



FACULTAD DE INGENIERÍA, UDELAR
INSTITUTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA
"PROF. ING. AGUSTÍN CISA"



TransGEo

PROYECTO DE FIN DE CARRERA - ING. ELÉCTRICA

Estudio de Transitorios en un Generador Eólico Conectado a la Red

Germán Brusco

Sebastián Caputi

Montevideo, Uruguay

Noviembre de 2010

Tutor: Dr. Ing. Gonzalo Casaravilla

Cotutor: Ing. Fernando Berrutti

Agradecimientos

Queremos hacer llegar nuestro profundo agradecimiento a todas las personas que, de alguna manera u otra, estuvieron presentes y dejaron su aporte para que este trabajo sea posible. En particular a nuestro tutor el Ing. Gonzalo Casaravilla, por el apoyo brindado a la continuidad del grupo a pesar de las adversidades, y la confianza depositada en nosotros para realizar este Proyecto. Especial agradecimiento también a nuestro Co-tutor el Ing. Fernando Berrutti, por aceptar tomar el timón de este barco en plena travesía, y por sus aportes invalorable al contenido del Proyecto y su guía a la hora de enfocar los esfuerzos.

Corresponde también extender el agradecimiento a las siguientes personas, que siempre se mostraron dispuestas a colaborar: Ing. Fernando Chiaramello, Ing. Gerardo Otero, Ing. Gabriel Barbat, Pablo Iguini y los integrantes del grupo EGEMIDA.

Finalmente, a nuestras familias, amigos y seres queridos, quienes soportaron los vaivenes anímicos y las horas de ausencia y nos apoyaron incondicionalmente, constituyendo un sostén emocional no solo durante la realización del Proyecto, sino durante todo el transcurso de la carrera.

A todos ustedes, gracias.

Resumen

Esta tesis pretende abordar el estudio de la generación eólica utilizando la configuración de generador doblemente alimentado (DFIG). En particular, su respuesta frente a un hueco en la tensión de red e implementar estrategias de protección del propio generador, estudiando su eficacia. Para ello, se estudiarán las herramientas matemáticas necesarias para el modelado dinámico de la máquina de inducción. Se plantearán modelos del sistema aerodinámico y convertidores de Red y rotórico. Los mismos se implementarán en el entorno de simulación Simulink de Matlab y se verificará la validez del modelado.

Se implementará un bloque para el control de faltas y se verificará su funcionamiento para las diferentes estrategias de control planteadas.

Índice general

1. Introducción	6
1.1. Contexto general	6
1.2. Trabajos previos	7
1.3. Propósito de la tesis	7
1.4. Esquema de la tesis	8
2. Teoría de funcionamiento	9
2.1. Introducción	9
2.2. Relevamiento tecnológico	9
2.2.1. Generadores asíncronos	9
2.2.2. Generadores sincrónicos	12
2.3. Conclusiones	17
3. Modelo Dinámico de Generadores	19
3.1. Introducción	19
3.2. Contexto Histórico	20
3.3. Marco de Referencia Arbitrario	21
3.3.1. Ecuaciones de transformación. Cambio de variables	21
3.3.2. Circuitos Estacionarios transformados al Marco Arbitrario	23
3.3.3. Sistemas de Referencia más usados	26
3.3.4. Transformación de una Terna Balanceada	27
3.3.5. Análisis de un circuito RL	28
3.4. Máquina de Inducción	30
3.4.1. Ecuaciones de Voltaje de la MI	31
3.4.2. Ecuaciones de par de la MI	31
3.4.3. Ecuaciones de Transformación para Circuitos Rotóricos .	32
3.4.4. Ecuaciones de voltaje en Marco de Referencia Arbitrario .	33
3.4.5. Reactancias Base y Flujos por Segundo	33
3.4.6. Ecuaciones de Par en el Marco Arbitrario de Referencia .	36
3.5. Modelos de Simulación	37
3.5.1. Modelo de la Máquina Asíncrona	37
3.6. Conclusiones	38

4. Modelo de simulación de un sistema DFIG	42
4.1. Introducción	42
4.2. Características Generales	43
4.3. Sistema Aerodinámico	44
4.3.1. Modelo del tren de engranajes	44
4.3.2. Modelo del rotor de la turbina	45
4.3.3. Control de pitch	46
4.3.4. Maximum Power Point Tracking	46
4.4. Modelado del Convertidor de Red	47
4.4.1. Reactor serie	48
4.4.2. Bus de Continua	49
4.5. Estrategias de control del DFIG	50
4.5.1. Control de la tensión del bus de continua	51
4.5.2. Control de la potencia activa y reactiva	53
5. Pruebas en Simulink	57
5.1. Introducción	57
5.2. Sincronización de <i>PLL</i> y Marcos de Referencia	57
5.2.1. Descripción de la prueba	57
5.2.2. Resultados de la simulación	58
5.2.3. Conclusiones de la prueba	59
5.3. Control de tensión en el bus DC - VSI de red	60
5.3.1. Descripción de la prueba	60
5.3.2. Resultados de la simulación	61
5.3.3. Conclusiones de la prueba	62
5.4. Control de velocidad - CSI rotórico	62
5.4.1. Descripción de la prueba	62
5.4.2. Resultados de la simulación	63
5.4.3. Conclusiones de la prueba	63
5.5. Prueba del bloque control de faltas	64
5.5.1. Descripción de la prueba	64
5.5.2. Resultados de la simulación	64
5.5.3. Conclusiones de la prueba	64
6. Simulaciones de Sistema completo	75
6.1. Introducción	75
6.2. Integración de la planta completa	75
6.2.1. Descripción de la simulación	75
6.2.2. Resultados de la simulación	76
6.2.3. Conclusiones de la simulación	77
6.3. Consideración de un anti wind-up	77
6.3.1. Descripción de la simulación	77
6.3.2. Resultados de la simulación	77
6.3.3. Conclusiones de la simulación	78

6.4.	Filtro pasabajos de corriente	78
6.4.1.	Descripción de la simulación	78
6.4.2.	Resultados de la simulación	79
6.4.3.	Conclusiones de la simulación	80
6.5.	Conclusiones del capítulo	80
7.	Estudio dinámico de Fenómenos Transitorios	92
7.1.	Introducción	92
7.2.	Los huecos de tensión	92
7.3.	Interrupción de servicio con rotor abierto	93
7.4.	Interrupción de servicio con protección Crow-bar	94
7.5.	Sin interrupción de servicio: Low Voltage Ride Through	94
7.6.	Comparación de los distintos métodos de protección	95
7.6.1.	Funcionamiento de la red	95
7.6.2.	Corrientes en el DFIG	96
7.7.	Conclusiones del Capítulo	96
8.	Conclusiones Generales	97
8.1.	Introducción	97
8.2.	Relevamiento y Estudio Teórico Realizado	97
8.3.	Modelado de Planta Realizado	98
8.4.	Simulaciones Realizadas	99
8.4.1.	Verificación y Ajuste de Modelo	100
8.4.2.	Estudios de Fenómenos Transitorios	100
8.5.	Trabajos a Futuro	100
8.6.	Gestión de Proyecto	101
8.7.	Comentarios Finales	102
A.	Variables observadas desde varios marcos de referencia	103
B.	Inicialización	106
B.1.	datos	106
B.1.1.	Parámetros de la turbina	106
B.1.2.	Parámetros del generador DFIG	107
B.2.	Cálculos	107
B.2.1.	Ecuaciones de voltaje del estator	107
B.2.2.	Ecuaciones de voltaje del rotor	107
B.2.3.	Ecuaciones de potencia estáticas y rotóricas	108
B.2.4.	Segunda Cardinal	110
B.3.	Resumen de los valores obtenidos en la inicialización	111

C. Control Vectorial de corriente	112
C.1. Control de corriente	112
C.1.1. Generalidades	112
C.1.2. Estrategia utilizada	112
C.1.3. Selección del modo de conmutación para minimizar armónicos	117
C.1.4. Selección del modo de conmutación para respuesta rápida	121
D. Root Locus	125
D.1. Control de velocidad rotórica sin filtro	125
D.2. Control de velocidad rotórica con filtro pasabajos	125
D.3. Control de potencia reactiva	126
E. Bloques implementados en Simulink	139
E.1. Bloque abc2dq0	139
E.2. Bloque qd02abc	140
E.3. Bloque xKy	141
E.4. Bloque TGEPLL	142
E.5. Bloque ControlCorriente	143
E.6. Bloque Pi AWU	144
E.7. Bloque Turbina Bajas	145
E.8. Bloque Control de faltas	146
F. Programas de MatLab	158
F.0.1. Script cargar	158
F.0.2. Script asignar	159
F.0.3. Script abc2qd0	162
F.0.4. Script ProcesoPlanta	162
F.0.5. Script ProcesoHuecos	165
F.0.6. Script NuevoEstado	168
Lista de símbolos	173

Capítulo 1

Introducción

1.1. Contexto general

Usar el viento no es una idea nueva. Por cientos de años, los famosos molinos de viento daneses han satisfactoriamente bombeado agua. Su equivalente actual, la turbina eólica, usa la energía en el viento para generar electricidad. En el siglo XIX la primer turbina de viento para la generación de energía eléctrica se empezó a usar, construida por Charles Brush¹. La turbina tenía 17 metros de altura y 144 aspas de rotor. Poco tiempo después, Poul la Cour, un danés, descubrió que menos aspas girando más rápido generaban energía más eficientemente que muchas aspas girando más lento. Esto abrió la puerta a importantes avances en el campo de las turbinas eólicas durante el siglo XX. La energía eólica es la más forma de energía de más rápido crecimiento. La capacidad instalada de generación creció a una tasa anual del 25 por ciento entre 1990 y 2000. Para el final de 2002 la capacidad total de generación excedía 31.000 MW y proveía alrededor de 65 billones KWh de la electricidad anual. Esto es suficiente para satisfacer las necesidades de más de 6 millones de hogares promedio. La capacidad de generación está principalmente concentrada en solo 5 países:

- Alemania 36 %
- Estados Unidos 18 %
- España 14 %
- Dinamarca 10 %
- India 6 %

La capacidad de generación eólica se ha extendido rápidamente en los últimos años, debido a los grandes avances tecnológicos, maduración de la industria y una creciente preocupación acerca de las emisiones asociadas con la quema de fósiles combustibles.

