filtro LR + generador



**Figura 12. Modelo eléctrico del sistema propuesto número 2**

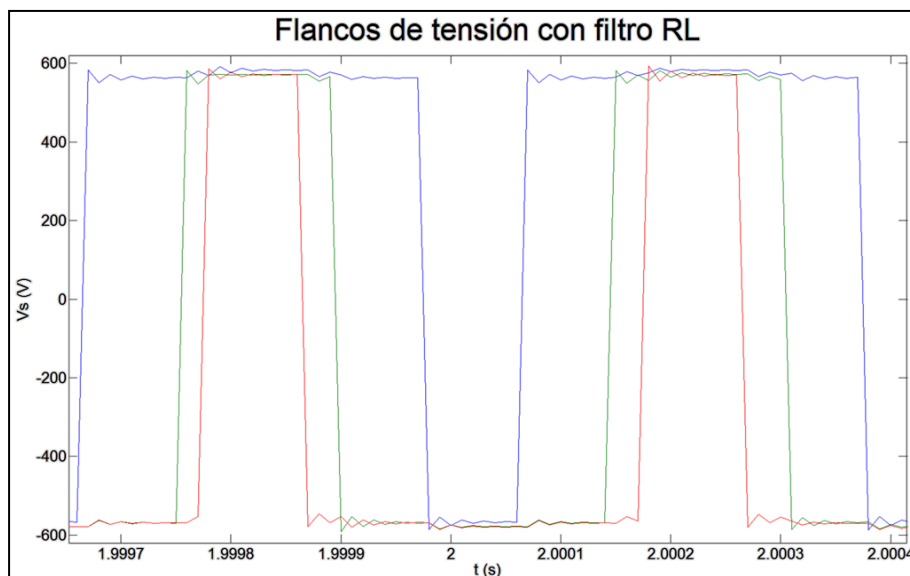
En este sistema se incorpora un filtro RL. El comportamiento de la bobina en un circuito dificulta que se presenten cambios rápidos en la corriente, debido a los efectos de la fem autoinducida.

$$V_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$$

**Ecuación 2. Caída de voltaje en la inductancia**

La misma muestra que cuanto mayor sea la razón de cambio de corriente  $di/dt$ , mayor será la diferencia de potencial entre los terminales de la bobina.

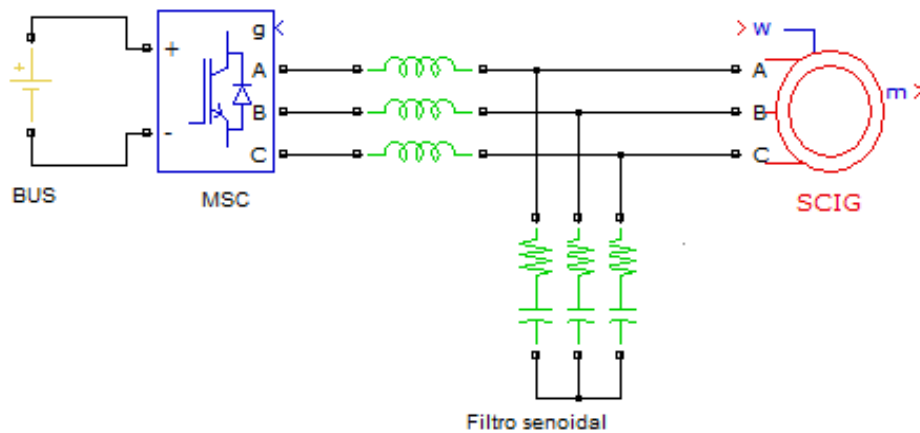
La resistencia tiene la función de disipar la energía en forma de calor.



**Figura 13. Tensión en bornes del estator del sistema propuesto número 2**

Al introducir un filtro RL los flancos de subida y bajada quedan limitados a aproximadamente 1 kV/ $\mu$ s

Sistema 3: convertidor + filtro senoidal + generador

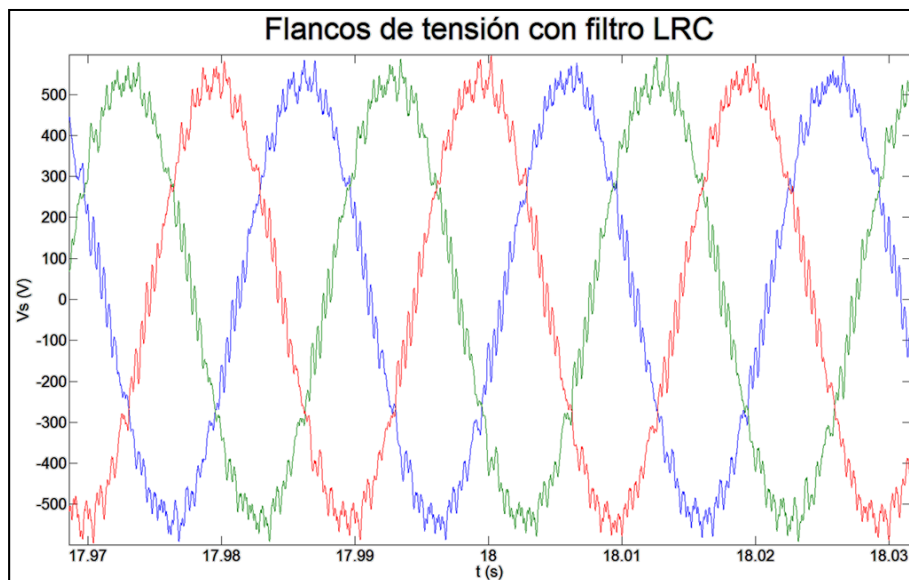


**Figura 14. Modelo eléctrico del sistema propuesto número 3**

Este sistema consta de un filtro senoidal, el cual se utiliza para asimilar la onda chopeada proveniente del convertidor a una onda senoidal lo más cercana posible a la de la red eléctrica.

En el dominio de la alta frecuencia las capacidades se acercan a cortocircuito y las inductancias a circuito abierto. Por ello el objetivo de las inductancias será dejar paso a las bajas frecuencias (las frecuencias deseadas) y las capacidades se encargarán de absorber las componentes de alta frecuencia de la tensión.

Se añaden resistencias en serie a los condensadores para limitar las oscilaciones a modo de passive damping.



**Figura 15. Tensión en bornes del sistema propuesto número 3**

Al introducir un filtro senoidal los flancos equivalentes (aplicando valor medio) de subida y bajada quedan limitados a aproximadamente 350 V/ms. Además de suministrar un menor  $dV/dt$  respecto al filtro RL, se aprecia una reducción notable del THD que también evita el envejecimiento en este caso por efecto térmico.

**Por lo tanto el sistema que se aplicará será el sistema 3.**

- **SCIG:** El generador de jaula de ardilla se tratará de un generador con el siguiente modelo equivalente:

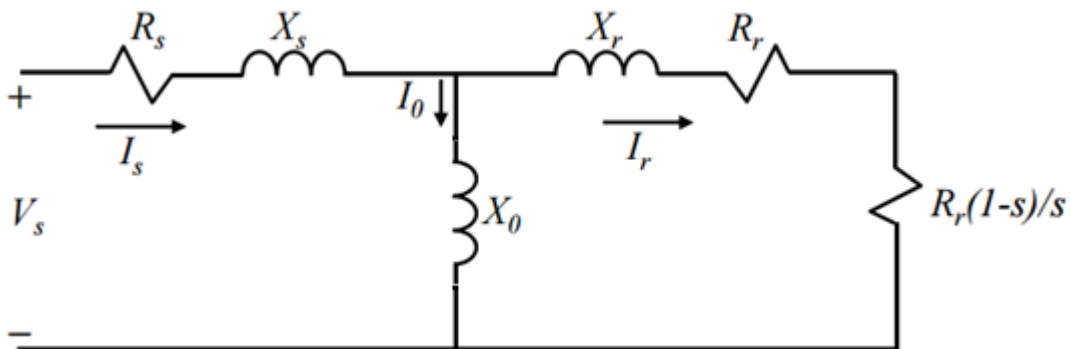


Figura 16. Modelo equivalente simplificado de SCIG [10]

Se puede observar de izquierda a derecha la parametrización del estator y la parametrización del rotor enlazadas mediante la reactancia magnética que representa el circuito magnético en el entrehierro. Se ha despreciado la influencia de la resistencia magnética y por lo tanto las pérdidas magnéticas.

El deslizamiento se considerará igual a cero debido a que la aplicación del presente proyecto consta de un SCIG con FC, por lo que se dispondrá de libertad para variar la velocidad de sincronismo en un amplio rango de velocidades de giro. Se conservará un deslizamiento próximo a cero necesario para la magnetización de la máquina.

Las características del generador utilizado son las siguientes:

<b>Sn</b>	989 kVA
<b>Pn</b>	900 kW
<b>Vn (línea eficaz)</b>	690 V
<b>fn</b>	50 Hz
<b>Rs (fase)</b>	0.0086 Ω
<b>Rr (fase)</b>	0.0097 Ω
<b>Xls (fase)</b>	0.204 Ω
<b>Xlr (fase)</b>	0.067 Ω
<b>X0 (fase)</b>	5.97 Ω
<b>J</b>	22 kg/m <sup>2</sup>
<b>pp</b>	2

Tabla 3. Características del SCIG de la aplicación FS2VS

## 1.7 ANÁLISIS DE PRECISIÓN REQUERIDA EN LA APLICACIÓN

Con el objetivo de fijar un criterio de error máximo en la estimación de la velocidad con el control sensorless se realizará un estudio energético del aerogenerador. En este estudio la finalidad será observar la desviación energética para diferentes desviaciones de velocidad de giro y

considerar la desviación máxima o error máximo de velocidad en función de la energía perdida. Se considerará como aceptable desviaciones energéticas del 1% o menores.

La distribución del viento es un factor muy relevante a tener en cuenta en este estudio, ya que a las velocidades de viento más frecuentes se tendrá que asegurar un correcto funcionamiento de la turbina. El error que proporciona la estimación sensorless de velocidad se distribuirá de forma diferente en función de la clase de viento del emplazamiento.

La norma IEC61400 [11] define diferentes clases de viento para las que están diseñadas las turbinas, con las siguientes características:

<b>Turbine Class</b>	<b>IEC I High Wind</b>	<b>IEC II Medium Wind</b>	<b>IEC III Low Wind</b>
Annual average wind speed	10 m/s	8.5 m/s	7.5 m/s
Extreme 50-year gust	70 m/s	59.5 m/s	52.5 m/s
Turbulence classes	A 18% B 16%	A 18% B 16%	A 18% B 16%

Figura 17. Clases de viento para el diseño de las turbinas según norma IEC61400 [11]

Las velocidades de viento se reparten anualmente de acuerdo a la distribución estadística de Rayleigh:

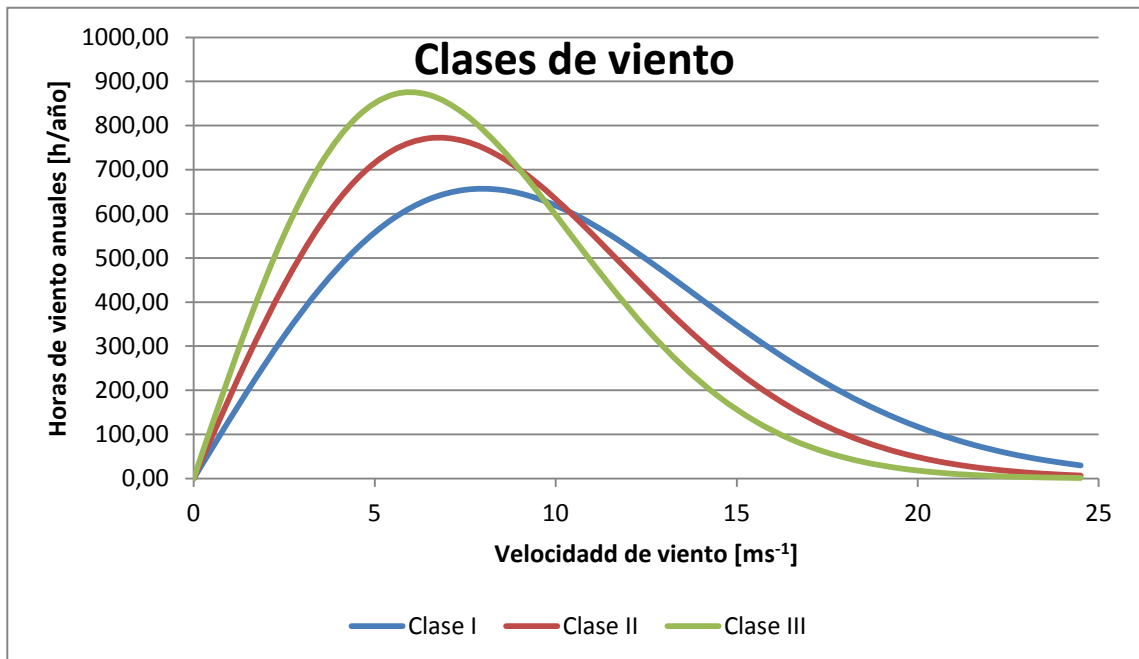
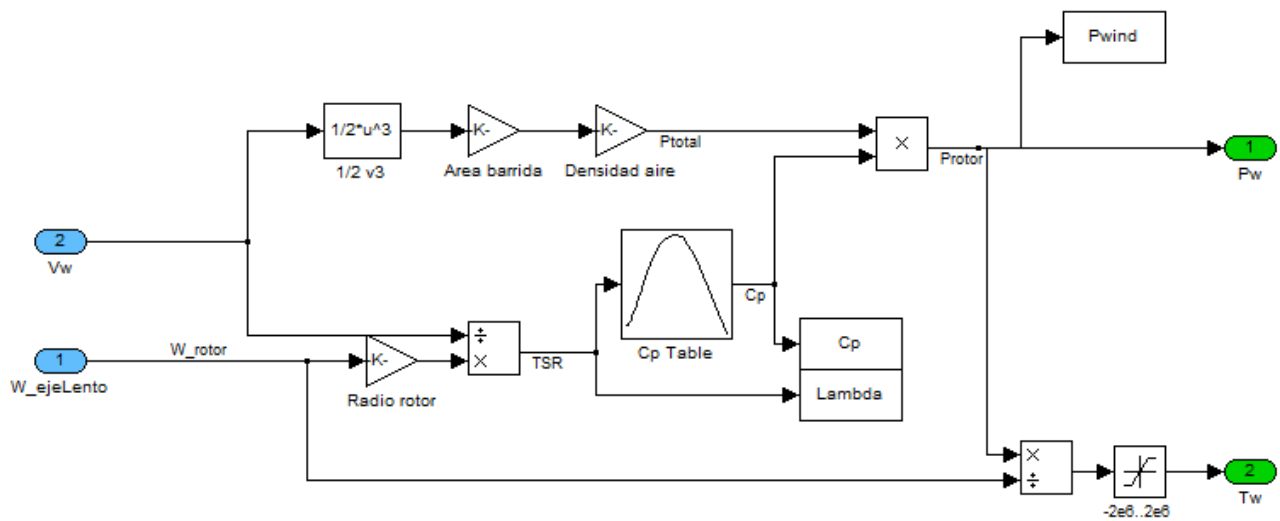


Figura 18. Horas de viento en función de la velocidad de viento para las diferentes clases de viento

Este estudio se realizará considerando clase I de viento debido a que, como se expone a continuación, existen mayores errores de potencia captada a velocidades altas de viento. De esta forma se realizará un estudio más restrictivo y se elegirá un criterio de error máximo de velocidad derivado del peor escenario.

Este estudio se realizará en Simulink y Matlab con la ayuda del siguiente modelo:



**Figura 19. Modelo de Simulink utilizado para realizar el estudio energético de la turbina**

Como se puede observar en el modelo, en éste está introducida la cúbica que relaciona la potencia activa con la velocidad de viento, área barrida, densidad del aire y la Cp. El cálculo de la Cp se realiza a través de una tabla que relaciona la Cp con la lambda. Para la obtención de la lambda y para la obtención del par a través de la potencia es necesaria la velocidad de giro.

Este modelo consta de dos inputs: velocidad del viento y velocidad de giro del eje lento.

El modelo se basa en las siguientes ecuaciones:

$$\lambda = \frac{\Omega \cdot R}{U_w}$$

**Ecuación 3. Cálculo del coeficiente lambda**

Donde  $\lambda$  es lambda, R es el radio del rotor,  $U_w$  es la velocidad del viento

$$P = \frac{1}{2} \cdot C_p \cdot \rho \cdot A \cdot U_w^3$$

**Ecuación 4. Cálculo de la potencia activa captada del viento**

Donde P es la potencia activa captada del viento, Cp el cociente entre la potencia captada y la potencia disponible,  $\rho$  la densidad del viento, A el área barrida y  $U_w$  la velocidad del viento.

Con la ayuda de las curvas de viento de Weibull se dará más peso a un determinado rango de velocidades de viento para la elección del criterio final.

Se utilizará como base de este estudio la curva que relaciona el Cp con Lambda y la curva que relaciona la velocidad de giro con la velocidad del viento del aerogenerador prototipo de transformación de velocidad fija a velocidad variable:



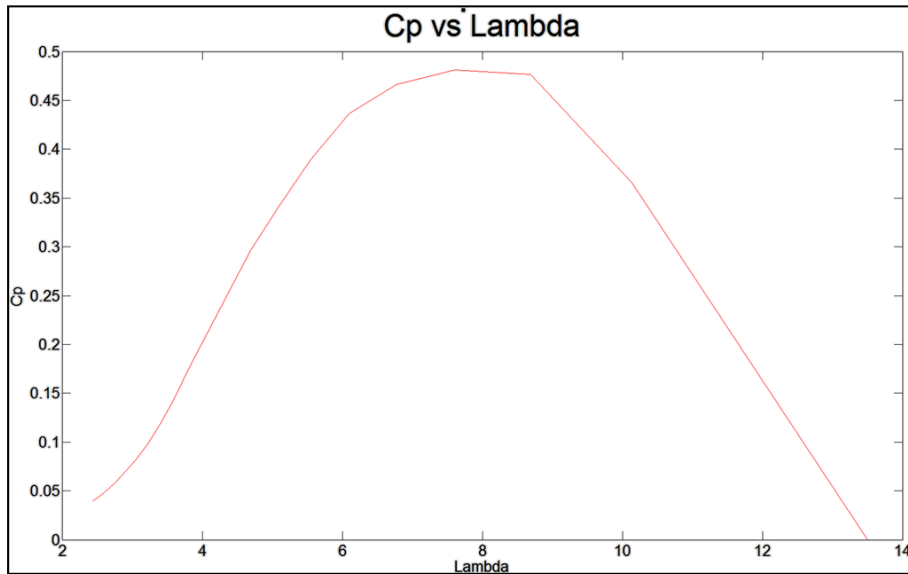


Figura 20. Coeficiente Cp en función de coeficiente Lambda en FSWT de la aplicación FS2VS

De esta curva se deduce el Cp óptimo y el Lambda óptimo, los cuales formarán el punto de operación más eficiente del aerogenerador en cuanto a potencia del viento captada.

Cp óptimo = 0.4812

Lambda óptimo = 7.61

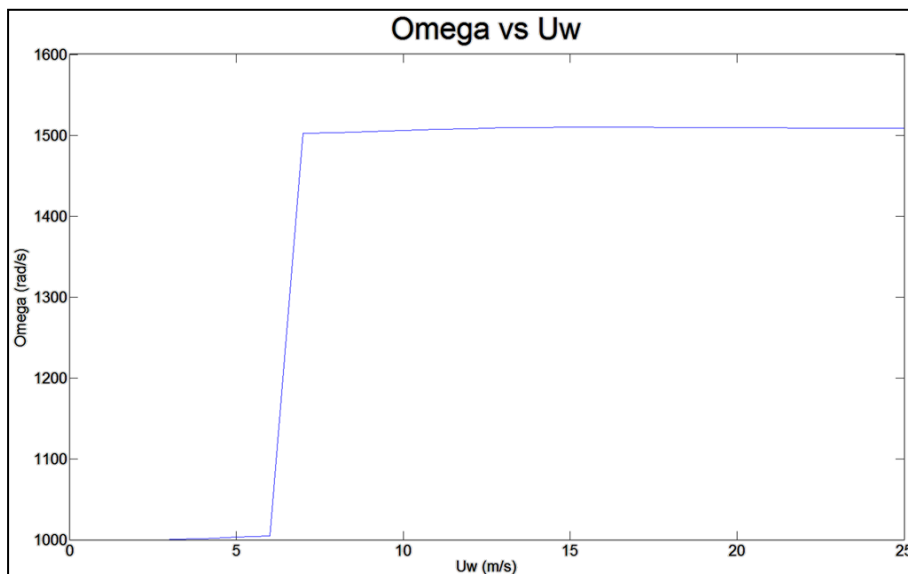


Figura 21. Velocidad de giro en función de la velocidad de viento en FSWT de la aplicación FS2VS

En esta curva se puede observar el funcionamiento de la turbina en velocidad fija. Se aprecian dos velocidades de giro de operación: una en torno a 1000 rpm correspondiente al generador de bajas vueltas y la otra en torno a 1500 rpm correspondiente al generador principal. Este funcionamiento es característico de muchas turbinas de velocidad fija, donde se utiliza un generador más pequeño para realizar el acoplamiento de la turbina a velocidades más bajas de viento. Dicho acoplamiento se realiza entre velocidades de viento de 3 y 4 m/s.

A velocidades de viento menores a 3 m/s no es posible acoplar ya que la potencia captada es insuficiente.

El estudio energético se realizará sobre la turbina tanto en velocidad fija, como tras la transformación a velocidad variable, por lo tanto el procedimiento a seguir constará de dos estudios diferentes:

- Estudio energético de la turbina de velocidad fija (FSWT):

En primer lugar se realizará el estudio de la turbina antes de la incorporación de electrónica de potencia. El objetivo es estimar la producción energética anual de la turbina en velocidad fija de cara a realizar una posterior comparación con la turbina transformada a velocidad variable.

Se realizará un barrido de velocidades de viento y se obtendrá la potencia generada.

Al realizar el barrido de velocidades de viento los resultados son los siguientes:

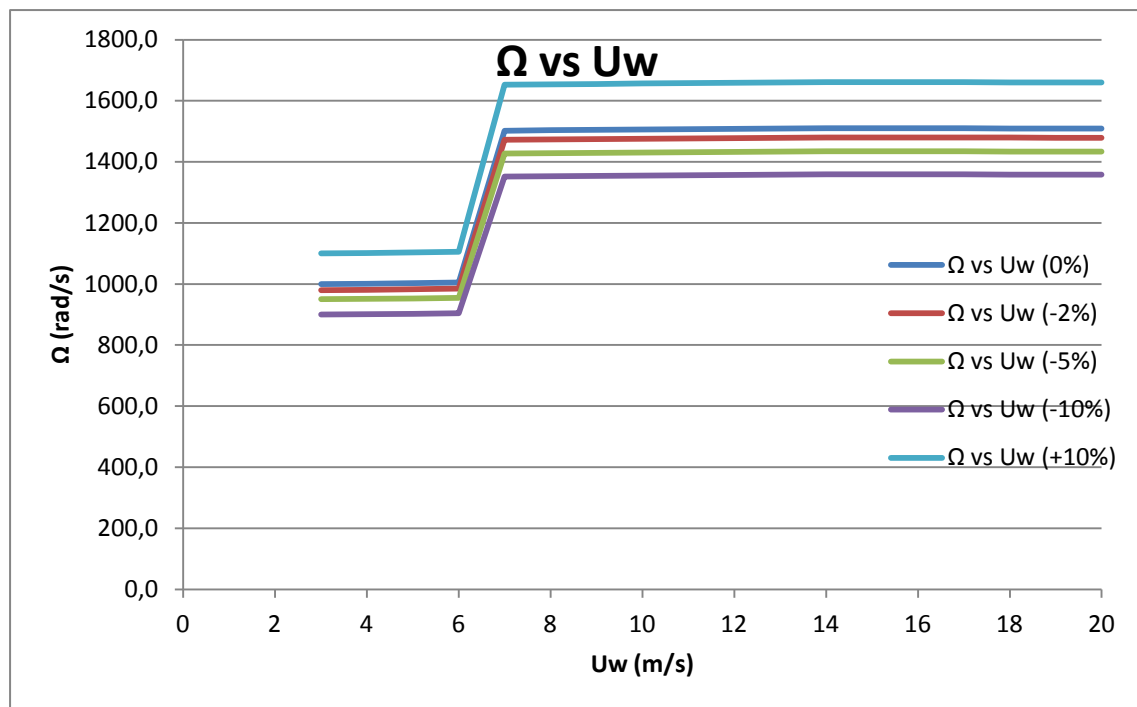


Figura 22. Velocidades de giro estimadas en función de la velocidad de viento para diferentes errores de cálculo

En esta gráfica se observa las diferentes velocidades de giro en función del error cometido en la estimación de velocidad del sensorless. Se aprecian los dos niveles de velocidad, uno del generador pequeño y otro del generador principal.

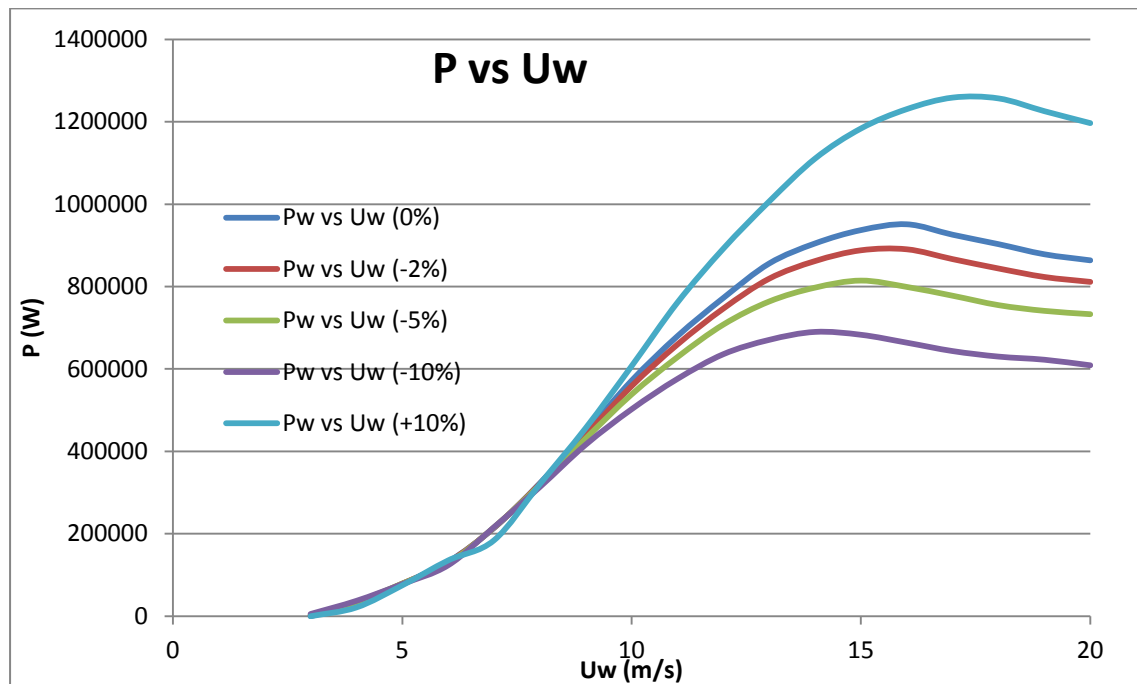


Figura 23. Potencia activa en función de la velocidad de viento para diferentes errores en la estimación de velocidad

En esta gráfica se observa la potencia captada en función del error cometido en la estimación de la velocidad de giro. Se puede observar que tras llegar a potencia nominal la potencia captada disminuye con la velocidad de viento. Este hecho es debido a que se lleva a cabo la regulación de potencia mediante stall pasivo.

El control stall pasivo se basa en el perfil aerodinámico de las palas. La turbina, tras alcanzar potencia nominal, entra en pérdida aerodinámica de forma natural debido al perfil aerodinámico de las palas y disminuye la potencia captada. Este hecho garantiza que no se sobredimensione la turbina, ya que si no entrara en pérdida aerodinámica captaría más potencia de la nominal.

Además se puede observar que la potencia nominal es de unos 950 kW mientras que la potencia nominal del generador es de 900 kW. La diferencia es debida a las pérdidas que se dan en el tren mecánico de la turbina (multiplicadora, cojinetes y freno) y a las pérdidas eléctricas (generador, acometida, auxiliares) que serán del orden de 50 kW.

A la hora de elegir el criterio de variación máxima de velocidad de giro se utilizará la curva de Weibull de clase I de viento y la gráfica de potencias captadas anterior. Se hallará la diferencia de potencia entre la captada con desviación cero y el resto y se multiplicará por el número de horas de viento de cada velocidad de viento. Se elegirá el criterio final en función de los MWh de desviación de cada velocidad de giro.

La curva de Weibull de clase I de viento consta de los siguientes puntos:

Weibull Clase I	
Uw (m/s)	Frec. abs [h]
3	323,04
4	431,44
5	520,92
6	588,59
7	633,04
8	654,38
9	654,05
10	634,63
11	599,47
12	552,38
13	497,26
14	437,85
15	377,44
16	318,78
17	263,93
18	214,32
19	170,77
20	133,55

Tabla 4. Frecuencia de velocidades de viento para curva Weibull de Clase I

Se desprecian velocidades de viento de entre 21 y 25 m/s debido a la baja frecuencia en la que se dan.

Los resultados de desviación de energía en función del error cometido en el cálculo de la velocidad son los siguientes:

Desviación energética		
Desviación -2%	-159,950856	Mwh
Desviación -5%	-400,147367	Mwh
Desviación -10%	-790,4804589	Mwh
Desviación 10%	736,4756032	Mwh

Tabla 5. Desviación energética en FSWT de la aplicación FS2VS

Conociendo que la **energía generada al año en FSWT es de 4149,63 Mwh** el porcentaje de desviación de energía mínimo sería el correspondiente a la desviación de -2% de velocidad → **-3,85 % de energía**

Esta pérdida de energía es inaceptable ya que se está buscando pérdidas menores del 1%. A continuación se realizará el estudio en velocidad variable en el cual se introducirá un mayor número de desviaciones en el cálculo de la velocidad.

- Estudio energético de la turbina de velocidad fija transformada a velocidad variable:

Tras realizar el estudio de la turbina de velocidad fija se procede a realizar otro con la turbina ya transformada a velocidad variable. Con este estudio se pretende observar las ventajas de velocidad variable frente a velocidad fija, considerar las diferencias en función de las desviaciones de velocidad, observar las diferencias en el régimen de sobrevelocidad y finalmente elegir el criterio de desviación máxima de velocidad.

El procedimiento será: se realizará un barrido de velocidades de viento y se obtendrá la lambda, el cp, la potencia y el par. La lambda y el cp serán óptimos para velocidades de viento por debajo de la nominal (1500 rpm), posteriormente se considerará régimen de velocidades superiores a la nominal. Se aplicarán desviaciones de -0,1, -0,5, -1, -2 y -5% en el cálculo de la velocidad. Se han descartado las desviaciones de -10% y 10% utilizadas en el estudio con FSWT debido a la gran desviación energética que suponen, y se han añadido las de -0,1, -0,5 y -1. No se proponen desviaciones positivas debido a que, como se ha observado en el anterior estudio, la desviación energética es mayor en las negativas. Se apreciarán disminuciones de potencia y Cp, con desviaciones negativas el punto de operación se desplazará a la izquierda en la curva Cp – Lambda y con desviaciones positivas se desplazará a la derecha.

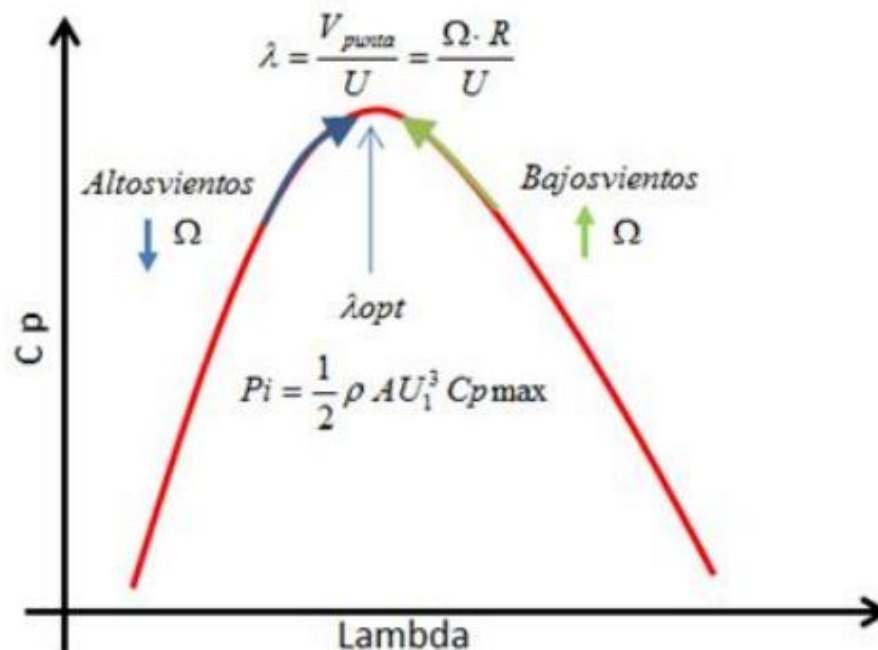


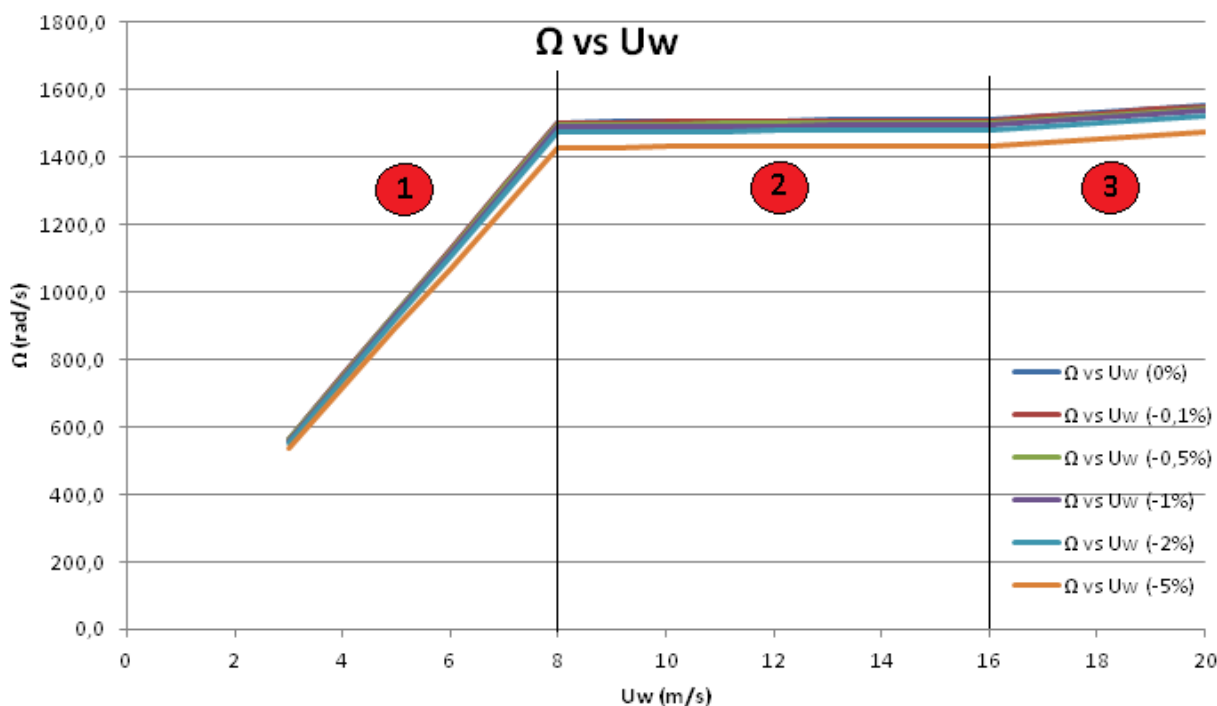
Figura 24. Posiciones en la curva Cp vs Lambda en función de la velocidad de viento [1]

Como se puede observar en la figura la velocidad de giro es proporcional a lambda e inversamente proporcional a la velocidad de viento. Existirá un punto óptimo con Cp máximo donde, al pasarlo, una operación con desviación de velocidad pasará de ganar potencia a perderla o viceversa.

Finalmente tras realizar el barrido de velocidades de viento se considerará la máxima desviación aceptable en función de la potencia perdida.

Con la ayuda de las distribuciones de viento de Weibull se dará más peso a un determinado rango de velocidades de viento para la elección del criterio final.

Al realizar el barrido de velocidades de viento con las diferentes desviaciones de velocidades de giro los resultados son los siguientes:



**Figura 25. Velocidades de giro en función de la velocidad de viento para diferentes desviaciones en el cálculo de velocidad y la división en 3 zonas de operación**

En esta gráfica se observa las diferentes velocidades de giro calculadas en función de la desviación provocada por el sensorless de velocidad. En esta gráfica se pueden apreciar las diferentes zonas de funcionamiento de la turbina:

- **Zona 1:** La velocidad de giro es variable y la potencia sigue la cúbica. Se está trabajando en el punto óptimo ( $C_p$  y  $\lambda$  óptimos).
- **Zona 2:** La velocidad de giro es la nominal y es constante y la potencia no sigue la cúbica. El punto de trabajo lo impone  $\lambda$ .
- **Zona 3:** Se aumenta en velocidad de giro para mantener potencia constante y nominal.

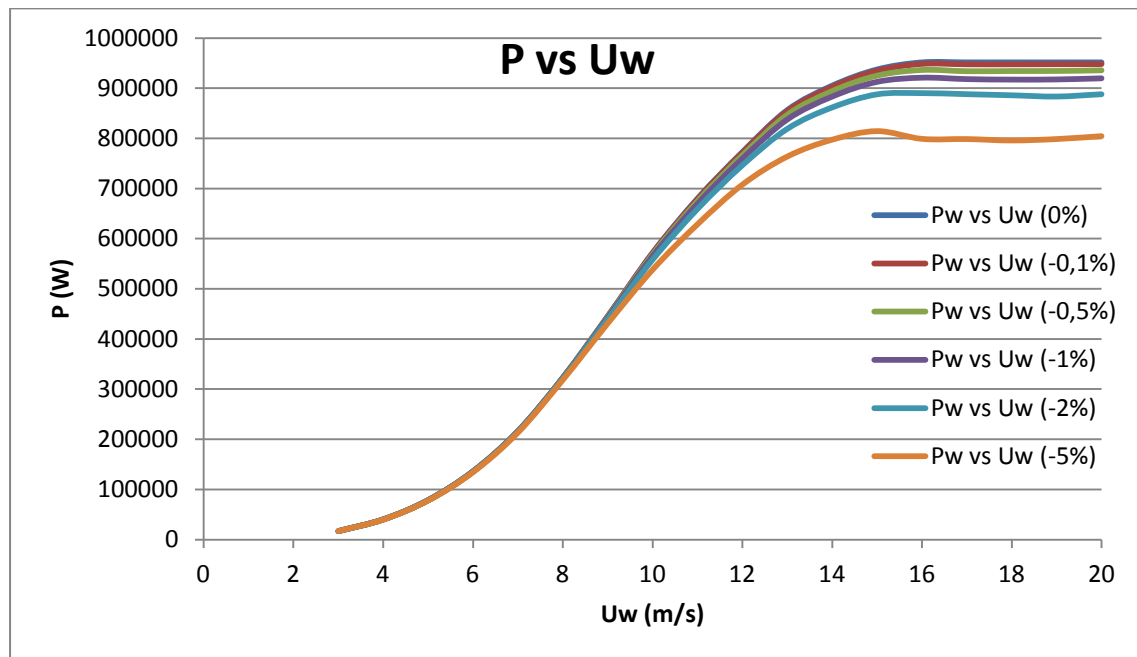


Figura 26. Potencia activa en función de la velocidad de viento para diferentes desviaciones de la velocidad de giro calculada

En esta gráfica se observa la potencia captada en función de las desviaciones en la velocidad de giro calculada. Se puede observar que tras llegar a potencia nominal la potencia captada se mantiene constante con la velocidad de viento. Este hecho es debido a que en régimen por encima del nominal se aumenta la velocidad de giro de tal forma que la potencia captada se mantenga constante a su valor nominal.

El procedimiento para la elección del criterio de máxima desviación de velocidad aceptable se realizará de forma similar al estudio de la turbina de velocidad fija.

Los resultados de pérdida de energía en función de la desviación de velocidad son los siguientes:

Pérdidas en función de la desviación de omega calculada			Porcentaje
Desviación -0,1%	-8,46668402	Mwh	-0,20%
Desviación -0,5%	-42,49902014	Mwh	-1,01%
Desviación -1%	-84,4771823	Mwh	-2,01%
Desviación -2%	-167,5247112	Mwh	-3,98%
Desviación -5%	-411,9935942	Mwh	-9,8%

Tabla 6. Desviación energética en VSWT de la aplicación FS2VS

Se desechan las desviaciones de -2% y -5% por sus altas pérdidas. El resto de resultados obtenidos son aceptables a priori. Para la elección de la desviación máxima de velocidad aceptable, además de la energía perdida, se tendrán en cuenta los siguientes factores:

- El estudio de viento ha sido realizado con la curva de viento de clase I de Weibull y la turbina a estudiar es una turbina diseñada para clases II de viento. Las clases I de viento poseen mayor cantidad de horas de viento en sobrevelocidad que es donde se observan mayores pérdidas de energía. Se ha realizado este estudio para cubrir las 3 clases de viento, por lo que si finalmente la turbina se utiliza para clases II o III las pérdidas serían menores.