¹inventor de muchas tecnologías claves en la industria eléctrica

1.2. Trabajos previos

Como referencia para el estudio de régimen estacionario se tomó [2]. En esta tesis se abordan los siguientes aspectos:

- Relevamiento de tecnologías existentes y perspectivas de futuro (el cual es recogido aquí).
- Modelado de la máquina de inducción de rotor bobinado la cual es utilizada en el DFIG.
- Estrategias de control de la velocidad en máquina de inducción.
- Principios de conversión de la energía eólica.
- Aspectos constructivos de la turbina (transmisión mecánica, mecanismo de control de pitch, sistema eléctrico)
- Definición de tres zonas de funcionamiento de la turbina en función de la velocidad del viento.
- Estudio de estrategias de control para cada zona.
Simulaciones.

1.3. Propósito de la tesis

En esta tesis se abordará el estudio de los siguientes temas:

- * Efectuar un relevamiento de las tecnologías existentes.
- * Estudiar la teoría general de las transformadas.
- * Modelar la configuración que se estudiará en esta tesis (DFIG), incluyendo el generador y los convertidores.
- * Implementar bloques en Simulink (entorno de simulación de Matlab) y verificar que su comportamiento refleja el del sistema . Se trabajará incrementalmente probando cada bloque por separado y luego incorporándolos al sistema general.
- * Implementar diferentes estrategias de protección ante un hueco de tensión y estudiar que grado de efectividad tienen.

1.4. Esquema de la tesis

Capítulo 2 Relevamiento de tecnologías y configuraciones de los generadores eólicos evaluando sus ventajas y desventajas. Se estudiarán aspectos constructivos, económicos y de funcionamiento.

Capítulo 3 Teoría general de transformadas. Se mostrará un enfoque que permite deducir las ecuaciones para circuitos inductivos y resistivos, tomando la velocidad a la que gira el marco arbitrario como un parámetro a asignar en cada transformada particular. Se deducen las ecuaciones para la máquina de inducción y un modelo para realizar simulaciones asistidas por computador.

Capítulo 4 Se realiza el modelado del generador doblemente alimentado (DFIG), incluyendo los convertidores rotórico y de Red.

Capítulo 5 Se muestran las pruebas hechas a los bloques implementados para verificar su funcionamiento.

Capítulo 6 Simulaciones del sistema completo. Estudio del funcionamiento en régimen del sistema, verificación. En este capítulo se presentan los ajustes realizados a la estrategia de control.

Capítulo 7 Simulaciones de fenómenos transitorios en la red. Se simula el comportamiento del generador ante huecos de tensión ocurridos en la red y la respuesta de los métodos de control estudiados. Se ajustan contingencias de control de faltas y se discute las ventajas comparativas de cada método.

Capítulo 8 Conclusiones Generales. Se realiza una evaluación general del desarrollo del Proyecto, los resultados obtenidos y la gestión de proyecto realizada. Se evalúan los puntos pendientes y se realiza una proyección de trabajo a futuro.

Apendice A Variables observadas desde distintos marcos.

Apendice B Inicialización del sistema dinámico .

Apendice C Control Vectorial de corriente.

Apendice D Estudio de Root Locus

Apendice E Programas de Matlab para proceso de datos.

Apendice F Bloques implementados en Simulink

Capítulo 2

Teoría de funcionamiento

Este capítulo pretende resumir las principales configuraciones de generadores eólicos utilizadas.

2.1. Introducción

En los últimos años se ha extendido el uso de la energía eólica en diversos países por ser una fuente de energía renovable, habiéndose introducido mejoras en aspectos débiles de la misma como ser contaminación visual, acústica y estabilidad de la red. El desarrollo de la electrónica de potencia en los últimos años ha permitido mejorar las estrategias de control, la calidad de la energía inyectada en la red y aumentar el rendimiento sustancialmente. Los costos de instalación, operación y mantenimiento han disminuido en forma significativa. La potencia instalada por generador ha aumentado hasta 2 MW, existen prototipos de hasta 4 MW.

2.2. Relevamiento tecnológico

A continuación se describen las tecnologías existentes actualmente:

2.2.1. Generadores asíncronos

Estos generadores presentan un frecuencia en bornes fija impuesta por la Red. Éstas máquinas requieren compensación de reactiva, implementable con un banco de capacitores de paso variable o dispositivos de estado sólido, lo cual sube el costo. Otro factor a tener en cuenta son los picos de corriente durante el arranque, fenómeno que se soluciona mediante un *soft starter*. Se debe tener la precaución de desconectar los capacitores durante el arranque por el contenido armónico que implica.

A continuación se listan las configuraciones más usadas:

1. generador asíncrono con control de deslizamiento mediante resistencia rotórica.
2. generador asíncrono con control de deslizamiento con recuperación de energía.
3. generador doblemente alimentado (DFIG).
4. generador asíncrono de jaula de ardilla.

Generador asíncrono con control del deslizamiento mediante resistencia rotórica.

Esta configuración, mostrada en la Fig 2.1, toma como variable de control el deslizamiento de la máquina, actuando sobre la resistencia vista del rotor.

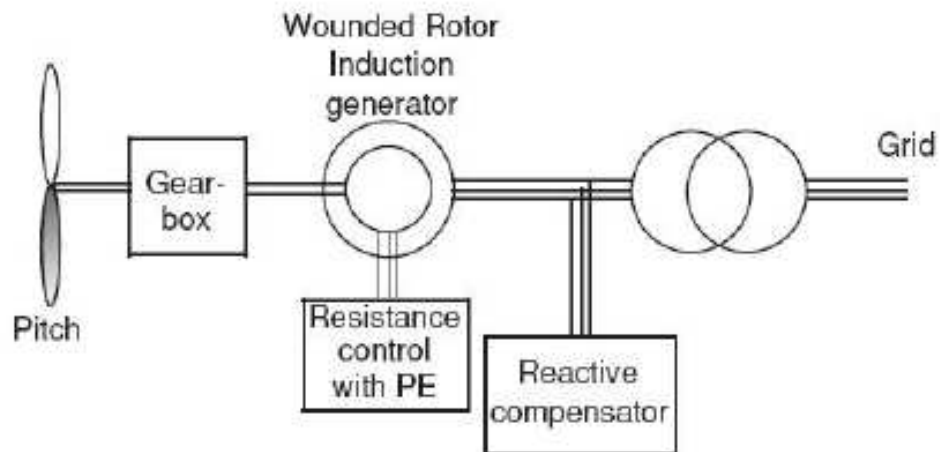


Figura 2.1: Configuración de control de deslizamiento mediante reóstato rotórico

El objetivo de control es mantener la potencia activa constante ante escalones en la velocidad del viento. Para poder trabajar hasta un 10% encima de la velocidad nominal del generador, la potencia en exceso se disipa cambiando la resistencia vista rotórica. Es una solución energéticamente ineficiente.

Control de deslizamiento con recuperación de energía.

Esta configuración de generador asíncrono, mostrada en la Fig 2.2, conocida como *Método de Sherbius estático*, mejora la eficiencia del anterior sistema usando electrónica de potencia.

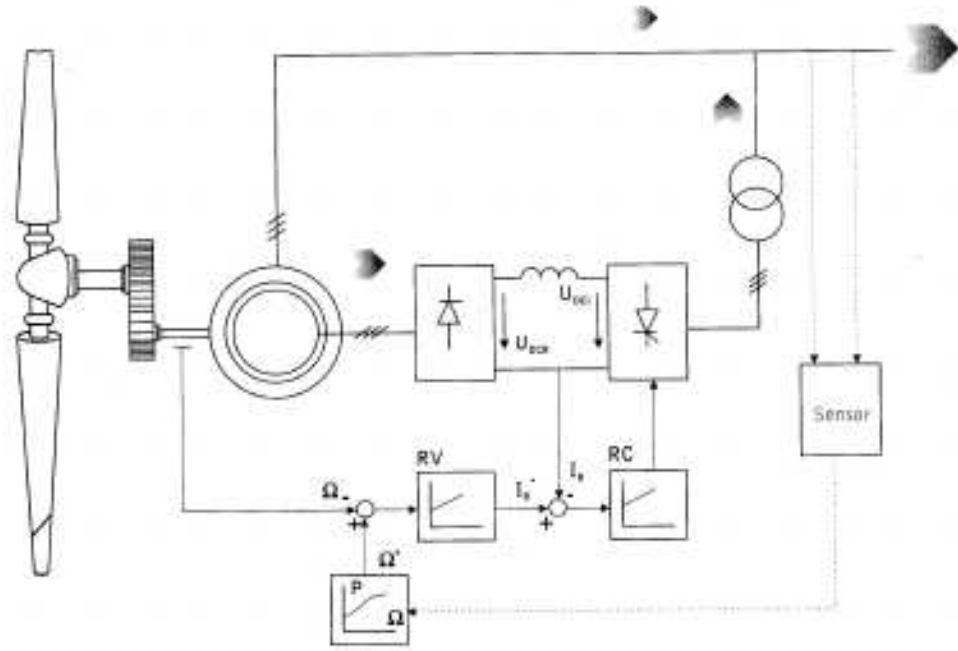


Figura 2.2: Configuración de control de deslizamiento con recuperación de energía

Se cambia el reóstato por un puente rectificador de diodos, bus de continua e inversor que manda la potencia a la red. Este sistema no puede trabajar a velocidades subsíncronas lo que impide aprovechar el viento a bajas velocidades.

Generador doblemente alimentado.

Esta configuración mostrada en la Fig 2.3, intercala un convertidor de frecuencia entre el generador asíncrono de rotor bobinado y la red. Permite trabajar tanto a velocidades subsíncronas como supersíncronas, a tensión y frecuencia variables. El convertor se implementa con dos convertidores AC/DC reversibles ('back to back').

Esta configuración controla la energía inyectada a la red permitiendo variaciones en la velocidad rotórica, lo cual optimiza el aprovechamiento del recurso eólico. Por otro lado, el convertidor maneja potencias de hasta un 20 % de la nominal del aerogenerador, lo cual disminuye los costos al no ser necesario un convertidor de alta potencia.

Generador asíncrono de jaula de ardillas.