- Las desviaciones se han considerado en todo momento en un mismo sentido. A lo largo del año se darán variaciones tanto positivas como negativas, por lo que parte de las pérdidas serán compensadas.
- El control sensorless aportará un mayor error de velocidad cuanto menor sea ésta. A velocidades de viento de 3, 4 y 5 metros por segundo la velocidad de giro será menor de 1000 rpm y quizás la desviación de velocidad sea mayor que la desviación máxima elegida como criterio de la aplicación del presente proyecto. En este estudio se ha demostrado que a esas velocidades de viento las pérdidas son muy pequeñas por lo que se puede permitir desviaciones mayores a la elegida en los puntos de operación con dichas velocidades de viento.

Entre los resultados para variaciones de velocidad del -0,1%, -0,5% y -1% y teniendo en cuenta los factores desarrollados anteriormente se elegirá como criterio de desviación máxima de velocidad para la aplicación del presente proyecto una **desviación de -0,5% en velocidad**.

Se considera aceptable una pérdida del 1% de energía anual teniendo en cuenta que el estudio ha sido realizado para el peor de los casos, por lo que supondría el máximo de pérdida de energía anual. No se considera aceptable una pérdida del 2% de energía anual provocada por una desviación en velocidad del -1% y tampoco se considera viable una desviación en velocidad del -0,1% ya que supondría un control sensorless demasiado preciso e irrealizable.



## 2. SISTEMA INICIAL

### 2.1 CONSTRUCCIÓN DEL MODELO FC

El presente proyecto consta de adaptar, optimizar y validar un algoritmo sensorless de velocidad para una aplicación de turbina eólica transformada de velocidad fija a velocidad variable a través del convertidor autónomo de Ingeteam de tipología full converter (véase apartado 5.1.1).

Para llevar a cabo el análisis del algoritmo sensorless en simulación primero será necesaria la construcción de un modelo con máquina SCIG de 900 kW sobre el que se aplicará dicho algoritmo para su posterior validación. Posteriormente el nuevo sistema para la aplicación FS2VS estará constituido por el sistema inicial más un filtro sinusoidal LRC, sustituyente del filtro  $dV/dt$  (LR).

El modelo se implementará con el software Matlab bajo la plataforma Simulink. Para la construcción del modelo eléctrico se echará mano del toolbox Simpower, mientras que para implementar la parte de control del convertidor y monitorización de señales, se utilizarán herramientas propias de Simulink.

#### Modelo eléctrico de una topología Full-Converter estándar para aplicación eólica

Está formado por: generador, filtro  $dV/dt$ , MSC, bus de continua, GSC, inductancias del lado máquina para el control de corrientes y que a su vez forman parte del filtro de red LRC, el trafo para la elevación de la tensión y la red trifásica equilibrada modelizada como una fuente de tensión trifásica alterna con inductancia de red.

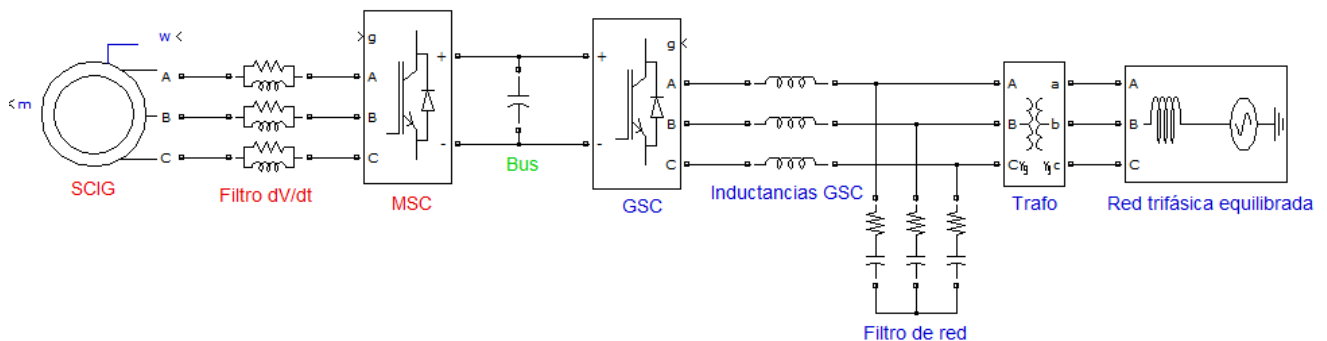


Figura 27. Modelo de conversión FC implementado en simulación

El modelo eléctrico está formado por dos partes claramente diferenciadas: el lado máquina compuesto de generador de jaula de ardilla, filtro  $dV/dt$  y MSC y el lado red compuesto por la red, el trafo, el filtro de red y GSC. Ambos convertidores están unidos por el bus de continua. Al tratarse de un convertidor back-to-back el MSC será independiente del GSC o, dicho de otro modo, ambos constarán de controles independientes entre sí, **el objeto del presente proyecto se centra exclusivamente en el control del lado máquina.**

#### Modelización del control del convertidor

El modelo de control tendrá dos partes claramente diferenciadas: el control del MSC y el control del GSC. Ambos controles funcionan con ejes de referencia móviles en coordenadas  $dq$  y se basan en lazos anidados de control con controladores PI cuyos parámetros han sido sintonizados mediante el método del diagrama de Bode. Se utilizan AW para evitar la saturación de los controladores.

Las variables medidas en el lado máquina serán corrientes y tensiones estáticas y velocidad del rotor en operación con encoder (antes de aplicar control sensorless). Las medidas en el lado red serán corrientes y tensiones de red y tensión de bus.

La modulación a emplear será del tipo SVPWM y será implementada mediante el bloque de Simpower "Discrete SV PWM Generator". Sus inputs serán módulo de tensión en tanto por 1, en función de la máxima tensión, y ángulo de la tensión medido desde el eje q. Como outputs constará de 6 pulsos de disparo (uno por cada IGBT).

Debido al desacoplamiento existente entre MSC y GSC y a que el control sensorless de velocidad se ubica en el lado máquina, se implementará solamente el control del MSC en simulación, utilizando Simpower y Simulink. Se implementará un modelo reducido con bloques para una sencilla visualización pero los resultados a validar provendrán de una implementación completa llevada a cabo mediante una DLL de control escrita en código C. No obstante aunque en validación se analice tan sólo el control del MSC, en banco de pruebas se dispondrá del control real del convertidor.

## 2.1.1 LADO MÁQUINA (MSC)

El modelo eléctrico del lado máquina constará de los siguientes elementos:

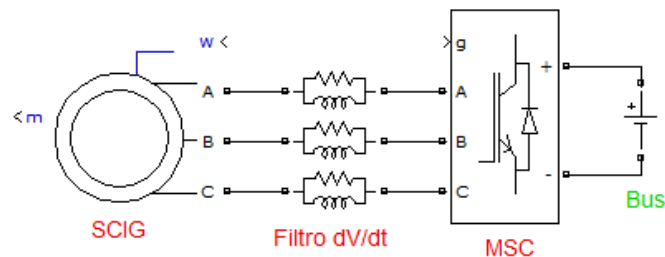


Figura 28. Modelo eléctrico del lado máquina implementado en simulación

En el apartado 1.6 se han desarrollado los distintos elementos del lado máquina y se ha concluido la utilización de un filtro senoidal LRC. En el presente capítulo se utilizará un filtro RL que reduzca las  $dV/dt$  ya que el control sensorless SCIG inicial, similar al de la aplicación de 1 MW de IPT, no están formulados para la operación con filtro senoidal.

El procedimiento a seguir será desarrollar el modelo de control en detalle y, tras ello, monitorizar las señales más relevantes para su validación.

### 2.1.1.1 CONTROL DE LA MÁQUINA SCIG

Se ha adoptado un control vectorial orientado al flujo rotórico con marco de referencia rotatorio síncrono para el control Sensorless debido a la imposibilidad de acceder al rotor en SCIG y debido al desacoplo natural existente en este tipo de control entre el flujo y el par, en comparación con el de orientación estática en el cual dicho desacoplo no existe, además de una mayor simplicidad en las ecuaciones. Véase apartado 5.1.3 para más información.

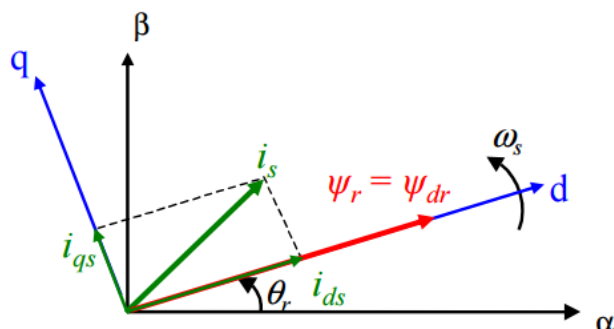
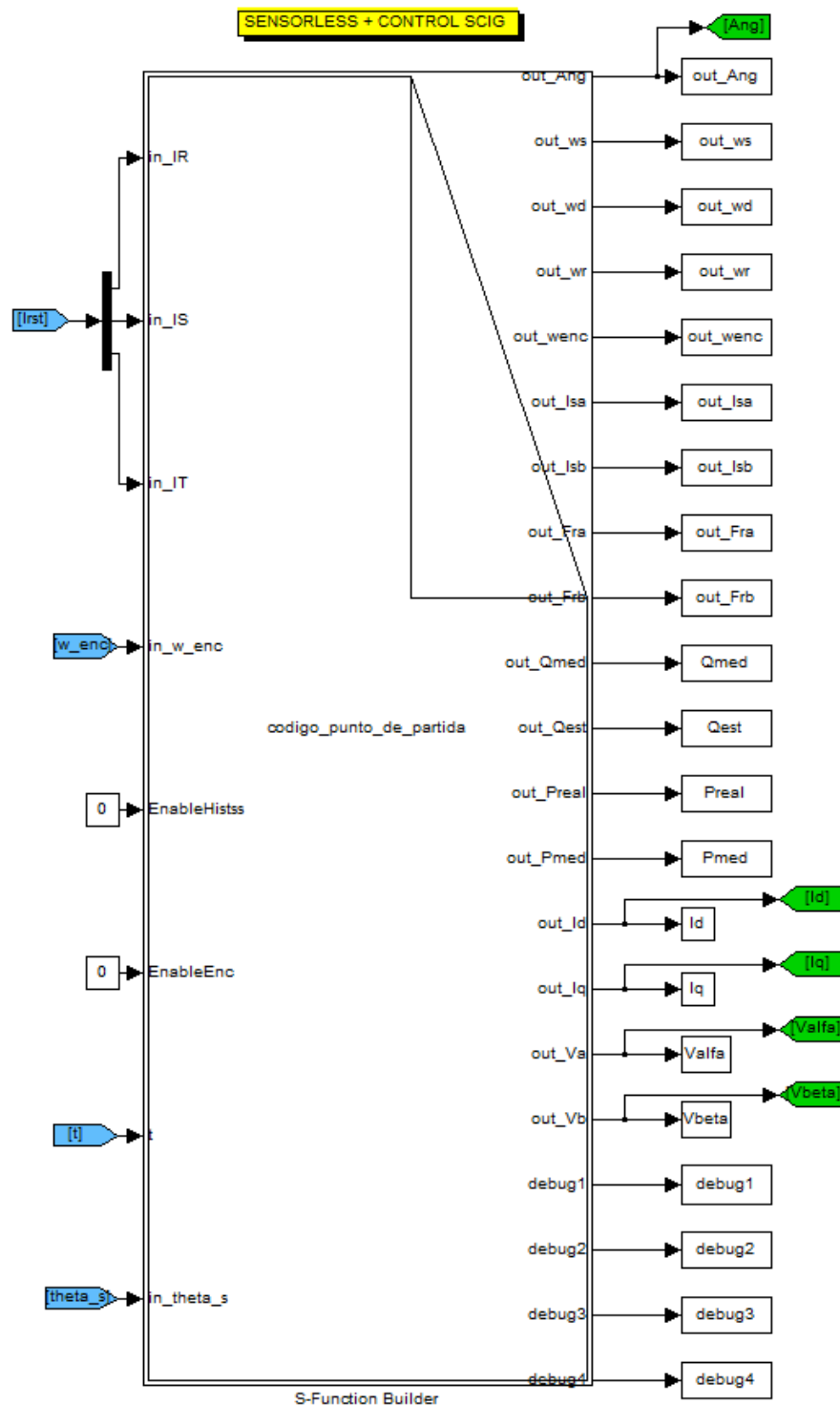


Figura 29. Orientación del flujo rotórico al eje rotativo d

El control del modelo de simulación, con el objetivo de comparar resultados, consta de la opción de operar con medida de velocidad (encoder) además de la operación sensorless y constará de un switch para el cambio de modo operación sensorless a modo de operación con encoder y viceversa. Se desarrollarán las diferentes partes del modelo de señal con la ayuda de diagramas de bloques para su mejor comprensión.

La implementación final se realizará a través de un microcontrolador programado en código C y con 200  $\mu$ s de tiempo de control. El tiempo de muestreo o tiempo de ciclo del microcontrolador es 200  $\mu$ s, por lo que su frecuencia es 5000 Hz. Se utiliza la mencionada frecuencia debido a que la frecuencia de conmutación de los IGBTs impuesta por el modulador es de 2500 Hz. Al utilizar una frecuencia de al menos el doble de la de conmutación se asegura cubrir el muestreo de los semiciclos positivo y negativo (picos y valles).

El bloque C utilizado es el siguiente:



**Figura 30. Bloque de Simulink utilizado para desarrollar el control en tiempo real del sistema inicial**

Se puede observar que no existen inputs de tensiones medidas, esto es debido a que se utilizan consignas de tensión en su lugar. En el caso del sistema con filtro RL se utilizan tensiones de SP debido a que son obtenidas a partir de las regulaciones de los PI y son más limpias pero en valor medio son prácticamente similares a las medidas (caída de tensión en el filtro RL despreciable), sin embargo al introducir un filtro senoidal la diferenciación entre tensiones SP y medidas es crucial como se verá en el capítulo siguiente.

Los resultados que se mostrarán más adelante son los “reales”, simulados a través del S-Function builder. Sin embargo para el desarrollo de las partes del modelo de señal se mostrarán diagramas de bloques.

El modelo de señal consta de las siguientes partes:

- **Sensado:** Se utilizarán sensores para medir las corrientes y tensiones entre el filtro  $dV/dt$  y el MSC y para medir la velocidad de giro del rotor en el generador. Se utiliza un bloque de Simulink para medir corrientes y tensiones trifásicas y la velocidad rotórica se obtiene del propio generador.

En el apartado siguiente, al implementar el algoritmo sensorless, se comenzará a distinguir control con tensiones medidas y control con tensiones de SP.

- **Transformadas de Park:** Las corrientes y tensiones estáticas sensadas deben ser transformadas a coordenadas dq para llevar a cabo un control de tipo vectorial. Esta transformación consta de dos partes:
  - Transformada de Clark: Es un cálculo matemático que consigue, a partir de los inputs de tensiones o corrientes en coordenadas RST multiplicados por una constante y una matriz, las tensiones o corrientes en 3 ejes estáticos perpendiculares comúnmente llamados coordenadas  $\alpha\beta 0$ . Dicha matriz es la matriz de Clark y la constante será  $2/3$  ya que se utilizará el **criterio invariante en amplitud**.

$$K \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Figura 31. Matriz de transformada de Clark

- Cambio de base: Se trata de una transformación de tres ejes perpendiculares estáticos a dos ejes perpendiculares móviles dq y un tercero que gira sobre sí mismo llamado componente homopolar. Para ello se necesita un tercer input  $\rightarrow$  el ángulo de sincronismo. Los ejes dq girarán a la velocidad de sincronismo.

$$\begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t & 0 \\ -\sin \omega t & \cos \omega t & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Figura 32. Cambio de base para la transformación de coordenadas estáticas a rotativas

Ambas partes realizadas en un solo paso toma el nombre de transformada de Park. Se eliminará la componente homopolar ya que en el modelo no se introducirán fenómenos de MC.

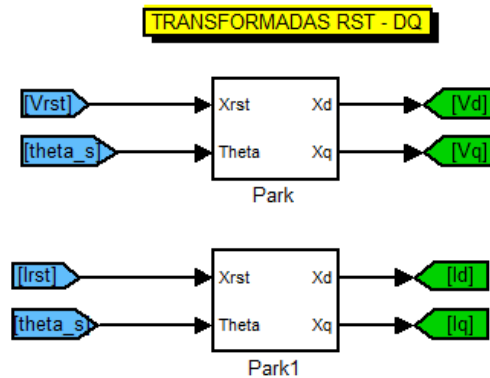


Figura 33. Subsistema de transformadas de Park de tensiones y corrientes

- Modelo del campo orientado al rotor:** Se implementará un bloque que tendrá el papel de encoder donde se relacionan las ecuaciones del modelo orientado al campo del rotor. Este bloque tiene como objetivo el cálculo del ángulo necesario para las transformadas de Park y para la antitransformada posterior a los lazos de corriente. La obtención de dicho ángulo se lleva a cabo integrando la velocidad de sincronismo. La única velocidad disponible es la rotórica sensada, por lo que será necesario la obtención de la velocidad de deslizamiento y sumarla a la rotórica para obtener la de sincronismo.

El bloque consta de 3 inputs: corriente en d, corriente en q y velocidad rotórica eléctrica (la mecánica multiplicada por los 2 pares de polos del generador). En su interior se relacionan ecuaciones formadas por parámetros de la máquina. El resultado es el cálculo de la velocidad de deslizamiento y la posterior relación de velocidades para la obtención del ángulo de sincronismo.

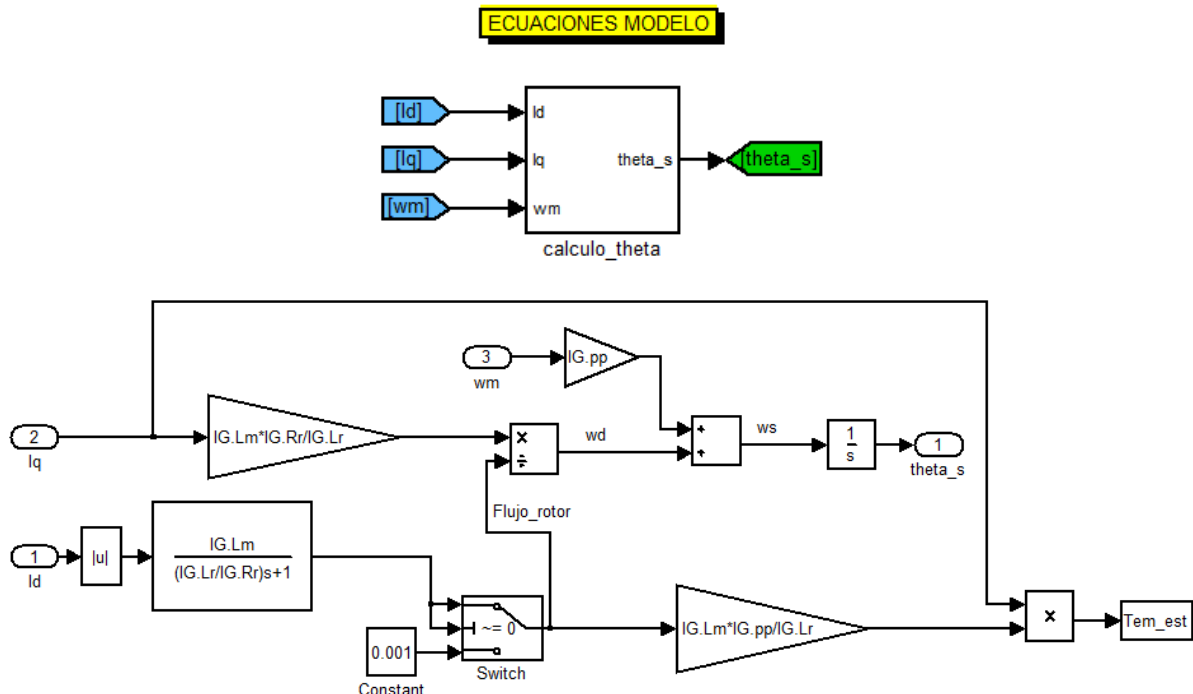


Figura 34. Subsistema para la obtención del ángulo de sincronismo

- Cálculo de potencias:** Se realizan los cálculos de potencia activa y reactiva. Ambas potencias se filtran con una constante de tiempo de filtrado de 50 ms y son multiplicadas por 3/2 para obtener potencias reales debido a la utilización del criterio invariante en amplitud. La potencia activa medida será utilizada como realimentación

en el lazo externo de potencia. La potencia reactiva medida será calculada sólo para su monitorización.

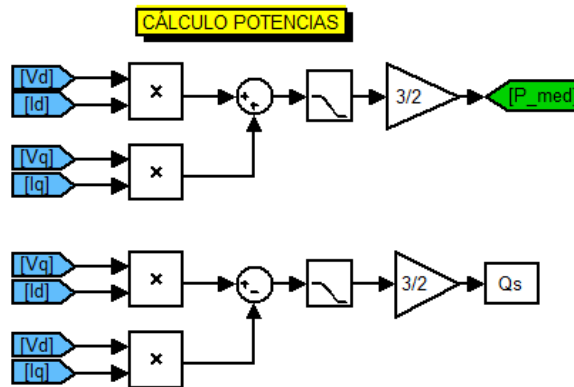


Figura 35. Subsistema para el cálculo de potencias en dq

- Lazo externo de tensión:** Se encarga de la obtención de la consigna de corriente en d necesaria para el lazo de corriente en d. Para ello se utiliza un PI que se encarga de corregir el error resultante de la diferencia entre la referencia del módulo de tensión estática (563 V pico fase a 1500 rpm) y el módulo de tensión estática real. El PI constará de un mecanismo AW para evitar su saturación, cuyo límite superior es la corriente magnética nominal y cuyo límite inferior es cero. El error será filtrado con una constante de tiempo de filtrado de 100 ms.

Además se calculará la corriente magnética filtrada por medio del filtrado de la consigna de corriente en d con una constante de tiempo de filtrado  $T_R$ . Esta corriente magnética filtrada se utilizará para conocer cuando la máquina está magnetizada para empezar a pedir potencia activa al lazo de potencia.

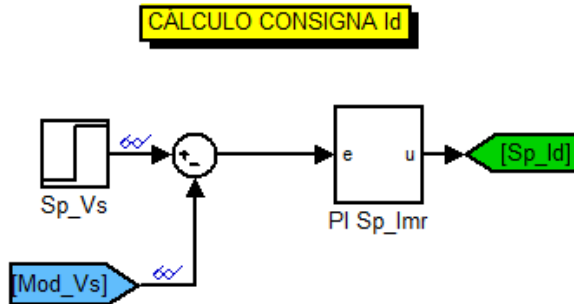


Figura 36. Subsistema del lazo de tensión estática

$$I_{mag_{nom}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{30 \cdot V_{s_{nom}}}{\pi \cdot pp \cdot \omega_{m_{nom}}(rpm) \cdot L_m} \text{ (A)}$$

Ecuación 5. Cálculo de la corriente magnética nominal

$$T_R = \frac{L_r}{Rr + 1e^{-6}} \text{ (seg)}$$

Ecuación 6. Cálculo de la Tau R

El término  $1e^{-6}$  se utiliza para evitar la división cero.

- Lazo externo de potencia:** Se encarga de la obtención de la consigna de corriente en q necesaria para el lazo de corriente en q. Para ello utiliza un PI que se encarga de

corregir el error resultante de la diferencia entre la referencia de potencia activa (900 kW a 1500 rpm) y la potencia activa medida obtenida del cálculo de potencias. La referencia de potencia activa será cero hasta que la  $I_{mag\_nom}$  no alcance un determinado valor. Este valor será proporcional a la velocidad de giro del rotor. Al alcanzar dicho valor se empezará a pedir potencia. La transición entre potencia 0 y la potencia de referencia se realizará con una pendiente máxima de “ $1,25 \cdot P_{ref}$ ” para evitar picos de corriente. El PI constará de un mecanismo AW para evitar su saturación, cuyo límite superior es 1500 A y cuyo límite inferior es cero. El error será filtrado con una constante de tiempo de filtrado de 100 ms.

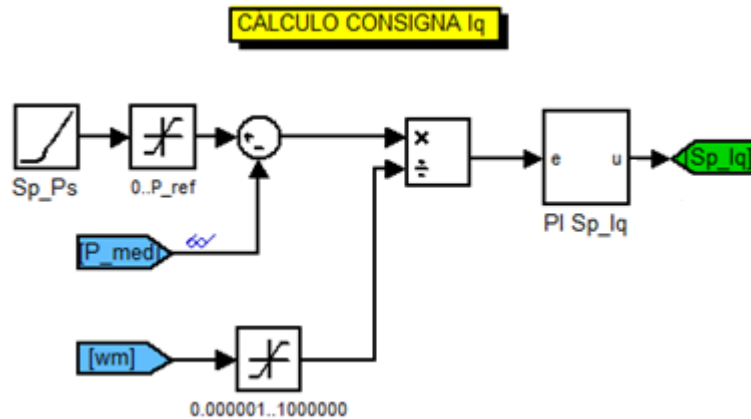


Figura 37. Subsistema del lazo de potencia activa estática

- Lazos de corriente:** Se encargan de la obtención de los SP de tensión necesarios para la posterior modulación. El lazo de corriente en d se encarga de obtener el SP de tensión en d y el lazo de corriente en q de obtener el SP de tensión en q. Las consignas de corriente provienen de los lazos externos. Se utilizarán controladores PI para corregir los errores entre las consignas y las corrientes reales. Los PI constarán de un mecanismo AW para evitar sus respectivas saturaciones, cuyos límites superiores son  $V_{bus}/\sqrt{3}$  y cuyos límites inferiores son cero. Se utiliza el límite superior indicado debido a que es la máxima tensión a la que no se sobremodula en modulación SVPWM.
- Antitransformada + modulador:** La antitransformada se encarga de transformar los SP de tensión en dq a  $\alpha\beta$ . Se realiza esta transformación inversa debido a que es necesario el cálculo del ángulo de giro de los SP de tensión para la operación del modulador vectorial. Este cálculo se realiza con la arcotangente. El modulador vectorial además del ángulo tiene el input del módulo de SP de tensión. Se halla el módulo y se filtra con una constante de tiempo de filtrado de 100 ms para su realimentación en el lazo externo de tensión. Este módulo se introduce en tanto por 1 en función del máximo ( $V_{bus}/\sqrt{3}$ ). Se realiza la modulación SVPWM y se obtienen los 6 pulsos o órdenes de ON/OFF correspondientes a cada IGBT. De esta forma se cierra el ciclo de control el cual durará un paso de conmutación del micro.



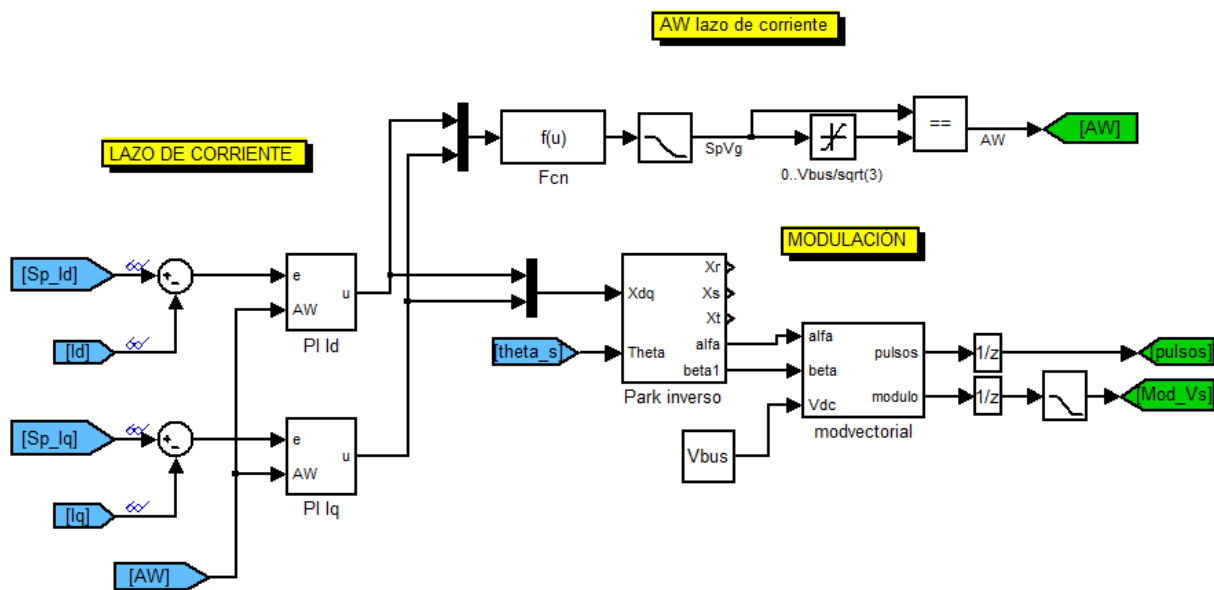


Figura 38. Subsistema de los lazos de corriente junto a la modulación SVPWM

## 2.2 ALGORITMO SENSORLESS

Tras la construcción del modelo eléctrico y de señal del lado máquina con SCIG se procederá a desarrollar el algoritmo sensorless. Este algoritmo será incorporado al control SCIG y se realizarán diferentes pruebas para su validación.

El objetivo del algoritmo sensorless es la estimación de la velocidad mecánica del rotor necesaria para el funcionamiento del control SCIG, en concreto necesaria en el lazo externo de potencia, y también la obtención del ángulo de sincronismo necesario para las transformadas y antitransformadas de Park. En el apartado 1.5 se ha determinado que las técnicas de estimación de velocidad óptimas en la actualidad son las basadas en el modelo dinámico de la máquina.

**La técnica de estimación de velocidad del algoritmo sensorless estará basada en un observador de flujo rotórico, el cual está basado en el modelo dinámico de la máquina de inducción.**

El algoritmo sensorless se implementará dentro del microcontrolador junto al control SCIG desarrollado en el apartado anterior. Para la operación en modo sensorless solamente serán necesarias las corrientes y tensiones medidas en el estator, estas últimas sólo en el caso de que no se utilicen tensiones de SP (caída de tensión en el filtro RL despreciable).

### 2.2.1 MODELO DEL SISTEMA EN ESPACIO DE ESTADOS

El modelo diferencial de la máquina asíncrona contiene ecuaciones no lineales, por lo que en el modelo clásico se pretende transformarlas en ecuaciones diferenciales con coeficientes constantes que sean capaces de representar la misma máquina. Véase apartado 5.1.2 para más información.

El funcionamiento del observador de flujo rotórico será a través del modelo de la máquina en espacio de estados. De tal forma se considerará:

- Como variables de estado: La corriente de estator y el flujo del rotor. La corriente será la única variable eléctrica sensada y por otro lado, el control está basado en un control vectorial por orientación de flujo rotórico, siendo el flujo una de las variables de estado

a estimar u observar. Tanto las corrientes como los flujos son variables que no pueden presentar discontinuidades.

- Como entrada: La tensión de SP. Se utilizarán las tensiones de SP debido a que las medidas poseen componentes de alta frecuencia y el efecto de la caída de tensión en la L es despreciable (aún no se ha introducido filtro senoidal).

El sistema en coordenadas  $\alpha\beta$  representado en notación matricial tiene la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{S\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{S\beta}}{dt} \\ \frac{d\psi_{S\alpha}}{dt} \\ \frac{d\psi_{S\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left[\frac{R_S}{\sigma L_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_R}\right] & 0 & \frac{L_h}{\sigma L_S L_R \tau_R} & \frac{L_h}{\sigma L_S L_R} \omega_m \\ 0 & -\left[\frac{R_S}{\sigma L_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma\tau_R}\right] & -\frac{L_h}{\sigma L_S L_R} \omega_m & \frac{L_h}{\sigma L_S L_R \tau_R} \\ \frac{L_h}{\tau_R} & 0 & -1 & -\omega_m \\ 0 & \frac{L_h}{\tau_R} & \omega_m & -1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{S\alpha} \\ i_{S\beta} \\ \psi_{R\alpha} \\ \psi_{S\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix}$$

**Ecuación 7. Sistema inicial representado en SS**

Donde:

$R_S \rightarrow$  Resistencia rotórica ( $\Omega$ )

$L_S \rightarrow$  Inductancia estática (H)

$L_R \rightarrow$  Inductancia rotórica (H)

$L_h \rightarrow$  Inductancia magnética (H)

$\omega_m \rightarrow$  Velocidad de giro rotórica (eléctrica) (rad/s)

$T_R \rightarrow$  constante de tiempo rotórica (véase ecuación 6)

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S \cdot L_r}$$

**Ecuación 8. Cálculo de sigma**

## 2.2.2 OBSERVADOR DE FLUJO ROTÓRICO

La estimación del flujo rotórico será en LC y se basará en un observador de flujo. Su finalidad es la obtención del flujo rotórico en tiempo real para la estimación de la velocidad.

Antes de entrar con detenimiento en el observador de flujo y desarrollar las partes del algoritmo sensorless se realiza un pequeño repaso de la base matemática y las características de los observadores.

### 2.2.2.1 TEORÍA DE LOS OBSERVADORES

Los observadores de estado proporcionan una mayor robustez ante las desviaciones en la medida y en la estimación de los parámetros del motor, debido a su estructura en lazo cerrado.

La teoría de los observadores de estado se basa en la descripción de los sistemas dinámicos en sus variables de estado. Las ecuaciones del observador determinan la dinámica del vector de estado. El vector de estado puede estar formado tanto por variables externas, es decir, medibles físicamente, o internas, las cuales sólo se pueden estimar.

Todo sistema tiene unos estados internos, los cuales pueden no ser directamente medibles en la mayoría de los casos, pero que sí pueden ser estimados por medio de otras variables sensadas.

Si se quiere conocer el estado de esas variables internas, como por ejemplo para poder controlarlas, es necesario calcularlas.

El problema es que no siempre es posible calcular esas variables sobre la base de las medidas realizadas sobre las salidas del sistema.

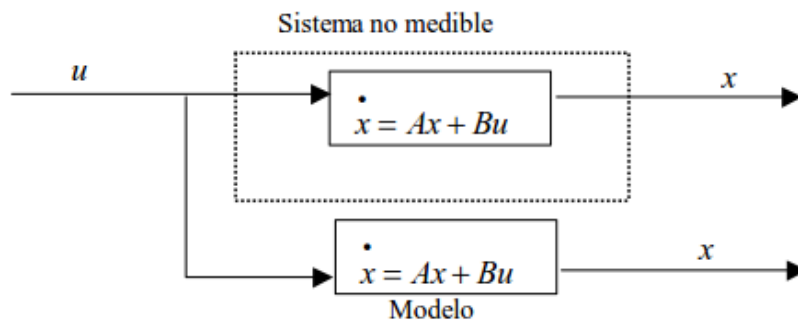
Si se considera el sistema descrito a continuación, teniendo en cuenta que la notación describe o bien matrices (en mayúsculas) o vectores (en minúsculas):

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

$$y = Cx$$

**Ecuación 9. Ecuaciones en SS del sistema ejemplo**

Si es conocido el valor de las entradas del sistema, así como las matrices, con una simple aproximación se puede realizar un sistema que funcione en paralelo con el sistema real, y que sea capaz de calcular el vector de estado, tal y como se muestra en la figura siguiente:



**Figura 39. Funcionamiento de un observador en el que se conocen las entradas y las matrices del sistema**

El problema de la aproximación anterior viene de la determinación de las condiciones de partida del sistema, ya que las condiciones iniciales son desconocidas, esto se produce en la mayoría de los casos

Este hecho tiene como consecuencia que el vector de las variables de estado del modelo difiera del sistema real. Este problema puede ser solucionado utilizando el principio de que la salida estimada es calculada sobre la base del vector de estado estimado, lo cual puede ser comparado en el vector de salida medido, la diferencia será usada para corregir el estado del vector del modelo del sistema.

Esta técnica guarda mucha similitud con los MRAS y se le llama observador de Luenberger, cuya representación se puede observar en la figura siguiente:

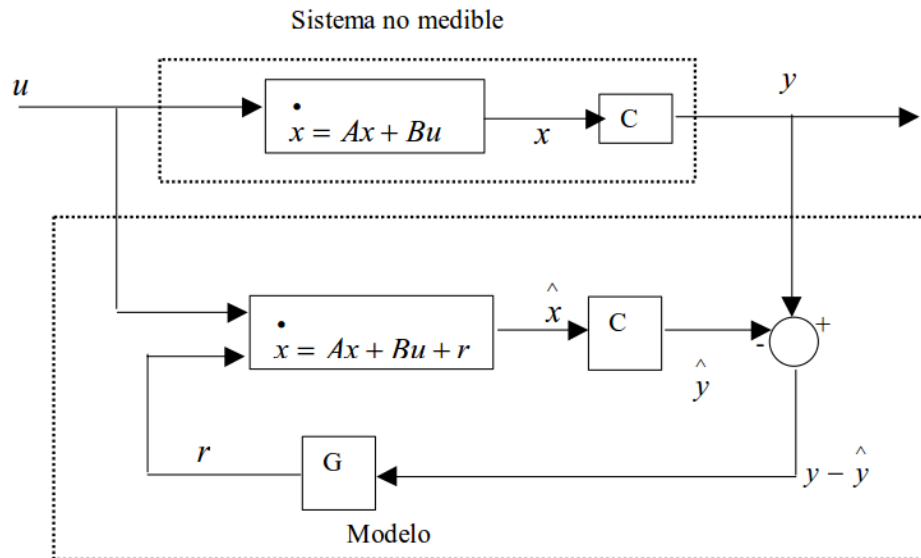


Figura 40. Funcionamiento del observador de Luenberger

Por lo tanto la ecuación de estado del observador de Luenberger tiene la siguiente forma:

$$\dot{\hat{x}} = (A - GC)\hat{x} + Bu + Gy$$

Ecuación 10. Observador de Luenberger en SS

La ganancia  $G$  se utiliza para que el observador sea más rápido que el lazo abierto del sistema y así asegurar la corrección del error. El siguiente paso será determinar el valor que debe tener dicha matriz ( $G$ ), para llegar a hacer el error cero, mediante la minimización de la ecuación del error.

La efectividad del funcionamiento del observador está fuertemente influenciada por el exacto conocimiento de los parámetros y por las medidas exactas del vector salida.

Realmente no sólo existen errores debido a la estimación online de los parámetros que forman las matrices del modelo sino que además nos encontramos con errores en las medidas y la aparición de ruidos, lo que determinará el funcionamiento del observador bajo esas condiciones.

### 2.2.2.2 DETERMINACIÓN DEL OBSERVADOR

En la aplicación del presente proyecto se escoge un observador de orden completo (full observer), ya que estima todo el vector de estado del sistema, frente al de orden reducido el cual únicamente estima las variables internas del vector de estado. Esto es debido a que en el sistema inicial se modela la máquina de inducción, cuyas ecuaciones relacionan flujos con corrientes y tensiones. Al tratarse la corriente de una variable que no puede mostrar discontinuidades se tomará la corriente por el estator como variable de estado y la tensión en el estator como variable de entrada.

El modelo en espacio de estados es el descrito anteriormente, pero se le añade el efecto de la ganancia de realimentación:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_S}{dt} \\ \frac{d\psi_R}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_{SR}}{L_S\sigma} - j\omega_S & \frac{L_h}{L_R L_S \sigma \tau_R} - j \frac{L_h}{L_R L_S \sigma} \omega_m \\ \frac{L_h R_R}{L_R} & -\frac{R_R}{L_R} - j(\omega_a - \omega_m) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_S \\ \psi_R \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ L_S \sigma \\ 0 \end{bmatrix} * V_S + \begin{bmatrix} G1 \\ G2 \end{bmatrix} * (\hat{i}_S - i_S)$$

**Ecuación 11. Observador elegido representado en SS**

Siendo  $G1 = g1 + jg2$  y  $G2 = g3 + jg4$ .

El sistema descrito no es observable ni controlable cuando la velocidad mecánica tiende a cero. Esto se traduce en un malfuncionamiento del control sensorless en velocidad cero.

La operación a velocidad cero llevada a cabo en los arranques normales y “al vuelo” es suplida mediante una herramienta implementada por IPT [12].

### 2.2.2.3 GANANCIA DE REALIMENTACIÓN DEL OBSERVADOR

El observador utilizado tal y como se ha visto en el apartado anterior, toma como base las ecuaciones de estado del sistema y además añade una ganancia de realimentación que multiplica la diferencia entre la salida estimada y la salida real del sistema.

La ganancia de realimentación está fijada de tal forma que la dinámica del observador sea más rápida que la dinámica del sistema en lazo abierto, de esta forma la influencia de la dinámica del observador en el sistema de control será menor, ya que en lazo cerrado los polos del sistema corresponden a los del lazo de regulación más los añadidos por el observador. En resumen el objetivo es desplazar los polos del observador hacia la izquierda (mayor parte real negativa) para hacerlos más rápidos y menos influyentes en el sistema.

El algoritmo sensorless del presente proyecto utiliza el **método de Kubota modificado** para la asignación de los valores de la ganancia de realimentación del observador.

Este método está basado en el método de Kubota, el cual realiza la asignación de los valores de la ganancia de realimentación, de forma que la dinámica del observador es  $k$  veces más rápida que la dinámica del sistema en lazo abierto. Como resultado se obtienen unos polos del observador  $k$  veces mayores que los polos del generador. Los autovalores del sistema se hallan mediante la siguiente ecuación:

$$\text{Det}(s \cdot I - A) = 0$$

**Ecuación 12. Determinación de los polos del sistema**

En cambio los autovalores del observador se calculan de la siguiente forma:

$$\text{Det}[s \cdot I - (A + G \cdot C)] = 0$$

**Ecuación 13. Determinación de los polos del observador**

Donde  $I$  es la matriz identidad del mismo orden que  $A$ ,  $s$  son los autovalores,  $G$  la matriz ganancia de realimentación y  $C$  la matriz de selección de variables de estado.

Si se suponen unos polos del observador  $k$  veces más rápidos que los del motor, se obtienen los valores de  $g1$ ,  $g2$ ,  $g3$  y  $g4$  de la matriz de realimentación en función de los parámetros de la matriz  $A$ .

El método de Kubota modificado minimiza varios problemas del método de Kubota:

- El crecimiento de la parte imaginaria de los polos, lo hace proporcionalmente a la velocidad mecánica del motor, por lo que a elevadas velocidades se tiene un polo con una parte imaginaria de un valor elevado, esto provoca oscilaciones debido a un mal

amortiguamiento de los polos. El empleo del método de Kubota modificado produce una reducción de este efecto, mejorando considerablemente las prestaciones a elevadas velocidades.

- Permite mejorar el comportamiento del sistema ante variación de los parámetros del motor, haciendo el sistema más estable.

Este método trata por separado la parte real y la parte imaginaria de los polos del sistema. Las partes reales de los autovalores serán proporcionales con una constante de proporcionalidad  $k_r$ , mientras que las partes imaginarias lo serán con  $k_i$ .

Por lo tanto si los polos del sistema están representados como:

$$P_{1,2\_SIST} = ar1 \pm j \cdot ai1$$

$$P_{3,4\_SIST} = ar2 \pm j \cdot ai2$$

**Ecuación 14. Polos del sistema**

Los del observador serán:

$$P_{1,2\_OB} = k_r \cdot ar1 \pm j \cdot k_i \cdot ai1$$

$$P_{3,4\_OB} = k_r \cdot ar2 \pm j \cdot k_i \cdot ai2$$

**Ecuación 15. Polos del observador**

Bastará con resolver el sistema de ecuaciones para determinar los valores de  $g_1$ ,  $g_2$ ,  $g_3$  y  $g_4$  de la matriz de realimentación  $G$  [13].

Existen otros métodos alternativos para el cálculo de la matriz  $G$ . Uno de los más utilizados es la aplicación de filtros Kalman.

## 2.2.3 ESTIMADOR DE VELOCIDAD

El estimador de velocidad tiene como principio el modelo electromagnético lineal de la máquina el cual calcula la velocidad mecánica del sistema basándose en las velocidades angulares de deslizamiento y sincronismo, siendo este método el denominado en lazo abierto.

Si la estimación del flujo es correcta, suponiendo un sistema de ejes de referencia ligados al flujo del rotor, se puede calcular el deslizamiento en régimen permanente tomando como punto de partida la expresión:

$$\omega_d = \frac{L_h}{\tau_R} \cdot \frac{i_{sq}}{\Psi_{rd}}$$

**Ecuación 16. Estimación de la velocidad de deslizamiento**

Por otro lado, dado que se conocen las componentes del flujo rotórico en un sistema de ejes de referencia fijos ( $\alpha, \beta$ ), es posible obtener la pulsación de flujo de rotor a partir de la derivada del fasor de flujo:

$$\omega_s = \frac{d\theta_{\Psi_r}}{dt} = \frac{\frac{d\Psi_{\beta r}}{dt} \cdot \Psi_{\alpha r} - \frac{d\Psi_{\alpha r}}{dt} \cdot \Psi_{\beta r}}{\Psi_{\alpha r}^2 + \Psi_{\beta r}^2}$$

**Ecuación 17. Estimación de la velocidad de sincronismo**

Con las dos pulsaciones anteriores se puede obtener la velocidad del rotor:

$$\omega_r = \omega_s - \omega_d$$

**Ecuación 18. Estimación de la velocidad del rotor**

En primer lugar se calcula la frecuencia del flujo rotórico (filtrada con un filtro pasabajo con  $\tau_{\omega_s}$ ), en segundo lugar la frecuencia de deslizamiento (filtrada con un filtro pasabajo con  $\tau_{\omega_R}$ ) y con la relación entre los dos anteriores se obtiene la velocidad mecánica estimada de la máquina que es filtrada con un filtro con  $\tau_{\omega_m}$  [13].

## 2.2.4 PARTES DEL ALGORITMO SENSORLESS

Tras el desarrollo de los pilares importantes del algoritmo sensorless se procede a desarrollar cada una de sus partes para la comprensión de su funcionamiento en su totalidad.

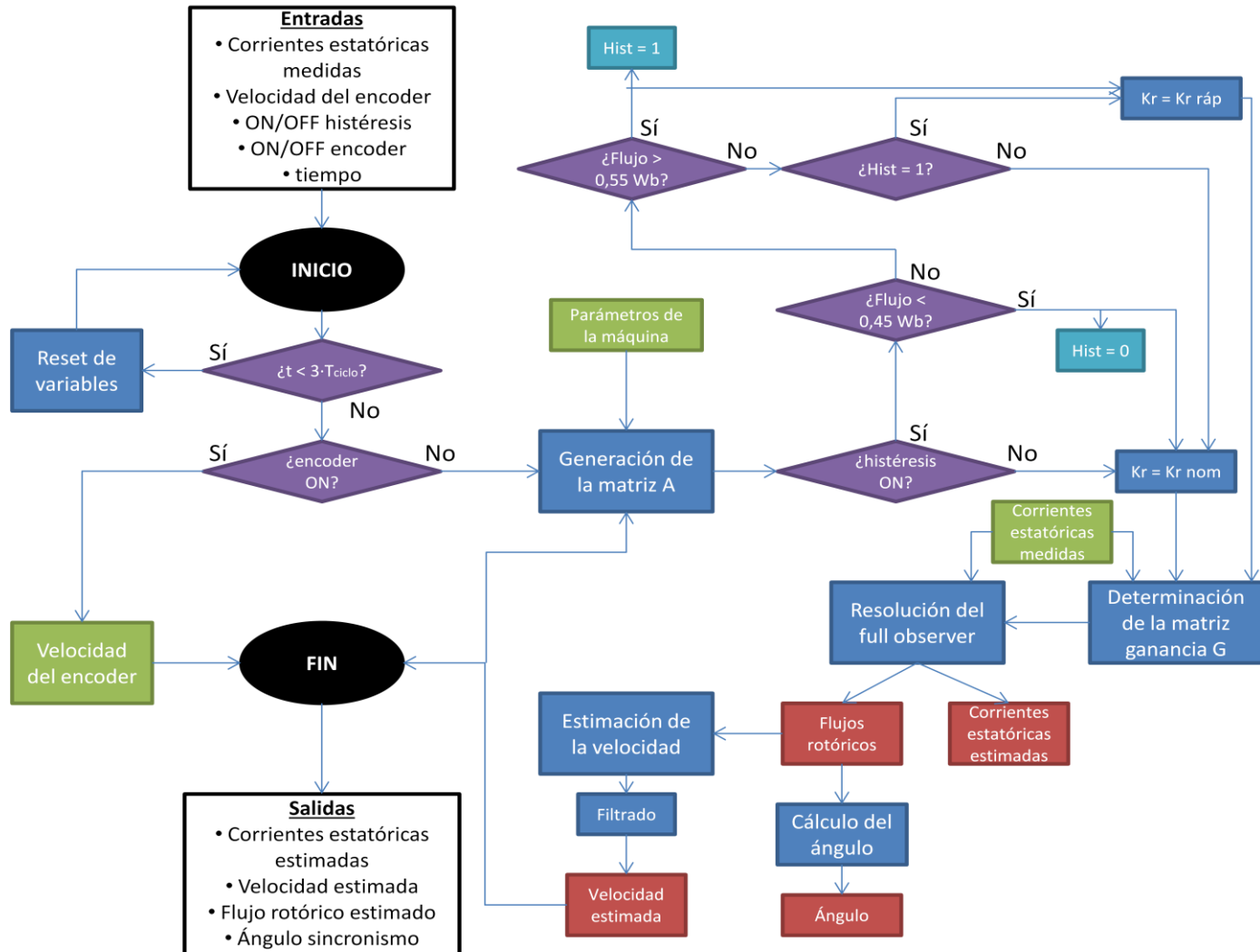


Figura 41. Diagrama de flujo del algoritmo sensorless

- **Entradas:** Los inputs utilizados en el control sensorless de SCIG son:
  - Corrientes medidas en RST: Estas corrientes serán transformadas al inicio a coordenadas  $\alpha\beta$ , ya que el algoritmo sensorless ha sido implementado en dicho marco de referencia.
  - Velocidad mecánica del rotor: si el flujo rotórico estimado es menor que 0,5 Wb se considera que la inprecisión de la velocidad estimada es demasiado grande e

inaceptable debido a las dificultades del observador en la estimación de flujo por lo que en ese caso se utiliza la velocidad sensada de un pequeño encoder [13].

- Switch para activar/desactivar histéresis: Si está en 0 estará desactivado y si está en 1 activado (tipo boolean).
- Switch para activar/desactivar encoder: Si está en 0 estará en modo sensorless y si está en 1 en modo encoder.
- Tiempo: Se utilizará para el reseteo de las variables. Cuando el tiempo sea menor a 3 pasos del micro se resetean y cuando sea mayor se ejecuta el programa principal formado por el algoritmo sensorless más el control SCIG.
- **Generación de la matriz A**: Se construye la matriz A del SS basado en el modelo de la máquina de inducción. Las componentes de la matriz están formadas por relaciones matemáticas de los parámetros de la máquina.
- **Histéresis**: Se trata de un cambio opcional de la  $K_r$  de Kubota de operación normal a otra  $K_r$  considerablemente mayor y que conlleva una respuesta más rápida en función del flujo con histéresis. Si el switch de histéresis está en 1 y el flujo es mayor que 0.45 Wb y menor que 0.55 Wb se entrará en un ciclo de histéresis entre la  $K_r$  y la  $K_{r\_rápida}$  en función del flujo. La  $K_r$  de operación normal será 1,2 y la  $K_{r\_rápida}$  será 32.
- **Determinación de la matriz ganancia del observador**: Se construye la matriz G necesaria para la realimentación del observador. El método utilizado es el de Kubota modificado por lo que la matriz estará formada por parámetros y la velocidad estimada además de la  $K_r$  y  $K_i$ . La  $K_i$  se fijará en el valor de 1.
- **Resolución del full observer**: Se resuelve el observador según la fórmula de éste (Véase ecuación 11). El objetivo es hallar las variables de estado (corrientes y flujos rotóricos en  $\alpha\beta$ ). Se realizarán los siguientes pasos: Predicción, estimación y corrección. El resultado final es la estimación de las corrientes y flujos rotóricos en  $\alpha\beta$ .
- **Cálculo del ángulo**: Se halla realizando la arcotangente entre la componente  $\beta$  y la componente  $\alpha$  del flujo. Se utilizará en el control SCIG en las transformadas y antitransformadas de Park.
- **Cálculo y filtrado de la velocidad estimada**: A raíz del flujo estimado se calcula la velocidad. En primer lugar se halla la velocidad de sincronismo, posteriormente la de deslizamiento y finalmente la rotórica. Las tres velocidades son filtradas, si bien la única utilizada en el control SCIG será la rotórica mecánica. El resto se tendrán como outputs para su monitorización. Se utilizará la velocidad sensada de un pequeño encoder si el flujo es menor de 0.5 Wb.
- **Salidas**: La mayoría de los outputs del control sensorless de SCIG tendrán una función de monitorización pero los realmente esenciales para el correcto funcionamiento del sistema son:
  - Tensiones de SP en  $\alpha\beta$ : Serán necesarias para la modulación SVPWM

## 2.3 RESULTADOS DEL CONTROL SENSORLESS CON SCIG

Tras definir el control SCIG y el algoritmo sensorless utilizados en el sistema inicial, se procederá a monitorizar los resultados de las señales más relevantes del modelo propuesto anteriormente. Se monitorizará la velocidad estimada, el flujo estimado, el módulo de la tensión estática, la potencia activa en el estátor, la componente de magnetización de la corriente ( $I_d$ ) y la componente de par de la corriente ( $I_q$ ).

Se definirán 3 puntos de operación: velocidad nominal (1500 rpm), medias vueltas (900 rpm) y bajas vueltas (600 rpm). El objetivo es comprobar el correcto funcionamiento del modelo para su validación.



Las consignas de potencia activa y tensión estáticas en cada punto de operación, las cuales provienen del estudio energético de la turbina realizado anteriormente (véase apartado 1.7), serán las siguientes:

PUNTOS DE OPERACIÓN			
Velocidad de giro (rpm)	Potencia ref (kW)	Tensión ref (V)	
		línea eficaz	fase pico
1500	900	690	563
900	90	198,4	162
600	18	128,6	105

Tabla 7. Puntos de operación

- A velocidad nominal (1500 rpm):

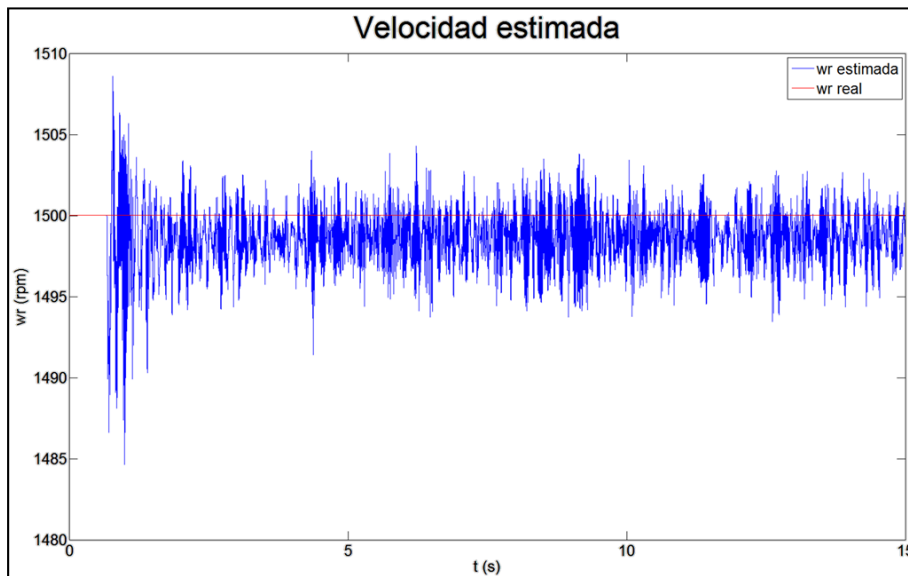


Figura 42. Velocidad estimada del sistema inicial a 1500 rpm

Despreciando el arranque el máximo error de velocidad será del 0,4%.

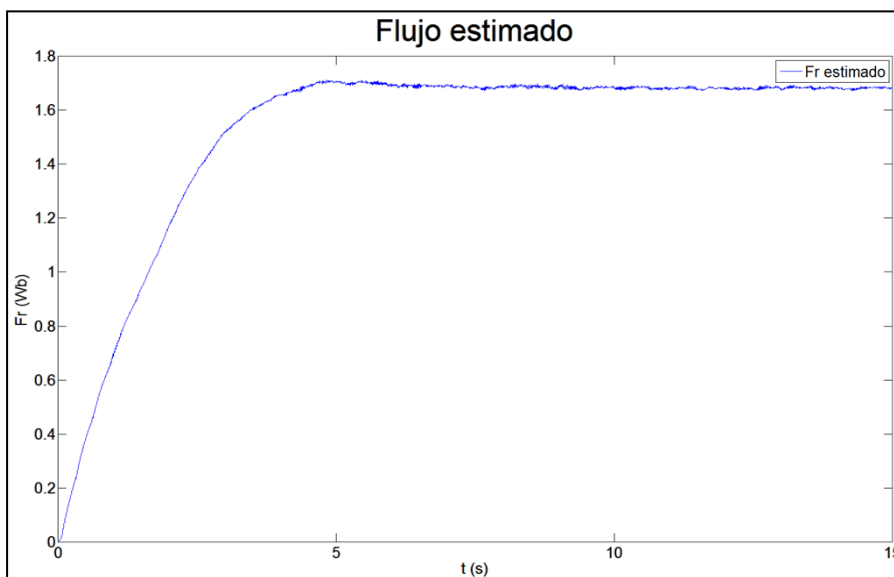


Figura 43. Flujo estimado del sistema inicial a 1500 rpm

El flujo rotórico estimado en régimen permanente tendrá un valor pico de 1,68 Wb.

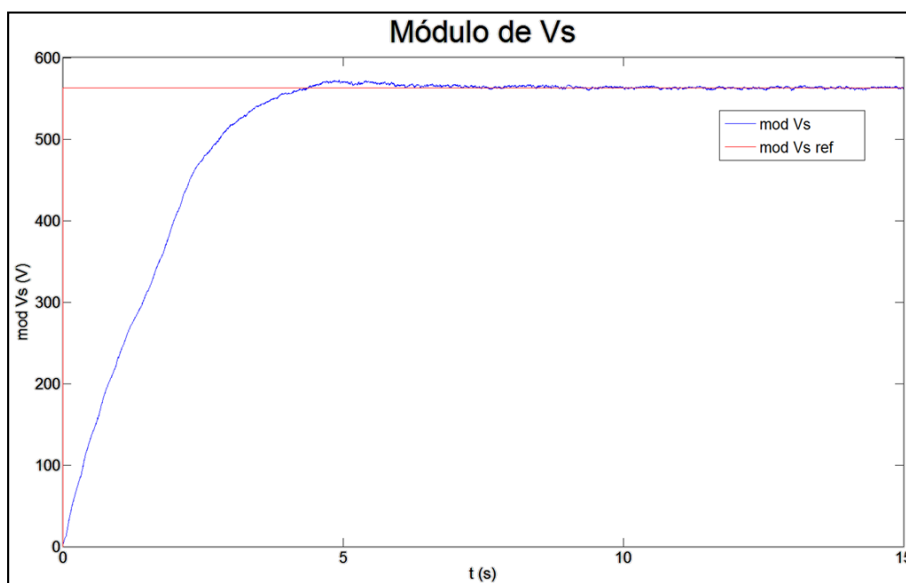


Figura 44. Tensión estática del sistema inicial a 1500 rpm

El lazo externo de tensión opera bien y se ha ajustado el PI de tensión para que ésta tenga un transitorio suave sin apenas sobretensión.

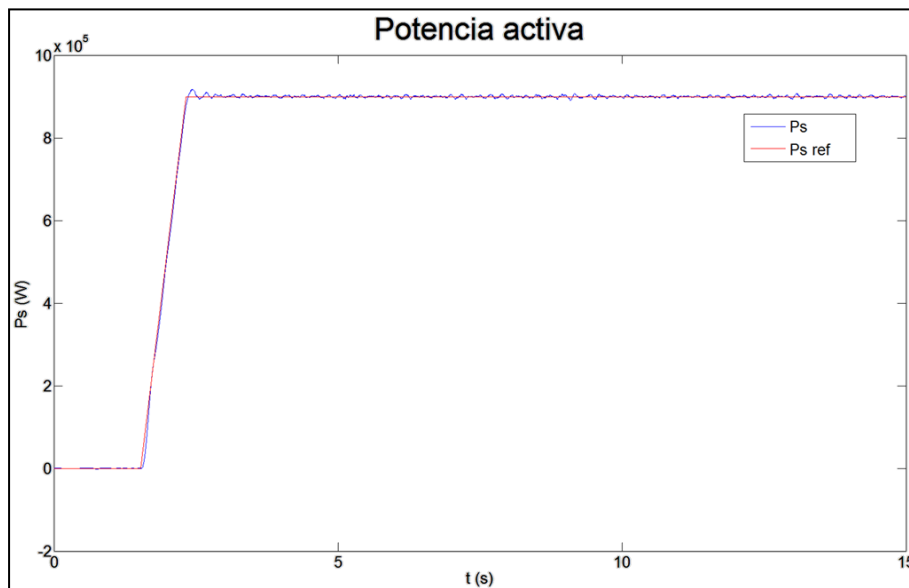


Figura 45. Potencia activa estática del sistema inicial a 1500 rpm

El lazo de potencia activa también opera correctamente. La consigna se mantiene a cero hasta que la corriente magnética es mayor de 150 A (entrehierro magnetizado), momento en el que se pide potencia en forma de rampa para impedir sobrecorrientes en q.

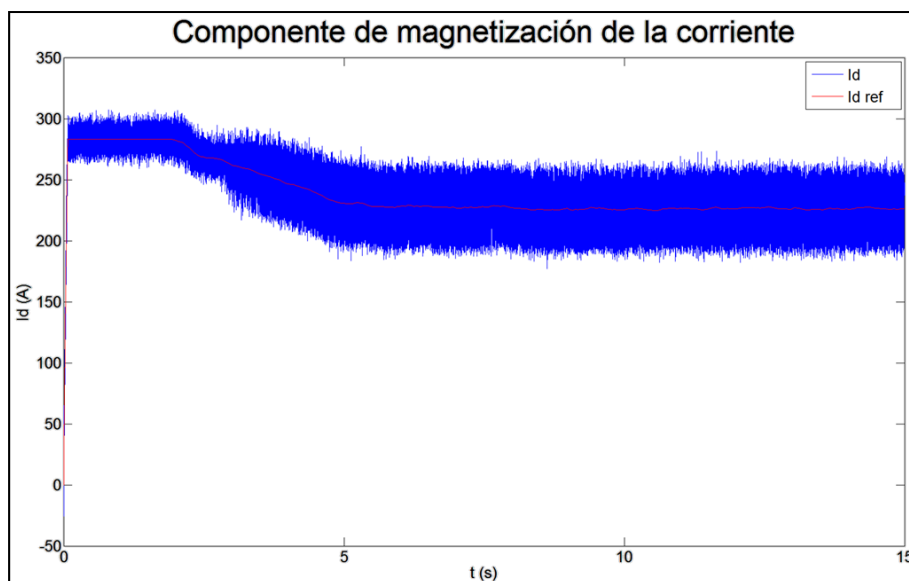


Figura 46. Id del sistema inicial a 1500 rpm

La componente de magnetización de la corriente se mantiene en su valor máximo en el arranque debido a que el PI satura, debido a que la dinámica del PI es más rápida que la dinámica de magnetización de la máquina. Posteriormente se estabiliza en un valor de 230 A.

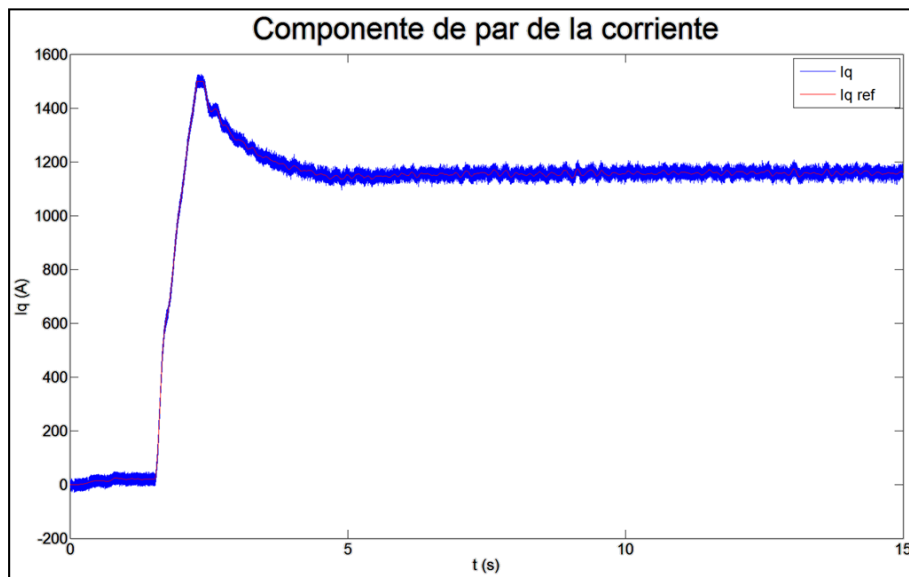


Figura 47.  $I_q$  del sistema inicial a 1500 rpm

La componente de par de la corriente opera correctamente con un valor en régimen permanente de 1170 A.

- A medias vueltas (900 rpm):

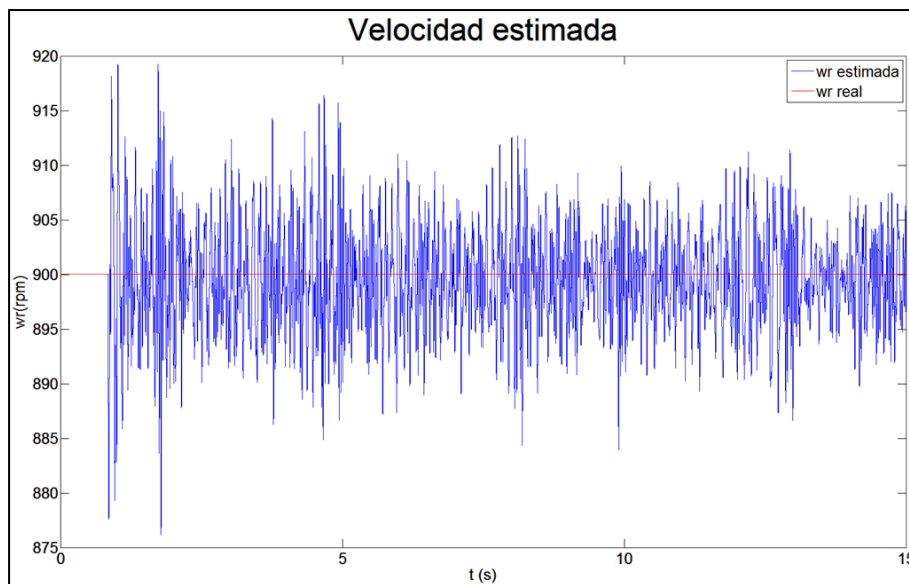


Figura 48. Velocidad estimada del sistema inicial a 900 rpm

Despreciando el arranque el máximo error de velocidad será del 1,66%.

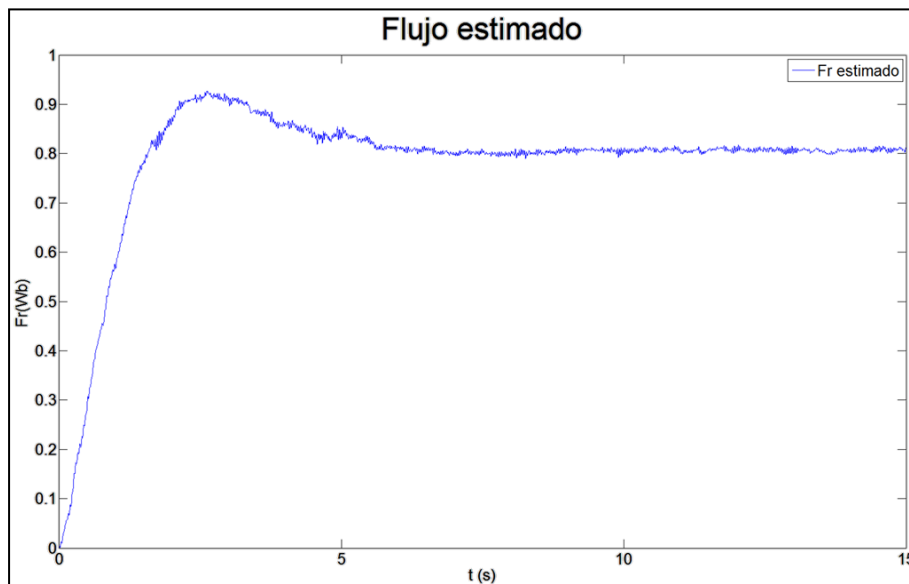


Figura 49. Flujo estimado del sistema inicial a 900 rpm

El flujo rotórico estimado en régimen permanente tendrá un valor de 0,81 Wb.

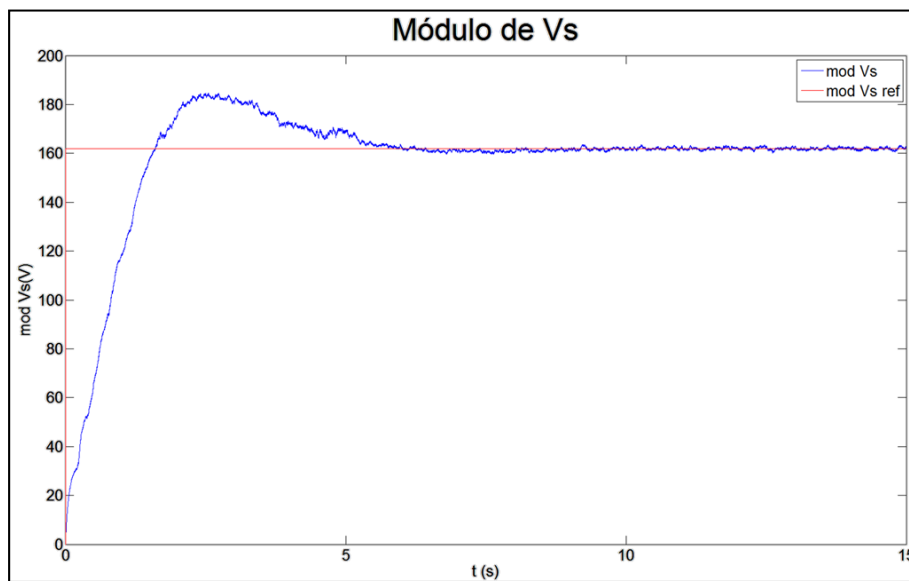


Figura 50. Tensión estática del sistema inicial a 900 rpm

Se observa una sobretensión en el transitorio inicial de arranque, debido a la referencia en escalón de tensión. Se considera admisible dicha sobretensión por estar lejos del valor nominal.

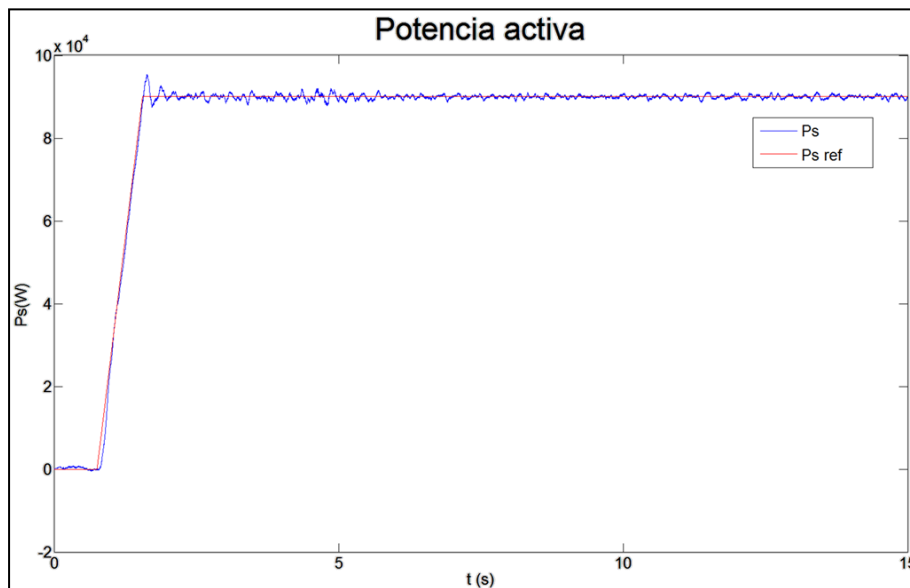


Figura 51. Potencia activa estática del sistema inicial a 900 rpm

Se realiza un arranque suave de la potencia activa tras asegurar la magnetización de la máquina (corriente magnética mayor de 70 A). De esta forma se evitan picos de potencia y picos de la componente de par de la corriente, ya que se trata de dos lazos anidados y los efectos del externo se transmiten al interno.

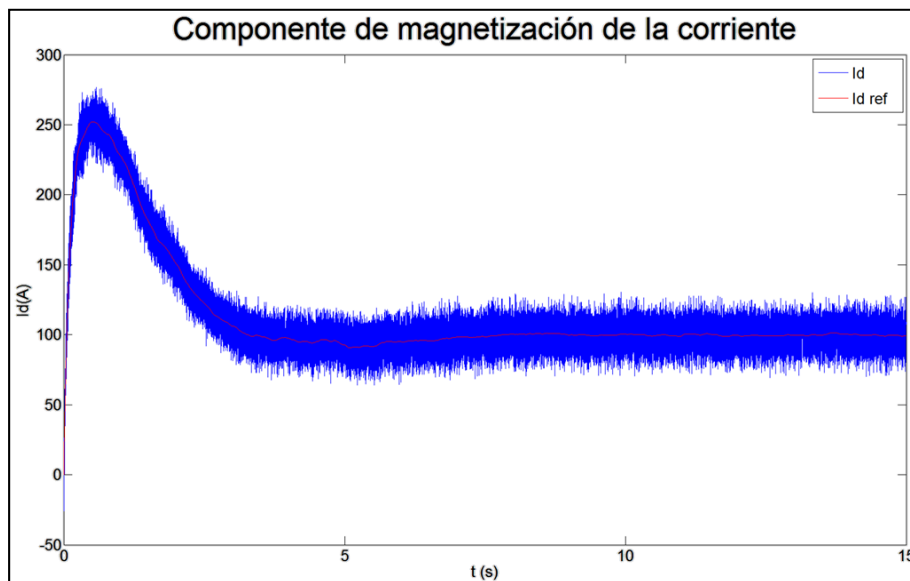


Figura 52. Id del sistema inicial a 900 rpm

Se observa que en este caso el PI del lazo de la componente de magnetización de la corriente no satura debido a que no llega a alcanzar la corriente de magnetización nominal. La componente de magnetización de la corriente tendrá un valor de 100 A en régimen permanente.

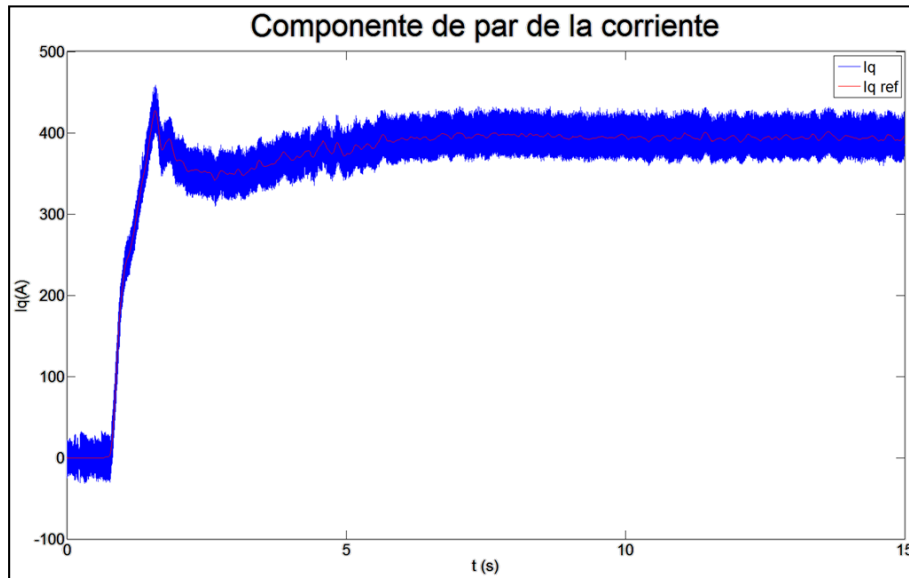


Figura 53.  $i_q$  del sistema inicial a 900 rpm

La componente de par de la corriente tiene un transitorio inicial similar al de potencia, con la diferencia de que ésta no es filtrada por lo que se aprecia el ruido. Cuanta menos velocidad más gobierno tendrá el rizado de corriente. Su valor en régimen permanente es de 400 A.

- A bajas vueltas (600 rpm):

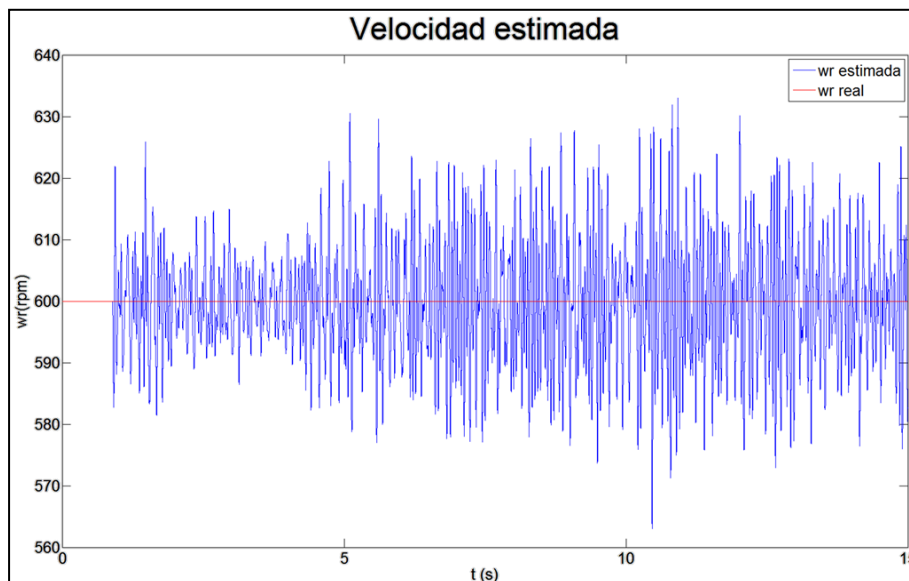
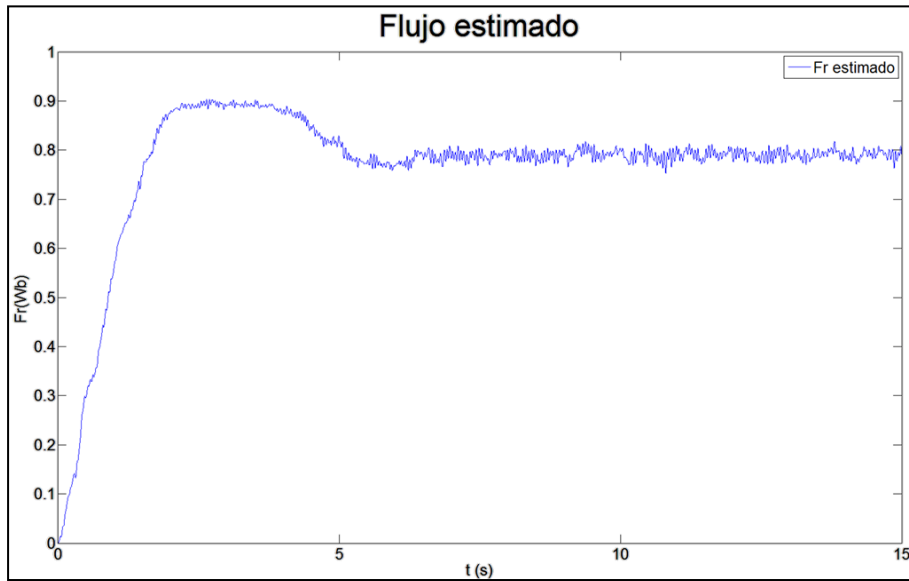


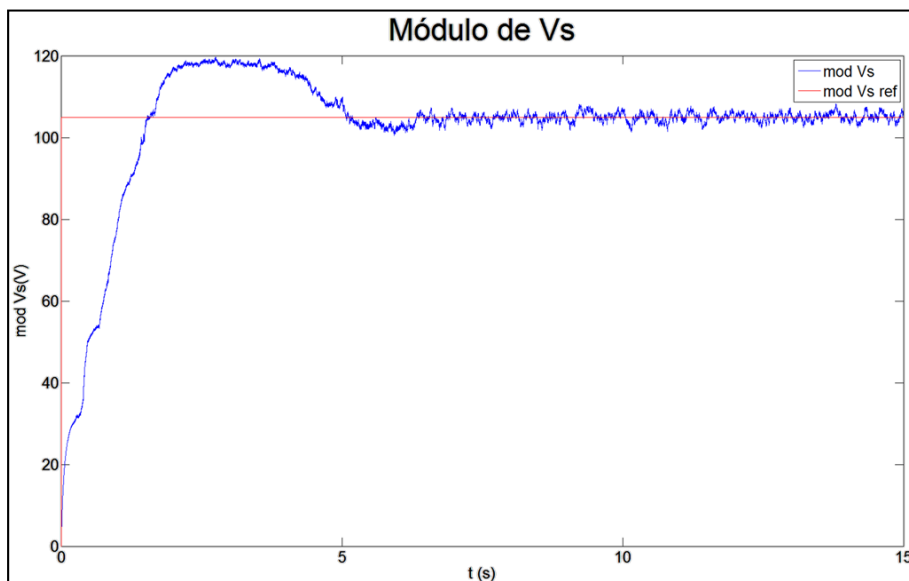
Figura 54. Velocidad estimada del sistema inicial a 600 rpm

Despreciando el arranque el máximo error de velocidad será del 4,16%.



**Figura 55. Flujo estimado del sistema inicial a 600 rpm**

El flujo rotórico estimado en régimen permanente tendrá un valor de 0,79 Wb.



**Figura 56. Tensión estática del sistema inicial a 600 rpm**

Se observa una sobretensión en el transitorio inicial de arranque, debido a que la referencia es en escalón de tensión. Esta sobretensión es mayor en porcentaje que en los puntos de operación anteriores debido a que se pide muy poca tensión y los errores a bajas velocidades aumentan. Se ha considerado admisible dicha sobretensión por estar lejos del valor nominal.