Esta configuración, mostrada en la Fig 2.4, está compuesta por un generador asíncrono de jaula de ardillas y un convertidor de frecuencia. Esta configuración

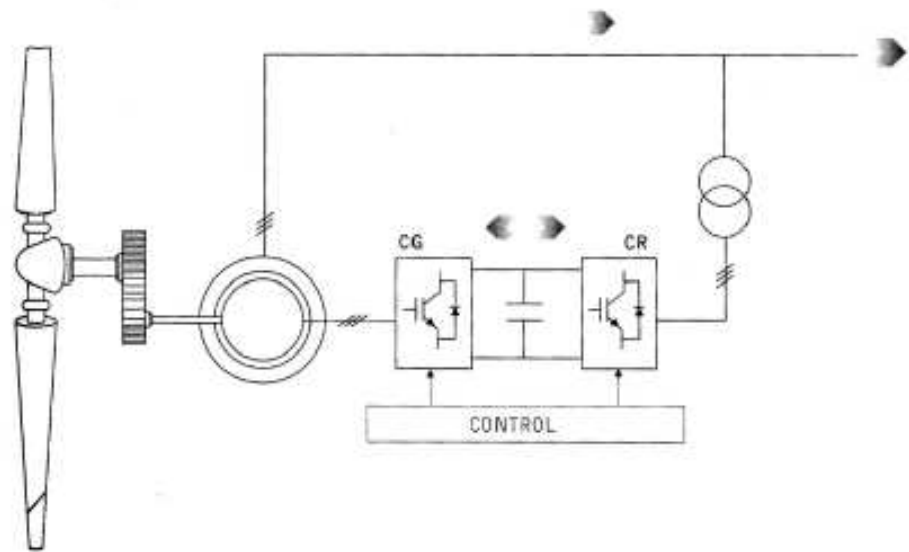


Figura 2.3: Configuración generador doblemente alimentado (DFIG)

es más robusta y fiable. Su desventaja es el porte del convertidor, cuya potencia debe ser igual a la nominal del generador, aumentando los costos.

2.2.2. Generadores sincrónicos

Estos generadores sólo pueden trabajar a la velocidad de sincronismo, lo cual obliga a intercalar un convertidor electrónico entre el generador y la red. Se presentarán las siguientes configuraciones:

1. generador de rotor bobinado.
2. generador de imanes: trabaja a tensión y frecuencia variable luego se rectifica e invierte. permanentes.

Generador de rotor bobinado.

Estos generadores presentan variantes en su sistema de excitación, como se puede apreciar en la Fig 2.5. Los tres sistemas son:

1. Excitación propia
2. Autoexcitación
3. Excitación sin escobillas

La excitación propia implica el uso de un generador de CC para alimentar el devanado inductor, lo cual conlleva un aumento de los costos de operación

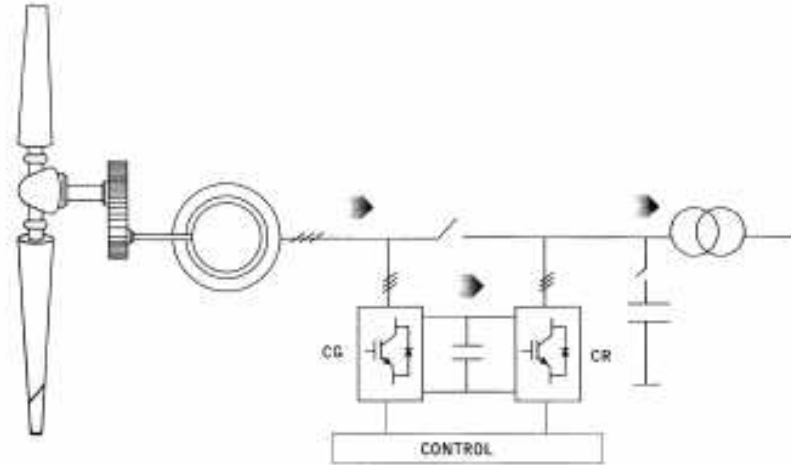


Figura 2.4: Configuración de velocidad variable con un generador jaula de ardillas

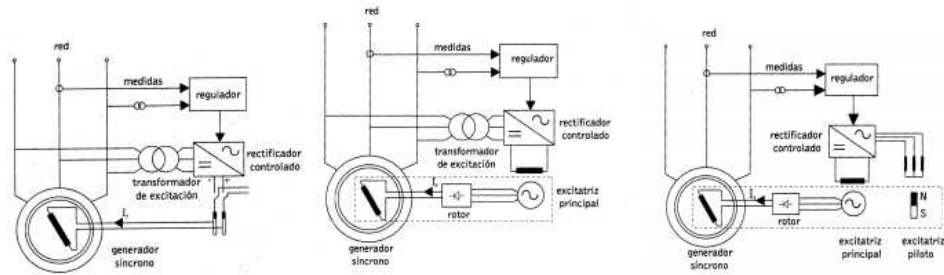


Figura 2.5: Tipos de excitación del generador síncrono de rotor bobinado

y mantenimiento. En el sistema de autoexcitación, el generador se implementa con un puente rectificador. Un factor a tener en cuenta es que necesita de una fuente independiente de CC para arrancar. Las dos configuraciones usan anillos rozantes, lo cual quita robustez al sistema y complica el mantenimiento. El tercer tipo de excitación no usa escobillas, alimenta el inductor con un generador síncrono invertido (polos inductores en el estator e inducidos en el rotor). Los bobinados del rotor se conectan al devanado de excitación del generador a través de un rectificador. Se puede alimentar a través de la excitatriz principal o de una excitatriz piloto.

Los generadores de rotor bobinado necesitan una caja multiplicadora, ya que las velocidades angulares de las aspas son muy inferiores a la velocidad de sincronismo. Una alternativa consistiría en implementar una máquina con muchos pares de polos, lo cual implica mayor peso y costos. Una desventaja de esta

configuración son las pérdidas en el circuito excitatriz.

Generador de Imanes Permanentes.

Dado el gran avance de las tecnologías de aleaciones de alto magnetismo remanente, en los últimos años los generadores de imanes permanentes se han transformado en una excelente opción para la generación eólica, debido al no uso de anillos rozantes y la eliminación de las pérdidas rotóricas. Al tener menor tamaño, se pueden fabricar generadores de menor tamaño con mayor número de polos lo cual permite eliminar la necesidad de usar una caja multiplicadora.

Podemos citar como ventajas:

1. Menor contaminación acústica
2. Simplicidad de mantenimiento del sistema mecánico
3. Menores pérdidas mecánicas
4. Lo ahorrado en la caja multiplicadora se puede usar para adquirir un convertidor con más prestaciones, igualmente es un 30 % aproximadamente más caro que un DFIG.

Mientras que presenta las siguientes desventajas:

1. Alto costo inicial
2. Dificultades de manipulación
3. Desmagnetización de los imanes a altas temperaturas

De acuerdo al diseño del rotor y la ubicación de los imanes dentro del rotor, pueden distinguirse distintos tipos de generador:

1. Generador de Flujo Radial
2. Generador de Flujo Axial
3. Generador de Flujo Transversal

Generador de flujo radial

Presentan un buen rendimiento en un amplio margen de velocidades y una mejor densidad de torque en comparación con los generadores de rotor bobinado. En la Fig 2.6 se pueden apreciar dos topologías distintas: imanes superficiales o imanes embutidos.

En estos generadores el espacio entre el estator y el rotor "*air-gap*" es radial respecto al eje, estator longitudinal con ranuras e imanes montados en la superficie del rotor. En el caso del generador de imanes embutidos los imanes van montados dentro de las ranuras del rotor. Esto posibilita mayor flujo entre rotor

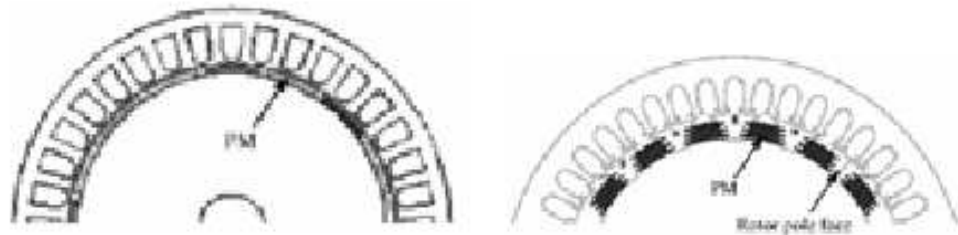


Figura 2.6: Variantes de generadores sincrónicos de flujo radial

y estator, permitiendo usar imanes más baratos, como ferritas, en lugar de tierras raras. Esto conlleva como desventaja un aumento de la masa del generador y una mayor complejidad constructiva.

Generador de flujo axial

Este generador se muestra en la Fig 2.7. En esta configuración el “*air-gap*” se encuentra en dirección axial, estator longitudinal respecto al rotor ranurado e imanes montados en la superficie del rotor. Presentan como ventaja una menor masa para un torque dado pero tienen una gran complejidad constructiva.

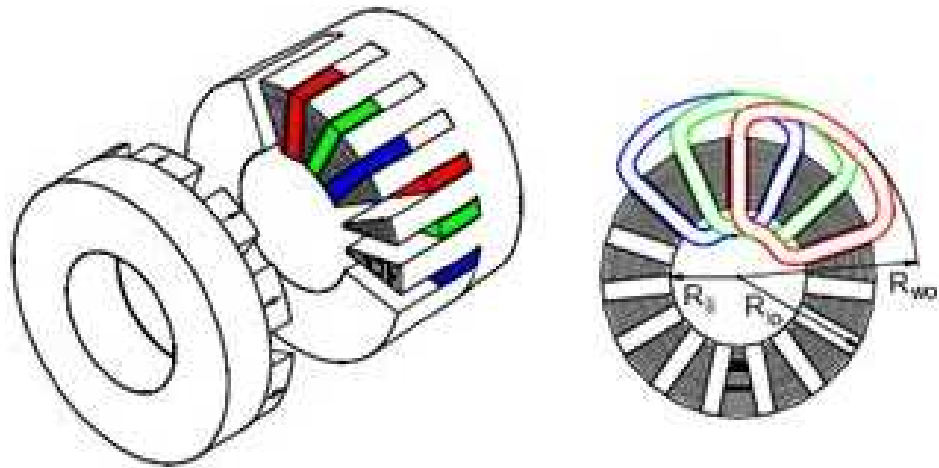


Figura 2.7: Generador de imanes permanentes de flujo axial con ranuras

En la Fig.2.8 se muestra una variante: la máquina *Taurus*. Presenta un estator bobinado y dos rotores con imanes permanentes montados superficialmente.

Su construcción es mucho más sencilla. Como desventaja, el “*air-gap*” es muy grande porque el estator no está ranurado. Presenta el doble de masa que un generador radial.

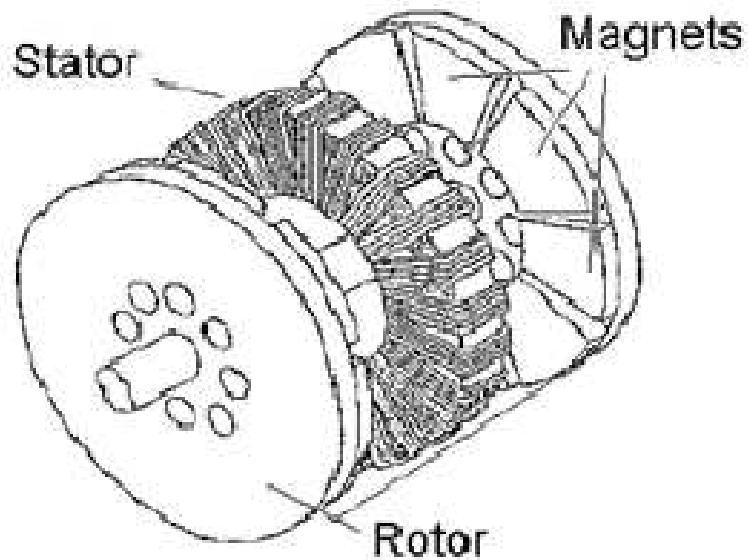


Figura 2.8: Generador de imanes permanentes de flujo axial “*Torus*”

Generador de flujo transversal

En estos generadores la dirección del flujo es perpendicular a la dirección del rotor. Se puede observar en la Fig 2.9.

Como ventajas podemos citar:

1. Menos pérdidas en el cobre.
2. Mayor densidad de fuerza.
3. Bobinados más sencillos

Algunas desventajas:

1. Mayor complejidad constructiva.
2. Bajo factor de potencia, incrementando los costos del convertidor.

Configuraciones

En la Fig 2.10 podemos observar las configuraciones más usadas:

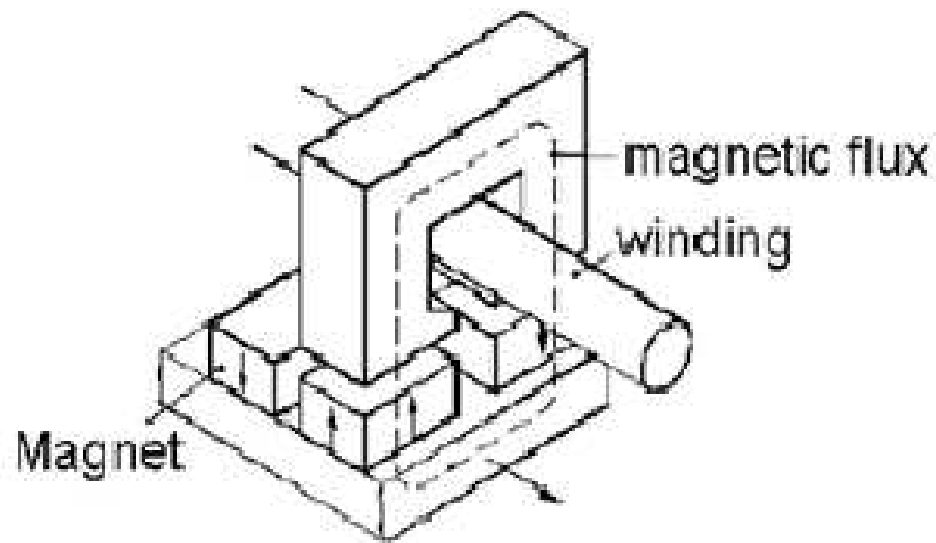


Figura 2.9: Generador de flujo transversal

2.3. Conclusiones

En este capítulo se efectuó un estudio de las distintas configuraciones utilizadas en generación eólica, discutiendo sus ventajas y desventajas desde el punto de vista del funcionamiento, construcción, factibilidad económica, etc. Se puede concluir que la configuración de generador doblemente alimentado es una alternativa atractiva por su versatilidad y expansión de uso en el mercado.

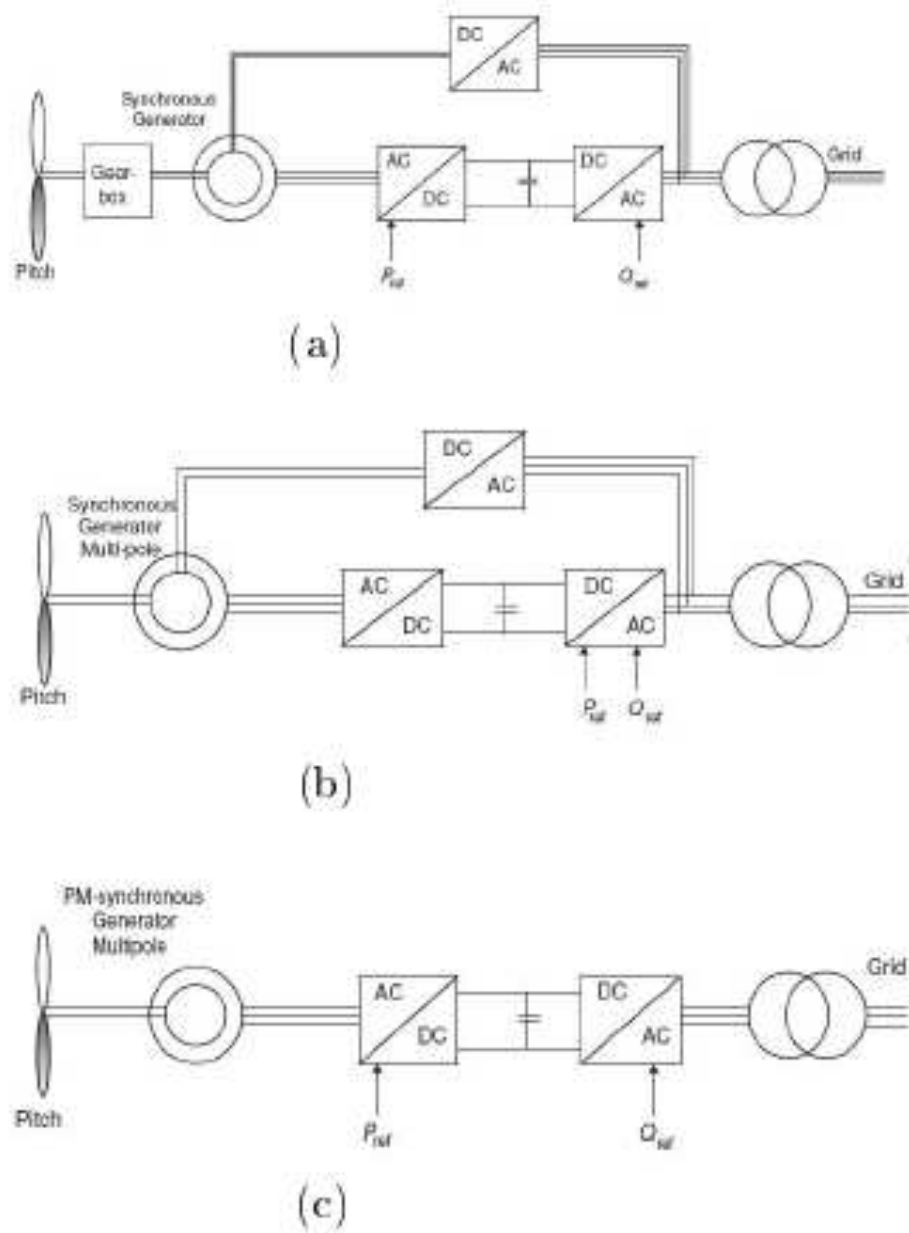


Figura 2.10: Variantes de topologías de generadores sincrónicos

Capítulo 3

Modelo Dinámico de Generadores

3.1. Introducción

La teoría desarrollada en este capítulo consiste en un conjunto de herramientas matemáticas de gran utilidad para reducir la complejidad de las ecuaciones dinámicas de los sistemas eléctricos. Se centrará la atención en el análisis dinámico de máquinas eléctricas, con el fin de conseguir un modelo que optimice el compromiso entre posibilidad de implementación y fidelidad en la representación de la realidad. Todo el contenido se basa en [1]

Durante el análisis en régimen permanente se estudian las máquinas eléctricas como un circuito con impedancias estacionarias equivalentes que dependen de la velocidad del rotor y la frecuencia del estator. Este enfoque permite simplificar el análisis de la interacción de la máquina con la red y obtener curvas de corriente y par en función de la velocidad rotórica o, desde otro punto de vista, en función del deslizamiento o “*slip*”¹. Sin embargo, a la hora de estudiar los fenómenos transitorios que pueden ocurrir en una red eléctrica la realidad no es tan sencilla, ya que es preciso estudiar de forma dinámica la interacción de la máquina con la red eléctrica. Hace falta, por lo tanto, un **modelo dinámico**. En este capítulo se presentan las principales herramientas matemáticas utilizadas para resolver las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico de circuitos arbitrarios, para luego transportarlo a los casos particulares de la máquina de inducción .

Las inductancias de la máquina son función de la velocidad del rotor y los coeficientes de la ecuación diferencial (Ley de Faraday) que describen el comportamiento de la máquina son *variantes con el tiempo*. Por lo tanto, se buscará un

¹Se define deslizamiento como la diferencia relativa entre la velocidad rotórica y la velocidad de sincronismo $\frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s}$

cambio de variables para reducir la complejidad de estas ecuaciones. Dicho cambio de variables se implementa mediante una transformación lineal que lleva las magnitudes (tensiones, voltajes, flujos magnéticos) a un marco de referencia arbitrario, conformado por dos ejes ortogonales d y q que giran a una velocidad arbitraria.

3.2. Contexto Histórico

A fines de la década de 1920, *R.H. Park* introdujo un nuevo enfoque al estudio de las máquinas eléctricas. Formuló un cambio de variables que reemplazaba las variables asociadas con los bobinados del estator de la máquina sincrónica con variables asociadas con bobinados ficticios girando con el rotor. Transformaba las variables del estator a un marco de referencia fijo en el rotor. La transformada de Park tiene la propiedad de eliminar *todas* las inductancias variables con el tiempo de las ecuaciones de voltaje de la máquina síncrona, que ocurren debido a

1. circuitos eléctricos en movimiento relativo
2. circuitos eléctricos con inductancias variables

En la década de 1930, *H.C. Stanley* probó que las inductancias variables en las ecuaciones de voltaje de la máquina de inducción debido a circuitos eléctricos en movimiento relativo podían ser eliminadas transformando las variables asociadas con los bobinados del rotor a variables asociadas con bobinados ficticios estacionarios. En este caso las variables rotóricas son transformadas a un marco de referencia fijo en el estator.