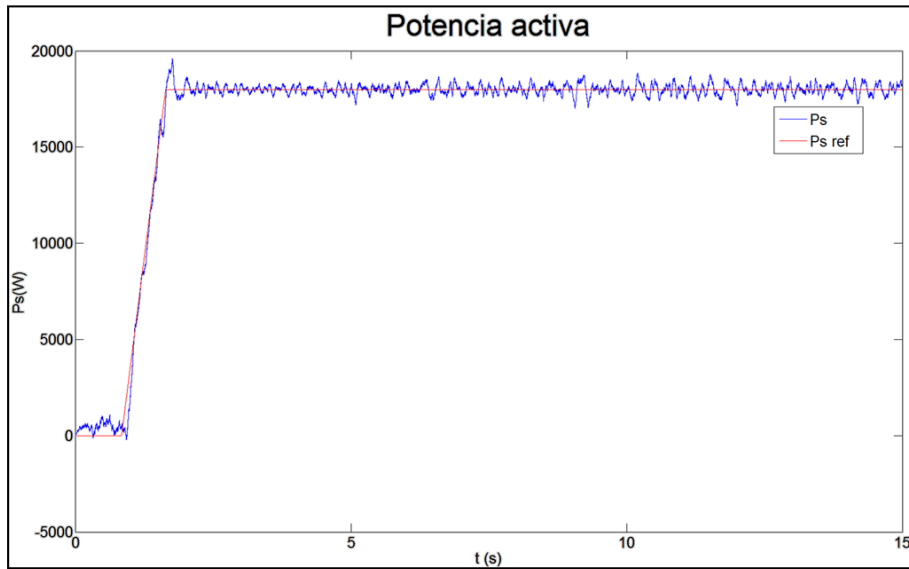


Figura 57. Potencia activa estática del sistema inicial a 600 rpm

La operación del lazo de potencia activa es correcta.

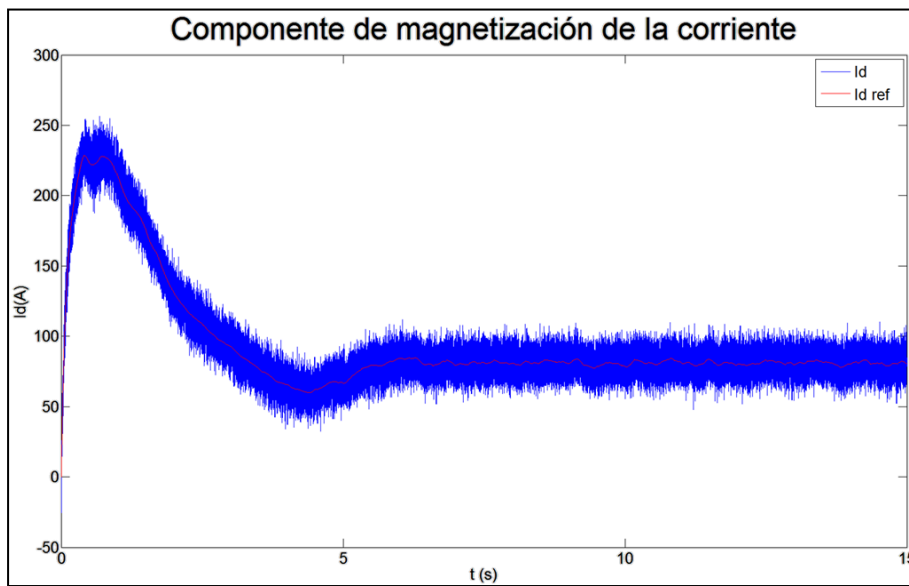


Figura 58.  $I_d$  del sistema inicial a 600 rpm

La componente magnética de la corriente contiene un pico en el arranque debido a la magnetización. Tras la magnetización se estabiliza en un valor de 80 A.

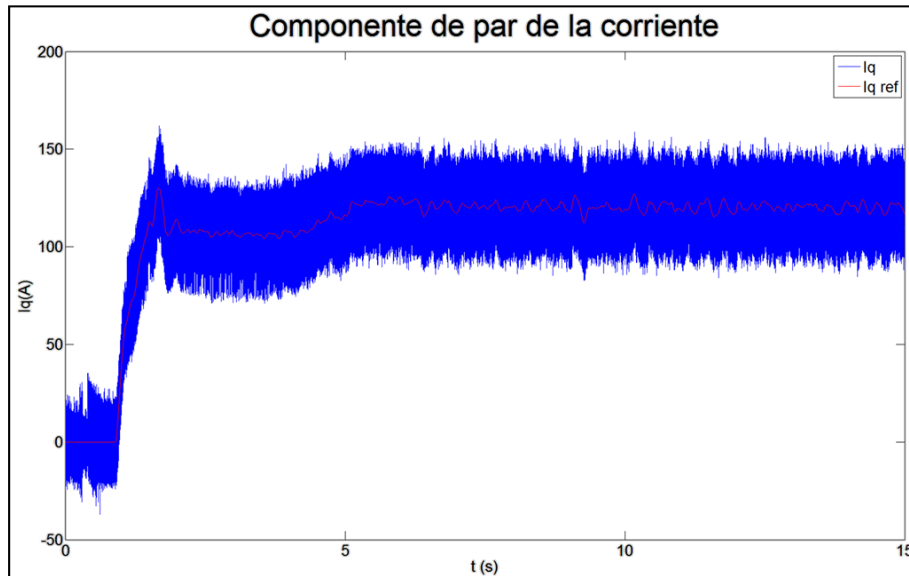


Figura 59.  $I_q$  del sistema inicial a 600 rpm

La componente de par de la corriente actúa en semejanza con la potencia activa. Se puede observar que el rizado de corriente es mayor en proporción a su valor en régimen permanente que en los puntos de operación anteriores. Esto es debido a que la velocidad es menor y a su vez los valores de tensión, potencia y corriente también son menores. El valor en régimen permanente es de 118 A.

Punto de operación	Error máximo de velocidad estimada	Error medio de velocidad estimada
1500 rpm	0,4 %	0,1333 %
900 rpm	1,66 %	0,0555 %
600 rpm	4,16 %	0,15 %

Tabla 8. Errores de velocidad estimada en el sistema inicial

Se observa que los errores medios de velocidad estimada cumple con el criterio de precisión (apartado 1.7).

Tras monitorizar las principales señales del control del modelo lado máquina en 3 puntos diferentes de operación que cubren todo el rango de velocidades se extraen las siguientes conclusiones:

- En primer lugar el control queda validado tras la comprobación del aceptable funcionamiento de los 3 puntos de operación.
- La dinámica de control es optimizable. Se puede mejorar en factores como el filtrado de las corrientes y en el arranque. Se puede magnetizar en primer lugar en un porcentaje de tensión y posteriormente solicitar toda la tensión.
- El punto de operación que mejor respuestas tiene es el nominal. En medias y bajas vueltas las respuestas no son tan buenas y existen errores máximos mayores de velocidad pero su impacto es menor, ya que se obtiene mucha menos cantidad de energía que a velocidad nominal. No obstante las desviaciones de velocidad positivas son compensadas con las negativas por lo que se deberá evaluar el valor medio de la velocidad estimada, y éste en medias y bajas vueltas es similar al correspondiente a velocidad nominal.

En cuanto a la estimación de velocidad se deben tener en cuenta los siguientes factores:

- El error máximo de velocidad quedó fijado a 0,5% en el estudio energético (véase apartado 1.7). Se observa que se cumple el criterio en los tres puntos de operación aunque a medias y bajas vueltas los errores máximos sean mayores de 0,5% (errores negativos). Estos errores quedan en gran parte compensados por los errores en positivo y así se compensa la mayoría de la pérdida de energía (se evalúa el valor medio del error). Además, como ya se introdujo en el estudio energético, se aceptarán errores mayores a bajas velocidades ya que la energía generada es muy pequeña por lo que la energía perdida también será pequeña en comparación con la que se perdería a altas velocidades.
- Los arranques influyen en la velocidad estimada. Hasta que el flujo rotórico no alcanza el régimen permanente la velocidad estimada tampoco alcanzará su régimen permanente. En este transitorio de velocidad estimada se observarán errores mayores.
- Se puede observar que al inicio de las señales de velocidad de los diferentes puntos de operación la estimada es idéntica a la real. Esto es debido a que con flujos menores de 0.5 Wb se utiliza un pequeño encoder, por lo que la velocidad estimada toma el valor de la real.

Tras los resultados y observaciones, el control sensorless en el modelo SCIG queda correctamente validado.

## 2.4 ANÁLISIS DINÁMICO

Se considera conveniente la realización de un análisis dinámico del sistema inicial para visualizar su capacidad dinámica con la obtención de los polos y para comprender de forma gráfica el proceso de desplazamiento de los polos del observador realizado mediante el método de Kubota modificado.

El sistema inicial está representado en el espacio de estados siguiente:

$$dx/dt = Ax + Bu$$

$$y = Cx + Du$$

**Ecuación 19. Ecuaciones en SS del sistema inicial**

Donde:

$dx/dt$  → vector derivadas de variables de estado.

$A$  → matriz que plasma el funcionamiento de la planta. Relaciona las derivadas de las variables de estado con las propias variables de estado. Esta formado por parámetros constantes y por la velocidad rotórica variable y realimentada desde el estimador de velocidad.

$x$  → vector variables de estado.

$B$  → matriz que relaciona las derivadas de las variables de estado con la entrada del sistema.

$u$  → entrada del sistema. En este caso será la tensión estatórica.

$y$  → salida del sistema. En este caso será la corriente estatórica ya que nos interesa compararla con la obtenida por el observador.

$C$  → matriz que se encarga de escoger una variable de estado del vector de variables de estados. En este caso la salida será la corriente estatórica debido a que es una variable de estado medible, por lo que  $C$  será (1 0).

$D$  → matriz que relaciona la entrada con la salida. En este caso será cero.

El sistema se desarrollará en coordenadas  $\alpha\beta$  y se tratará de un sistema de tipo MIMO.

Al depender la matriz A de la variable velocidad rotórica se deberá fijar un punto de operación para el análisis dinámico del sistema. Debido a que a velocidad nominal se da el funcionamiento óptimo de la máquina, se realizará el análisis en dicho punto de operación (véase Tabla 7).

Se obtendrán los polos del sistema mediante la resolución matemática de la ecuación 12.

El sistema constará de los siguientes polos a velocidad nominal:

- 9.995 - 0.351\*i
- 9.995 + 0.351\*i
- 11.533 + 313.807\*i
- 11.533 - 313.807\*i

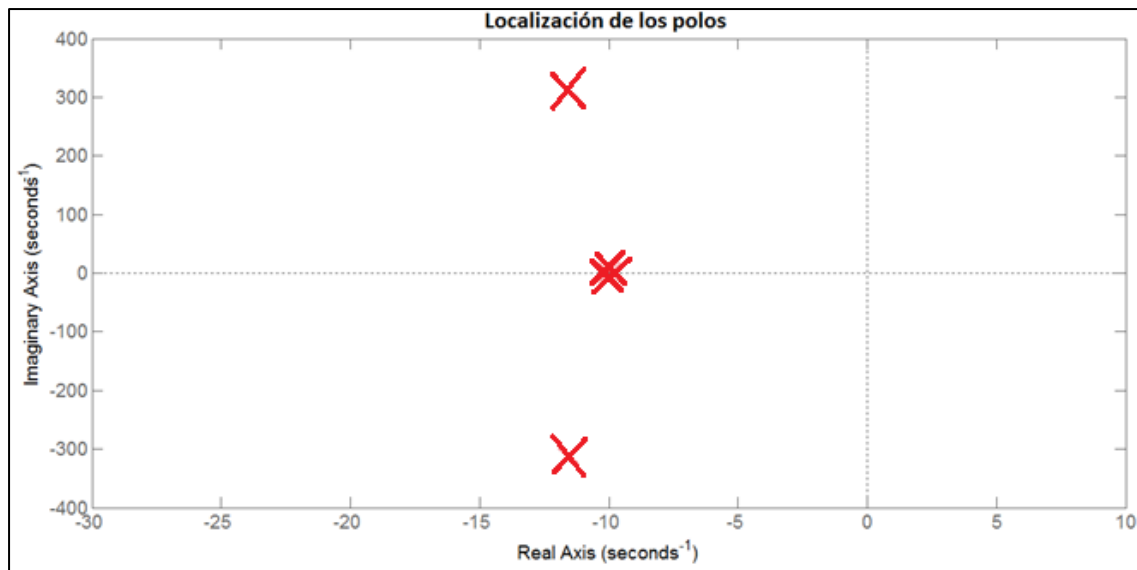


Figura 60. Localización de los polos del sistema inicial

Se puede observar que existen dos polos complejos conjugados dominantes con su parte real próxima a -10 y su valor imaginario de 0,35. Estos polos determinarán en gran parte el funcionamiento del sistema debido a que son los más próximos a cero. Además existen otros dos polos complejos conjugados menos dominantes con parte real -11,53 y parte imaginaria de 313,8. Estos polos aportarán oscilación a la respuesta del sistema debido a su mayor proporción de parte imaginaria frente a parte real.

El observador está representado en el espacio de estados siguiente:

$$dx_{est}/dt = Ax_{est} + Bu + G(y_{est} - y)$$

$$y_{est} = Cx_{est} + Du$$

Ecuación 20. Ecuaciones en SS del observador

El objetivo de la ganancia de realimentación G es obtener una dinámica del observador  $K_r$  veces más rápida en su parte real y  $K_i$  veces más rápida en su parte imaginaria que el sistema. Esto se traduce en que los polos del observador estarán desplazados  $K_r$  veces en horizontal (mayor parte real negativa por lo tanto más rápidos) respecto a los polos del sistema y  $K_i$  veces en vertical para controlar las oscilaciones.

Se utilizará una  $K_r$  de 1,2 y una  $K_i$  de 1. De esta forma la parte imaginaria de los polos del observador será idéntica a la de los del sistema inicial. No obstante la parte real de los polos del observador estará desplazada 1,2 veces hacia la izquierda frente a los del sistema inicial.

Se obtendrán los polos del sistema mediante la resolución matemática de la ecuación 12.

El sistema constará de los siguientes polos a velocidad nominal (nótese la relación a 1,2 respecto a los polos de partida):

- 11.994 - 0.351\*i
- 11.994 + 0.351\*i
- 13.840 + 313.807\*i
- 13.840 - 313.807\*i

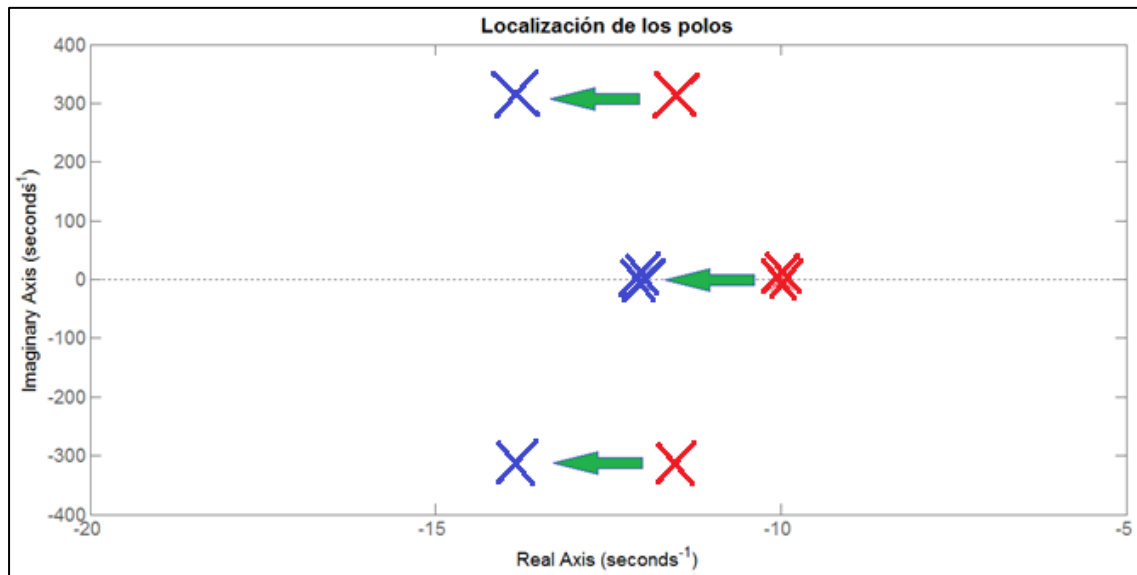


Figura 61. Localización de los polos del observador inicial (azul) y del sistema inicial (rojo)

## 2.5 ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE PARÁMETROS

Hasta el momento se ha desarrollado la validación del control SCIG y del algoritmo sensorless integrado en dicho control considerando que los parámetros de la máquina se mantienen constantes en el tiempo.

Si el correcto conocimiento de los parámetros eléctricos es fundamental para realizar un control vectorial, en el caso del control Sensorless cobra una importancia aún mayor.

Se toma como base el estudio previo del efecto de la variación de los parámetros realizado mediante un estudio del lugar de las raíces del sistema. Este estudio supone que siempre se cumple la relación  $R_r < R_s$ . Las conclusiones del estudio del lugar de las raíces es que la variación de la inductancia mutua tiene pocos efectos sobre el lugar de las raíces, la variación de la resistencia estática es crítica a bajas velocidades mientras que a altas velocidades el efecto es mucho menor y en cuanto a la variación de la resistencia rotórica existirán errores de los polos lentos a altas velocidades y errores de los polos rápidos a bajas velocidades [13].

En resumen el error en la estimación de la resistencia estática es relevante a bajas velocidades y puede llegar a producir un fallo en el arranque del equipo, mientras que un error en la estimación de la resistencia rotórica estará principalmente ligado a un error en la estimación de la velocidad a cualquier velocidad.

A continuación se realizará un análisis de sensibilidad de parámetros con el modelo desarrollado en Simulink para determinar que parámetros proporcionan mayores errores de velocidad cuando sufren variaciones (debidas fundamentalmente a procesos térmicos).

El procedimiento se realizará en el punto de operación a velocidad nominal (1500 rpm) y constará en variar cada parámetro uno por uno hasta encontrar el valor límite que otorga un

error máximo de velocidad del 1%. Se variará el valor del parámetro a estudiar, tanto aumentándolo como disminuyéndolo, y se anotará su valor cuando el error de velocidad sea del 1% en régimen permanente.

Los resultados son los siguientes:

<b>ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE PARÁMETROS DE LA MÁQUINA</b>						
<b>Premisa --&gt; error de velocidad &lt; 1%</b>						
<b>1500 rpm</b>						
	<b>Variación máxima para cumplir premisa</b>		<b>Límites para cumplir la premisa</b>		<b>Ranking por sensibilidad</b>	
	Var -	Var +	Lim inferior	Lim superior	Variando -	Variando +
<b>Rr</b>	31,73%	147%	$0,69266 \cdot Rr$	$2,47 \cdot Rr$	<b>1</b>	<b>1</b>
<b>Rs</b>	100% (no sensible)	602,60%	$0 \cdot Rs$ (no sensible)	$7,026 \cdot Rs$	<b>3</b>	<b>4</b>
<b>Llr</b>	100% (no sensible)	523%	$0 \cdot Llr$ (no sensible)	$6,23 \cdot Llr$	<b>3</b>	<b>3</b>
<b>Lls</b>	100% (no sensible)	157%	$0 \cdot Lls$ (no sensible)	$2,57 \cdot Lls$	<b>3</b>	<b>2</b>
<b>Lh</b>	62,27%	Inf%	$0,3773 \cdot Lh$	$Inf \cdot Lh$	<b>2</b>	<b>5</b>

Tabla 9. Análisis de sensibilidad de parámetros en función de la velocidad estimada a 1500 rpm

Se observa que la resistencia rotórica es el parámetro más sensible, ya sea ante variaciones positivas como negativas.

Las inductancias y resistencia estatórica son insensibles ante variaciones negativas (la magnética prácticamente insensible). Ante variaciones positivas tras la resistencia rotórica le sigue la inductancia de fugas del estator, después la de fugas del rotor, la resistencia estatórica y finalmente la inductancia magnética.

La estimación de la resistencia estatórica cobra importancia en el arranque de la máquina o en puntos de operación a bajas velocidades. El análisis se realiza en régimen estacionario por lo que la resistencia estatórica es prácticamente insensible en dicho régimen.

## 2.5.1 ANÁLISIS DE SENSIBILIDAD DE LA RESISTENCIA ROTÓRICA

La resistencia rotórica es el parámetro más sensible ante errores en la estimación de velocidad y, por lo tanto, un factor relevante a tener en cuenta para el correcto funcionamiento del control sensorless del SCIG. Es por ello que en este apartado se va a llevar a cabo un análisis en mayor profundidad de la sensibilidad a dicho parámetro.

La resistencia rotórica varía en función de la temperatura y el sistema de control no es capaz de tener en cuenta dicha variación. Si el rotor esta hecho de cobre entonces la resistencia rotórica variará proporcionalmente al coeficiente de temperatura  $\alpha$  del cobre. Además la resistencia rotórica varía en función de la velocidad de deslizamiento  $Wd$  debido al efecto pelicular, lo que significa que la corriente tiende a circular en la superficie del conductor a medida que la frecuencia de la corriente aumenta.

El algoritmo sensorless estima la velocidad basándose en ecuaciones del modelo de la máquina. Dichas ecuaciones están formadas por parámetros de la máquina, entre ellos la resistencia rotórica. Si la temperatura difiere de la nominal la resistencia real también lo hará, pero por el contrario el control sensorless seguirá funcionando con la resistencia rotórica en su

valor nominal. Este problema, unido a la variación debida al efecto pelicular, se soluciona implementando una estimación online de la resistencia rotórica en paralelo al control sensorless del SCIG.

A continuación se muestra este fenómeno a través de los siguientes resultados de simulación:

- **Punto de operación límite de error de velocidad:** Velocidad de giro de 1500 rpm y resistencia rotórica real del 69,27% del valor de la nominal. Se empieza a pedir potencia con una rampa de duración 0,8 segundos a partir de una corriente de magnetización de 150 A.

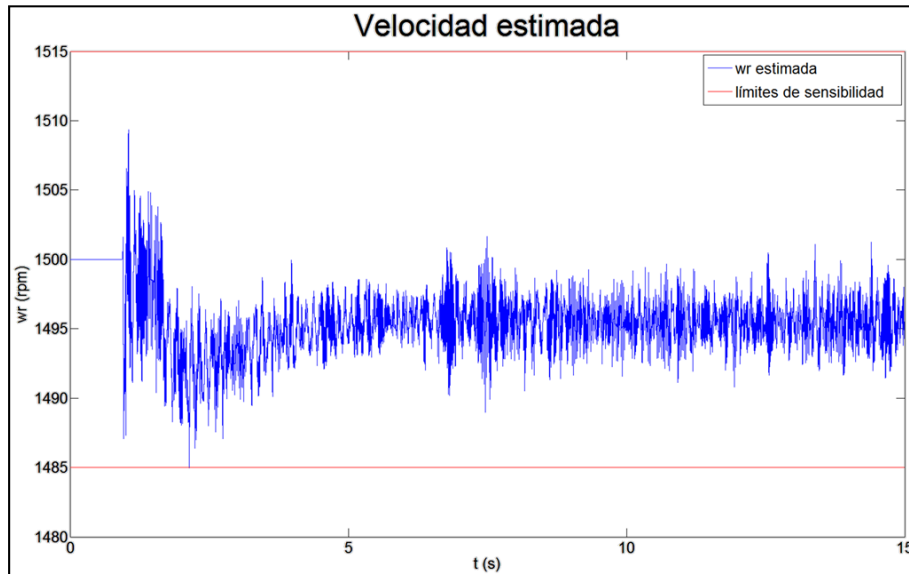


Figura 62. Velocidad estimada del sistema inicial a 1500 rpm con -30,73% de  $R_r$

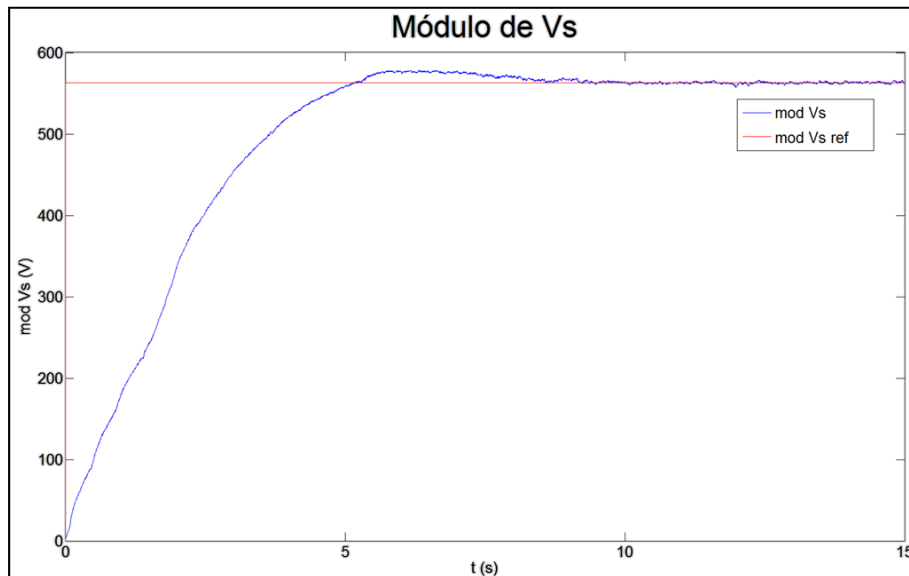


Figura 63. Tensión estática del sistema inicial a 1500 rpm con -30,73% de  $R_r$

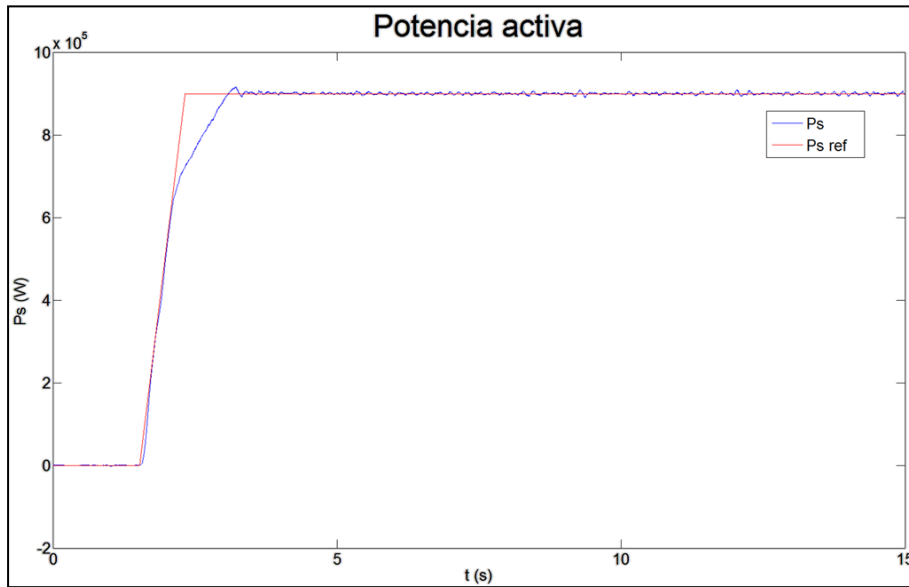


Figura 64. Potencia activa estática del sistema inicial a 1500 rpm con  $-30,73\%$  de  $R_r$

Se observa que la velocidad estimada está dentro de los límites de la premisa del análisis de sensibilidad de parámetros, concretamente el mínimo valor de velocidad estimada coincide con la frontera inferior.

El control se analiza monitorizando los lazos externos. Se observa que tanto la potencia como la tensión están correctamente controladas pero, a diferencia de operación con resistencia rotórica real nominal, poseen un tiempo de respuesta mayor.

- **Punto de operación límite antes de pérdida del control:** Velocidad de giro de 1500 rpm y resistencia rotórica real del  $38,9\%$  del valor de la nominal. Se empieza a pedir potencia con una rampa de duración 0,8 segundos a partir de una corriente de magnetización de 150 A.

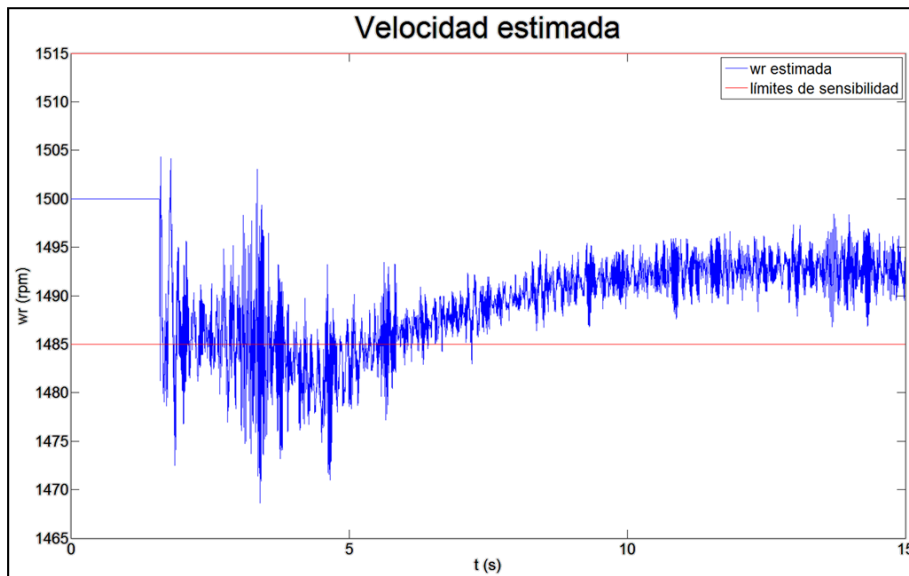


Figura 65. Velocidad estimada del sistema inicial a 1500 rpm con  $-61,1\%$  de  $R_r$



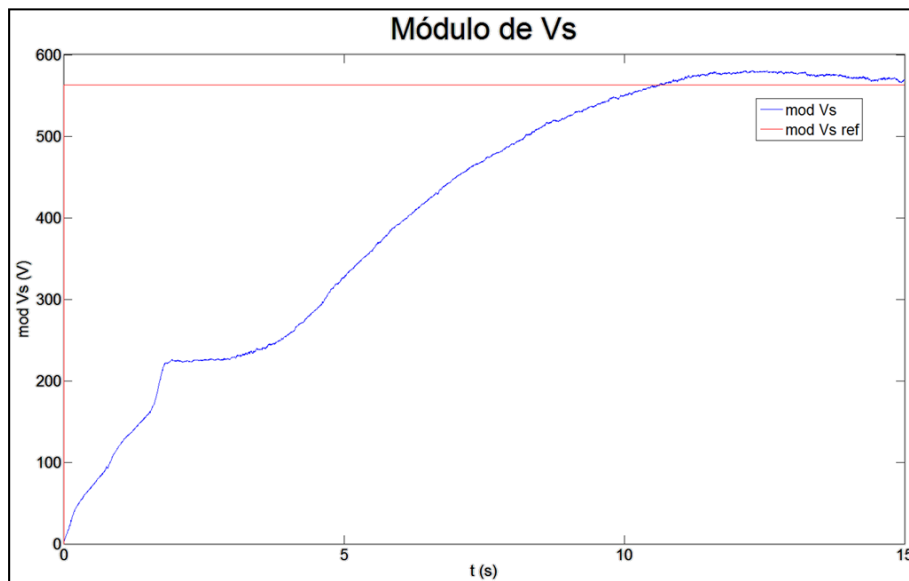


Figura 66. Tensión estática del sistema inicial a 1500 rpm con -61,1% de  $R_r$

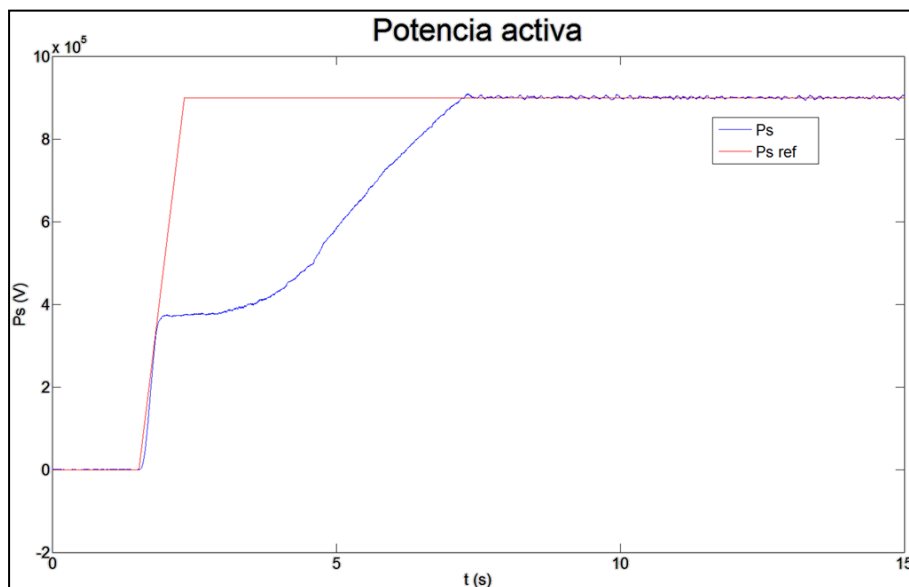


Figura 67. Potencia activa estática del sistema inicial a 1500 rpm con -61,1% de  $R_r$

Se observa que la velocidad estimada ya no se encuentra dentro de los límites de la premisa del análisis de sensibilidad de parámetros.

Sin embargo se observa que tanto la potencia como la tensión se estabilizan correctamente en los valores de consigna impuestos. No obstante el control es todavía más lento y tiene dificultades para alcanzar el régimen permanente.

- **Punto de operación límite después de pérdida del control:** Velocidad de giro de 1500 rpm y resistencia rotórica real del 38,8% del valor de la nominal. Se empieza a pedir potencia con una rampa de duración 0,8 segundos a partir de una corriente de magnetización de 150 A.

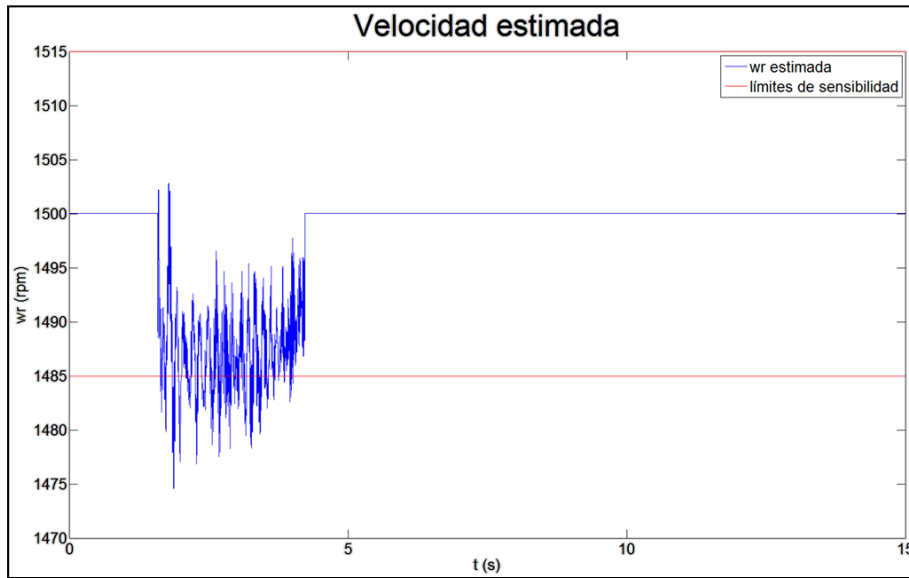


Figura 68. Velocidad estimada del sistema inicial a 1500 rpm con  $-61,2\%$  de  $R_r$

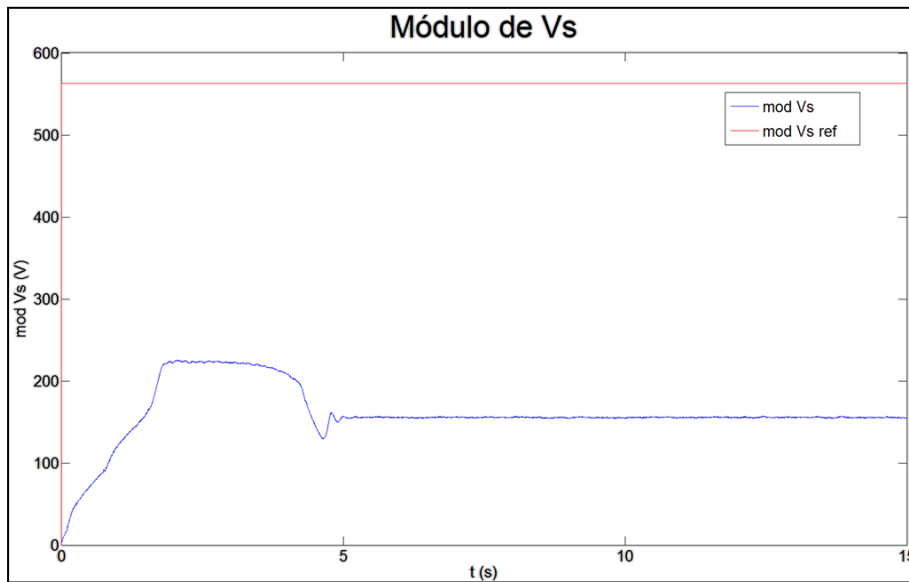


Figura 69. Tensión estática del sistema inicial a 1500 rpm con  $-61,2\%$  de  $R_r$

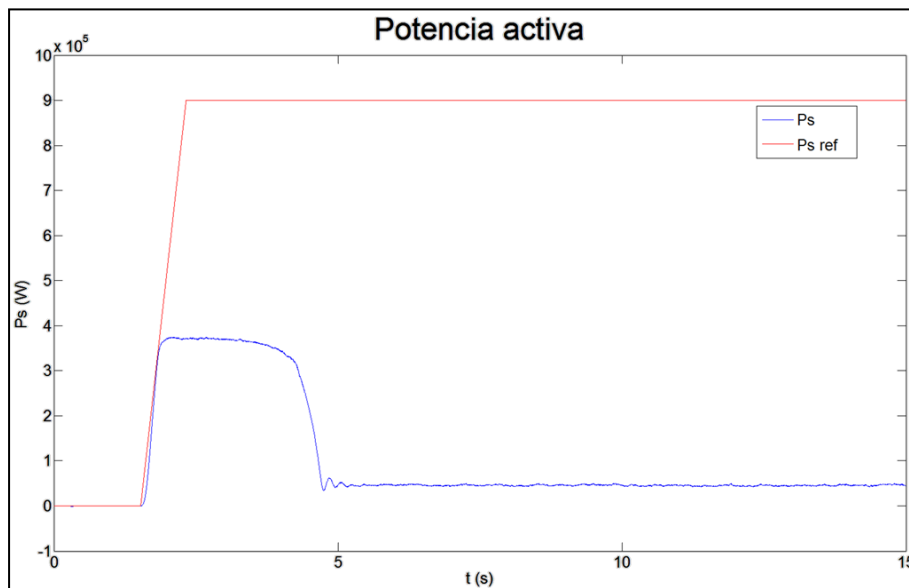


Figura 70. Potencia activa estática del sistema inicial a 1500 rpm con  $-61,2\%$  de  $R_r$

Se observa que la velocidad estimada es idéntica a la real. Esto es debido a que se está utilizando el encoder que forma parte del algoritmo sensorless y que está pensado para ser utilizado cuando el flujo sea menor que  $0,5$  Wb. Se aprecia que el observador de flujo no estima correctamente el flujo rotórico y que tendrá un valor menor a  $0,5$  Wb debido a la variación de la resistencia rotórica.

Se aprecia a simple vista la pérdida del control. Tanto la potencia como la tensión no logran seguir la referencia y no aportan el valor de consigna impuesto.

Por lo tanto se concluye que la máxima variación de la resistencia rotórica para el correcto funcionamiento del control sensorless del SCIG es del **61,1% de su valor nominal** que corresponde a un **error máximo de velocidad del 2%**. Estos valores sólo serán válidos para el punto de operación a velocidad nominal.

Al realizar este análisis se considera fundamental la implementación de una estimación online de la resistencia rotórica para el correcto funcionamiento del control sensorless, ya que las variaciones en la resistencia rotórica se darán debido a que las variaciones de temperatura son en gran medida inevitables o supondría un gran costo extra inicial y de mantenimiento en refrigeración para que sean evitables.

IPT posee una estimación online de la resistencia rotórica basada en la potencia activa para el control sensorless con SCIG. Para el análisis que se llevará a cabo a continuación se considerará que el sistema de partida no consta de una estimación online de la resistencia rotórica y se procederá a su desarrollo e implementación en el capítulo siguiente.

## 3. PROPUESTA Y VALIDACIÓN DE MEJORAS

### 3.1 CONSIDERACIÓN DEL FILTRO SENOIDAL EN EL ALGORITMO

La aplicación del presente proyecto consta de un filtro senoidal LRC en el lado máquina del convertidor back-to-back de tipología FC y, como ya se ha indicado anteriormente, el control sensorless de SCIG del sistema inicial no está formulado para operar con filtro senoidal, por lo que la primera y principal propuesta de mejora a validar será el conjunto de modificaciones en el control que conlleva la consideración de un filtro senoidal entre el generador y el convertidor.

La validación del correcto funcionamiento del control sensorless de SCIG con filtro senoidal se realizará por medio de la obtención de resultados realizando diferentes pruebas. Las pruebas se validarán tanto en banco de pruebas con equipo real como en simulación con el modelo de Simulink utilizado hasta el momento. Los criterios de validación serán el correcto funcionamiento del control y una estimación de velocidad con error menor al 0,5% (véase apartado 1.7).

Las pruebas en bancada se realizarán en el taller de IPT en Zamudio. El equipo constará de convertidor FC para aplicación FS2VS, máquina asíncrona fabricada por Indar (más información en anexo 5.2), sondas de medición de corrientes y tensiones, registrador de señales, refrigeración por agua para el convertidor y motor de arrastre para el generador. En el taller de Zamudio no se dispone de un generador de la potencia nominal que requiere la aplicación sino de uno de 180 kW de potencia nominal, por lo tanto se realiza una parametrización previa en el modelo de control para ajustar el algoritmo sensorless al nuevo generador.

Al introducir un filtro senoidal LRC entre el MSC y el generador la necesidad de realizar distinciones entre las diferentes tensiones a usar en el control cobra mayor importancia.

Anteriormente en el sistema inicial se utiliza el SP de tensión para el control ya que la tensión medida, tanto en bornes del MSC como después del filtro RL, tienen componentes de alta frecuencia y a que se asegura una tensión estable y limpia debido a que proviene de controladores PI que eliminan posibles errores (no obstante se darán oscilaciones en el arranque las cuales no se dan con tensión medida debido a las corrientes transitorias). Sin embargo es posible también utilizar tensiones medidas (filtradas con un pequeño filtro paso bajo en el código para eliminar las componentes de mayor frecuencia y que en el control no se den inestabilidades) debido a que la L del filtro  $dv/dt$  RL es pequeña y por lo tanto la caída de tensión que provoca despreciable. La L del filtro senoidal LRC es del orden de más de 23 veces mayor a la del filtro RL del sistema inicial, lo que supone una caída de tensión y una pérdida de corriente por las C apreciables, y que no están plasmadas en el observador de flujo rotórico actual.

En resumen, las variaciones de tensión/corriente que introduce el filtro senoidal en el sistema no están plasmadas en el control sensorless de SCIG inicial y será necesario realizar diferentes pruebas y consiguientes modificaciones en el algoritmo sensorless y en el control SCIG para su correcto funcionamiento.

Se plantean 3 posibles soluciones diferentes para la validación del control sensorless de SCIG con las modificaciones necesarias tras la introducción del filtro LRC. Estas 3 soluciones serán a su vez validadas en el banco de pruebas de IPT – Technology. Se realizará una cuarta propuesta exclusivamente en simulación con el objetivo de comparar el comportamiento entre el sistema inicial y el nuevo sistema.

- **Propuesta 1:** Control con tensión medida a la salida del filtro LRC, con y sin ramas RC.
- **Propuesta 2:** Control con SP de tensión y la introducción del filtro LRC en el SS del observador de flujo rotórico.

- **Propuesta 3:** Control con SP de tensión y compensación de la tensión/corriente del filtro LRC.
- **Propuesta 4:** Comparación de controles con tensión medida estática con el sistema inicial y con el nuevo sistema (tras la introducción del filtro).

### 3.1.1 PROPUESTA 1

Esta propuesta se realizará con control con medida de tensión a la salida del filtro, antes de llegar al generador. La medida de tensión es una medida real y está sensada tras el filtro senoidal por lo que en principio los efectos del filtro senoidal ya están implícitos en dicha tensión. Sin embargo como se verá a continuación los resultados no son tan prometedores en la práctica como en el papel.

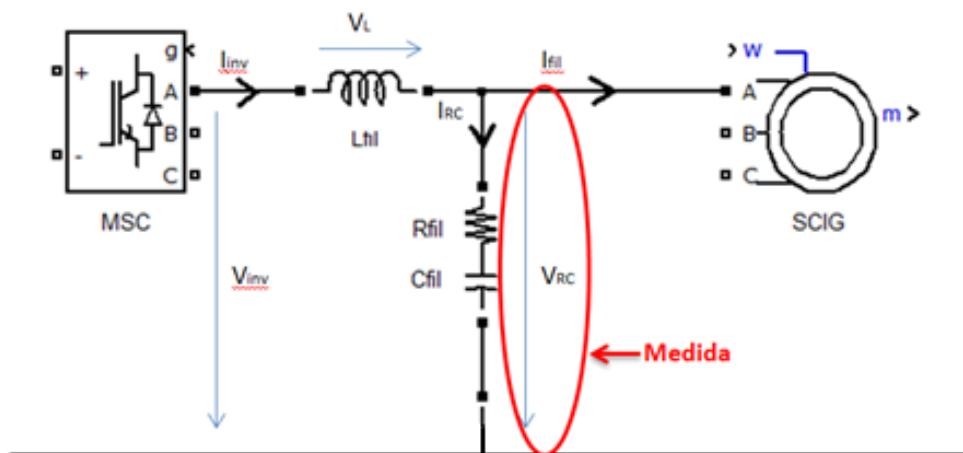


Figura 71. Sistema correspondiente a la propuesta 1 (equivalente monofásico)

#### 3.1.1.1 EN APLICACIÓN REAL

Las primeras pruebas en bancada son realizadas utilizando la tensión medida a la salida del filtro senoidal. Inicialmente se plantea realizar el control con tensión medida debido a que se dispone de sensor de tensión, opción a priori más sencilla, ya que se asegura que se está midiendo la tensión real en un punto (despreciando errores de medición) y debido a que el observador del sistema inicial tiene como entrada la tensión estática (tensión  $V_{RC}$ ).

Se plantea realizar pruebas en modo sensorless a velocidad nominal, medias vueltas y bajas vueltas. Se regulará 100, 80 y 50 kW respectivamente ya que se trata de una máquina de menor potencia (180 kW de potencia nominal) que la de la aplicación del presente proyecto. Esto se debe a que es la SCIM disponible en el banco de pruebas de Zamudio, por lo que se realiza una modificación de los parámetros del código sensorless para que coincidan con los nominales de la máquina utilizada en bancada.

**A velocidad nominal el funcionamiento es bueno, pero a medias vueltas en el arranque la tensión tiene dificultades para estabilizarse y a bajas aparecen sobrecorrientes que impiden el arranque** Se plantea la opción de variar la  $K_r$  (ganancia real) del método de Kubota modificado del observador de flujo rotórico.

La  $K_r$  que se utiliza en simulación es constante y de valor 1,2. Joseba Arza, autor de la tesis en la que se basa el control sensorless del sistema inicial, asegura la corrección del error con valores de  $K_r$  entre 1 y 1,5 [14].

Se realiza un barrido de  $K_r$  en banco de pruebas desde el valor de 1,2 hasta el valor de 10. Se comprueba que con valores entre 3 y 6 el funcionamiento es bueno y que desde 6 a 10 el

funcionamiento es peor llegando a dar resonancias. Sin embargo se considera que no es necesario desplazar tanto los polos reales y que debe haber otra solución más viable.

Se prueba a desconectar la rama de las C para comprobar si éstas tienen algún efecto en los resultados obtenidos. Al observar los resultados éstos son similares, por lo que se descartan las C como posible fuente del problema.

### 3.1.1.2 EN SIMULACIÓN

Las pruebas en simulación se realizarán, como hasta el momento, con una  $K_r$  constante de valor 1,2 y una  $K_i$  constante de valor 1. Se obtendrán los resultados en los 3 puntos de operación (véase Tabla 7).

Los resultados son los siguientes:

- A velocidad nominal (1500 rpm):

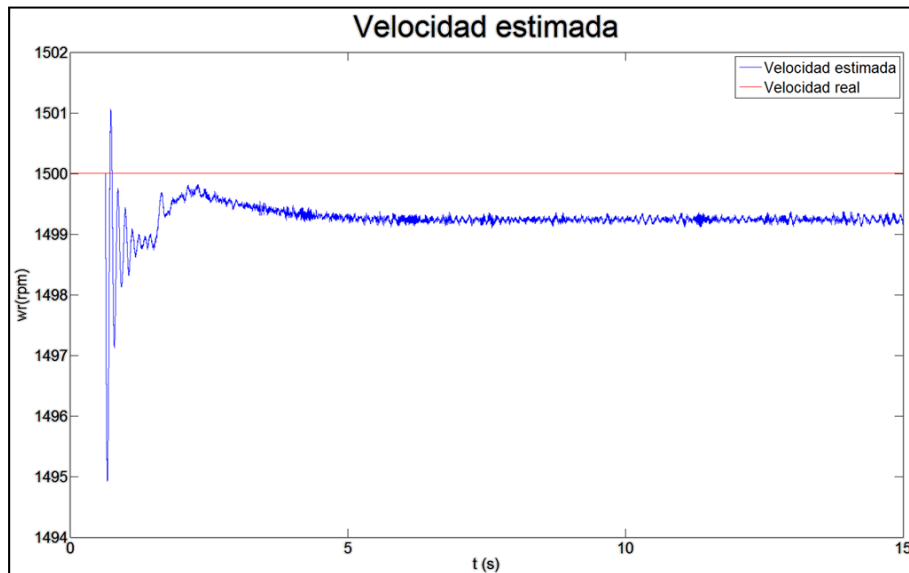


Figura 72. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 1 a 1500 rpm

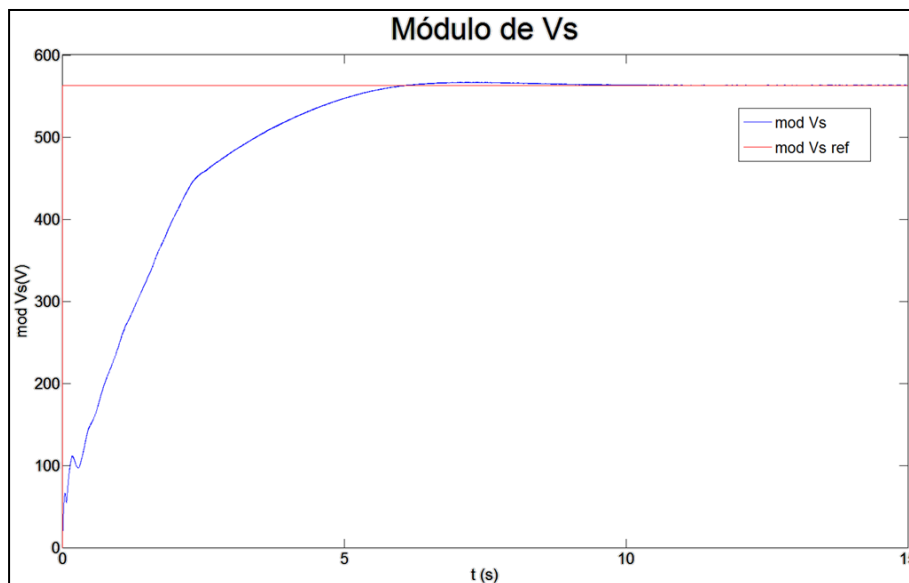


Figura 73. Tensión estática correspondiente a la propuesta 1 a 1500 rpm

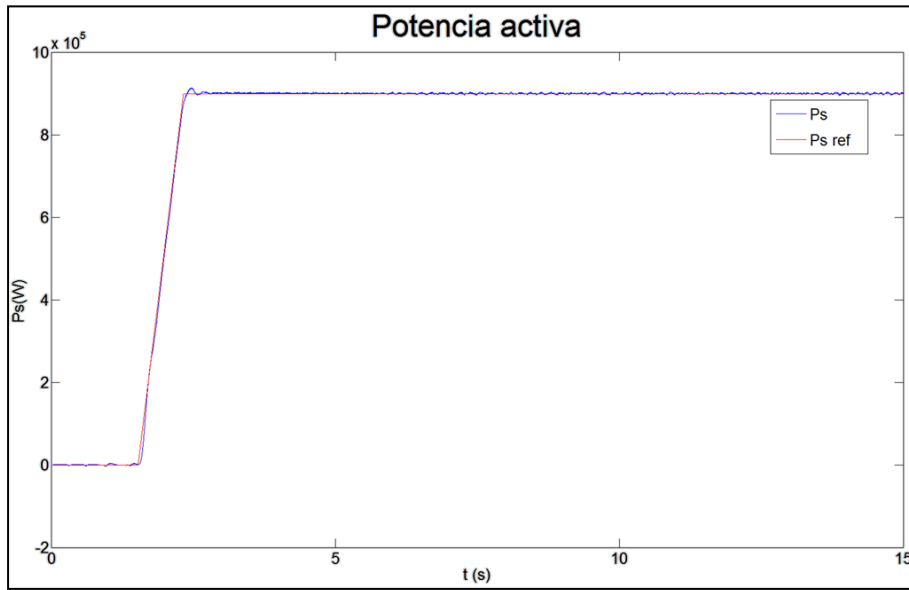


Figura 74. Potencia activa estática correspondiente a la propuesta 1 a 1500 rpm

- A medias vueltas (900 rpm):

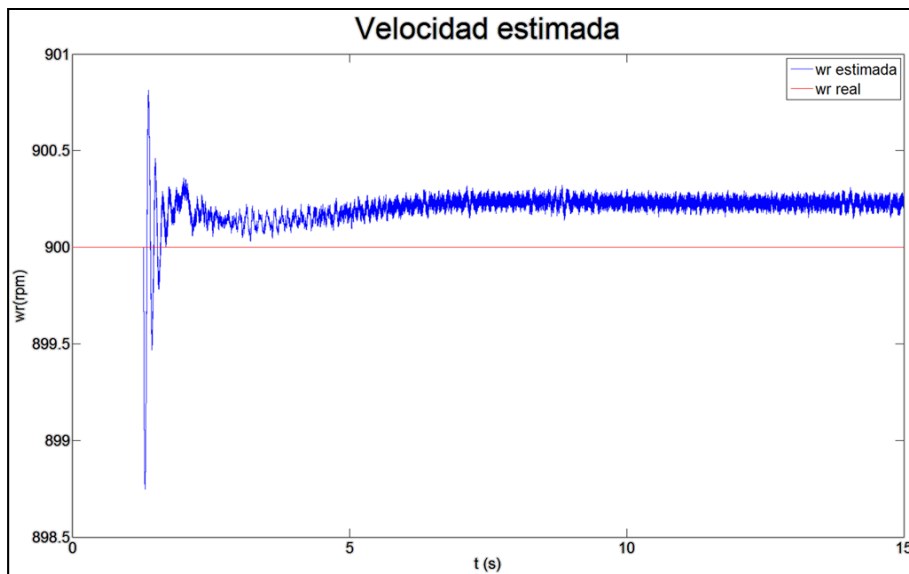


Figura 75. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 1 a 900 rpm

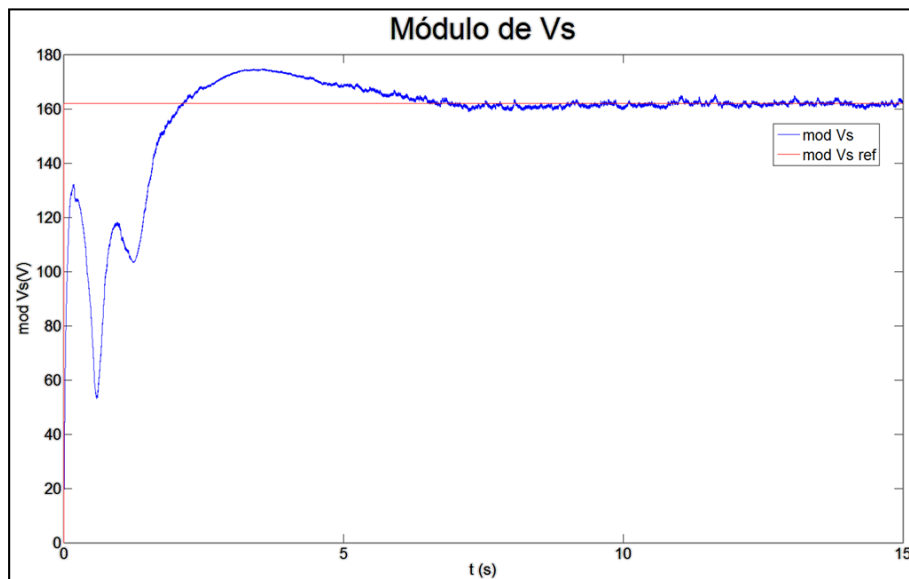


Figura 76. Tensión estática correspondiente a la propuesta 1 a 900 rpm

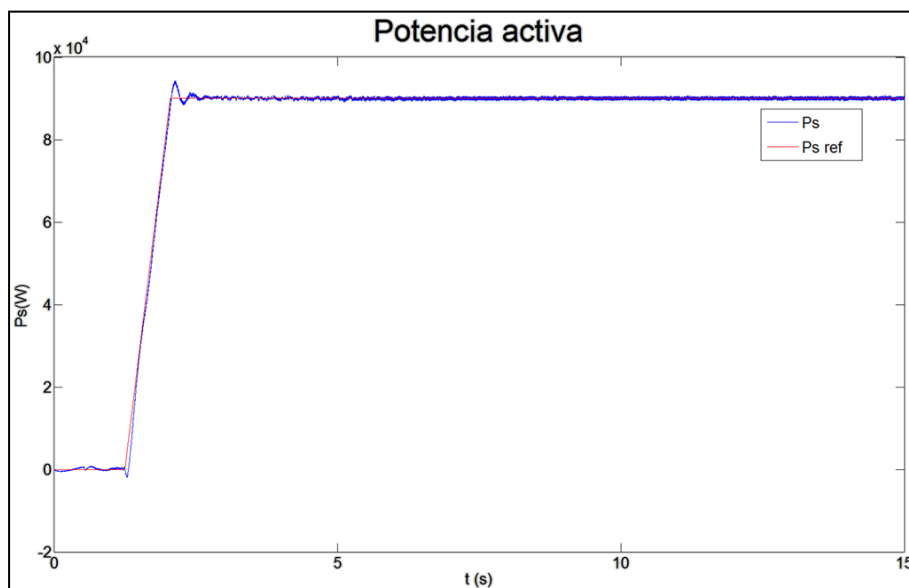


Figura 77. Potencia activa estática correspondiente a la propuesta 1 a 900 rpm

- A bajas vueltas (600 rpm):

A bajas vueltas la máquina no es capaz de magnetizarse. El flujo estimado se mantiene próximo a cero y debido a este motivo la velocidad estimada será la del encoder. El control constará de una tensión estática oscilante en torno a la consigna y una potencia oscilante en torno a cero.

Se extraen las siguientes conclusiones:

- Existe una clara similitud entre los resultados en bancada y los resultados en simulación en los tres puntos de operación. A velocidad nominal el funcionamiento es correcto, a medias vueltas se observa un mal arranque y a bajas vueltas no se llega a magnetizar la máquina y se pierde el control sensorless. En bancada a bajas vueltas salta la alarma de sobrecorriente y en simulación también se observarán sobrecorrientes si se pide consigna de potencia activa desde el inicio.



- Existen uno o varios fenómenos que son notables al utilizar tensión medida en el control pero no son relevantes al utilizar SP de tensión en el control. Puede ser debido a errores en el modelado del control los cuales son corregidos al utilizar SP y no al utilizar tensión medida. La correcta operación con SP de tensión en el control se da utilizando el sistema inicial y también se da en el nuevo sistema realizando compensaciones como se desarrollará más adelante.
- Los valores de las  $k_p$  de corriente máximas son 0,5 utilizando tensión medida mientras que con SP de tensión son 1,4. Se deberá realizar un análisis de la influencia de los lazos de corriente en el sistema.

En el presente proyecto se ha adoptado la hipótesis de comportamiento magnético lineal en el modelado de la máquina debido a que para un gran número de aplicaciones proporciona resultados satisfactorios y a que no se posee el modelo de saturación de la máquina utilizada en banco de pruebas. Sin embargo, también existen otros regímenes de operación en los que esta hipótesis pierde su validez, bien porque deliberadamente se pretende trabajar con niveles de flujo inferiores o superiores al nominal, o bien porque la saturación se manifiesta como parte inherente de determinados procesos transitorios.

Existen ejemplos en los que la inclusión del fenómeno de la saturación provoca resultados más ajustados a los experimentales pero también otros casos en los que al modelo con característica magnética lineal le resulta imposible representar el comportamiento real de la máquina, siendo, en consecuencia, obligada la consideración de la saturación [15]

El generador utilizado en bancada (anexo 2) pudo contener variaciones en sus inductancias en el momento de las pruebas debido a la saturación del generador. Si se diera el caso existiría un fenómeno más relevante que permite que los resultados en simulación (modelo lineal) y en bancada (posibles no linealidades) coincidan.

Sin embargo existe la posibilidad de que el modelo de saturación sea relevante en el sistema y que en el momento de las pruebas el comportamiento fuera lineal. Por lo tanto se propondrá como línea futura del presente proyecto el estudio y la implementación del modelo de saturación de la máquina para comprobar su efecto y, en el caso de que se realicen nuevas pruebas en bancada, determinar si tiene o no relación con los resultados obtenidos.

Con el objetivo de realizar los mismos pasos que se siguieron en el banco de pruebas en bancada en Zamudio, se probará a eliminar la rama RC en simulación para comprobar que los resultados son similares y que dichas ramas no son la fuente del problema. El circuito resultante es el siguiente:

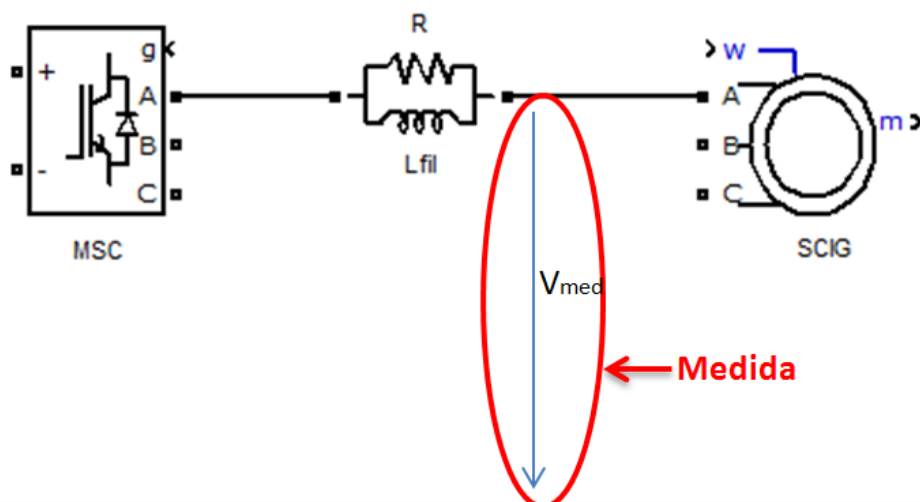


Figura 78. Sistema correspondiente a la propuesta 1 sin C (equivalente monofásico)

Se añadirá una resistencia  $R$  en paralelo al filtro debido a que Simulink no permite colocar fuentes de corriente en serie (inductancia + generador). El valor de  $R$  será lo suficientemente alto para asegurar que toda la corriente pasa por la inductancia.

Además se añadirá un pequeño filtro en el código para la tensión medida ya que al eliminar las  $C$  la tensión medida tendrá componentes de alta frecuencia. Con el filtro implementado en el código se eliminan las componentes de mayor frecuencia.

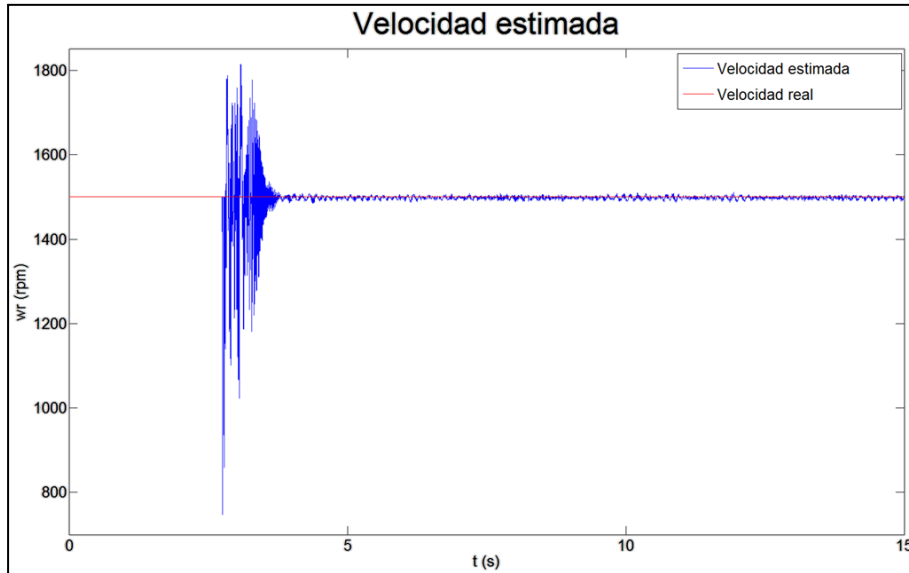


Figura 79. Velocidad estimada con tensión medida sin C a 1500 rpm

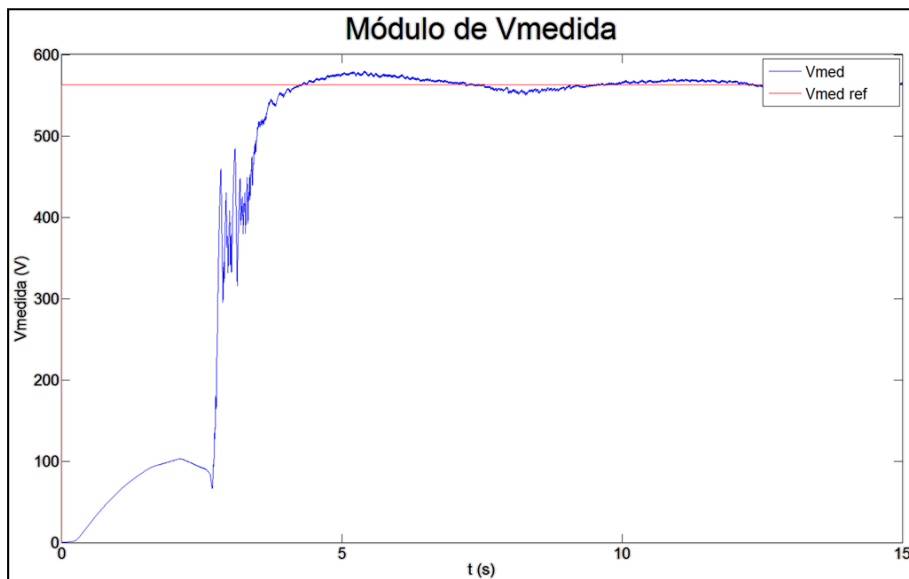


Figura 80. Tensión estática con tensión medida sin C a 1500 rpm

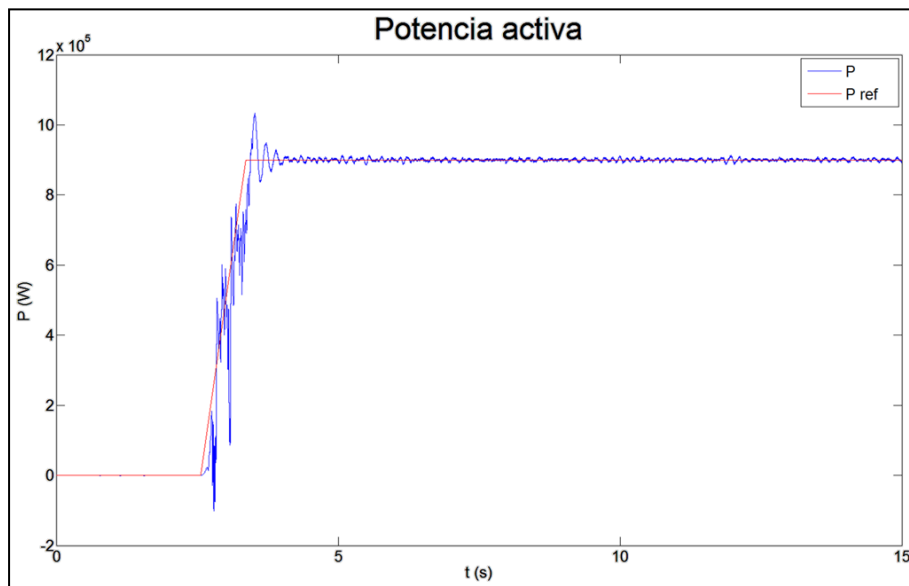


Figura 81. Potencia activa estática con tensión medida sin C a 1500 rpm

Se observa que los resultados, con y sin C, a velocidad nominal son similares en el régimen permanente pero en el régimen transitorio la respuesta del sistema sin ramas RC es peor. Esto es debido a que se está utilizando una tensión menos filtrada (se utiliza un pequeño filtro en el código) y al control le cuesta más estabilizarse por lo que en el transitorio se aprecia mayor ruido.

### 3.1.2 PROPUESTA 2

Tras obtener resultados con baja fiabilidad al reproducir el comportamiento real del sistema utilizando la tensión medida a la salida del filtro, se opta por utilizar la tensión de SP.

A continuación se muestra una tabla comparativa con las ventajas e inconvenientes de la operación con las diferentes tensiones:

TENSIÓN DE SET POINT	TENSIÓN MEDIDA A LA SALIDA DEL FILTRO LRC
Tensión limpia	Tensión con ruido
Proviene de controladores PI los cuales eliminan los errores	La precisión depende de los errores de medida. Necesidad de un buen modelado debido a la no corrección de errores.
Evitan la utilización de sensores de tensión	Imprescindible el sensado de tensión
Tensión ficticia dependiente de las variables de los lazos de control y en última instancia de las corrientes medidas	Tensión real medida
Necesidad de compensar o modelar los elementos del sistema intermedios entre convertidor y generador	Se mide directamente la tensión a la salida del filtro

Tabla 10. Ventajas e inconvenientes de la utilización de SP de tensión o tensión medida

La operación con SP de tensión con filtro senoidal tendrá una gran diferencia práctica frente a la operación con SP del sistema inicial: se controlará tensión y potencia después del filtro (interesa

controlar potencia y tensión del generador) cuando en el sistema inicial se controlaba a la salida del convertidor (debido a que el filtro RL utilizado era despreciable en cuanto a caída de tensión).

Con el objetivo de visualizar el error a corregir, tanto en la presente propuesta 2 como en la siguiente propuesta 3, se han simulado las señales más relevantes del punto de operación a velocidad nominal con SP de tensión y corriente medida por la bobina pero sin modificación del SS ni compensación de tensiones/corrientes:

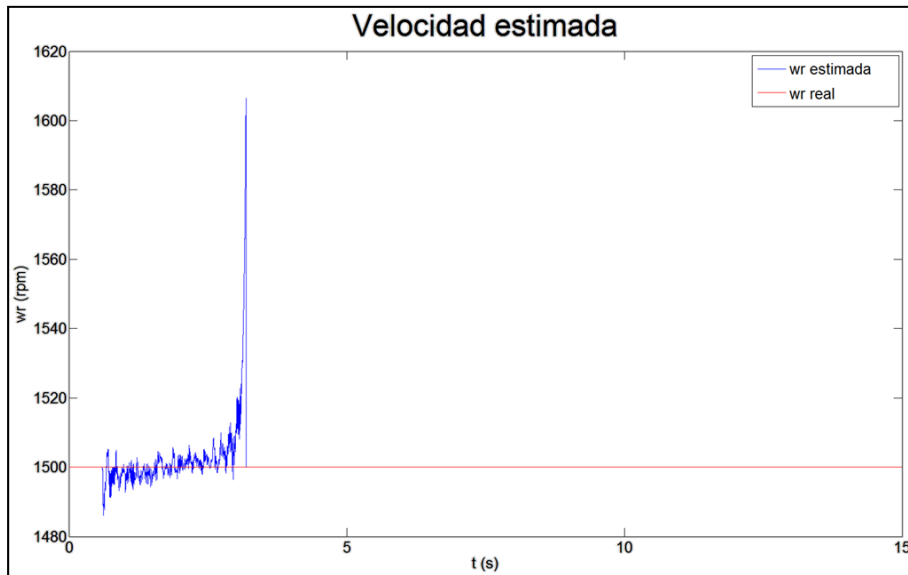


Figura 82. Velocidad estimada con SP de tensión sin modificaciones a 1500 rpm

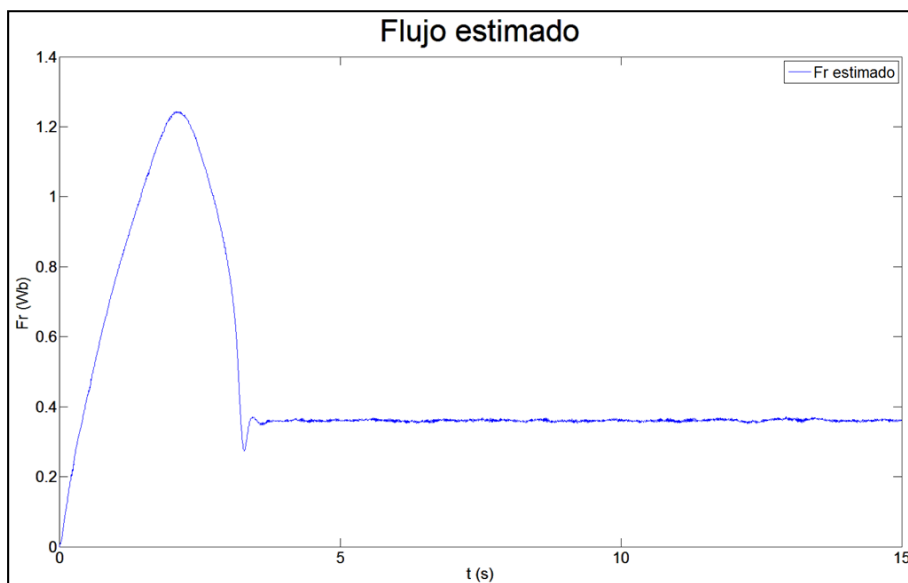


Figura 83. Flujo estimado con SP de tensión sin modificaciones a 1500 rpm

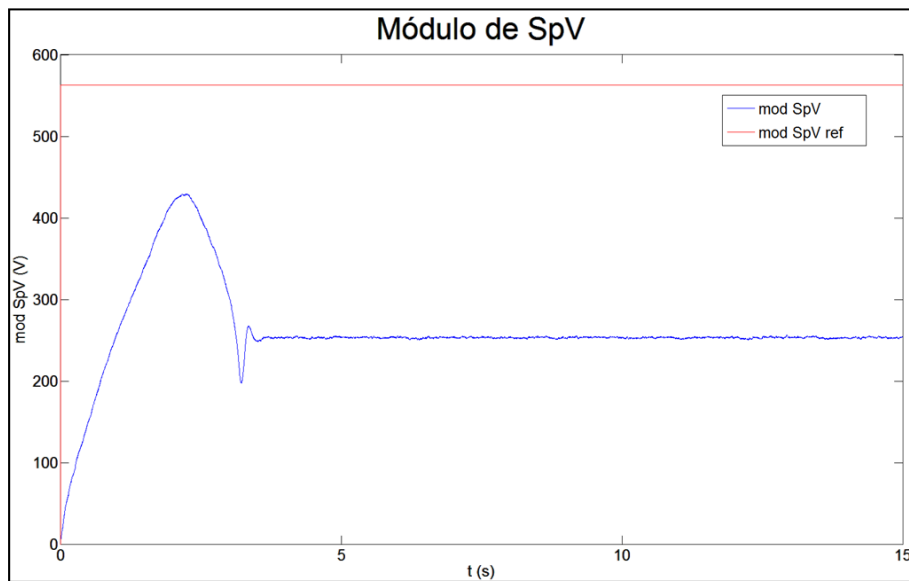


Figura 84. Tensión en bornes del convertidor con SP de tensión sin modificaciones a 1500 rpm

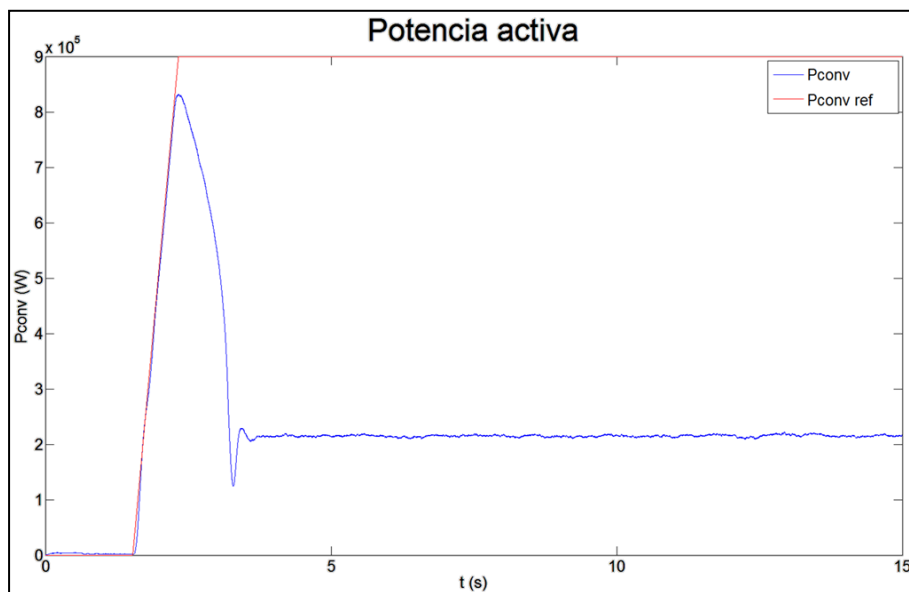


Figura 85. Potencia activa en bornes del convertidor con SP de tensión sin modificaciones a 1500 rpm

Se observa que la estimación de velocidad y el control son correctos durante el arranque hasta los 3 segundos donde se empieza a perder el control, en primer lugar de la tensión y seguidamente de la potencia. Finalmente se da un gran pico de velocidad estimada y ésta pasa a ser la del encoder debido a la ausencia de flujo suficiente. De esta forma se aprecia a simple vista que la introducción del filtro es relevante en el sistema y que es necesaria su compensación o su introducción en el SS de observador.

Al utilizar el SP de tensión para el control del sistema se debe introducir en éste los efectos de los elementos existentes entre el convertidor y el generador (en este caso el efecto del filtro LRC). En la presente propuesta 2 se opta por introducir el filtro LRC en el SS del observador de flujo rotórico.

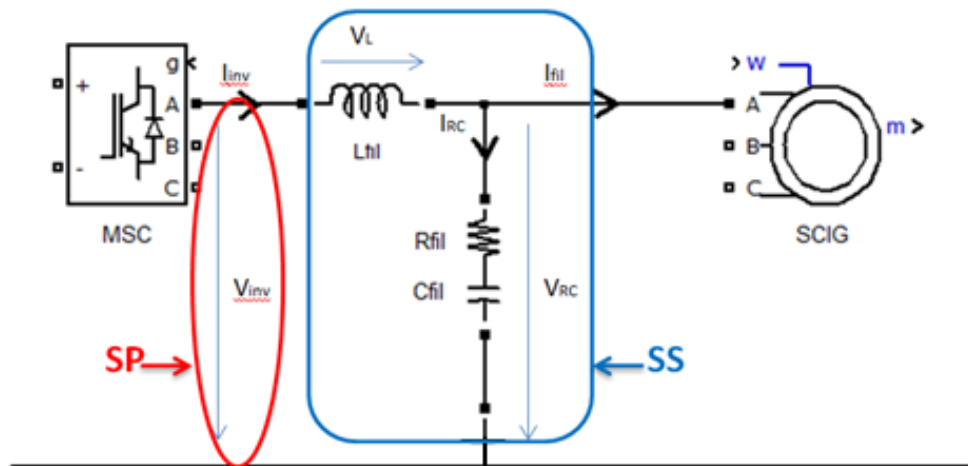


Figura 86. Sistema correspondiente a la propuesta 2 (equivalente monofásico)

### 3.1.2.1 ANÁLISIS DINÁMICO

Se considera conveniente la realización de un análisis dinámico del nuevo sistema (filtro + generador) y del observador completo para observar las diferencias con el sistema inicial y para visualizar su capacidad dinámica con la obtención de los polos.

El SS del observador de flujo rotórico hasta el momento ha estado formado por las ecuaciones del modelo de la máquina de inducción debido a que o se utilizaba la tensión medida (en bornes del generador) o se utilizaba un filtro despreciable RL entre convertidor y generador (en el sistema inicial). A las variables de estado ya existentes (corriente estática y flujo rotórico) se le añadirán la corriente por la L del filtro y la tensión estática.

Al introducir el filtro senoidal las matrices del SS tendrán nuevas dimensiones con respecto al sistema inicial:

$dx/dt \rightarrow$  Vector de 8x1:

$$dx/dt = \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \\ V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix}$$

A → Matriz de 8x8:

$$A = \begin{pmatrix} -\left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\left[\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} & 0 & 0 & \frac{1}{C_{fil}} & \frac{1}{C_{fil}} \\ -\frac{1}{C_{fil}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_{fil}} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{fil}} & 0 & -\frac{R_{fil}}{L_{fil}} & 0 \\ \frac{R_{fil}}{L_{fil}} & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{fil}} & 0 & -\frac{R_{fil}}{L_{fil}} \\ \frac{L_{fil}}{L_{fil}} & \frac{R_{fil}}{L_{fil}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{L_{fil}}{L_{fil}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

x → Vector de 8x1:

$$x = \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \\ V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix}$$

B → Matriz de 8x2:

$$B = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{1}{L_{fil}} & \frac{1}{L_{fil}} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

u → Vector de 2x1. No cambia en dimensión pero ahora la entrada será el SP de tensión y no la tensión estática:

$$u = \begin{pmatrix} SpV_\alpha \\ SpV_\beta \end{pmatrix}$$

y → Vector de 2x1. No cambia en dimensión pero ahora la salida será la corriente por la L del filtro y no la corriente estática:

$$y = \begin{pmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{pmatrix}$$

C → Matriz de 2x8:

$$C = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

D → Matriz de 2x2. Seguirá siendo cero:

$$D = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

Se realizará el análisis en el punto de operación a velocidad nominal (véase Tabla 7).

Se obtendrán los polos del sistema mediante la resolución matemática de la ecuación 12.

El sistema constará de los siguientes polos a velocidad nominal:

- 6.207 - 0.135\*i
- 289.606 + 6777.062\*i
- 289.800 - 6777.077\*i
- 289.606 - 6777.062\*i
- 7.343 - 314.008\*i
- 6.207 + 0.135\*i
- 7.343 + 314.008\*i
- 289.800 + 6777.077\*i

Se puede observar que existen 4 polos de parte real negativa próxima a 290 y parte imaginaria de 6777. Debido a la lejanía que conservan estos polos con el eje imaginario en comparación con los otros 4 polos se considerarán despreciables en cuanto a influencia en la respuesta del sistema.