G. Kron introdujo un cambio de variables que eliminaba las inductancias variables con el tiempo del motor de inducción transformando las variables estatóricas y rotóricas a un marco de referencia rotando en sincronismo con el campo magnético giratorio. *D.S. Brereton* empleó un cambio de variables que eliminaba las inductancias variables con el tiempo del motor de inducción transformando las variables del estator a un marco de referencia fijo en el rotor. Es en esencia aplicar la Transformada de Park a la máquina de inducción.

Park, Stanley, Kron y Brereton desarrollaron cambios de variable que parecían ser convenientes para una aplicación en particular. Cada transformación era tratada por separado, hasta que en 1965 se descubrió que *todas* las transformaciones usadas en el motor de inducción podían ser englobadas en una transformación general que elimina las inductancias variables en el tiempo refiriendo las variables rotóricas y estatóricas a un marco de referencia que puede rotar a cualquier velocidad o permanecer estacionario. Todas las transformaciones conocidas podían obtenerse simplemente asignando convenientemente la velocidad de rotación del marco.

Posteriormente se descubrió que las variables rotóricas y estatóricas de la máquina sincrónica también podían referirse a un marco de referencia arbitrario.

Sin embargo, solo podemos eliminar las inductancias variables con el tiempo si el marco de referencia está fijo en el rotor no necesariamente rotando a la velocidad del rotor. (Transformada de Park).

3.3. Transformación a un Marco de Referencia Arbitrario

3.3.1. Ecuaciones de transformación. Cambio de variables

Aunque los cambios de variable son usados en el análisis de las máquinas de alterna para eliminar las inductancias variables con el tiempo, son también empleadas en el análisis de varios sistemas estáticos de parámetros constantes. Por ejemplo, en muchos de los programas de simulación para estudios de estabilidad de sistemas eléctricos de potencia las variables asociadas con transformadores, líneas de transmisión, cargas, etc. son representadas en un sistema de referencia rotando a la velocidad de sincronismo, por lo tanto todas las variables del sistema se deben referir a ese sistema a través de un cambio de variables. También las variables asociadas con el proceso de conversión en los convertidores AC/DC de alta potencia.

Todos los cambios conocidos de variables para esos componentes también están contenidos en la transformación al sistema arbitrario de referencia, la misma transformación general usada para las variables estáticas de la máquina de inducción y la máquina síncrona y para las variables rotóricas de la máquina de inducción. En esta sección sólo se tratarán los circuitos estacionarios y en las siguientes se hará foco en la máquina de inducción.

Un cambio de variables que plantea la transformación de las tres fases variables de un circuito estacionario a un sistema arbitrario de referencia se puede expresar

$$f_{qd0s} = K_s \cdot f_{abcs} \quad (3.1)$$

donde

$$(f_{qd0s})^T = [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{0s}] \quad (3.2)$$

$$(f_{abcs})^T = [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}] \quad (3.3)$$

$$K_s = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (3.5)$$

la matriz inversa queda:

$$(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

En las ecuaciones de arriba f representa voltaje, corriente, flujo. El superíndice T denota la transpuesta de una matriz. El subíndice s indica las variables, parámetros, y transformaciones asociadas con circuitos estacionarios. El desplazamiento angular θ debe ser continuo, sin embargo la velocidad angular asociada con el cambio de variables no se especifica. El sistema de referencia puede rotar a cualquier velocidad angular constante o variable, o permanecer estacionario. *Arbitrario* indica que la velocidad angular de la transformación no se especifica y puede ser elegida para simplificar la solución del sistema de ecuaciones resultante. El cambio de variables se puede aplicar a cualquier forma de onda y secuencia directa o inversa. Sin embargo, es particularmente apropiada para una secuencia abc , como la que se muestra en la Fig 3.1.

Es conveniente visualizar las ecuaciones de la transformación como relaciones trigonométricas entre variables. En particular, las ecuaciones de transformación se pueden pensar como si las f_{qs} y f_{ds} variables estuvieran direccionadas a lo largo de dos ejes perpendiculares y rotando a una velocidad ω , mientras que f_{as} , f_{bs} , f_{cs} pueden ser consideradas a lo largo de tres ejes estacionarios desplazados 120 grados. Si f_{as} , f_{bs} y f_{cs} son resueltas en f_{qs} se obtiene la primer fila de (3.1).

Si f_{as} , f_{bs} y f_{cs} son resueltas en f_{ds} se obtiene la segunda fila de (3.1). Es importante notar que las variables 0 no están asociadas con el sistema arbitrario de referencia. Lo están a las variables abc independientemente de θ . Es importante no confundir f_{as} , f_{bs} y f_{cs} con fasores. Son valores instantáneos que pueden tener cualquier andamiento en el tiempo. es particularmente conveniente cuando se aplica a máquinas de alterna donde la dirección de f_{as} , f_{bs} y f_{cs} se puede ver como la dirección de los ejes magnéticos de los bobinados del estator. La dirección de f_{qs} y f_{ds} puede ser vista como la dirección de los ejes magnéticos de los 'nuevos' bobinados creados por el cambio de variables.

La potencia total instantánea se puede expresar en variables abc como:

$$P_{abcs} = v_{as}.i_{as} + v_{bs}.i_{bs} + v_{cs}.i_{cs} \quad (3.7)$$

La potencia total expresada en variables $qd0$ debe ser igual a la potencia expresada en variables abc , luego sustituyendo (3.1) en (3.7) resulta:

$$P_{qd0s} = P_{abcs} = \frac{3}{2} \cdot (v_{qs}.i_{qs} + v_{ds}.i_{ds} + 2.v_{0s}.i_{0s}) \quad (3.8)$$

el factor $\frac{3}{2}$ viene de la elección de las constantes usadas en la transformación. Aunque las formas de onda de los qs y ds , voltajes y corrientes dependen de la velocidad angular del marco de referencia, la forma de onda de la potencia total es independiente del sistema de referencia utilizado.

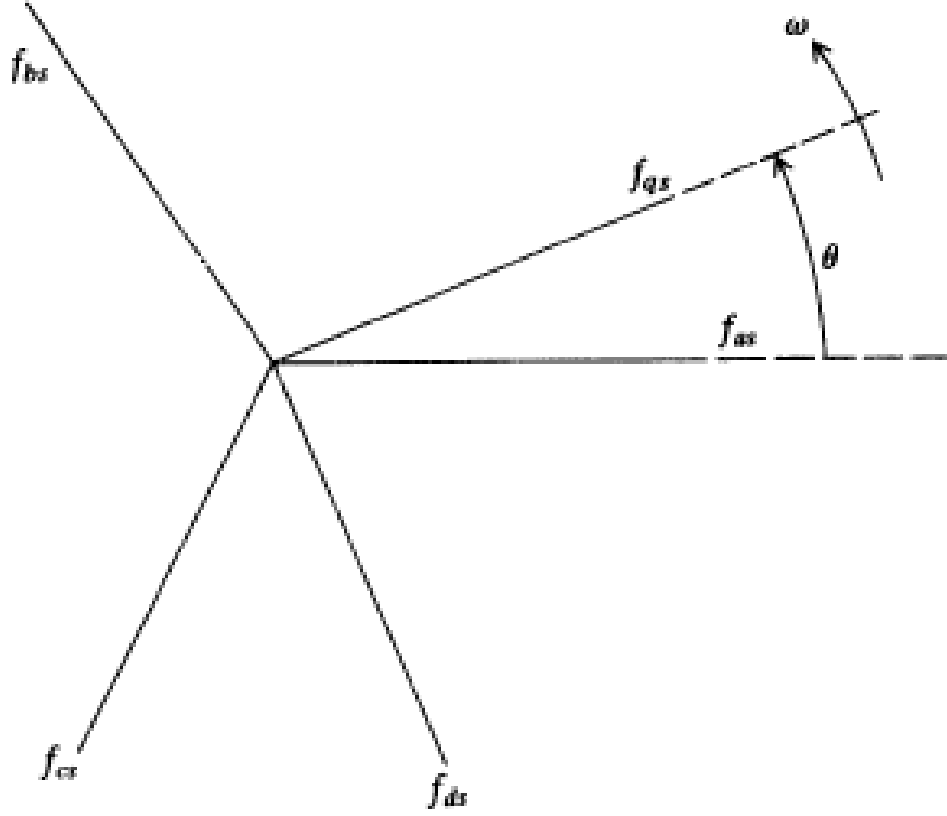


Figura 3.1: Sistema de fasores balanceados (f_a, f_b, f_c) y marco de referencia arbitrario (f_q, f_d)

La forma de onda de la potencia total es la misma independientemente del sistema de referencia en que está siendo evaluada

3.3.2. Variables de Circuitos Estacionarios transformadas al Marco Arbitrario de Coordenadas

Es conveniente tratar los elementos de circuitos resistivos e inductivos por separado.

Elementos resistivos

Para un circuito resistivo de tres fases

$$v_{abc s} = r_s \cdot i_{abc s} \quad (3.9)$$

De (3.1)

$$v_{qd0 s} = K_s \cdot r_s \cdot (K_s)^{-1} \cdot i_{qd0 s} \quad (3.10)$$

Si se suponen iguales las resistencias de las 3 fases² los elementos no nulos de la matriz diagonal r_s ³ son iguales, entonces

$$K_s \cdot r_s \cdot (K_s)^{-1} = r_s \quad (3.11)$$

Por lo tanto, la matriz de resistencias asociada con el sistema arbitrario de coordenadas es igual a la matriz de resistencias asociada con las variables físicas si cada fase del circuito real tiene la misma resistencia.

Elementos inductivos

Para un circuito de tres fases inductivo

$$v_{abcs} = p \cdot \Phi_{abcs} \quad (3.12)$$

donde p es el operador $\frac{d}{dt}$. En el caso de circuitos magnéticos lineales es conveniente expresar los flujos como el producto de una matriz de inductancias y otra de corrientes antes de hacer el cambio de variables. Sin embargo, la transformación es válida para los flujos y se puede evitar trabajo transformando los flujos directamente. Esto es especialmente cierto en el análisis de máquinas AC donde la matriz de inductancias es una función de la posición del rotor. Luego, en términos de las variables sustitutas, (3.12) se convierte en

$$v_{qd0s} = K_s \cdot p[(K_s)^{-1} \cdot \phi_{qd0s}] \quad (3.13)$$

que puede ser escrita como

$$v_{qd0s} = K_s \cdot p[(K_s)^{-1}] \cdot \phi_{qd0s} + K_s \cdot (K_s)^{-1} \cdot p \cdot \phi_{qd0s} \quad (3.14)$$

Se puede mostrar que

$$p \cdot [(K_s)^{-1}] = \omega \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Por lo tanto,

$$K_s p \cdot [(K_s)^{-1}] = \omega \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

La ecuación (3.14) puede ser expresada como

$$v_{qd0s} = \omega \cdot \phi_{dq0s} + p \cdot \phi_{qd0s} \quad (3.17)$$

donde

²Lo cual es razonable, ya que todos los sistemas trifásicos son diseñados para ser equilibrados, y los bobinados de las máquinas se diseñan para ser iguales

³La matriz r_s es diagonal, ya que no hay acoplamiento entre fases en un circuito resistivo

$$(\phi_{dqs})^T = [\phi_{ds} \quad -\phi_{qs} \quad 0] \quad (3.18)$$

La ecuación (3.17) se escribe en forma completa:

$$v_{qs} = \omega \cdot \phi_{ds} + p \cdot \phi_{qs} \quad (3.19)$$

$$v_{ds} = -\omega \cdot \phi_{qs} + p \cdot \phi_{ds} \quad (3.20)$$

$$v_{0s} = p \cdot \phi_{0s} \quad (3.21)$$

El primer término del lado derecho de la (3.19) o (3.20) se conoce como “voltaje de velocidad”⁴ y es debido a la velocidad angular del marco de referencia arbitrario. Está claro que el “voltaje de velocidad” es nulo si ω es nula, lo cual ocurre cuando el sistema de referencia es estacionario. En este caso las ecuaciones de voltaje de las tres fases del circuito inductivo se vuelven las clásicas ecuaciones. Dado que (3.12) es válida en general, se deduce que (3.19)-(3.21) son válidas sin importar si el circuito magnético es lineal o no, y sin importar la forma de la matriz de inductancias si el sistema es lineal. Para un sistema lineal, el flujo se puede expresar como

$$\phi_{abs} = L_s \cdot i_{abs} \quad (3.22)$$

Mientras que los flujos en el sistema arbitrario de referencia se pueden escribir

$$\phi_{qds0} = K_s \cdot L_s \cdot (K_s)^{-1} \cdot i_{qds0} \quad (3.23)$$

Como en el caso de los circuitos resistivos, es necesario especificar la matriz de inductancias antes de proceder a evaluar (3.23). Sin embargo, una vez que la matriz de inductancias está especificada, el procedimiento para expresar cualquier circuito inductivo trifásico en el sistema arbitrario de coordenadas se reduce a evaluar (3.23) y sustituir ϕ_{qs} , ϕ_{ds} y ϕ_{0s} en las ecuaciones de voltaje (3.19)-(3.21). Este procedimiento es directo con un mínimo de manipulaciones matriciales comparado con el trabajo involucrado si, para un sistema lineal, la matriz de flujos ϕ_{abs} es reemplazada por $L_s \cdot i_{abs}$ antes de hacer la transformación. Si, por ejemplo, L_s es una matriz diagonal con los términos no nulos iguales, entonces

$$K_s \cdot L_s \cdot (K_s)^{-1} = L_s \quad (3.24)$$

Una matriz de esta forma puede describir la inductancia de una carga trifásica balanceada. Una matriz de inductancias que es común a máquinas síncronas y asíncronas es de la forma

⁴El término es definido en inglés en [1] como ‘*speed voltage*’. La traducción conceptual más acertada sería quizás ‘*voltaje debido a la velocidad*’ pero se usa la mencionada por cuestiones de practicidad

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} \\ -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & -\frac{1}{2} \cdot L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Donde L_{ls} es una inductancia de fugas y L_{ms} es una inductancia magnetizante. Se puede ver que esta matriz de inductancias describe la inductancia propia y mutua de las fases del estator de una máquina de inducción. Se puede demostrar que para L_s dada por (3.25)

$$K_s \cdot L_s \cdot (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} \cdot L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} \cdot L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Los sistemas trifásicos son simétricos magnéticamente si los elementos de la diagonal son iguales y todos los elementos fuera de la diagonal son iguales. La ecuación (3.25) es de esa forma. De (3.26), para un sistema simétrico, $K_s \cdot L_s \cdot (K_s)^{-1}$ se vuelve una matriz diagonal que desacopla las variables sustitutas en todos los sistemas de referencia. Para el caso de la máquina sincrónica de polos salientes las inductancias propias y mutuas forman un sistema no simétrico y se puede probar que existe un solo sistema de referencia donde las variables sustitutas están desacopladas.

3.3.3. Sistemas de Referencia más usados

A continuación se detallan los sistemas de referencia más usados en el análisis de las máquinas eléctricas y los componentes de los sistemas de potencia, principalmente el arbitrario, el estacionario, el rotórico y el sincrónico.

- Variables del circ. estacionario referidas al sistema de referencia arbitrario.
- Variables del circ. estacionario referidas al sistema de referencia estacionario.
- Variables del circ. estacionario referidas a un sistema de referencia fijo en el rotor
- Variables del circ. estacionario referidas a un sistema de referencia rotando a velocidad sincrónica

Para este estudio, el sistema de referencia sincrónico será el sistema de referencia girando a la velocidad angular eléctrica correspondiente a la frecuencia fundamental de las variables asociadas con los circuitos estacionarios, aquí llamada ω_s . En el caso de las máquinas de alterna, ω_s es la velocidad angular del campo magnético rotatorio del 'gap' de aire establecido por las corrientes de estator de frecuencia fundamental.

3.3.4. Transformación de una Terna Balanceada

Dado el objetivo del presente capítulo, conviene centrar la atención en las particularidades de la transformada presentada en el caso de una terna balanceada. Ésta es generalmente definida como una terna de ondas sinusoidales de igual amplitud desplazadas 120 grados. Lo primero a notar es que, *dado que la suma de la terna es cero, las variables 0s son nulas.*

$$f_{as} = \sqrt{2}.f_s.\cos(\theta_{ef}) \quad (3.27)$$

$$f_{bs} = \sqrt{2}.f_s.\cos\left(\theta_{ef} - \frac{2.\pi}{3}\right) \quad (3.28)$$

$$f_{cs} = \sqrt{2}.f_s.\cos\left(\theta_{ef} + \frac{2.\pi}{3}\right) \quad (3.29)$$

donde f_s puede ser función del tiempo y

$$\theta_{ef} = \int_0^t \omega_e(\xi)d\xi + \theta_{ef}(0) \quad (3.30)$$

Es importante notar la diferencia entre θ_e y θ_{ef} . La posición angular del sistema de referencia rotando sincronicamente es θ_e . La posición angular de cada variable eléctrica es θ_{ef} . Sin embargo, dado que ambas tienen la misma velocidad angular ω_e , difieren tan solo en una constante, definida por la diferencia entre sus valores iniciales: $\theta_e(0)$ y $\theta_{ef}(0)$. Sustituyendo, (3.27)-(3.29) en la transformación a un sistema de referencia arbitrario se obtiene

$$f_{qs} = \sqrt{2}.f_s.\cos(\theta_{ef} - \theta) \quad (3.31)$$

$$f_{ds} = -\sqrt{2}.f_s.\sin(\theta_{ef} - \theta) \quad (3.32)$$

$$f_{0s} = 0 \quad (3.33)$$

Con las variables trifásicas dadas en (3.27)-(3.29), las cantidades qs y ds forman un par balanceado bifásico en todos los sistemas de referencia excepto cuando $\omega = \omega_e$. En el sistema de referencia girando a velocidad síncrona, las cantidades qs y ds se convierten en

$$f_{eqs} = \sqrt{2}.f_s.\cos(\theta_{ef}(0) - \theta_e(0)) \quad (3.34)$$

$$f_{eds} = -\sqrt{2}.f_s.\sin(\theta_{ef}(0) - \theta_e(0)) \quad (3.35)$$

Las ecuaciones (3.34)-(3.35) revelan una interesante propiedad. Hay un sistema de referencia donde una terna balanceada de amplitud constante aparecerá como constantes.

Por lo tanto, si una terna balanceada de amplitud constante aparece en cualquier sistema de referencia existe otro sistema de referencia donde la terna aparece como constante

3.3.5. Análisis de un circuito RL

Se analizará ahora el efecto de aplicar la transformación de variables de un circuito RL trifásico genérico, como se muestra en la Fig.3.2 a un marco de referencia arbitrario.

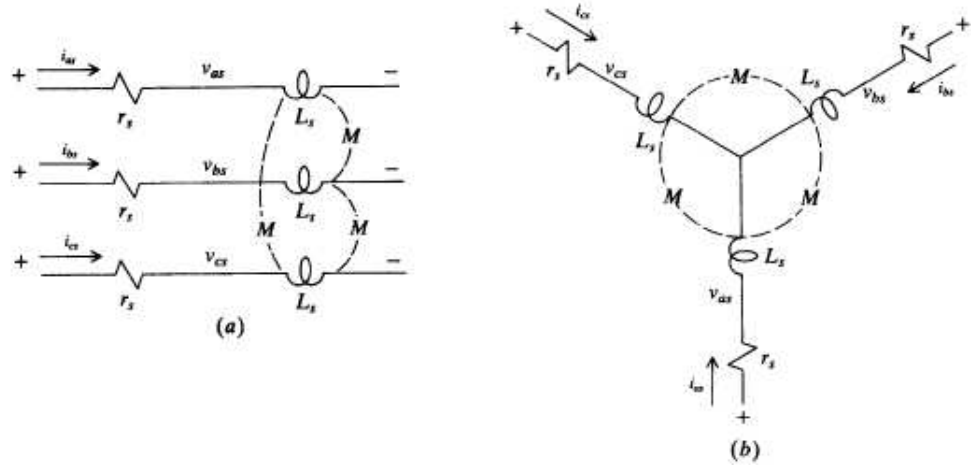


Figura 3.2: Circuito RL trifásico (a) Inconexo (b) Conexión en estrella

$$r_s = \text{diag} [r_s \quad r_s \quad r_s] \quad (3.36)$$

$$L_s = \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Si $L_s = L_{ls} + L_{ms}$, donde L_{ls} representa una inductancia de fugas, L_{ms} representa una inductancia magnetizante y $M = -\frac{1}{2} \cdot L_{ms}$, entonces la matriz de resistencias y la de inductancias representa las fases el estator de la máquina de inducción o una máquina síncrona de polos lisos. Debe ser señalado que la matriz de inductancias no describe el sistema magnético completo de la máquina porque los bobinados del rotor no son considerados. Sin embargo, este circuito RL puede ser usado para ilustrar la implementación del cambio de variables.