Tras despreciar los 4 polos lejanos se contemplarán los polos del nuevo sistema (en verde) frente a los del sistema inicial (en rojo):

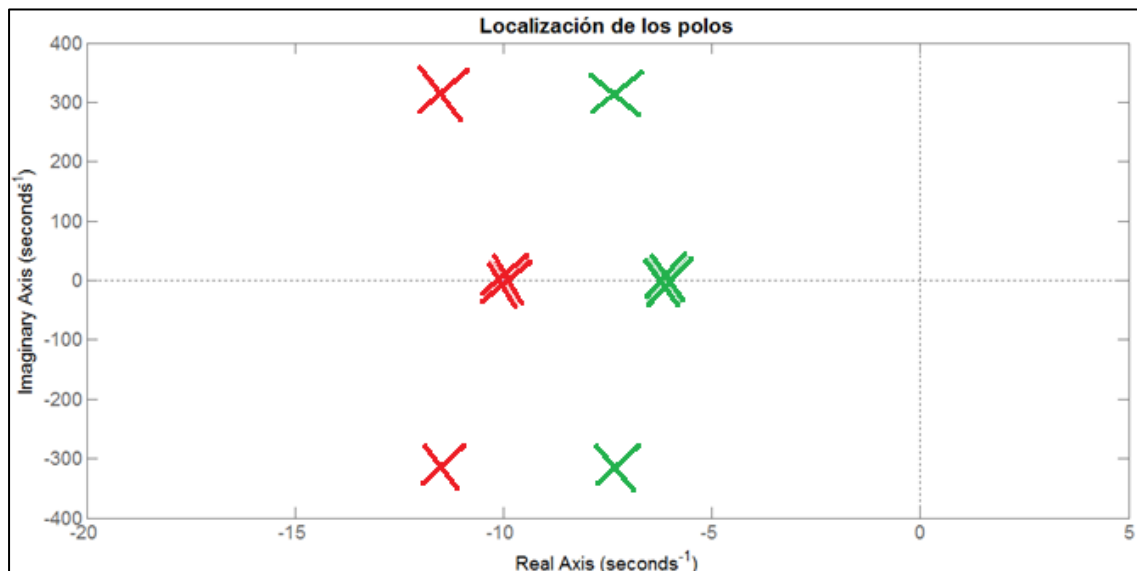


Figura 87. Localización de los polos del nuevo sistema (verde) y del sistema inicial (rojo)

Observamos que el nuevo sistema tiene una dinámica similar a la del sistema inicial pero más lenta, debido a que sus polos dominantes están más cerca del semiplano positivo. La parte imaginaria de los polos es similar a la de los del sistema inicial, por lo que no habrá diferencias en el ámbito de las oscilaciones.



### 3.1.2.2 EN APLICACIÓN REAL

La modificación del SS del observador es la primera propuesta a validar en bancada con tensión de SP.

La prueba realizada anteriormente es la comprobación de que la sustracción de las C del filtro utilizando tensión medida no es relevante en los resultados en régimen permanente. Al proponer pasar de tensión medida a tensión de SP se continúa sin las ramas C del filtro por lo que la introducción del filtro en el SS del observador se realizó de la siguiente forma:

Se añadirá al SS existente (que modeliza la máquina, formado por las ecuaciones del modelo de la máquina) la L del filtro LRC. Esta introducción supondrá la adición de un nuevo espacio de estados al observador: la tensión tras la L (será equivalente a la tensión RC con el filtro completo). Al no disponer de la conexión de las ramas RC, la corriente por el estator será igual a la corriente por la L.

Se realizan las pruebas con el nuevo SS con una  $K_r$  de 1,2 y los resultados son buenos.

### 3.1.2.3 EN SIMULACIÓN

En el modelo de simulación se realizará la prueba que implica la introducción del filtro al SS del observador, con las ramas RC conectadas.

Al introducir el filtro el sistema cambia completamente como se ha podido observar en el análisis dinámico. Se deberá utilizar un observador que tenga una dinámica más rápida que el sistema, y para su diseño se recurre una vez más al método de Kubota modificado.

El SS del observador está formado acorde a la ecuación 20, cuya matriz ganancia de realimentación  $G$  tendrá una dimensión  $8 \times 2$  y la siguiente forma:

$$G = \begin{pmatrix} g1 & -g2 \\ g2 & g1 \\ g3 & -g4 \\ g4 & g3 \\ g5 & -g6 \\ g6 & g5 \\ g7 & -g8 \\ g8 & g7 \end{pmatrix}$$

El procedimiento para hallar las 8 variables de la matriz  $G$  desarrollado en el método de Kubota es el siguiente [15]:

- Se plantea el SS del observador en valores reales e imaginarios, sin coordenadas  $\alpha\beta$ . De esta forma la matriz pasará a ser de dimensión  $4 \times 4$  y en función de  $j$ , que multiplicará a los elementos en el eje imaginario. De esta forma se simplifican los cálculos siguientes.
- Se resuelve el determinante de la matriz  $[sI - (A + GC)]$  y se iguala a cero.
- En paralelo se resuelve el determinante de la matriz  $[sI - A]$  y se iguala a cero. Se tienen 2 ecuaciones de orden 4. Constan de parte real e imaginaria desde el orden 3 hasta el orden 0.
- Se dividen ambas ecuaciones en parte real y parte imaginaria en su respectivo orden. Esto da lugar a 8 componentes en cada una de las ecuaciones.
- Se multiplican las componentes de la segunda ecuación (independiente de  $G$ ) por  $K_r^{4-n}$  en el caso de que sean componentes reales y por  $K_i^{4-n}$  en el caso de que sean componentes imaginarias siendo  $n$  el orden de la componente de la ecuación.

- Se igualan las respectivas componentes de ambas ecuaciones y se obtiene de esta forma un sistema de 8 ecuaciones 8 incógnitas.

Las resistencias del filtro no son utilizadas por IPT sino que se utiliza un active damping. Debido a este hecho y a que la caída por las resistencias es mucho menor a la caída por las capacidades se comenzará despreciando las resistencias del filtro.

- **Cálculo de G con Rfil = 0:**

Al eliminar los elementos  $a_{41}$  y  $a_{44}$  de la matriz A el cálculo del determinante de la matriz  $[sI - (A + GC)]$  se simplifica. El resultado son 67 términos que formarán 8 ecuaciones con 8 incógnitas distribuidas de la siguiente forma:

Orden de la ecuación	Parte real	Parte imaginaria
$S^4$	X	X
$S^3$	<b>g7</b>	<b>g8</b>
$S^2$	g7,g8, <b>g5</b>	g7,g8, <b>g6</b>
$S^1$	g7,g8,g5,g6, <b>g1</b>	g7,g8,g5,g6, <b>g2</b>
$S^0$	g7,g8,g5,g6,g1,g2, <b>g3,g4</b>	g7,g8,g5,g6,g1,g2, <b>g3,g4</b>

Tabla 11. Distribución de las incógnitas en las ecuaciones con Rfil igual a 0

Las incógnitas g7, g8, g5, g6, g1 y g2 se obtienen por medio de ecuaciones simples y las incógnitas g3 y g4 se obtienen por medio de un sistema de ecuaciones de dos ecuaciones y dos incógnitas formado al igualar las componentes reales e imaginarias de orden 0 de la ecuación dependiente de G con la ecuación independiente de G.

La matriz G resultado para el punto de operación a velocidad nominal con Kr de 1,2 y Ki de 1 es:

$$G1 = \begin{pmatrix} 1,999 & 222,6 \\ -222,6 & 1,999 \\ 2,238e^{-3} & -0,0645 \\ 0,0645 & 2,238e^{-3} \\ 3542 & -0,2367 \\ 0,2367 & 3542 \\ -4,3057 & 0 \\ 0 & -4,3057 \end{pmatrix}$$

Una vez calculado el SS del observador se visualizará la dinámica de sistema y observador en el punto de operación a velocidad nominal.

Polos del sistema:

- 3.891 - 6782.921\*i
- 6.207 + 0.135\*i
- 7.344 - 314.024\*i
- 6.207 - 0.135\*i
- 4.085 - 6782.921\*i

- 3.891 + 6782.921\*i

- 4.085 + 6782.921\*i

- 7.344 + 314.024\*i

Polos del observador:

- 4.642 + 8092.683\*i

- 6.200 - 0.175\*i

- 10.062 - 217.912\*i

- 6.200 + 0.175\*i

- 4.928 + 8188.754\*i

- 4.642 - 8092.683\*i

- 4.928 - 8188.754\*i

- 10.062 + 217.912\*i

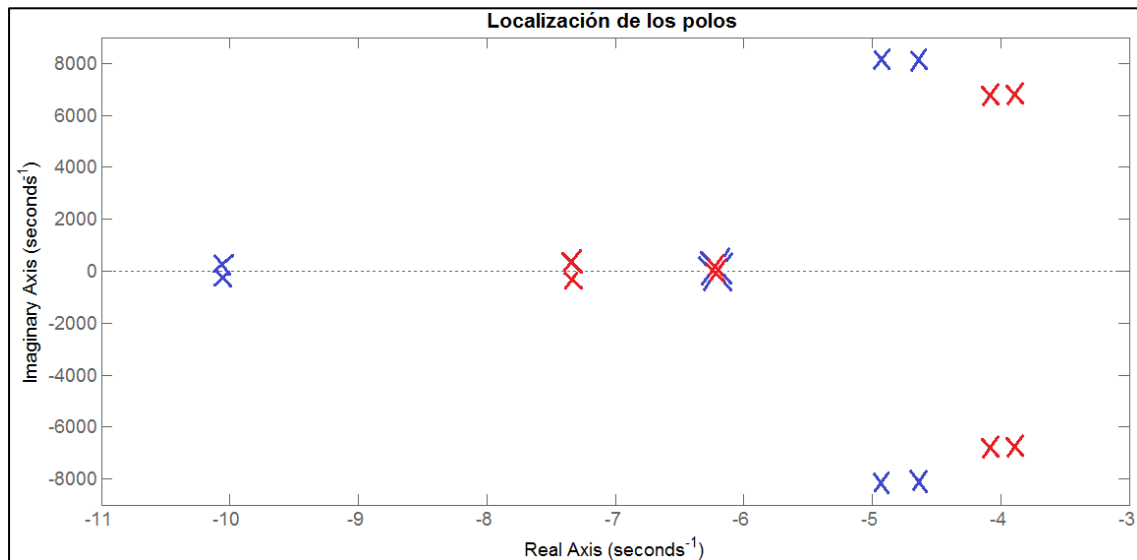


Figura 88. Localización de los polos del observador (azul) y del sistema (rojo) con Rfil igual a 0

Las conclusiones son las siguientes:

- Al despreciar la resistencia del filtro el sistema tendrá 8 polos lo suficientemente lentos para no ser despreciables. Sus 4 polos dominantes son 2 parejas de polos conjugados con una parte imaginaria de más de 1700 veces su parte real. Estos polos provocan que el sistema sea muy oscilante.
- Para suplir la oscilación del sistema es necesario implementar un active damping o considerar las resistencias del filtro a modo de passive damping.
- El método de Kubota modificado no es válido para este sistema. Se puede observar que los polos del observador no están desplazados  $K_r$  veces hacia la izquierda del plano. Lo que realmente sucede es que 2 polos son similares en el sistema que en el observador, 4 se desplazan  $K_r$  veces y otros 2 se desplazan más de  $K_r$  veces. La parte imaginaria de los polos debería mantenerse estática debida a su  $K_i$  igual a 1, sin embargo varía en los 8 polos del observador.
- Aunque el observador no funcione (no estima correctamente las variables y todas tienden a infinito) existe la posibilidad de que funcione correctamente implementando el active damping. Los 4 polos desplazados  $K_r$  veces son los polos dominantes del

sistema. **Se propondrá como línea futura la implementación del active damping para la comprobación del control sensorless.**

A pesar de que el método de Kubota modificado queda a priori invalidado, existe la posibilidad de que sea válido para sistemas de 8 polos cuando 4 de ellos son despreciables al encontrarse lejos del eje imaginario. Se realizarán de nuevo los cálculos esta vez sin despreciar la resistencia del filtro.

- **Cálculo de G con Rfil = 100mΩ**

Al realizar el cálculo del determinante de la matriz [sI – (A + GC)] el resultado son 97 términos que formarán 8 ecuaciones con 8 incógnitas distribuidas de la siguiente forma:

Orden de la ecuación	Parte real	Parte imaginaria
S <sup>4</sup>	X	X
S <sup>3</sup>	g7	g8
S <sup>2</sup>	g7,g8,g1,g5	g7,g8,g2,g6
S <sup>1</sup>	g7,g8,g1,g2,g3,g4,g5,g6	g7,g8,g1,g2,g3,g4,g5,g6
S <sup>0</sup>	g7,g8,g1,g2,g3,g4,g5,g6	g7,g8,g1,g2,g3,g4,g5,g6

Tabla 12. Distribución de las incógnitas en las ecuaciones con Rfil distinto de 0

Las incógnitas g7 y g8 se obtienen por medio de ecuaciones simples y las incógnitas g1, g2, g3, g4, g5 y g6 se obtienen por medio de un sistema de ecuaciones de seis ecuaciones y seis incógnitas formado al igualar respectivamente las componentes reales e imaginarias de orden 0, 1 y 2 de las ecuaciones dependientes de G con las ecuaciones independientes de G.

Debido a la complejidad del sistema de ecuaciones simbólicas dado, se utilizará el software Wolfram Mathematica para su resolución.

La matriz G resultado para el punto de operación a velocidad nomina con Kr de 1,2 y Ki de 1 es:

$$G2 = \begin{pmatrix} -175,2 & 221,6 \\ -221,6 & -175,2 \\ 2,538e^{-3} & -0,06455 \\ 0,06455 & 2,538e^{-3} \\ 3526 & 15,64 \\ -15,64 & 3526 \\ -118,6 & 0 \\ 0 & -118,6 \end{pmatrix}$$

Una vez calculado el SS del observador se visualizará la dinámica de sistema y observador en el punto de operación a velocidad nominal.

Polos del sistema:

- **6.207 + 0.135\*i**
- **289.606 + 6777.062\*i**
- **289.800 - 6777.077\*i**
- **289.606 - 6777.062\*i**

- 7.343 + 314.008\*i
- 6.207 - 0.135\*i
- 7.343 - 314.008\*i
- 289.800 + 6777.077\*i

Polos del observador:

- 6.172 - 0.244\*i
- 347.285 - 8086.002\*i
- 347.932 + 8182.095\*i
- 347.285 + 8086.002\*i
- 10.166 - 217.821\*i
- 6.172 + 0.244\*i
- 10.166 + 217.821\*i
- 347.932 - 8182.0957\*i

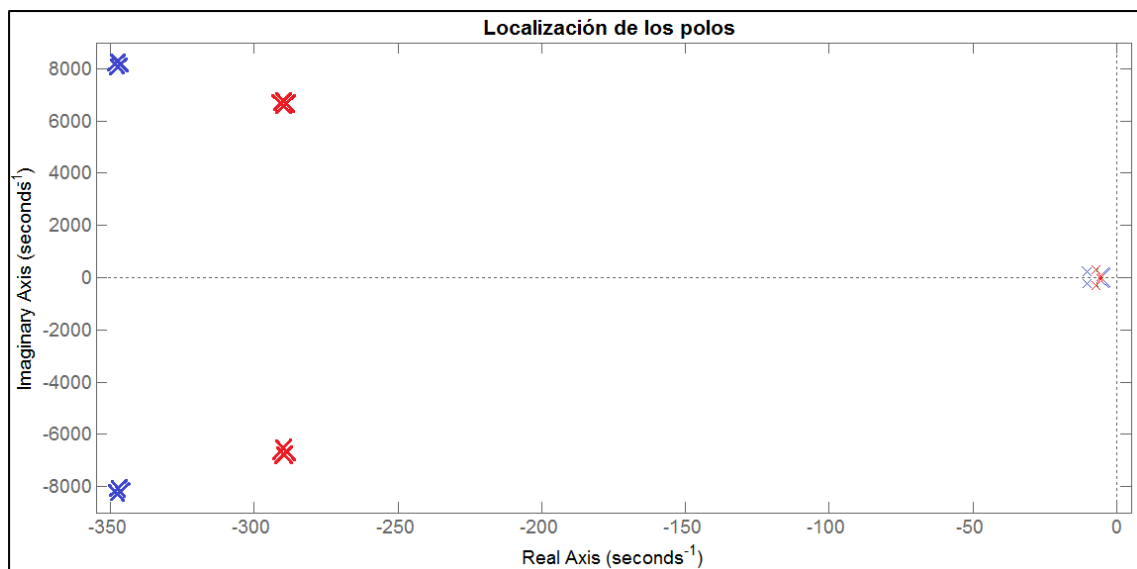


Figura 89. Localización de los polos del observador (azul) y del sistema (rojo) con Rfil distinta a 0

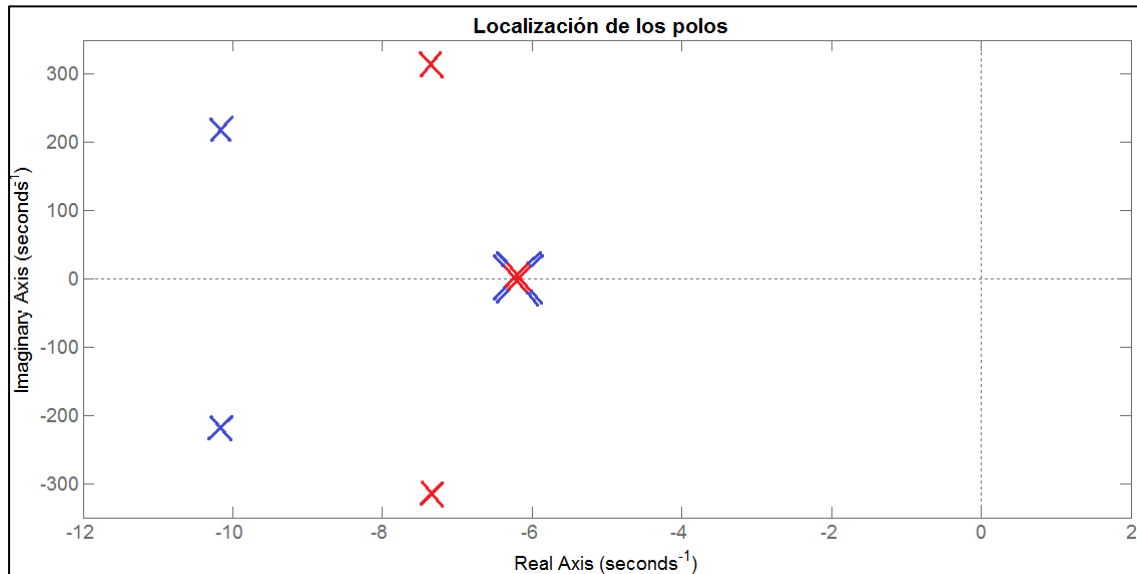


Figura 90. Localización de los polos dominantes del observador (azul) y del sistema (rojo) con Rfil distinta a 0

Las conclusiones son las siguientes:

- La diferencia entre los sistemas, al despreciar y al no despreciar la resistencia del filtro, es que los 4 polos dominantes con grandes oscilaciones pasarán a ser despreciables al considerar la resistencia del filtro. Dicho de otra forma los polos con gran parte imaginaria pasan a estar con considerable lejanía del eje imaginario conservando la misma componente imaginaria. Los otros 4 polos serán idénticos. Debido al desplazamiento de los oscilantes los otros 4 pasan a ser dominantes en el sistema con resistencias en el filtro.
- El método de Kubota modificado no es válido. Este hecho ya se había expuesto con el anterior observador pero ahora se observa que no desplaza los polos dominantes, sino los 4 polos más alejados del eje imaginario, los polos más irrelevantes. En el sistema sin resistencias del filtro desplaza los polos dominantes, pero dicho sistema necesita de un active damping o de unas resistencias en serie con las C, mecanismos que precisamente alejan del eje imaginario los polos oscilantes. **Sin embargo se seguirá apostando por la implementación del active damping como línea futura para validar completamente los resultados obtenidos.**
- Se aprecian similitudes con el sistema y observador anteriores en el traslado de polos realizado por el método de Kubota. Este hecho disminuye las posibilidades de que haya habido un error de cálculo.

### 3.1.3 PROPUESTA 3

Esta propuesta se realizará con control con SP de tensión, compensación de la caída de tensión de la L del filtro LRC y compensación de la corriente que absorben las ramas RC del filtro LRC.

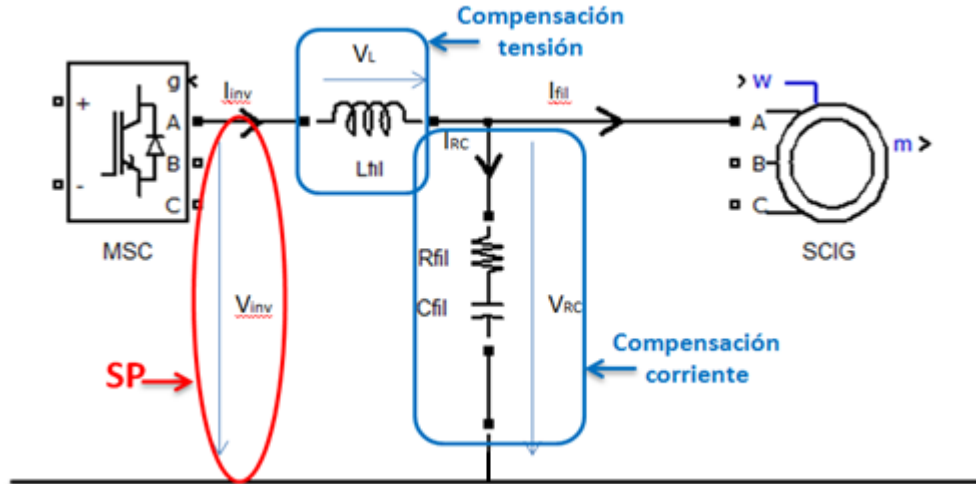


Figura 91. Sistema correspondiente a la propuesta 3 (equivalente monofásico)

La compensación de tensión constará de la estimación de la tensión a la salida del filtro LRC partiendo del SP de tensión y añadiendo la caída de tensión en la L. Esta compensación se realiza tanto en módulo como en fase. Se deberá obtener  $V_s$  a partir de  $SpV$  y la tensión que cae en la inductancia ( $j \cdot X_s \cdot I_s$ ).

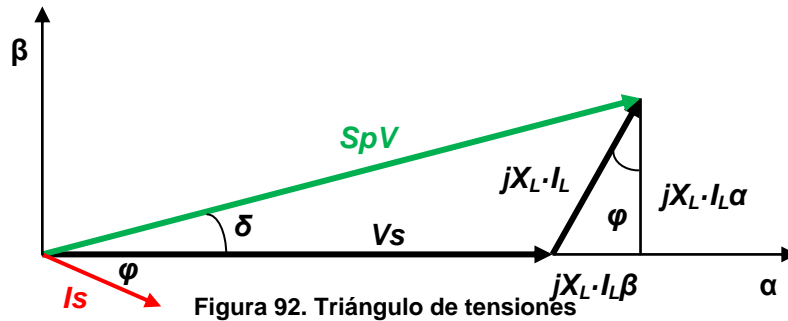


Figura 92. Triángulo de tensiones

A partir del diagrama se obtiene la tensión compensada o estatórica en  $\alpha$  y  $\beta$ :

$$Eje \alpha \rightarrow V_s \alpha = SpV \alpha + jX_s \cdot I_s \beta$$

$$Eje \beta \rightarrow V_s \beta = SpV \beta - jX_s \cdot I_s \alpha$$

Ecuación 21. Compensación de tensión por la L

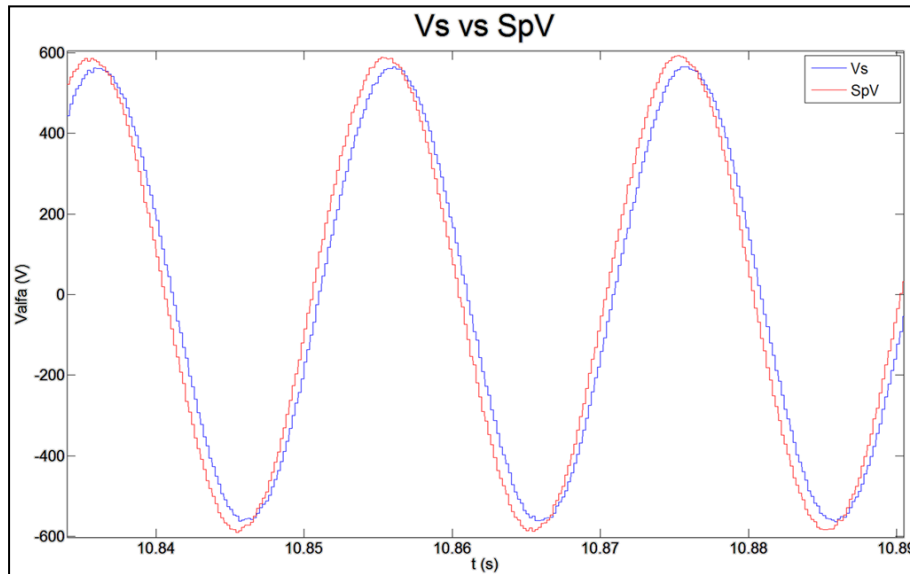


Figura 93. Tensión de SP y tensión estática tras compensación

Se observa que la tensión de SP es mayor y está adelantada con respecto a la tensión estática (como se indica en el triángulo de tensiones). Además se aprecia el cambio con respecto al sistema inicial: ahora se controla la potencia y tensión después del filtro por lo que el pico de la tensión estática es 563 V (tensión fase pico de operación nominal de la máquina) y el del SP de tensión será mayor y próximo a 600 V.

La compensación de corrientes se realizará mediante dos métodos diferentes:

1. Medición directa de las corrientes después del filtro (corrientes estáticas)
2. Medición de las corrientes por las L y compensación de éstas

No obstante las ramas RC sólo absorberán componentes de alta frecuencia de la corriente y por lo tanto las corrientes antes del filtro y las corrientes después del filtro serán iguales en valor medio, con la diferencia que las medidas tras el filtro son más limpias como se verá en simulación.

El método 1 se basa en medir las corrientes estáticas y utilizar éstas en el algoritmo sensorless y en el control SCIG.

El método 2 se basa en medir las corrientes por las inductancias, compensarlas y utilizar las compensadas en el algoritmo sensorless y en el control SCIG. Esta compensación se realiza tanto en módulo como en fase. Se deberá obtener  $I_s$  a partir de  $I_L$  y la corriente que circula por las ramas RC.

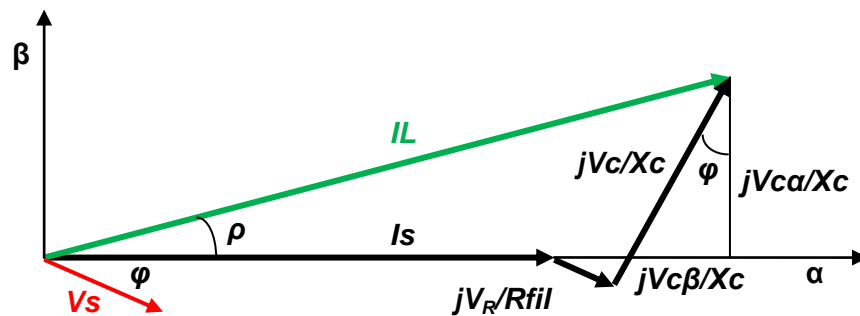


Figura 94. Triángulo de corrientes

A partir del diagrama se obtiene la corriente compensada o estática en  $\alpha$  y  $\beta$ :



$$\text{Eje } \alpha \rightarrow I_{S\alpha} = I_{L\alpha} - \frac{V_{R\alpha}}{R_{fil}} + j \frac{V_{C\beta}}{X_C}$$

$$\text{Eje } \beta \rightarrow I_{S\beta} = I_{L\beta} - \frac{V_{R\beta}}{R_{fil}} - j \frac{V_{C\alpha}}{X_C}$$

**Ecuación 22. Compensación de corriente por la rama RC**

Siendo  $V_R$  la tensión que cae en la resistencia y  $V_C$  la tensión que cae en el condensador:

$$V_{R\alpha} = (I_{L\alpha} - I_{S\alpha}) \cdot R_{fil}$$

$$V_{R\beta} = (I_{L\beta} - I_{S\beta}) \cdot R_{fil}$$

$$V_{C\alpha} = V_{S\alpha} - V_{R\alpha}$$

$$V_{C\beta} = V_{S\beta} - V_{R\beta}$$

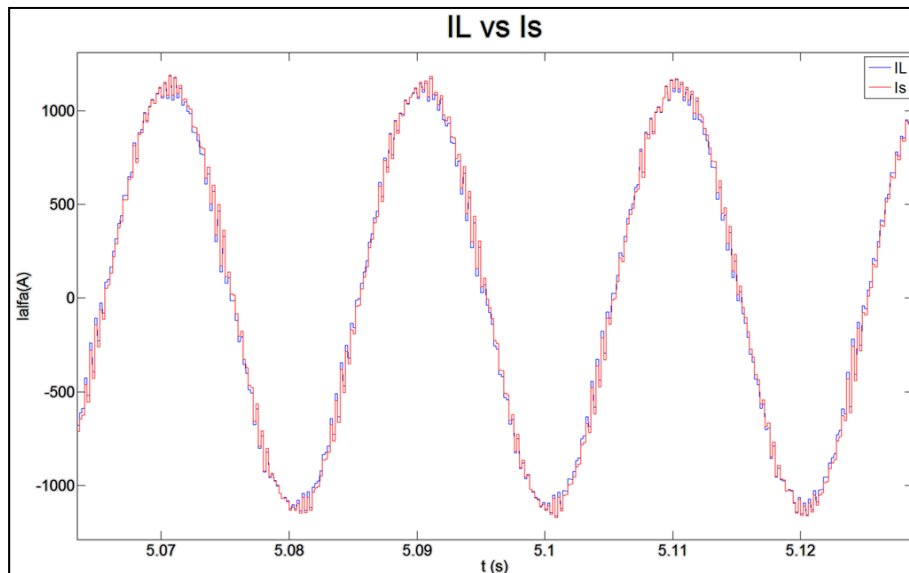
**Ecuación 23. Tensiones en bornes de R y C**

Sin embargo, se considerará que la tensión que cae en la resistencia del filtro es despreciable frente a la que cae en la capacidad. Esto es debido a que los valores medios entre la corriente por la L y la corriente estática son prácticamente iguales pero se observan diferencias en alta frecuencia. Por lo tanto la compensación quedará de la siguiente forma:

$$\text{Eje } \alpha \rightarrow I_{S\alpha} = I_{L\alpha} + j \frac{V_{S\beta}}{X_C}$$

$$\text{Eje } \beta \rightarrow I_{S\beta} = I_{L\beta} - j \frac{V_{S\alpha}}{X_C}$$

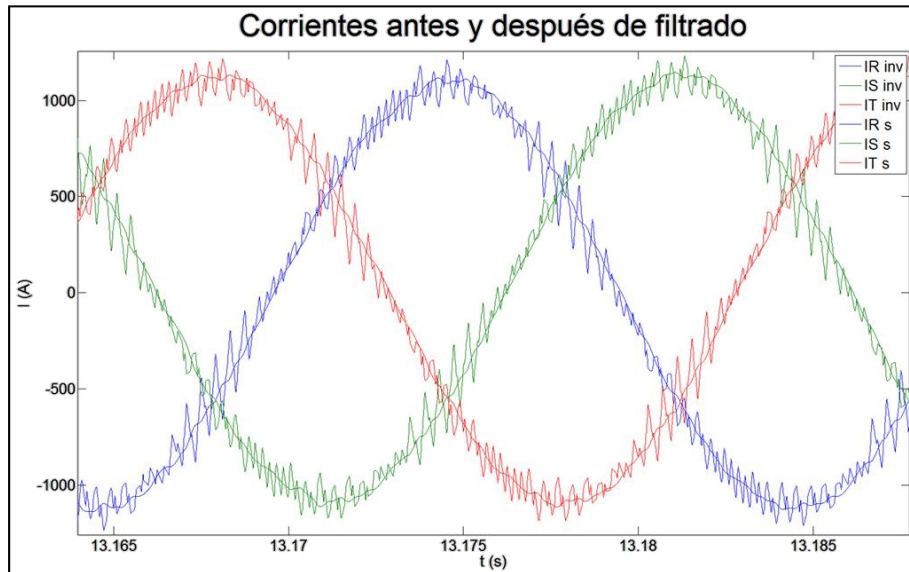
**Ecuación 24. Compensación de corriente por la rama RC tras despreciar caída de tensión en R**



**Figura 95. Corriente por L y corriente estática tras compensación**

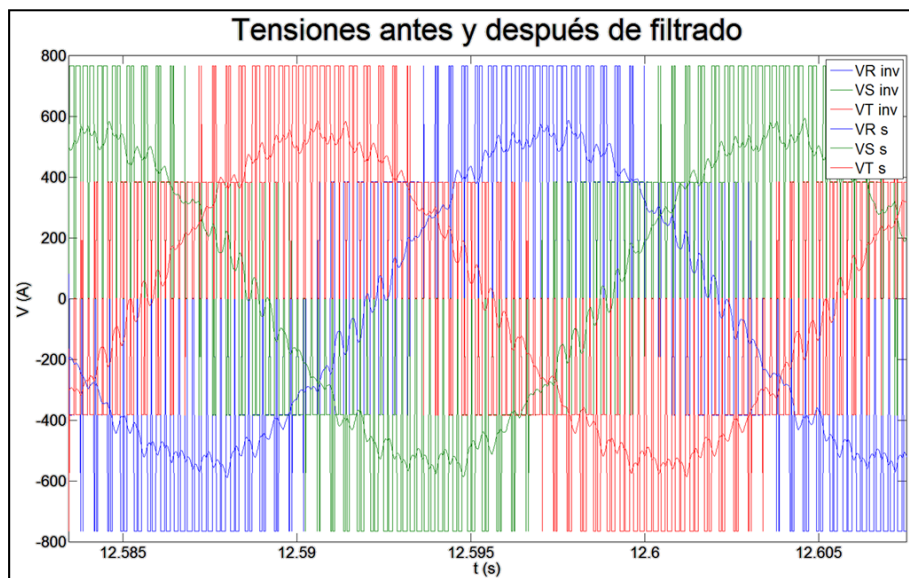
Se observa que la corriente por la inductancia y la corriente estática son prácticamente iguales, por lo que la corriente por las ramas RC tendrá valores próximos a cero.

A continuación se muestra el efecto del filtro en las corrientes y tensiones en el punto de operación a velocidad nominal:



**Figura 96. Comparación corrientes medidas antes y después del filtro**

El filtro sólo elimina ruido y el valor medio es similar. No obstante se utilizará la corriente sin filtrar para hallar la caída de tensión por la inductancia.



**Figura 97. Comparación tensiones medidas antes y después del filtro**

Por el contrario sí que hay una gran diferencia entre las tensiones sin filtrar y filtradas.

### 3.1.3.1 EN APLICACIÓN REAL

Tras la introducción del filtro senoidal en el observador de flujo y su correcta validación se opta por una opción más sencilla: volver al SS original y realizar una compensación de tensión/corriente partiendo del SP de tensión.

La última prueba realizada en bancada es la introducción de la L del filtro al SS, todavía con las ramas C desconectadas. Por lo tanto la siguiente prueba a realizar será la utilización del SP de tensión con compensación de la caída de tensión por el filtro. Con una  $K_r$  de 1,2 los resultados son buenos. Posteriormente se introducen las ramas C y los resultados empeoran pero siguen siendo estables. Finalmente se compensa la corriente por las ramas C del filtro y los resultados mejoran. Se ha utilizado el método 2 descrito anteriormente.

### 3.1.3.2 EN SIMULACIÓN

En simulación se trabajará directamente con el sistema de la última prueba en bancada mediante 2 métodos:

- I. Medir la corriente en el estátor y compensar la caída en la L con input SP de tensión
- II. Compensar la corriente por las ramas RC del filtro con input corriente por L medida y compensar la caída de tensión en la L con input SP de tensión

El objetivo de realizar la propuesta 3 mediante la simulación del sistema con los dos métodos indicados es utilizar el que mejores prestaciones aporte.

Tras la comparación de resultados se elegirá el segundo método como óptimo debido a las siguientes razones:

- El método 1 posee una  $k_p$  máxima admisible de los lazos de corriente menor que en el método 2, lo que supone la utilización de  $k_p$  menores en los lazos de corriente y unas mayores oscilaciones de la tensión en el arranque. Este fenómeno ocurre a la hora de utilizar tensión y/o corriente medida en el control. La influencia de los lazos de corriente, tanto en el sistema inicial como tras la introducción del filtro, es relevante y no ha sido estudiada en profundidad. **Se incluirá como línea futura el análisis de la influencia de los lazos de corriente en los 3 sistemas cuyas  $k_p$  máximas son diferentes:** sistema sin filtro senoidal, sistema con filtro senoidal con medida en el estator (tensión y/o corriente), y sistema con filtro senoidal utilizado en la propuesta 3 compensando corriente y tensión.
- El método 1 aporta mayores errores máximos en la estimación de velocidad que en el método 2.
- El método 1 utiliza un sensor más de corriente (sensor de  $I_s$  y también sensor de  $I_L$  ya que es necesaria para la compensación de la tensión) mientras que el método 2 sólo utiliza sensor de  $I_L$ .

Se mostrarán los resultados correspondientes al método 2. La validación será correcta tras comprobar el correcto funcionamiento del estimador de velocidad y del control en los puntos de operación utilizados en el presente proyecto (Tabla 7).

- A velocidad nominal (1500 rpm):

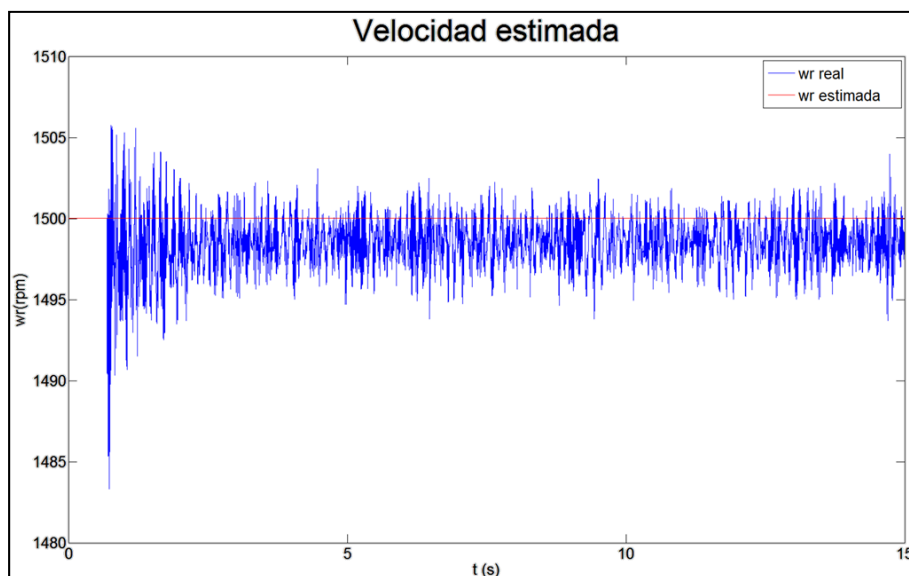


Figura 98. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 3 a 1500 rpm

Despreciando el arranque el máximo error de velocidad será del 0,4 %.

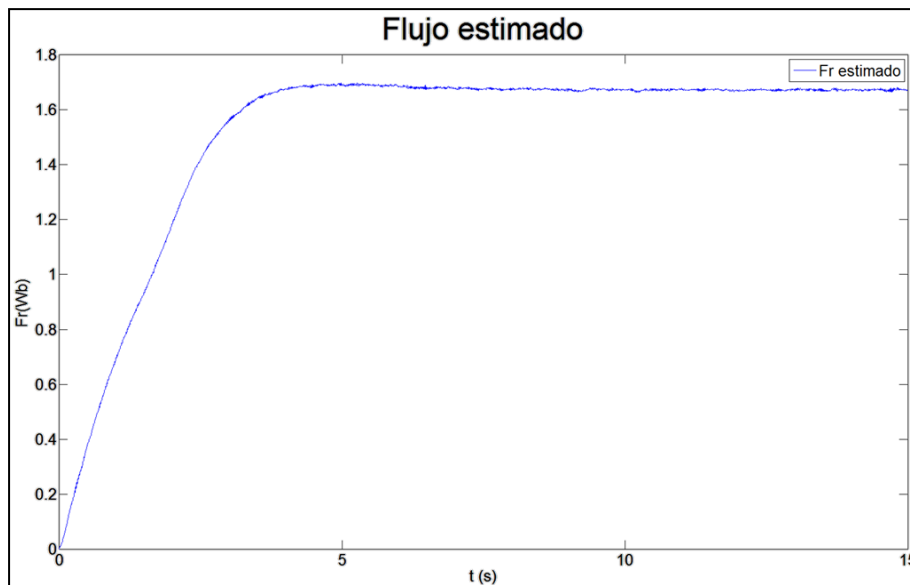


Figura 99. Flujo estimado correspondiente a la propuesta 3 a 1500 rpm

El valor del flujo rotórico en régimen permanente será de 1,68 Wb.

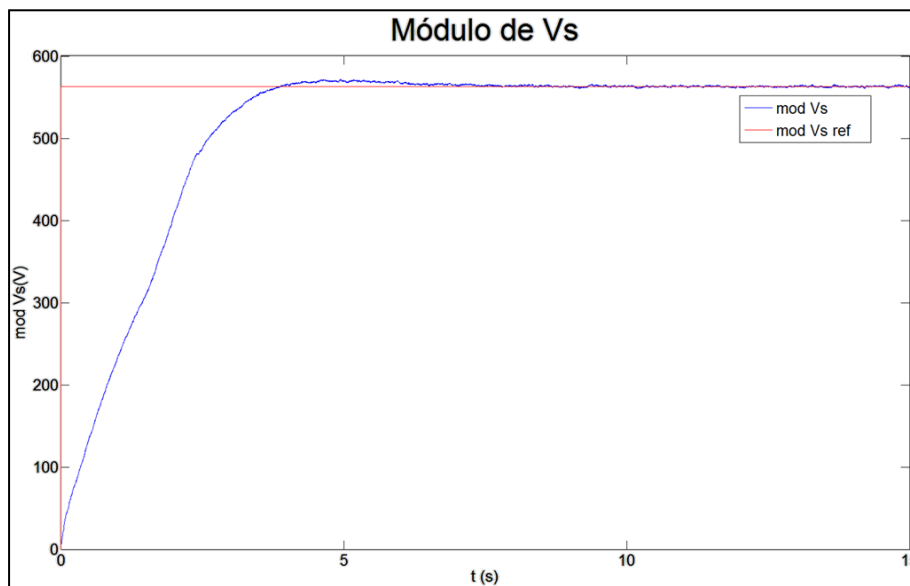


Figura 100. Tensión estática correspondiente a la propuesta 3 a 1500 rpm

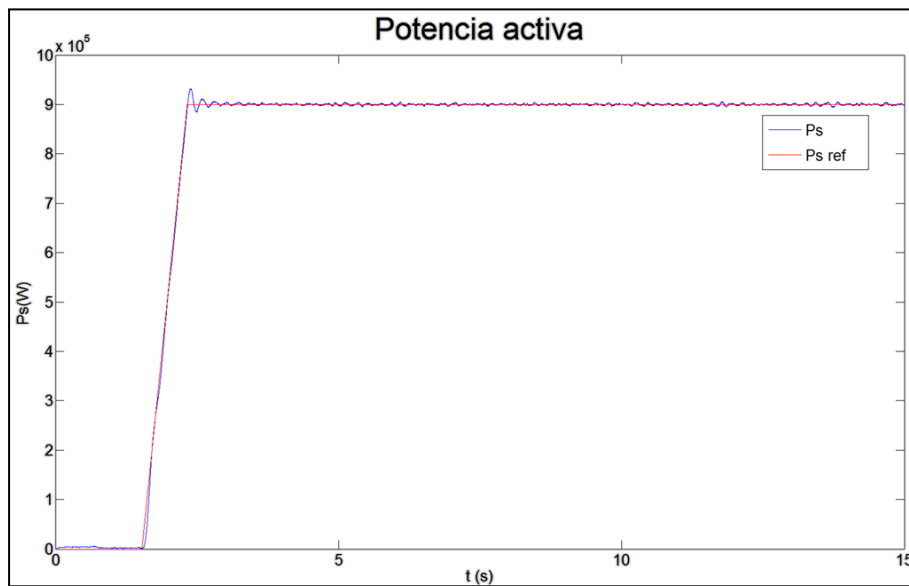


Figura 101. Potencia activa estática correspondiente a la propuesta 3 a 1500 rpm

- A medias vueltas (900 rpm):

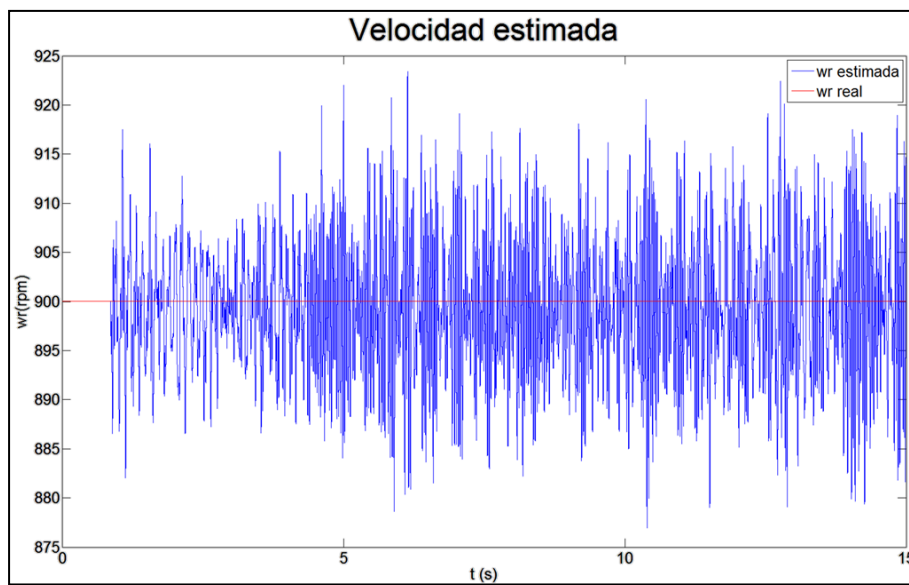


Figura 102. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 3 a 900 rpm

El máximo error de velocidad será del 2,22%.

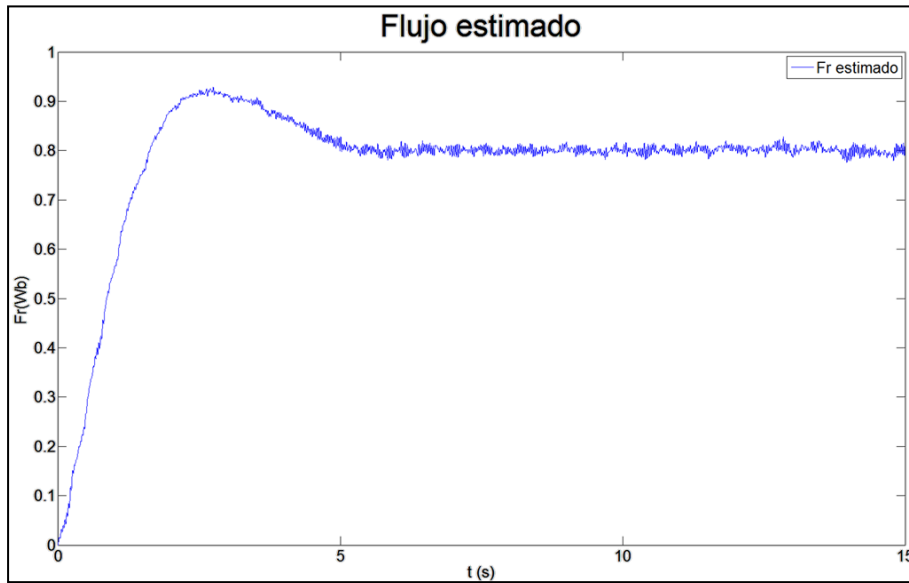


Figura 103. Flujo estimado correspondiente a la propuesta 3 a 900 rpm

El valor del flujo rotórico en régimen permanente será de 0,8 Wb.

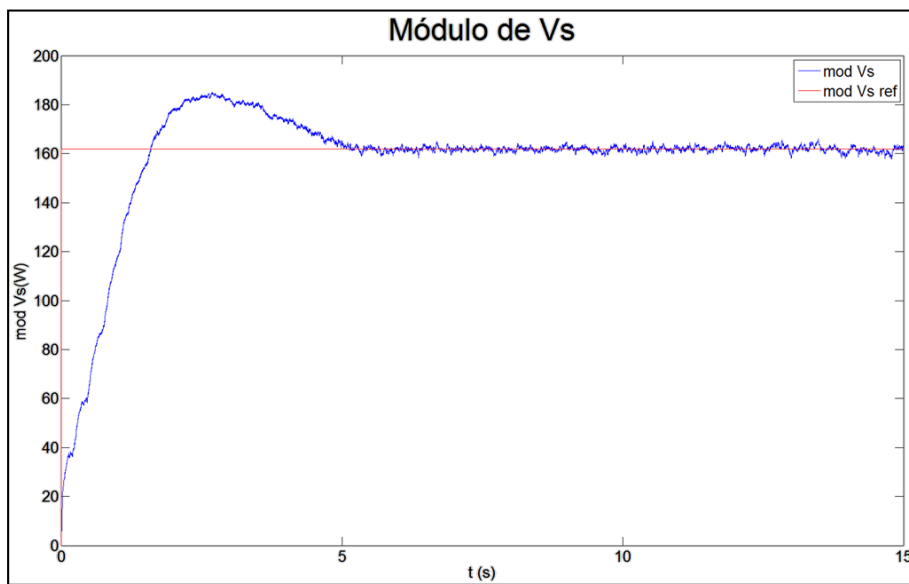


Figura 104. Tensión estática correspondiente a la propuesta 3 a 900 rpm

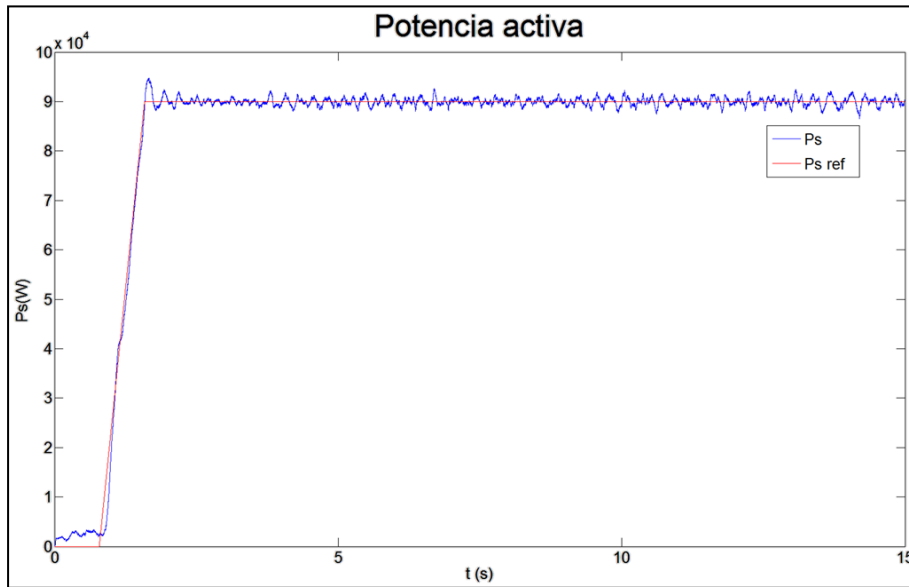


Figura 105. Potencia activa estática correspondiente a la propuesta 3 a 900 rpm

- A bajas vueltas (600 rpm):

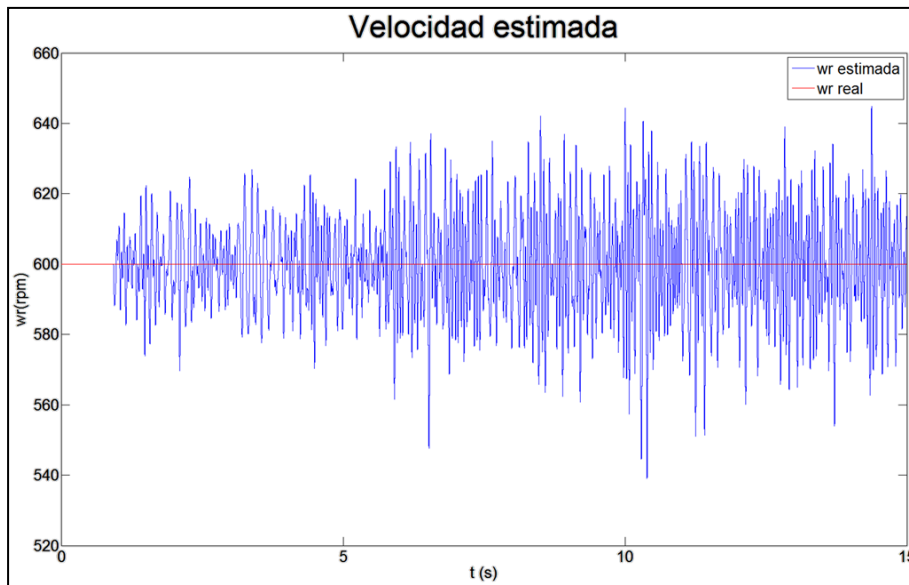


Figura 106. Velocidad estimada correspondiente a la propuesta 3 a 600 rpm

El máximo error de velocidad será del 6,49 %.

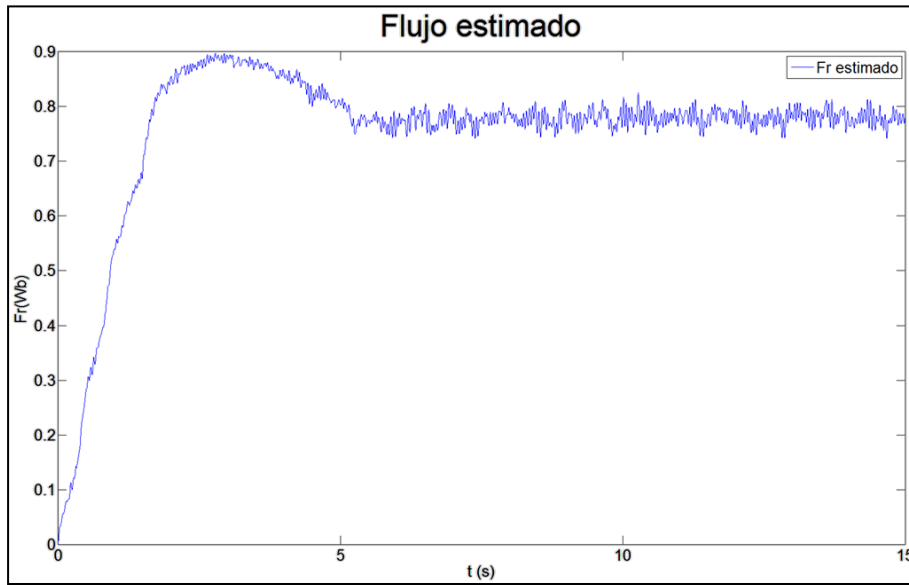


Figura 107. Flujo estimado correspondiente a la propuesta 3 a 600 rpm

El valor del flujo rotórico en régimen permanente será de 0,78 Wb.

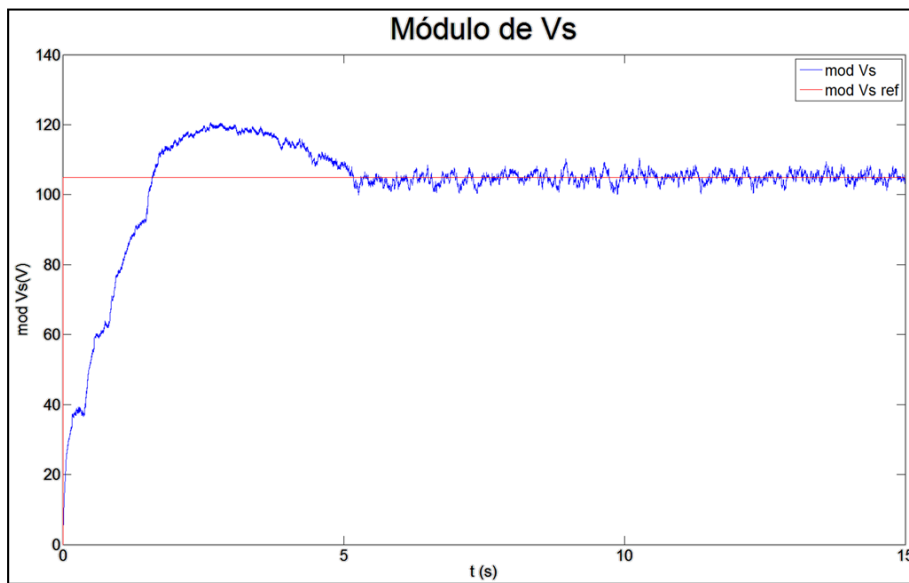


Figura 108. Tensión estática correspondiente a la propuesta 3 a 600 rpm



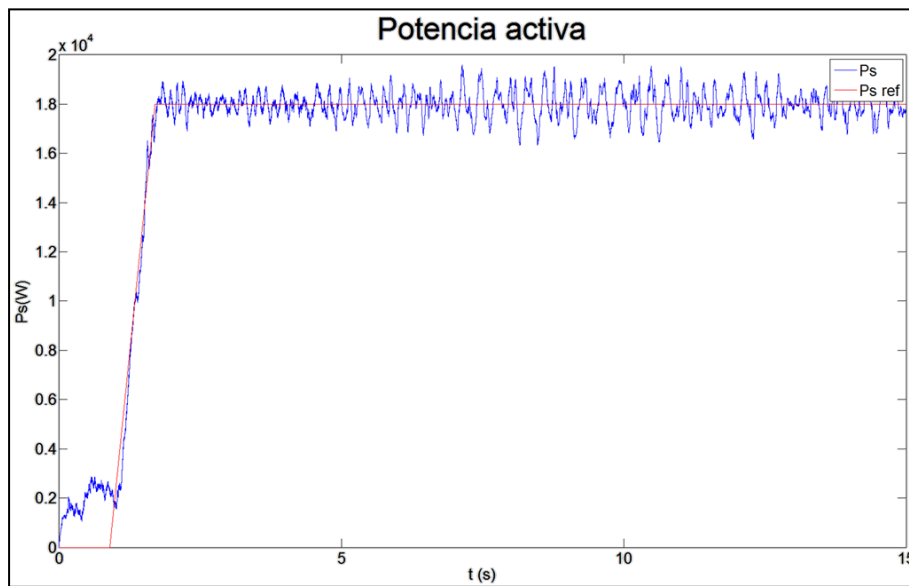


Figura 109. Potencia activa estática correspondiente a la propuesta 3 a 600 rpm

Punto de operación	Error máximo de velocidad estimada	Error medio de velocidad estimada
1500 rpm	0,4 %	0,1333 %
900 rpm	2,22 %	0,0555 %
600 rpm	6,49 %	0,15 %

Tabla 13. Errores de velocidad estimada en el nuevo sistema acorde a la propuesta 3

Se observa que los errores medios de velocidad estimada cumple con el criterio de precisión (apartado 1.7).

Tras monitorizar las principales señales del control sensorless del sistema correspondiente al método 2 de la propuesta 3 en 3 puntos diferentes de operación se extraen las siguientes conclusiones:

- Los resultados quedan validados realizando compensaciones de tensión y corriente. La operación con tensión compensada y corriente medida en el estator quedará sin validar a falta de la realización de un análisis de la influencia de los lazos de corriente en el sistema con medidas en el estator y en el sistema sin medidas en el estator.
- Se deberá considerar si el arranque a medias y bajas velocidades en forma de escalones es aceptable o no. Estos escalones provienen del SP de tensión que en última instancia provienen de la corriente. Al aumentar la  $k_p$  de los lazos de corriente los escalones disminuyen pero el sistema se vuelve más inestable. Se planteará como línea futura un análisis de la influencia de los lazos de corriente en los sistemas. En simulación se ha obtenido que el límite de  $k_p$  de corriente en el sistema sin filtro es de 2,9, en el sistema con filtro sin utilizar medidas en el estator es de 1,4 y en el sistema con filtro utilizando medidas en el estator es de 0,5. Debido a este motivo no se observan escalones en la tensión del sistema sin filtro (apartado 2.3) debido a que se utilizan  $k_p$  mayores.
- La estimación de velocidad es aceptable aunque a medias y bajas vueltas los errores máximos superen el máximo elegido como criterio (apartado 1.7). Esto es debido a que la estimación es prácticamente simétrica y se compensará la pérdida de energía de los errores negativos con la ganancia de los positivos. Además la proporción de energía perdida en medias y bajas vueltas es insignificante con la que se perdería a velocidad

nominal con esos errores de estimación. Además la frecuencia de operación será mayor a velocidades próximas a la nominal.

- Se observan las diferencias entre el sistema inicial y el nuevo sistema. Tras realizar el análisis dinámico de ambos sistemas (figura 83) se observa que el nuevo sistema tiene una dinámica similar al inicial pero más lenta. Este hecho puede ser la razón por la que el sistema inicial acepta mayores valores de  $k_p$  en los lazos de corriente que el nuevo sistema. Además la estimación de velocidad posee más ruido debido al error introducido por compensaciones.
- Existe una diferencia notable entre utilizar tensión medida estática y corriente medida estática: al utilizar tensión medida (propuesta 1) el punto de operación 3 (Tabla 7) queda invalidado, sin embargo al utilizar corriente medida (propuesta 3 método 1) el punto de operación 3 funciona correctamente.

### 3.1.4 PROPUESTA 4

Con motivo a los problemas resultantes de la utilización en el control sensorless de la tensión medida en la propuesta 1, se desarrollará una cuarta propuesta para determinar si la causa del malfuncionamiento al utilizar tensión medida es del filtro senoidal.

Esta propuesta se lleva a cabo exclusivamente en simulación y se tratará de un análisis comparativo (de acorde a la propuesta 1 y 3) entre el nuevo sistema y el sistema inicial, sistema que se valida utilizando SP de tensión debido a la comodidad y al ahorro de sensor de tensión.

Para el análisis en el sistema inicial será necesario filtrar la tensión medida y compensarla en módulo y fase debido a que el filtro RL a penas disminuye las componentes de alta frecuencia de la tensión. Al utilizar SP de tensión no es necesario compensarla debido a la caída de tensión despreciable en el filtro RL.

Posteriormente se compararán los resultados de ambos sistemas con el objetivo de valorar la influencia del filtro senoidal al utilizar tensión medida.

Se mostrará una tabla con los resultados para el punto de operación de 600 rpm (Tabla 7), debido a que es el punto de operación no válido en la propuesta 1 y con más ruido en ambos sistemas:

<b>A 600 rpm</b>	<b>Utilizando Vs medida</b>	<b>Utilizando Vs partiendo del SP</b>
<b>Sistema nuevo (+ filtro)</b>	Malfuncionamiento, no se fluja la máquina, utiliza el encoder	Funciona correctamente
<b>Sistema inicial</b>	Malfuncionamiento, no se fluja la máquina, utiliza el encoder	Funciona correctamente con mayor precisión

Tabla 14. Comparación de resultados entre sistema inicial y sistema nuevo a 600 rpm

Se extraen las siguientes conclusiones:

- La introducción del filtro senoidal no es relevante en el funcionamiento del punto de operación a bajas vueltas utilizando tensión medida. Además, al obtener resultados similares en bancada y simulación en la propuesta 1, se considera que el fenómeno que provoca los problemas con tensión medida se encuentra en el modelo de señal del sistema inicial o de partida.
- Las compensaciones de tensión y corriente al utilizar SP no son exactas y contienen errores que se traducen en menor precisión de seguimiento de consignas y de estimación de velocidad del nuevo sistema frente al sistema inicial.

## 3.2 ESTIMACIÓN ONLINE DE LA RESISTENCIA ROTÓRICA

La técnica de estimación de velocidad utilizada en el presente proyecto está basada en el modelo dinámico de la máquina de inducción, por lo que es una técnica sensible a la variación online de parámetros. Como ya se ha desarrollado en anteriores capítulos los parámetros varían en tiempo real principalmente en función de la temperatura a la que operan.

Al realizar el análisis de sensibilidad de parámetros del sistema inicial (véase apartado 2.5) se concluye que el parámetro cuyas variaciones proporcionan mayor inestabilidad en la estimación de velocidad es la resistencia rotórica. Al comprobar la sensibilidad de parámetros en el nuevo sistema con control acorde a la propuesta 3 se comprueba que es idéntica a la del sistema inicial. Esto es debido a que se utiliza el mismo observador y a que la acción del filtro senoidal es compensada. La correcta estimación de la resistencia estática también será relevante a bajas velocidades.

Además en el apartado 2.5 también se indica que el sistema inicial consta de un algoritmo de estimación online de la resistencia rotórica basado en la potencia activa, pero que la baja fiabilidad de éste imposibilita su aplicación práctica. Por lo tanto será necesario desarrollar un nuevo algoritmo de estimación online de la resistencia rotórica.

### 3.2.1 DESARROLLO TEÓRICO [6]

Existen numerosos artículos que describen distintos métodos de estimación online de parámetros. Algunos de ellos son los siguientes:

- Inyección de señal
- Observador
- Model Reference Adaptive System (MRAS)
  - Basados en el par
  - Basados en el flujo del rotor
  - Basados en el producto de la corriente del rotor y la fuerza electromagnética de retorno
  - Basados en la potencia activa
  - Basados en la potencia reactiva
- Mínimos cuadrados
- Análisis de espectros
- Basados en funciones criterio
- Redes neuronales artificiales
- Lógica difusa

De los métodos propuestos se elegirá un modelo de referencia de sistema adaptativo (MRAS) basado en la potencia reactiva. Esta elección se debe a que la estimación online de la resistencia rotórica es uno de los principales puntos a mejorar y a la existencia de numerosos artículos que defienden la estimación online de la resistencia rotórica con un MRAS basado en la potencia reactiva.

La elección de este método frente al resto de MRAS es debido a que el basado en la potencia reactiva realiza una estimación de la resistencia rotórica independiente de la resistencia del estator. Además esta técnica no contiene problemas de integradores a bajas velocidades.

Las características de esta técnica y los resultados de los papers en los que se apoya este planteamiento hacen de esta mejora propuesta el camino a tomar en primer lugar. Se

desarrollará la técnica teóricamente. **Se propondrá como línea futura la implementación práctica del MRAC basado en la potencia reactiva.**

### **MRAC BASADO EN LA POTENCIA REACTIVA**

Principales ventajas:

- La estimación de  $R_r$  no depende de  $R_s$
- No existen problemas de integración a bajas velocidades

Las entradas serán las variables sensadas  $V_s$  y  $I_s$ . Posteriormente dichas señales sensadas entrarán en los modelos. El modelo de referencia calculará la  $Q_{ref}$  y el modelo ajustable calculará la  $Q_{est}$ . La sustracción del primero con el segundo será el error. Este error entrará en el mecanismo de adaptación por medio del cual se obtendrá la  $W_{d,est}$ . Esta  $W_{d,est}$  se realimentará al modelo ajustable. A partir de la  $W_{d,est}$  se obtendrá la resistencia rotórica en tiempo real.

#### **Paso a paso:**

Se calcula  $Q_{ref}$ :

(1)

$$Q_{ref} = V_{qs} \cdot i_{ds} - V_{ds} \cdot i_{qs}$$

**Ecuación 25. Cálculo de  $Q_{ref}$**

- Se parte de las ecuaciones en d-q del modelo de la MAS en referencia rotatoria síncrona ( $\omega = \omega_s$ ):

(2)

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{qs} - \omega_s \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Psi_{qr}$$

(3)

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{d}{dt} i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{ds} + \omega_s \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Psi_{dr}$$

**Ecuación 26. Ecuaciones características de la máquina de inducción**

- Sustituyendo (2) y (3) en (1):

$$Q_2 = \sigma \cdot L_s \cdot \left( \frac{d}{dt} i_{qs} \cdot i_{ds} - \frac{d}{dt} i_{ds} \cdot i_{qs} \right) + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_m}{L_r} \cdot \left( \frac{d}{dt} \Psi_{dr} \cdot i_{qs} - \frac{d}{dt} \Psi_{qr} \cdot i_{ds} \right) + \omega_s \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Psi_{qr} \cdot i_{qs} + \Psi_{dr} \cdot i_{ds})$$

**Ecuación 27. Cálculo de  $Q_2$**

Se puede observar que esta expresión es independiente de  $R_s$ .

- Despreciando el régimen transitorio en régimen permanente las derivadas serán cero:

$$Q_3 = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \omega_s \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Psi_{qr} \cdot i_{qs} + \Psi_{dr} \cdot i_{ds})$$

**Ecuación 28. Cálculo de  $Q_3$**

- Se establece un modelo de orientación al campo rotórico  $\rightarrow \Psi_{qr} = 0$  y  $\Psi_{dr} = Lm \cdot i_{ds}$ :

$$Q_{est} = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + \omega_s \cdot \frac{Lm^2}{Lr} \cdot i_{ds}^2$$

Ecuación 29. Cálculo de  $Q_{est}$

Tras realizar el cálculo de la potencia reactiva estimada se lleva a cabo un estudio de estabilidad.

Un sistema es globalmente estable si:

- La función de transferencia del bloque invariante en el tiempo lineal debe ser estrictamente real positiva.
- El bloque variante en el tiempo no lineal satisface la desigualdad integral de Popov.
  - $\rightarrow$  El criterio 1 se satisface con el bloque de manipulación "D", que hace el error real positivo
  - $\rightarrow$  El criterio 2 se satisface suficientemente con un PI (desigualdad integral de Popov)

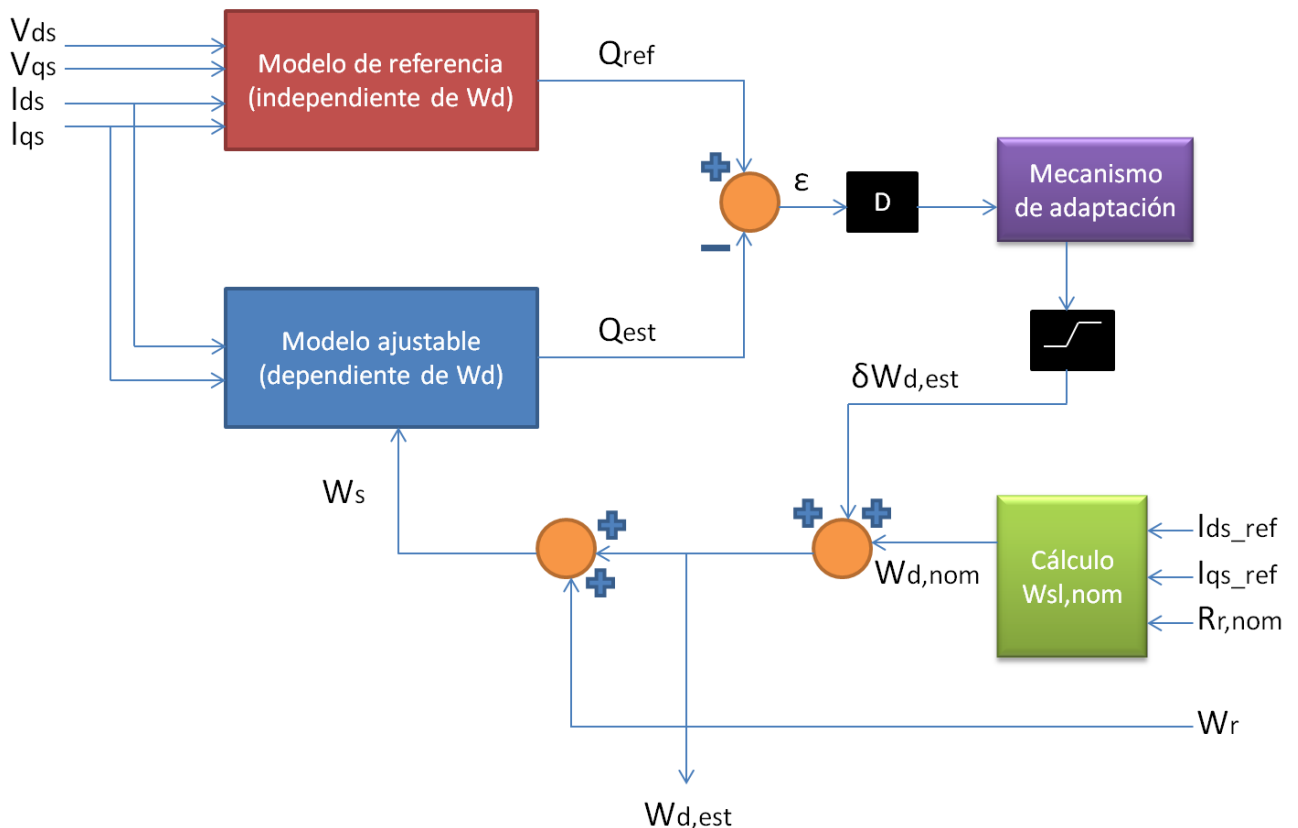
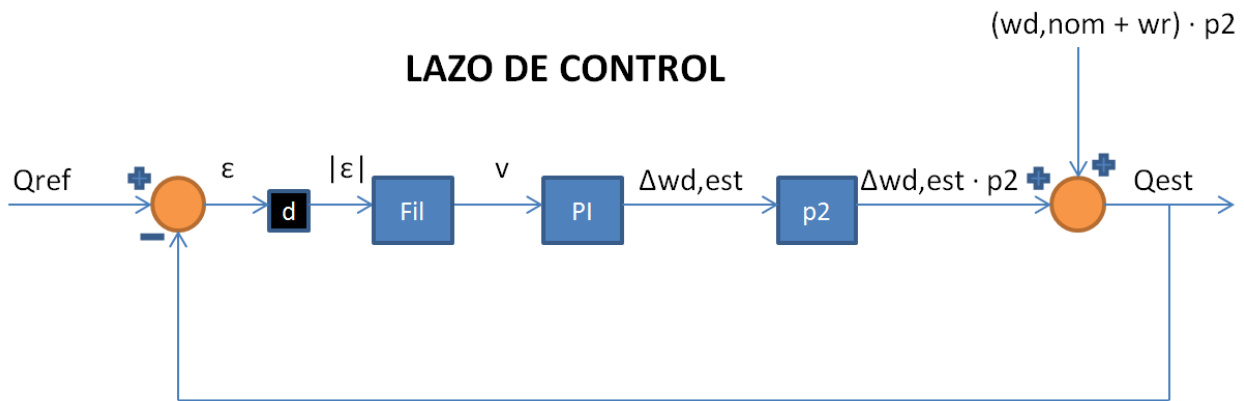


Figura 110. Estructura de control del MRAC

Se filtrará la diferencia entre la potencia reactiva de referencia y la estimada con el motivo de aportar dinámica al sistema y de realizar un control más fino ya que ambas señales contienen considerable ruido.



Donde:

- $d = 1$  o  $-1$
- $PI = k_p \cdot (T_n \cdot s + 1/(T_n \cdot s))$
- $p2 = \sigma \cdot L_s \cdot (ids^2 + iqs^2) + (Lm^2/Lr) \cdot ids^2$
- Fil  $\rightarrow$  filtro de primer orden

Figura 111. Lazo de control del MRAC

Se sintonizará el PI siguiendo el método de Bode: Margen de fase de la función de transferencia en lazo abierto e igualar el módulo de la función de transferencia en lazo abierto a 1. Al obtener la variación de la velocidad de deslizamiento se realizará un análisis de sensibilidad de  $R_r$ :

Estudio en espacio de estados

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} is \\ \Psi_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -(a1 \cdot I + Ws \cdot J) & a2 \cdot I - a3 \cdot W_r \cdot J \\ a4 \cdot I & -(a5 \cdot I + Wd \cdot J) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} is \\ \Psi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} I & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot Vs$$

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u$$

$$\Delta \dot{x} = A \cdot \Delta x + \Delta A \cdot x$$

$$\Delta is = c \cdot \Delta x$$

$$Is = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} is \\ \Psi_r \end{pmatrix}$$

$$\Delta is(s) = C \cdot (sI - A)^{-1} \cdot \Delta A(s) \cdot x$$

$$\Delta A = \begin{pmatrix} a6 \cdot I & -a7 \cdot I \\ -a8 \cdot I & a9 \cdot I \end{pmatrix} = \Delta R_r$$

Ecuación 30. Ecuaciones para el cálculo de la sensibilidad de  $R_r$

Al obtener la relación de sensibilidad de la corriente con la resistencia y la variación de la velocidad de deslizamiento, se calculará la variación de resistencia rotórica a partir de la siguiente ecuación:

$$\frac{\Delta Wd}{\Delta Rr} = \frac{(Vqs - 2 \cdot k1 \cdot ws \cdot ids) \cdot \frac{\Delta ids}{\Delta Rr} - (Vds + 2 \cdot \sigma \cdot Ls \cdot ws \cdot iqs) \cdot \frac{\Delta iqs}{\Delta Rr}}{(k1 \cdot ids^2 + \sigma \cdot Ls \cdot iqs^2) + (kp + \frac{ki}{s})^{-1}}$$

**Ecuación 31. Ecuación que relaciona la sensibilidad de Rr con la de  $\omega d$**

Donde  $k1 = \sigma \cdot Ls + \frac{Lm^2}{Lr}$

Se obtiene  $\Delta Rr$  a través de sus relaciones con la velocidad de deslizamiento y con las corrientes.

Por ende se obtendrá Rr en cada paso de simulación:

$$\mathbf{Rr = Rr_{ant} + \Delta Rr}$$

**Ecuación 32. Corrección de la Rr**

De esta forma se obtiene el valor de la resistencia rotórica en tiempo real

## 4. LÍNEAS FUTURAS Y CONCLUSIONES

### 4.1 LÍNEAS FUTURAS

Una vez concluido el proyecto y analizados los resultados obtenidos, queda realizar un balance de los mismos. Se distinguen cinco puntos a desarrollar:

- El primero de ellos se podría denominar como la realización de los estudios necesarios para determinar los fenómenos por los que los resultados de la propuesta 1, utilizando tensión medida, no son válidos. Los estudios a realizar serían:
  - **Estudio comparativo entre el modelo de señal utilizando SP de tensión y utilizando tensión medida en el nuevo sistema:** Conformaría un estudio dinámico de ambos sistemas y la evaluación de los elementos de los modelos por partes y en conjunto.
  - **Estudio e implementación del modelo de saturación de la máquina:** A pesar de que el fenómeno relevante se encuentra en el modelo de señal, es interesante determinar si las no linealidades del generador tienen efecto en los resultados y evitar problemas en caso de futuras pruebas en bancada.
- **Implementación del active damping en el modelo de simulación:** A pesar de que se utilizan resistencias en serie con las capacidades del filtro a modo de passive damping, IPT utiliza en su control un active damping y además la utilización de resistencias es una posible fuente de error. En la propuesta 2 al introducir el SS completo despreciando la resistencia del filtro el método de Kubota modificado desplaza correctamente los 4 polos dominantes del sistema. A pesar de ello el observador no funciona debido a las oscilaciones del sistema. Se propone la futura introducción del active damping para comprobar el funcionamiento del control sensorless despreciando la resistencia del filtro.
- **Implementación práctica de la estimación online de la resistencia rotórica:** En el presente proyecto se ha desarrollado un método basado en la potencia reactiva con resultados teóricos convincentes. Se propone como línea futura la implementación del algoritmo de estimación online de dicha resistencia en el modelo de simulación para la validación del método en la aplicación del presente proyecto.
- **Análisis de la influencia de los lazos de corriente en el nuevo sistema:** Al realizar las propuestas 1 y 3 se observa que existe una diferencia plasmada en los lazos de corriente entre medir tensión y/o corriente en estator y utilizar input de SP de tensión y de corriente medida por la inductancia. En la propuesta 3 al compensar la corriente, los lazos de corriente admiten mayores valores de  $k_p$  en sus controladores PI. Se considera interesante realizar un estudio de la influencia de los lazos de corriente en el sistema. Con este estudio también se pretende conocer las causas por las que al utilizar  $k_p$  de corriente menores de 1 se aprecian escalones en la tensión en el arranque.
- **Realización de nuevas pruebas en bancada:** Se propone como línea futura realizar unas nuevas pruebas con equipo real para ahondar en las nuevas implementaciones y que el análisis sea más exhaustivo y fiable.



## 4.2 CONCLUSIONES

El control sensorless para la aplicación FS2VS es validado realizando compensaciones de tensión y corriente partiendo del SP de tensión y de la corriente medida por la inductancia del filtro, según los resultados de la propuesta 3 en simulación y en bancada en un rango de velocidad desde la velocidad de acoplamiento de la turbina hasta la velocidad nominal. La precisión será equiparable a la de un control vectorial con una estimación con desviaciones de la velocidad rotórica inferiores al 0,5% para cumplir los requisitos energéticos propuestos.

Además se demuestra, analíticamente y por simulación, que el método de Kubota modificado para la obtención de la matriz ganancia G al introducir el filtro senoidal al espacio de estados del observador no es apto para el sistema de la aplicación FS2VS (filtro + máquina).

Se asegura el correcto modelado eléctrico del sistema en simulación debido a la concordancia de resultados obtenidos en bancada y en simulación en las propuestas 1 y 3.

Se descarta que el filtro senoidal tenga influencia en el malfuncionamiento del control sensorless al utilizar tensión medida a 600 rpm debido a la concordancia de resultados obtenidos en la propuesta 4 con el sistema inicial y con el sistema nuevo al introducir el filtro.

Siguen existiendo puntos sobre los que se puede mejorar aunque, debido a los errores que proporcionan las compensaciones, a las inconcluencias manifestadas en los resultados utilizando tensión estatórica medida y a la imposibilidad de emplear un observador con el espacio de estados completo del sistema utilizando el ya conocido método de Kubota, tal vez cabría plantearse no realizar pequeñas mejoras, sino más bien, realizar un profundo cambio, por ejemplo utilizando un MRAS para la estimación de la velocidad, o bien implementar otro observador empleando un filtro Kalman.

## 5. ANEXOS

### 5.1 BASE TEÓRICA

#### 5.1.1 TIPOLOGÍA DE CONVERSIÓN FULL CONVERTER

Se denomina tipología de conversión full converter a la que se encarga de convertir, controlar y adecuar el 100% de la potencia generada en un sistema.

La denominación FC es comúnmente utilizada en el sector de generación eólica junto a otras topologías como DFIG o xDFIG. Todas estas topologías se basan en convertidores back-to-back o, dicho de otro modo, convertidores con 2 etapas de conversión: una etapa AC/DC y otra etapa DC/AC.

La utilización de la tipología full converter en aerogeneradores proporciona la capacidad de operar a velocidad variable en todo el rango de velocidades, desde velocidad cero hasta la velocidad máxima. Esto es debido a que el back-to-back desacopla el lado máquina del lado red, por lo que la frecuencia de sincronismo de la máquina pasa a ser variable. En aplicación real el rango de velocidades no tiene el inicio en cero sino que se acopla con mayor velocidad debido a que a velocidades próximas a cero, las cuales corresponden con velocidades de viento próximas a cero, la generación es despreciable.