Cada voltaje de fase se puede expresar como la suma de las caídas de voltaje en cada elemento.

$$v_{as} = v_{asR} + v_{asL} \quad (3.38)$$

$$v_{bs} = v_{bsR} + v_{bsL} \quad (3.39)$$

$$v_{cs} = v_{csR} + v_{csL} \quad (3.40)$$

De la misma manera en el sistema de referencia arbitrario

$$v_{qs} = v_{qsR} + v_{qsL} \quad (3.41)$$

$$v_{ds} = v_{dsR} + v_{dsL} \quad (3.42)$$

$$v_{0s} = v_{0sR} + v_{0sL} \quad (3.43)$$

Las ecuaciones (3.19) y (3.20) expresan las ecuaciones de voltaje para los elementos inductivos en el sistema de referencia arbitrario. Dado que la matriz de inductancias tiene la misma forma que (3.25) es posible usar (3.26) como una guía para evaluar $K_s.L_s.(K_s)^{-1}$. Entonces

$$K_s.L_s.(K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Por lo tanto, las ecuaciones de voltaje en el marco de referencia arbitrario se pueden escribir como:

$$v_{qs} = r_s.i_{qs} + \omega.\phi_{ds} + p.\phi_{qs} \quad (3.45)$$

$$v_{ds} = r_s.i_{ds} - \omega.\phi_{qs} + p.\phi_{ds} \quad (3.46)$$

$$v_{0s} = r_s.i_{0s} + p.\phi_{0s} \quad (3.47)$$

donde

$$\phi_{qs} = (L_s - M).i_{qs} \quad (3.48)$$

$$\phi_{ds} = (L_s - M).i_{ds} \quad (3.49)$$

$$\phi_{0s} = (L_s + 2.M).i_{0s} \quad (3.50)$$

En esta sección se estudia la transformada al sistema de referencia arbitrario sólo para circuitos estacionarios. Las complejidades inherentes a las inductancias variables en el tiempo son omitidas. Aunque la transformada diagonaliza la matriz de inductancias y por lo tanto desacopla las fases, las ecuaciones de voltaje son mas fáciles de resolver cuando ω es nulo. A continuación se deducirán las

ecuaciones fasoriales de voltaje para el circuito RL para condiciones balanceadas de régimen permanente. La ecuación de voltaje para la fase a puede escribirse como

$$V_{as} = r_s I_{as} + L_s p I_{as} + M p I_{bs} + M p I_{cs} \quad (3.51)$$

Para condiciones balanceadas

$$F_{as} + F_{bs} + F_{cs} = 0 \quad (3.52)$$

Por lo tanto, (3.51) puede ser escrita como

$$V_{as} = r_s I_{as} + (L_s - M) p I_{as} \quad (3.53)$$

Para régimen permanente, p es reemplazado por $j\omega_e$ donde (3.53) puede ser escrita en forma fasorial como

$$V_{as} = [r_s + j\omega_e(L_s - M)] I_{as} \quad (3.54)$$

Para los desarrollos posteriores se usarán las ecuaciones de voltaje qs y ds en el marco de referencia arbitrario. Por lo tanto, de (3.45) y (3.46)

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \omega \phi_{ds} + p \phi_{qs} \quad (3.55)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \omega \phi_{qs} + p \phi_{ds} \quad (3.56)$$

donde

$$\phi_{qs} = (L_s - M) i_{qs} \quad (3.57)$$

$$\phi_{ds} = (L_s - M) i_{ds} \quad (3.58)$$

3.4. Marco de Referencia aplicado a la Máquina de Inducción

Con todas las herramientas presentadas hasta aquí se está en condiciones de resolver las ecuaciones que regirán el comportamiento dinámico de una máquina de inducción de rotor bobinado. La configuración de bobinados de dicha máquina se representa en la Fig.3.3.

3.4.1. Ecuaciones de Voltaje de la MI

Tanto el rotor como el estator consisten en 3 bobinados dispuestos con un desfase físico de 120° . Se considerará que el estator tiene un número equivalente de vueltas N_s y una resistencia por fase r_s , mientras que el rotor tiene un número equivalente de vueltas N_r y una resistencia por fase r_r .

Se trata entonces de un caso particular de lo analizado en 3.3.5, por lo que se pueden escribir las ecuaciones de voltaje de estator y rotor como:

$$v_{abcs} = r_s i_{abcs} + p\phi_{abcs} \quad (3.59)$$

$$v_{abcr} = r_r i_{abcr} + p\phi_{abcr} \quad (3.60)$$

y las ecuaciones de flujo:

$$\begin{bmatrix} \phi_{abcs} \\ \phi_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abcs} \\ i_{abcr} \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

En donde se ha utilizado la misma nomenclatura que en 3.3.1. Con el mismo criterio, las inductancias que aparecen en (3.61) son:

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$\mathbf{L}_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

$$\mathbf{L}_{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r & \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

Siendo las ecs. (3.62), (3.63) y (3.64) la inductancia estatórica, rotórica y mutua respectivamente. Los términos dentro de las matrices ya han sido explicados en 3.3.2

3.4.2. Ecuaciones de par de la MI

La energía magnética almacenada en el entrehierro de una máquina puede escribirse de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} W_f = & \frac{1}{2}(i_{abcs})^T (\mathbf{L}_s - L_{ls}\mathbf{Id}) i_{abcs} + \\ & (i_{abcs})^T \mathbf{L}_{sr} i_{abcr} + \\ & \frac{1}{2}(i_{abcr})^T (\mathbf{L}_r - L_{lr}\mathbf{Id}) i_{abcr} \end{aligned} \quad (3.65)$$

Donde $\mathbf{Id}$ es la matriz Identidad. A las matrices de inductancia, se restan los términos asociados con fugas que habían sido tenidos en cuenta anteriormente, ya que no aportan a la energía del campo. Si se supone que la máquina es magnéticamente lineal, entonces la energía es igual a la coenergía:

$$W_f = W_c \quad (3.66)$$

El par electromagnético producido por la máquina puede ser expresado en función de la coenergía y el desplazamiento angular del eje:

$$T_e = \frac{\partial W_c(i, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (3.67)$$

por lo tanto, haciendo uso de (3.66) y (3.65) y teniendo en cuenta que sólo la inductancia mutua varía con θ_r , se obtiene la siguiente expresión de par:

$$T_e = (i_{abcs})^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}_{sr}] i_{abcr} \quad (3.68)$$

Cabe mencionar a este punto, que todas las ecuaciones se han escrito para una máquina de **un par de polos**, $P = 1$. En el caso que $P \geq 2$, se debe multiplicar (3.68) por P .

3.4.3. Ecuaciones de Transformación para Circuitos Rotóricos

A diferencia de la sección anterior, donde se presentó la transformación al marco de referencia arbitrario para circuitos estacionarios, se transformarán en este punto los circuitos de los bobinados rotóricos, que giran con una velocidad angular ω_r . La matriz de cambio de variables para este caso será:

$$K_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \beta & \sin \left(\beta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\beta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.69)$$

Con

$$\beta = \theta - \theta_r \quad (3.70)$$

Donde θ es la posición angular instantánea del marco de referencia, y θ_r es la posición angular de la fase a del rotor. Por lo tanto, todas las ecuaciones planteadas anteriormente para circuitos estacionarios son válidas para los circuitos rotóricos si se sustituye θ por β . Un esquema de la interpretación física de estas variables se encuentra en la Fig 3.4.

3.4.4. Ecuaciones de voltaje en Marco de Referencia Arbitrario

Con lo desarrollado hasta ahora no hace falta más análisis para obtener las ecuaciones de voltaje del estator y el rotor en un marco de referencia arbitrario. Las mismas resultan:

$$v_{qd0s} = r_s i_{qd0s} + \omega \phi_{dqs} + p \phi_{qd0s} \quad (3.71)$$

$$v_{qd0r} = r_r i_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \phi_{dqr} + p \phi_{qd0r} \quad (3.72)$$

Siendo:

$$(\phi_{dqs})^T = [\phi_{ds} \quad -\phi_{qs} \quad 0] \quad (3.73)$$

$$(\phi_{dqr})^T = [\phi_{dr} \quad -\phi_{qr} \quad 0] \quad (3.74)$$

Las ecuaciones de los acoplamientos magnéticos son las que completan el juego. Transformadas resultan:

$$\begin{bmatrix} \phi_{dq0s} \\ \phi_{dq0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s \mathbf{L}_s (K_s)^{-1} & K_s \mathbf{L}_{sr} (K_r)^{-1} \\ K_r (\mathbf{L}_{sr})^T (K_s)^{-1} & K_r \mathbf{L}_r (K_r)^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qd0s} \\ i_{qd0r} \end{bmatrix} \quad (3.75)$$

Finalmente, como ya se demostrara en 3.3.2:

$$K_s \cdot \mathbf{L}_s \cdot (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (3.76)$$

$$K_r \cdot \mathbf{L}_r \cdot (K_r)^{-1} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \quad (3.77)$$

$$K_s \cdot \mathbf{L}_{sr} \cdot (K_r)^{-1} = K_r \cdot (\mathbf{L}_{sr})^T \cdot (K_s)^{-1} = \begin{bmatrix} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.78)$$