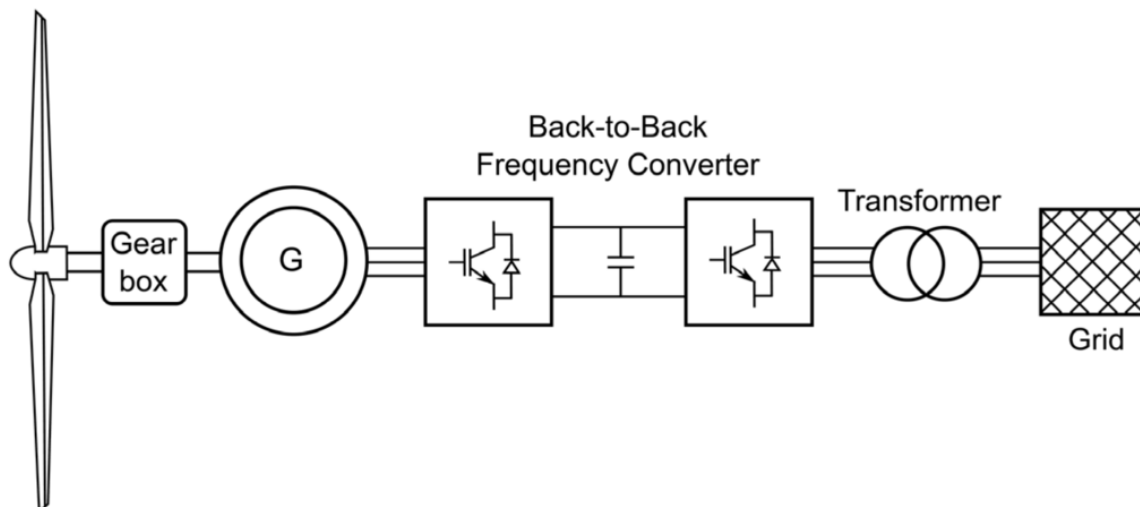


Figura 112. Esquema de tipología full converter para aplicación wind

El convertidor back-to-back de la tipología FC consta de dos convertidores unidos por un bus de continua: MSC y GSC. El MSC se encargará de controlar la potencia activa y reactiva generada por la máquina y el GSC se encargará de controlar el bus de continua y la potencia inyectada a red. Ambos son trifásicos debido a que operan con generadores trifásicos y con la red trifásica y están formados por ramas de semiconductores IGBT.

Los drivers se encargarán de mandar órdenes de encendido y apagado a los IGBT para la obtención de las consignas finales deseadas. En aplicaciones de BT se utilizan convertidores binivel, con 2 IGBT por rama. Para aplicaciones de MT se utilizan convertidores multinivel, de más de dos niveles de tensión y más de 2 IGBT por rama.

En el sector de generación eólica, desde el comienzo de la utilización de la electrónica de potencia y la operación a velocidad variable, se plantean 2 tipologías de conversión principales:

DFIG y FC. Para entender mejor el funcionamiento y la utilidad de la topología FC se realizará un análisis comparativo de ésta con la DFIG.

FC	DFIG
Menor velocidad de viento de acoplamiento (cutting)	Acopla a altas velocidades
Aplicable a baja, media y alta velocidad del generador	No aplicable a baja y media velocidad del generador
Alta eficiencia	Baja eficiencia
Alta potencia anual generada	Menor potencia anual generada al no aprovechar todo el rango de velocidad
Buen comportamiento ante FRT	Peor comportamiento ante FRT
Buen comportamiento ante transitorios de red al tener una completa separación entre el lado máquina y lado red	Provoca un elevado golpe de par ante transitorios de red
Dimensionamiento en torno al 100% de la potencia total	Dimensionamiento en torno al 30% de la potencia total
Requiere software de diseño profesionales debido a la complejidad de los cálculos	Cálculos más sencillos debido a la mayor simplicidad del diseño
Requiere procesos más sofisticados	Procesos más sencillos debido a la utilización de un menor número de elementos en su diseño

Tabla 15. Ventajas (verde) e inconvenientes (rojo) de las tipologías FC y DFIG

La tipología FC tiene como mayor ventaja el aprovechamiento de todo el rango de velocidades y la tipología DFIG su bajo coste. Por estos motivos la tipología FC será la solución para turbinas en emplazamientos de Clase III de viento debido a la posibilidad de reducir la velocidad mínima de acoplamiento y la tipología DFIG será la solución para turbinas en emplazamientos de Clase I de viento por su gran competitividad en coste. En emplazamientos de Clase II ambas soluciones compiten en el mercado.

En cuanto a calidad de red la tipología FC tiene mejores prestaciones al estar desacoplados de la red el estator y rotor de la máquina. No se darán golpes de par y se tiene un mayor potencial para soportar LVRT y HVRT.

### 5.1.1.1 TIPOLOGÍAS DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS

A diferencia de la tipología DFIG que opera solamente con máquinas eléctricas asíncronas de rotor bobinado (debido a la necesidad de acceder al rotor), la tipología FC es compatible con diferentes máquinas eléctricas trifásicas:

- **Máquina síncrona de imanes permanentes:** máquinas que contienen imanes permanentes en el rotor. Estos imanes permanentes crean un flujo rotórico constante de un determinado valor e incontrolable. No requieren mantenimiento ya que no utilizan escobillas. Se utilizan generadores multipolo para prescindir de multiplicadora (DD). Ampliamente utilizadas en eólica offshore.

- **Máquina síncrona con excitación:** máquinas que contienen un sistema de excitación para magnetizar el rotor. Esta excitación permite regular el flujo rotórico. Requieren mantenimiento. Utilizadas en eólica onshore.
- **Máquina asíncrona de jaula de ardilla:** Véase capítulo 2 apartado 2. Estas máquinas necesitan de la tipología FC para su funcionamiento a velocidad variable debido a la imposibilidad de acceso al rotor (DFIG, optislip). Como diferencia frente a las anteriores es la necesidad de magnetización de la máquina.

### 5.1.1.2 EVOLUCIÓN HISTÓRICA

Históricamente la evolución de la tecnología eólica se ha ido desarrollando en función a los descubrimientos y avances tecnológicos, pero es en 1995 cuando se afianza el paso a velocidad variable debido a la evolución de los semiconductores. A continuación se muestra la evolución de la potencia instalada de 4 diferentes tipologías de conversión:

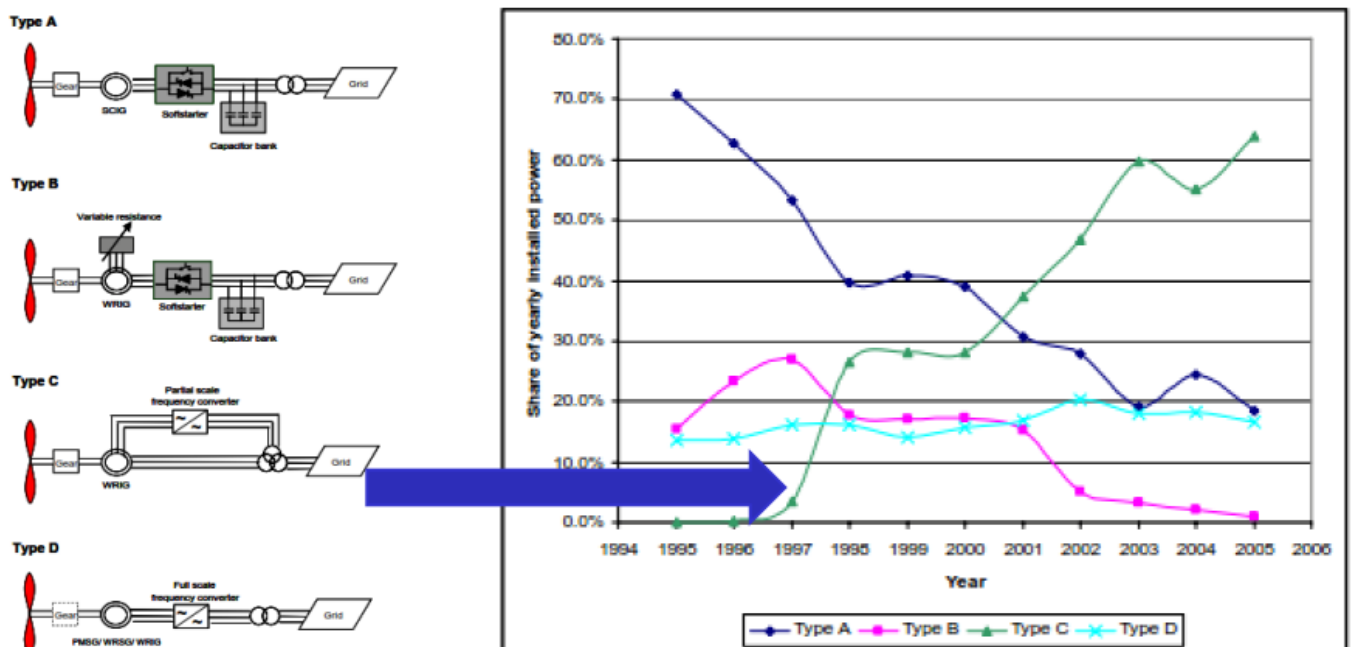
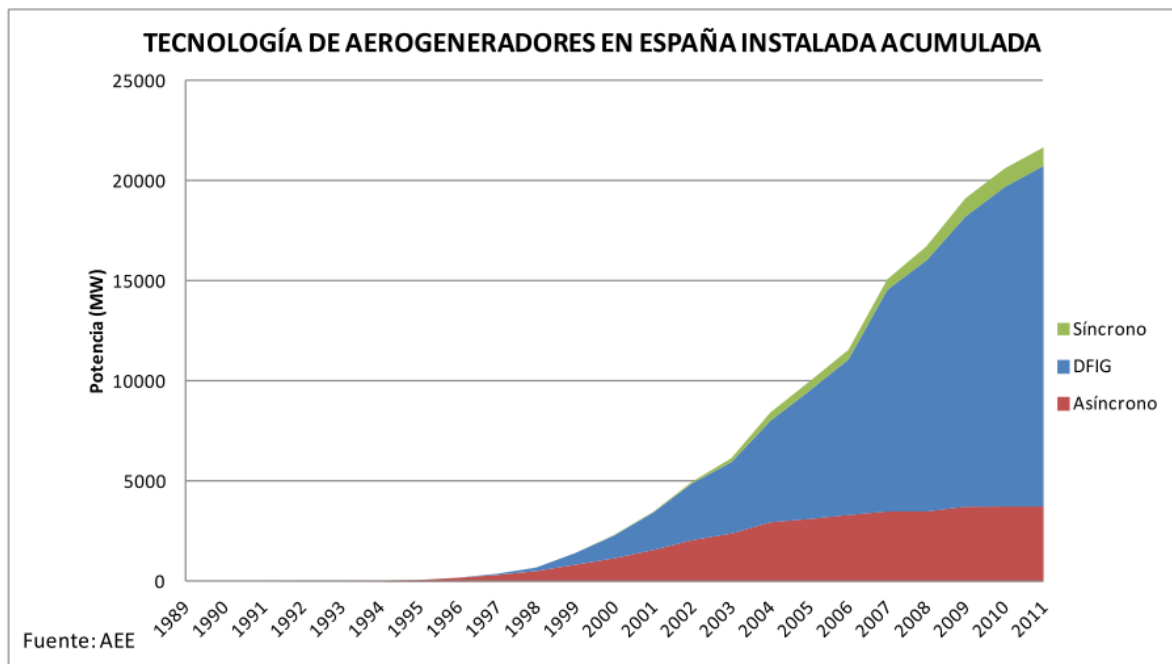


Figura 113. Evolución de las topologías de conversión para aplicación wind [1]

Se puede observar el gran incremento de instalaciones de turbinas con DFIG y el descenso de instalaciones de las turbinas clásicas de velocidad fija en la década desde el 95 hasta el 2005.



**Figura 114. Evolución de las topologías de generadores en España [1]**

En España a partir de 1995 se da un fuerte incremento de instalaciones eólicas, siendo la clara apuesta la DFIG, seguida de las FSWT y la síncrona FC, ésta última con muy poca representación.

### 5.1.1.3 FC OFFSHORE

Hasta el momento se ha realizado un análisis de las turbinas FC y DFIG para diferentes emplazamientos de viento en tierra (onshore) donde se ha podido observar el gran dominio de la tipología DFIG frente a la FC. Sin embargo en la última década se ha desarrollado el sector eólico offshore, con amplia representación en el mar del Norte, donde la tipología FC es la utilizada. Sin embargo actualmente se está apostando en mayor medida por FC onshore debido a la ocupación de los emplazamientos de Clase I de viento.

La primera generación de turbinas offshore surgió en 2004 y constaba de la SIEMENS SWT3.6 (SCIG, FC, baja tensión), AREVA M5000 (PMG, FC, media tensión) y REPOWER 6xM (generador de rotor bobinado, DFIG, baja tensión). En la primera generación existía representación de la tipología DFIG. No obstante en la segunda generación en 2010 y en la tercera en 2015 las turbinas offshore serán todas de tipología FC.

La tercera y actual generación de turbinas offshore consta de la DD de SIEMENS, ALSTOM HALIADE, VESTAS V164 y ADWEN AD8-180. Todas ellas de tipología FC con PMG. La utilización de PMG en offshore es debida a la ausencia de escobillas y por lo tanto a la operación sin mantenimiento. Prescindir del mantenimiento es fundamental en eólica offshore debido a la dificultad y al coste de sustituir y reparar elementos en el medio acuático.



Figura 115. Parque eólico offshore Westermeerwind de SIEMENS en los Países Bajos [16]

En conclusión la tipología FC proporciona un mayor amplio rango de velocidades de viento de operación, lo que le hace idónea para emplazamientos onshore de clase III de viento y competitiva en los de clase II, y su operación con PMG la hace idónea para emplazamientos offshore debido a la alta potencia de las turbinas y la eliminación del mantenimiento.

La tipología FC con SCIG es interesante y se puede plantear como remodelización de FSWT con SCIG debido a la alta ocupación de los emplazamientos de clase I de viento. De esta forma se aumentaría la potencia extraída y la vida útil de turbinas de velocidad fija.

### 5.1.2 MÁQUINA DE INDUCCIÓN DE JAULA DE ARDILLA

La SCIM es una máquina asíncrona la cual es a su vez una máquina eléctrica rotativa cuya característica principal es que, a diferencia de la máquina síncrona, produce par a cualquier velocidad excepto a la de sincronismo. Dicho de otro modo, la velocidad de giro del rotor es siempre distinta a la de sincronismo, impuesta por la frecuencia del estátor.

Esta característica la hace muy utilizada especialmente como motor, aunque también se utiliza como generador, por ejemplo en minicentrales hidráulicas y en sistemas eólicos.



Figura 116. SCIM de 1,5 MW para sistema eólicos (ABB) [10]

Esta máquina eléctrica también es conocida con el nombre de máquina de inducción, ya que la corriente que circula por uno de los devanados (generalmente el situado en el rotor) es debida a la f.e.m. inducida por la acción del flujo del otro (estátor).

Como toda máquina eléctrica rotativa, la SCIM consta de un estátor y un rotor. En esta máquina, generalmente, el estátor es el inductor y el rotor el inducido. Se analizará la máquina asíncrona trifásica.

El estátor está formado por un apilamiento de chapas de un material ferromagnético (generalmente acero al silicio) que disponen de unas ranuras en su periferia interior en las que se sitúa un devanado trifásico distribuido de paso acortado y con un determinado número de polos. En definitiva, el estátor consta de un circuito eléctrico y de otro magnético.

Al alimentar el estátor con un sistema trifásico de tensiones, se crea un sistema trifásico de corrientes que crea a su vez un campo magnético rotatorio en el entrehierro que gira a  $\Omega$  s, velocidad de sincronismo.

El rotor está situado dentro del estátor y concéntrico a él. Está constituido por un conjunto de chapas magnéticas apiladas, formando un cilindro, que tienen unas ranuras en la circunferencia exterior, donde se coloca el devanado. En la mayoría de los casos las ranuras del rotor están inclinadas para mejorar la forma de onda de la f.m.m. producida. Consta asimismo de un circuito eléctrico y de otro magnético.

El rotor de una SCIM se caracteriza por tener talladas unas ranuras en sentido longitudinal en las que se colocan unas barras conductoras de cobre o aluminio. Los extremos de estas barras conductoras se encuentran cortocircuitados por medio de los llamados anillos de cortocircuito igualmente conductores, adoptando la forma de una jaula de ardilla, que da origen a la denominación de este tipo de máquinas.

En la actualidad, en las máquinas pequeñas se aplica un método de fundición de aluminio, con el que se producen al mismo tiempo las barras del rotor y los anillos laterales, resultando un conjunto como el que se muestra en la figura.

Existen múltiples diseños para estos devanados (simple o doble jaula, ranuras normales o profundas, etc.), lo que da lugar a diferencias funcionales importantes, sobre todo en su comportamiento en el arranque.

Para entender mejor el funcionamiento y la utilidad de la SCIM se realizará un análisis comparativo de esta máquina con su competidora en el mercado de máquinas asíncronas trifásicas: la máquina de inducción de rotor bobinado.

<b>SCIM</b>	<b>Máquina de rotor bobinado</b>
Menor coste de materiales y de montaje	Mayor coste
Menor peso	Mayor peso debido a los anillos rozantes y el mecanismo del portaescobillas
Menor mantenimiento	Mayor mantenimiento debido al mayor número de elementos
Mayor robustez	Menor robustez debido al mayor mantenimiento
Se puede utilizar en aplicaciones con variadores de velocidad a frecuencia variable (V/f cte, FC)	Se puede conectar el rotor a la red a través de convertidores electrónicos (DFIG) o a resistencias externas (optislip)
No se tiene acceso al rotor	Acceso al rotor que permite el control de su velocidad, la limitación de corrientes y mejorar las características del par

Tabla 16. Fortalezas (verde) y debilidades (rojo) de la SCIM y la máquina de rotor bobinado

En el sector eólico las turbinas clásicas FSWT constan de generadores SCIG debido a su robustez y fiabilidad. Con el paso FS2VS surgió la tipología de conversión DFIG la cual opera con generadores de rotor bobinado. Actualmente las turbinas DFIG son dominantes en cuanto a generación onshore.

### 5.1.2.1 MODELO EN RÉGIMEN PERMANENTE

Se analizará el modelo en régimen permanente de la SCIM suponiendo 3 devanados equivalentes. Se parte del principio de funcionamiento desarrollado en el teorema de Ferraris:

El estator se alimenta con un sistema equilibrado de corrientes y éstas, al estar desfasadas  $120^\circ$  en el tiempo y circular por 3 devanados desfasados  $120^\circ$  en el espacio generan un campo magnético giratorio que gira a  $\Omega_s$ .

El rotor, que gira a una velocidad  $\Omega_m$  distinta a la de sincronismo  $\Omega_s$  verá un campo magnético variable. Al ver un campo magnético variable se inducirán tensiones en sus devanados. Posteriormente se cortocircuita el rotor y las tensiones inducidas hacen circular un sistema trifásico de corrientes. Estas corrientes están desfasadas  $120^\circ$  en el tiempo y circulan por 3 devanados desfasados  $120^\circ$  en el espacio por lo que generan un campo magnético giratorio que gira también a  $\Omega_s$ .

La interacción de los dos campos magnéticos giratorios producirá un par que será proporcional a las magnitudes de los campos y al seno del ángulo de desfase entre ellos. Se obtendrá potencia multiplicando dicho par por la velocidad del rotor.

Tras diversas simplificaciones el modelo por fase de la SCIM, tras pasar los parámetros del estator al rotor, es el siguiente:

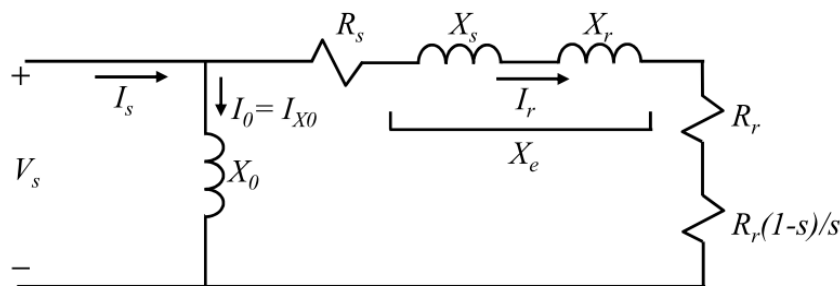


Figura 117. Circuito equivalente simplificado de la SCIM

Se define el deslizamiento  $s$  como la relación entre la pulsación del rotor y la velocidad eléctrica del campo magnético:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} = \frac{\omega_r}{\omega_s} = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} = \frac{\Omega_r}{\Omega_s}$$

Ecuación 33. Cálculo del deslizamiento

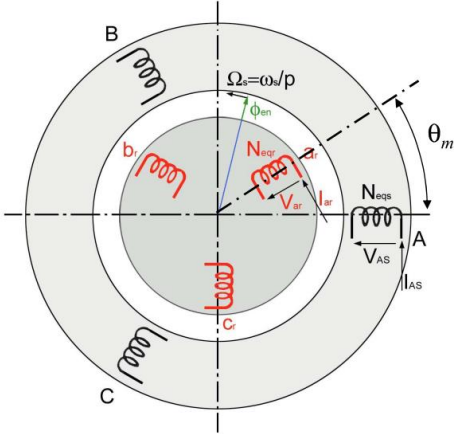
A deslizamiento cero no se generará ni consumirá potencia ya que no existirá un campo magnético del rotor porque éste no verá un campo magnético variable.

La  $R_r$  es la resistencia real de cada fase del rotor mientras que la  $R_r \cdot (1 - s)/s$  es la resistencia de carga la cual es una resistencia ficticia la cual representa la potencia mecánica interna realizada por la máquina. Hace el papel de resistencia variable.



### 5.1.2.2 MODELO EN RÉGIMEN DINÁMICO

Para el modelado dinámico de la SCIM se parte de las ecuaciones diferenciales de tensión y de flujo de la máquina en coordenadas trifásicas:

<p style="text-align: center; color: blue;"><b>Estátor</b></p> $v_A = R_s \cdot i_A + \frac{d\psi_A}{dt}$ $v_B = R_s \cdot i_B + \frac{d\psi_B}{dt}$ $v_C = R_s \cdot i_C + \frac{d\psi_C}{dt}$ $v_{ABC} = R_s \cdot i_{ABC} + \frac{d\psi_{ABC}}{dt}$	<p style="text-align: center; color: blue;"><b>Rotor</b></p> $v_a = R_r \cdot i_a + \frac{d\psi_a}{dt}$ $v_b = R_r \cdot i_b + \frac{d\psi_b}{dt}$ $v_c = R_r \cdot i_c + \frac{d\psi_c}{dt}$ $v_{abc} = R_r \cdot i_{abc} + \frac{d\psi_{abc}}{dt}$	
--	--	--

$$\psi_{ABC} = L_{ss} i_{ABC} + L_{sr} i_{abc} \quad \psi_{abc} = L_{rs} i_{ABC} + L_{rr} i_{abc}$$

**Ecuación 34. Ecuaciones del régimen dinámico de la SCIM [10]**

Donde  $L_{ss}$  y  $L_{rr}$  son matrices de inductancias de los devanados de estator y rotor respecto a ellos mismos y  $L_{sr}$  y  $L_{rs}$  son matrices de inductancias mutuas entre los devanados de rotor y estator. Los subíndices en mayúsculas hacen referencia al estator y en minúsculas al rotor.

Para la obtención de las ecuaciones dinámicas de la máquina en ejes dq0 se utilizará la transformada de Park. El ángulo de la transformada toma el valor del producto  $\omega \cdot t$ . La velocidad de giro  $\omega$  tomará el valor de velocidad de sincronismo en la transformada de Park del estator y la de deslizamiento o relativa del rotor en la transformada de Park del rotor.

El modelo real de la máquina contiene ecuaciones diferenciales no lineales por lo que el objetivo será obtener ecuaciones diferenciales con coeficientes constantes que sean capaces de representar la misma máquina. Esto se consigue con la transformada de Park, la cual se basa en las siguientes hipótesis:

- Se supone una repartición senoidal de las fuerzas magnetomotrices en el entrehierro, lo que significa una perfecta distribución de las bobinas. El motor está perfectamente equilibrado.
- La temperatura del motor es constante, por lo que no se producen variaciones de las resistencias, independientemente del punto de funcionamiento.
- No existe saturación de los materiales magnéticos, además no existen fenómenos de histéresis.

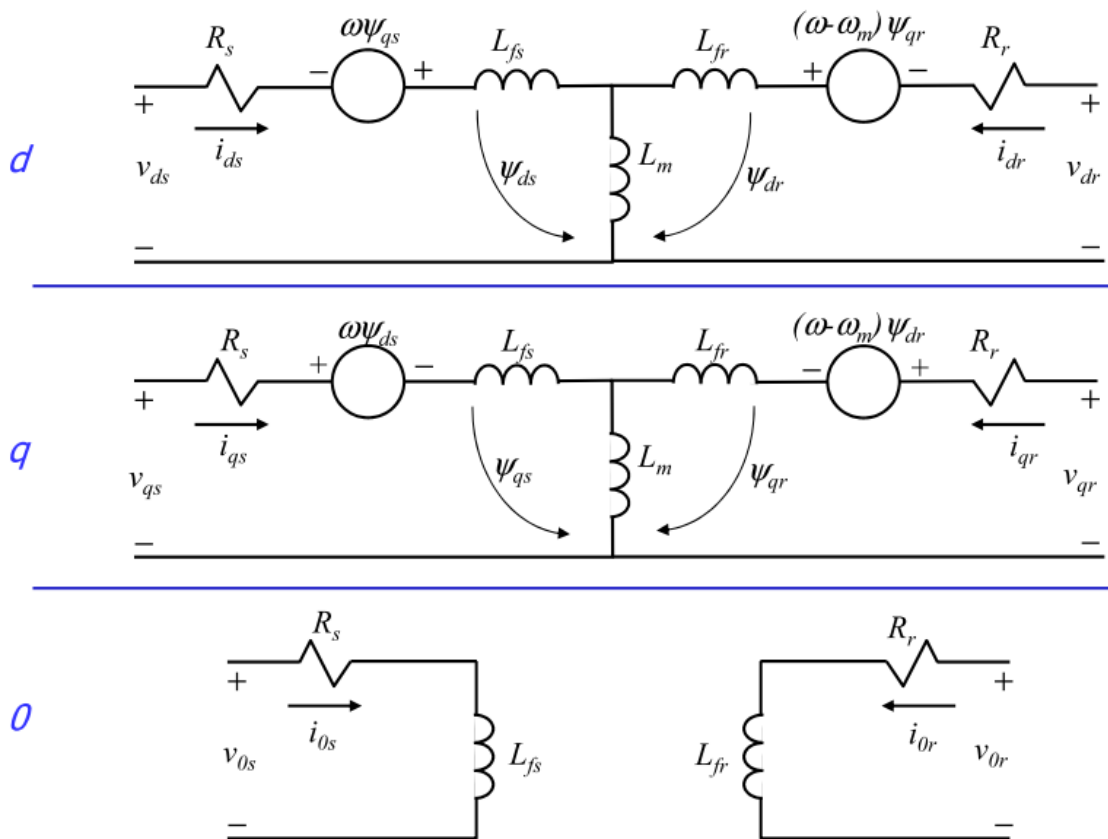
Finalmente el modelo en dq0 de la SCIM con 3 devanados equivalentes viene dado por las siguientes ecuaciones diferenciales:

<b>Estátor</b>	$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega \psi_{qs}$ $v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega \psi_{ds}$ $v_{0s} = R_s i_{0s} + \frac{d\psi_{0s}}{dt}$	$\psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}$ $\psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}$ $\psi_{0s} = L_{fs} i_{0s}$
<b>Rotor</b>	$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega - \omega_m) \psi_{qr}$ $v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega - \omega_m) \psi_{dr}$ $v_{0r} = R_r i_{0r} + \frac{d\psi_{0r}}{dt}$	$\psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr}$ $\psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr}$ $\psi_{0r} = L_{fr} i_{0r}$

**Ecuación 35. Ecuaciones del régimen dinámico de la SCIM en coordenadas dq0 [10]**

Estas ecuaciones representan el funcionamiento de la SCIM tanto en régimen permanente como en régimen transitorio. Se puede observar que existe un acoplamiento entre las tensiones en d y en q, tanto en el estator como en el rotor, debido a la componente cruzada  $\omega \cdot \psi$ . Los flujos son creados tanto por el estator como por el rotor a través de las inductancias propias y mutuas.

Estas ecuaciones se pueden representar gráficamente mediante el circuito equivalente del modelo dinámico de la máquina:



**Figura 118. Circuitos equivalentes de la SCIM en coordenadas dq0 [10]**

El modelo dinámico de la máquina opera en coordenadas móviles dq0 cuyos ejes giran a una velocidad  $\omega$ . El comportamiento de una SCIM puede ser descrito en cualquier marco de referencia pero existen tres que son habitualmente empleados y que se obtienen simplemente sustituyendo la velocidad  $\omega$  por una velocidad determinada:

- Marco de referencia estacionario:  $\omega = 0$
- Marco de referencia ligado al rotor:  $\omega = \omega_m$
- Marco de referencia rotatorio síncrono:  $\omega = \omega_s$

Las condiciones de funcionamiento determinarán el marco de referencia más apropiado para analizar la máquina y realizar simulaciones.

En caso de tensiones desequilibradas en el estator y equilibradas en el rotor, el marco de referencia estacionario puede ser una buena opción. Si el desequilibrio se produce en el rotor, puede ser preferible el marco de referencia ligado al rotor.

En el caso habitual de sistemas equilibrados el marco de referencia rotatorio síncrono es el más empleado. También se emplea este marco para analizar y diseñar sistemas de control de la SCIM.

### 5.1.3 MODELOS DE CONTROL DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN

En el modelo en d-q de la máquina asíncrona las variables eléctricas se encuentran situadas en un sistema coordenado de dos ejes que giran a una determinada velocidad.

Las expresiones del modelo pueden simplificarse si se hace coincidir uno de los vectores de campo magnético con el eje d. De esta manera, surgen los modelos vectoriales de la máquina orientados al campo del rotor, del estator o del flujo en el entrehierro (“rotor flux, stator flux and airgap flux oriented modeling”, en la terminología inglesa). Estos modelos forman la base del control vectorial. Obviamente, la velocidad de giro de los ejes d-q es la de sincronismo, ya que es la velocidad a la que giran los tres campos magnéticos.

A continuación se desarrolla el primero de estos modelos, en el que el flujo en el rotor  $\psi_r$  se sitúa sobre el eje d.

#### 5.1.3.1 MODELO ORIENTADO AL CAMPO DEL ROTOR

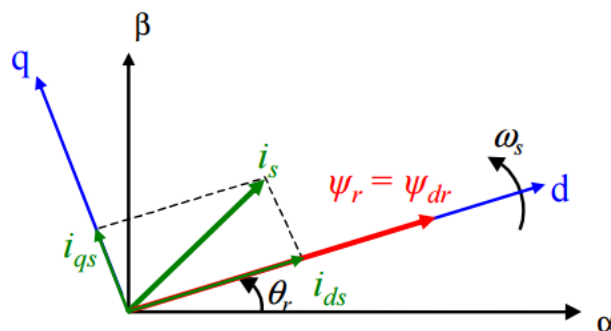


Figura 119. Orientación del flujo rotórico al eje rotativo d [10]

El flujo en el rotor  $\Psi_r$  se sitúa sobre el eje d, por lo que no existe componente de dicho flujo en q. Una vez cortocircuitado el rotor, las ecuaciones del modelo son las siguientes:

$$\vec{\psi}_r = \psi_{dr} = \psi_r \quad \longrightarrow \quad \begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_r}{dt} & \psi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} = 0 \\ 0 = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_m) \psi_r & \psi_r = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \end{cases}$$

Al despejar  $i_{dr}$  se obtiene la ecuación diferencial para el flujo en el rotor:

$$i_{dr} = -\frac{d\psi_r}{dt} \frac{1}{R_r} \quad \Rightarrow \quad \psi_r + \frac{L_r}{R_r} \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_{ds} = L_m i_M$$

El comportamiento transitorio del flujo del rotor queda determinado únicamente por la componente d de la corriente del estator o componente de magnetización  $i_M$ .

Al despejar  $i_{qr}$  se obtiene a su vez la expresión del par en la máquina:

$$i_{qr} = \frac{-L_m i_{qs}}{L_r} \quad \Rightarrow \quad T_{em} = -p(\psi_{dr} i_{qr}) = p \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{qs}$$

El par quedará determinado por la componente q de la corriente por el estator y el flujo por el rotor. Dicha componente se denomina componente de par  $i_T$ .

Finalmente:

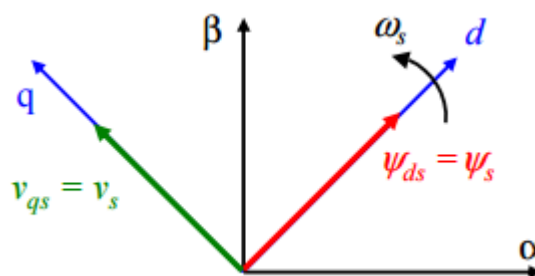
$$i_T = i_{qs} = \frac{L_r}{R_r L_m} (\omega_s - \omega_m) \psi_r$$

**Ecuación 36. Ecuaciones correspondientes al modelo orientado al campo del rotor [10]**

Conclusiones importantes sobre el modelo desarrollado:

- La componente  $i_{ds}$  controla el comportamiento transitorio del flujo del rotor.
- La expresión para el par es similar a la de una máquina de continua con excitación independiente. Esta variable se controla con la componente  $i_{qs}$ .
- La componente productora de par mantiene un acoplamiento con el flujo, por lo que las variaciones de éste influirán también en el par.
- En caso de que el flujo por el rotor sea constante,  $i_{qs}$  controla directamente el par.
- Este modelo es la base del control vectorial orientado al flujo del rotor.

### 5.1.3.2 MODELO ORIENTADO AL CAMPO DEL ESTATOR



**Figura 120. Orientación del flujo estatórico al eje rotativo d [10]**

Este modelo es útil para aplicaciones de máquina asíncrona como la doblemente alimentada (DFIG), muy utilizada en sistemas eólicos.

Los ejes dq se encuentran girando en el marco de referencia rotatorio síncrono, esto es, a la velocidad de sincronismo. Ésta es la velocidad a la que gira el campo del estator (al igual que los campos del rotor y entrehierro).

A esa velocidad gira también en régimen permanente los fasores espaciales de las tensiones y corrientes en el estator, e igualmente los del rotor.

Escogiendo los ejes dq ligados al campo magnético del estator y haciendo coincidir el eje d con el flujo estatórico  $\Psi_s$  se tiene:

$$\left. \begin{array}{l} \psi_{ds} = \psi_s \\ \psi_{qs} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \left. \begin{array}{l} \psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} = 0 \Rightarrow i_{qs} = -\frac{L_m i_{qr}}{L_s} \\ T_{em} = p(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) = p(\psi_{ds} i_{qs}) \end{array} \right\} \Rightarrow T_{em} = -p \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \psi_{ds}$$

El par y por lo tanto la potencia activa pasan a depender de la corriente rotórica del eje q  $\rightarrow i_{qr}$ .

En los ejes RST o abc la tensión en bornes del estator de la máquina, despreciando la caída de tensión en las resistencias (lo cual es válido para media y gran potencia), es igual a:

$$v_{ABC} = R_s \cdot i_{ABC} + \frac{d\psi_{ABC}}{dt} \approx \frac{d\psi_{ABC}}{dt}$$

Si se considera que el estator está conectado a la red eléctrica (fuente de tensión estable), el vector de tensión del estator  $V_s$  se encuentra adelantado  $\pi/2$  con respecto al vector flujo estatórico  $\Psi_s$ , es decir, sincronizado con el eje q.

Teniendo en cuenta estas relaciones, suponiendo tensión de red constante y despreciando la influencia de resistencias:

$$\begin{array}{l} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = v_s = \omega_s \psi_{ds} \end{array} \quad \text{y} \quad \begin{array}{l} \psi_{ds} = \psi_s = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ 0 = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{array}$$

A partir de estas ecuaciones se pueden ligar las corrientes del estator y del rotor:

$$i_{ds} = \frac{\psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \quad i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr}$$

La relación entre las potencias activa y reactiva del estator y las corrientes rotóricas será:

Suponiendo las inductancias constantes (no saturación), las potencias activa y reactiva del estator ( $P_s$  y  $Q_s$ ) varían de forma proporcional a las corrientes  $i_{qr}$  e  $i_{dr}$  respectivamente.

La relación en

$$\begin{array}{l} P_s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{array} \Rightarrow \begin{array}{l} P_s = v_{qs} i_{qs} = -v_s \frac{L_m}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} = \frac{v_s \psi_s}{L_s} - \frac{v_s L_m}{L_s} i_{dr} \end{array} \quad \left[ \psi_s \approx \frac{v_s}{\omega_s} \right] \Rightarrow Q_s = \frac{v_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{v_s L_m}{L_s} i_{dr}$$

entre las tensiones y corrientes rotóricas se obtiene a partir de las ecuaciones de tensiones y flujos del rotor y de las ecuaciones de flujos del estator, éstas en función de  $i_{ds}$  e  $i_{qs}$ :

$$\left. \begin{array}{l} v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \psi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \psi_{dr} \end{array} \right\} \left. \begin{array}{l} \psi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \psi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \end{array} \right\} \left. \begin{array}{l} i_{ds} = \frac{\psi_s}{L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{L_m}{L_s} i_{qr} \end{array} \right\}$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{di_{dr}}{dt} - s \omega_s \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{qr}$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{di_{qr}}{dt} + s \omega_s \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{dr} + s \omega_s \frac{L_m v_s}{\omega_s L_s}$$

**Ecuación 37. Ecuaciones correspondientes al modelo orientado al campo del estator [10]**

El control de ambas corrientes  $i_{dr}$  e  $i_{qr}$  puede realizarse partiendo de las tensiones  $V_{dr}$  y  $V_{qr}$ . Las funciones de transferencia que aparecen en la planta a controlar son de primer orden. En los lazos de control se pueden añadir compensaciones para eliminar el acoplamiento existente entre las corrientes así como la perturbación sobre  $i_{qr}$ .

## 5.2 CARACTERÍSTICAS DE LA MÁQUINA DE BANCADA

**Tipo:** NC-315-L/4

**Potencia nominal:** 180 kW

**Tensión nominal:** 380 V

**Par nominal:** 1160 Nm

**Conexión:** estrella

**Corriente nominal:** 335,3 A

**Frecuencia nominal:** 50 Hz

**Velocidad nominal:** 1486 rpm

**Deslizamiento nominal:** 0,91%

**Factor de potencia nominal:** 0,851

**Eficiencia nominal:** 95,83%

**Temperatura ambiente:** 50 °C

Parámetros del circuito equivalente

**Resistencia del estator:** 0,007

**Reactancia de fugas del estator:** 0,0321

**Reactancia magnética:** 1,73

**Resistencia del rotor (s=0):** 0,00652

**Reactancia de fugas del rotor (s=0):** 0,105

**Resistencia del rotor (s=1):** 0,0276

**Reactancia de fugas del rotor (s=1):** 0,0581

## 6. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Dpto. de Ing. Eléctrica y Electrónica, UPNA, «Apuntes de Sistemas eólicos I y II,» de *Apuntes del Máster en Ingeniería Industrial*.
- [2] Acciona, «Sala de prensa: A fondo: 2014: Diciembre: primer parque eólico acciona perdon cumple 20 años,» [En línea]. Available: <http://www.acciona.com>.
- [3] S. Keeping, «Biblioteca de artículos: Control de los motores BLDC sin sensores a través de la fuerza contraelectromotriz,» [En línea]. Available: <http://www.digikey.com/>.
- [4] A. Y. Eshag Lesan, M. Lamine Doumbia y P. Sicard, «Comparative Study of Speed Estimation Techniques for Sensorless Vector Control of Induction Machine,» *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012.
- [5] C. Nagamani, V. Rama Raju, N. Prasannakumar y A. Karthikeyan, «A Simplified Sensorless Speed Computation Algorithm for Squirrel Cage Induction Motor,» *International Conference on Circuit, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, 2014.
- [6] S. Maiti, C. Chakraborty, Y. Hori y M. C. Ta, «Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- [7] W. Sung, Y. Yu, G. Wang, L. Binbin y D. Xu, «Design Method of Adaptive Full Order Observer With or Without Estimated Flux error in Speed Estimation Algorithm,» *IEEE Transactions on power electronics*, Vol. 31, No. 3, 2016.
- [8] T. M. Wolbank y M. K. Metwally, «Tracking inherent saliencies of standard induction machines for zero speed sensorless control using different signal processing methods,» *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2008.
- [9] B. Dumnic, B. Popadic, D. Milicevic, V. Katic y D. Oros, «Speed-sensorless vector control of an wind turbine induction generator using artificial neural network,» *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, 2014.
- [10] Dpto. de Ing. Eléctrica y Electrónica, UPNA, «Apuntes de Generadores Eléctricos,» de *Apuntes del Máster en Ingeniería Industrial*.
- [11] International Electrotechnical Commission, «IEC 61400-1 Wind turbines - Part 1: Design requirements,» 2005.
- [12] J. Arza Alonso, E. Pardo Serralta y I. Garmendia Olarreaga, «Método para la detección de la velocidad y sentido de giro de una máquina asíncrona de jaula de ardilla». 2007.
- [13] I. Gorostiza Yunta , TFM - Control de máquina asíncrona sin captador de velocidad, 2002.
- [14] J. Arza, Control vectoriel sans capteur mecanique d'une machine roue asynchrone, 1999.
- [15] S.-K. Sul, Control of electric machine drive systems, 2011.
- [16] El periódico de la energía, «Inicio: renovables: Siemens construirá el parque eólico 'offshore' más grande de los Países Bajos,» 2014. [En línea]. Available: <http://www.elperiodicodelaenergia.com>.