Siendo

$$L_M = \frac{3}{2} L_{ms} \quad (3.79)$$

3.4.5. Reactancias Base y Flujos por Segundo

Dado que, normalmente, los parámetros de las máquinas de Inducción son dados en valores por unidad de impedancias base, será conveniente adaptar las ecuaciones halladas durante esta sección para expresarlas en términos de reactancias en vez de inductancias. De este modo, las ecuaciones de voltaje dadas por (3.71) y (3.72), expandiendo las matrices, quedan:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{\omega}{\omega_B} \psi_{ds} + \frac{p}{\omega_B} \psi_{qs} \quad (3.80)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} - \frac{\omega}{\omega_B} \psi_{qs} + \frac{p}{\omega_B} \psi_{ds} \quad (3.81)$$

$$v_{qs} = r_s i_{0s} + \frac{p}{\omega_B} \psi_{0s} \quad (3.82)$$

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{\omega - \omega_r}{\omega_B} \psi_{dr} + \frac{p}{\omega_B} \psi_{qr} \quad (3.83)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} - \frac{\omega - \omega_r}{\omega_B} \psi_{qr} + \frac{p}{\omega_B} \psi_{dr} \quad (3.84)$$

$$v_{0r} = r_r i_{0r} + \frac{p}{\omega_B} \psi_{0r} \quad (3.85)$$

donde ω_B es una velocidad angular base, a partir de la cual se calculan las reactancias inductivas de la máquina. Los acoplamientos magnéticos que aparecen en las ecs. (3.80) a (3.85) son “Flujos por segundo”⁵, y dimensionalmente son voltajes:

$$\psi_{qs} = X_{ls} i_{qs} + X_M (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.86)$$

$$\psi_{ds} = X_{ls} i_{ds} + X_M (i_{ds} + i_{qr}) \quad (3.87)$$

$$\psi_{0s} = X_{ls} i_{0s} \quad (3.88)$$

$$\psi_{qr} = X_{lr} i_{qr} + X_M (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.89)$$

$$\psi_{dr} = X_{lr} i_{dr} + X_M (i_{ds} + i_{qr}) \quad (3.90)$$

$$\psi_{0r} = X_{lr} i_{0r} \quad (3.91)$$

En las ecuaciones (3.86) a (3.91), las reactancias que aparecen son calculadas como el producto de las respectivas inductancias por la velocidad angular de base, o sea:

$$X_j = \omega_B \times L_j \quad (3.92)$$

Dada la relación que guardan las corrientes con los *FPS*, a la hora de construir un modelo para simular⁶ en computadora, se deberán elegir ya sea las corrientes o

⁵En adelante, referidos como *FPS*

⁶Este tema se tratará en 3.5

los FPS como variables de estado independientes. Con este objetivo, se expresan voltajes en función de corrientes, eliminando los flujos de la ecuación, si se eligen las corrientes como variables de estado:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \\ v_{0r} \end{bmatrix} = \bar{\mathbf{Z}} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

siendo

$$\bar{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} r_s + \frac{p}{\omega_B} X_{ss} & \frac{\omega}{\omega_B} X_{ss} & 0 & \frac{p}{\omega_B} X_M & \frac{\omega}{\omega_B} X_M & 0 \\ -\frac{\omega}{\omega_B} X_{ss} & r_s + \frac{p}{\omega_B} X_{ss} & 0 & -\frac{p}{\omega_B} X_M & \frac{p}{\omega_B} X_M & 0 \\ 0 & 0 & r_s + \frac{p}{\omega_B} X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{p}{\omega_B} X_M & \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_B}\right) X_M & 0 & r_r + \frac{p}{\omega_B} X_{rr} & \left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_B}\right) X_{rr} & 0 \\ -\left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_B}\right) X_M & \frac{p}{\omega_B} X_M & 0 & -\left(\frac{\omega - \omega_r}{\omega_B}\right) X_{rr} & r_r + \frac{p}{\omega_B} X_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r + \frac{p}{\omega_B} X_{lr} \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

donde

$$X_{ss} = X_{ls} + X_M \quad (3.95)$$

$$X_{rr} = X_{lr} + X_M \quad (3.96)$$

en este caso, los FPS se hallan a partir de las corrientes, ordenando matricialmente las ecuaciones (3.86) a (3.91):

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_{ss} & 0 & 0 & X_M & 0 \\ 0 & 0 & X_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ X_M & 0 & 0 & X_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & X_M & 0 & 0 & X_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & X_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

Si, por el contrario, se eligen los *FPS* como variables de estado, deberán eliminarse las corrientes de la ecuación de voltaje. Invertiendo el sistema de (3.97) se obtiene:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} X_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 & 0 \\ 0 & X_{rr} & 0 & 0 & -X_M & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{X_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & -X_M & 0 & 0 & X_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D}{X_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.98)$$

donde

$$D = X_{ss}X_{rr} - X_M^2 \quad (3.99)$$

Finalmente, sustituyendo el vector de corrientes en (3.93) por el sistema dado en (3.98), se obtienen las ecuaciones de voltaje dependientes de los *FPS*:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{0s} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \\ v_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_s X_{rr}}{D} + \frac{p}{\omega_B} & \frac{\omega}{\omega_B} & 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega}{\omega_B} & \frac{r_s X_{rr}}{D} + \frac{p}{\omega_B} & 0 & 0 & -\frac{r_s X_M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{r_s}{X_{ls}} + \frac{p}{\omega_B} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{r_r X_M}{D} & 0 & 0 & \frac{r_r X_{ss}}{D} + \frac{p}{\omega_B} & \frac{\omega - \omega_r}{\omega_B} & 0 \\ 0 & -\frac{r_r X_M}{D} & 0 & -\frac{\omega - \omega_r}{\omega_B} & \frac{r_r X_{ss}}{D} + \frac{p}{\omega_B} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{r_r}{X_{lr}} + \frac{p}{\omega_B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

3.4.6. Ecuaciones de Par en el Marco Arbitrario de Referencia

Aplicando la transformación inversa a los vectores de corriente en la expresión de par dada por (3.68), se obtiene:

$$T_e = [(K_s)^{-1} i_{qd0s}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}_{sr}] (K_r)^{-1} i_{qd0r} \quad (3.101)$$

O, puesto de otra manera:

$$T_e = i_{qd0s}^T [(K_s)^{-1}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} [\mathbf{L}_{sr}] (K_r)^{-1} i_{qd0r} \quad (3.102)$$

Transformando entonces la matriz de inductancias según (3.78) y (3.79), se obtiene la expresión final:

$$T_e = \frac{3}{2} L_M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (3.103)$$

donde T_e es positivo en configuración motor. Una alternativa es expresarlo en términos de flujo magnético, quedando:

$$T_e = \frac{3}{2} (\phi_{qr} i_{dr} - \phi_{dr} i_{qr}) \quad (3.104)$$

o

$$T_e = \frac{3}{2} (\phi_{qs} i_{ds} - \phi_{ds} i_{qs}) \quad (3.105)$$

Las ecuaciones (3.104) y (3.105) podrían llevar a pensar que se están tomando en cuenta los componentes de flujos de fugas en las ecuaciones de par. Esto no es así, ya que las operaciones dentro de los paréntesis eliminan dichos componentes. Cabe reiterar el comentario hecho en 3.4.2, de que estas ecuaciones valen para una máquina con $P = 1$

Finalmente, anticipando la necesidad que se planteará en 3.5, se puede expresar el par en función de los *FPS*, de la siguiente manera:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{1}{\omega_B}\right) (\psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr}) \quad (3.106)$$

o dependiendo **solamente** de los *FPS*

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{X_M}{D\omega_B}\right) (\psi_{qs} \psi_{dr} - \psi_{qr} \psi_{ds}) \quad (3.107)$$

3.5. Modelos de Simulación

Habiendo desarrollado todas las herramientas para resolver las ecuaciones que rigen el comportamiento dinámico de las máquinas de inducción, se está en condiciones de estudiar su modelo dinámico en bloques de *Simulink* que formarán parte del modelo de la planta a simular. En esta sección se presentan dichos modelo, basados en [1].

3.5.1. Modelo de la Máquina Asíncrona

Se mencionó en 3.4.5, que pueden elegirse como variables de estado del sistema, o bien las corrientes en los bobinados, o bien los *FPS* magnéticos. A la hora de elegir entre estas dos opciones, conviene comparar los juegos de ecuaciones de voltaje en función de las corrientes, con las de voltaje en función de los *FPS*.

En (3.100) se aprecia que cada fila contiene una sola entrada que incluye un operador ‘*p*’, mientras que en (3.93) las ecuaciones correspondientes a los voltajes ‘*d*’ y ‘*q*’ tienen dos términos que incluyen a ‘*p*’. Esto implica que, en (3.100), se puede despejar la derivada de cada *FPS* en función de los voltajes, los *FPS* y ω_r , sin que aparezcan otras variables derivadas.

Por otro lado, en (3.93) cada corriente derivada depende a su vez de otras corrientes derivadas, lo cual complica (si no imposibilita) establecer una ecuación de transición de estados. Por esta razón se eligen los *Flujos Por Segundo*.

Las ecuaciones que constituyen el modelo de la MI tienen la forma genérica:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{0s} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r}, \omega_r) \\ f_2(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r}, \omega_r) \\ f_3(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r}, \omega_r) \\ f_4(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r}, \omega_r) \\ f_5(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r}, \omega_r) \\ f_6(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r}, \omega_r) \end{bmatrix} + [\mathbf{B}] \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{0s} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.108)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{0s} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{0r} \\ T_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r},) \\ g_2(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r},) \\ g_3(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r},) \\ g_4(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r},) \\ g_5(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r},) \\ g_6(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r},) \\ g_7(\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{0s}, \psi_{dr}, \psi_{qr}, \psi_{0r},) \end{bmatrix} \quad (3.109)$$

La representación en variables de estado estará entonces en un marco de referencia arbitrario y se deberá transformar las variables físicas de entrada para hacer los cálculos y antitransformar las de salida para obtener las físicas. Este concepto se ilustra en el diagrama de la Fig 3.5

3.6. Conclusiones

En este capítulo se han presentado las herramientas matemáticas para resolver el comportamiento dinámico de la Máquina de Inducción, que es más la usada en las configuraciones presentadas anteriormente y en particular en la que se estudiará en esta tesis. Se mencionó además que este conjunto de transformaciones matemáticas puede ser usado para resolver las más variadas topologías de sistemas eléctricos. Finalmente, aplicando adecuadamente las transformaciones, se llegó a un conjunto de ecuaciones que definen un modelo dinámico de las variables transformadas, cuya traducción a variables físicas es una simple transformación lineal fácilmente implementable. Se puso de manifiesto la utilidad del encare global de todas transformaciones conocidas, lo cual permite efectuar la deducción de las ecuaciones con la velocidad del marco de referencia arbitrario como un parámetro genérico, que después se setea con el valor correspondiente a cada transformada. Además se comprobó que la transformada general permite eliminar las complejidades inherentes a una matriz de inductancias variantes en el tiempo y según la posición del rotor.

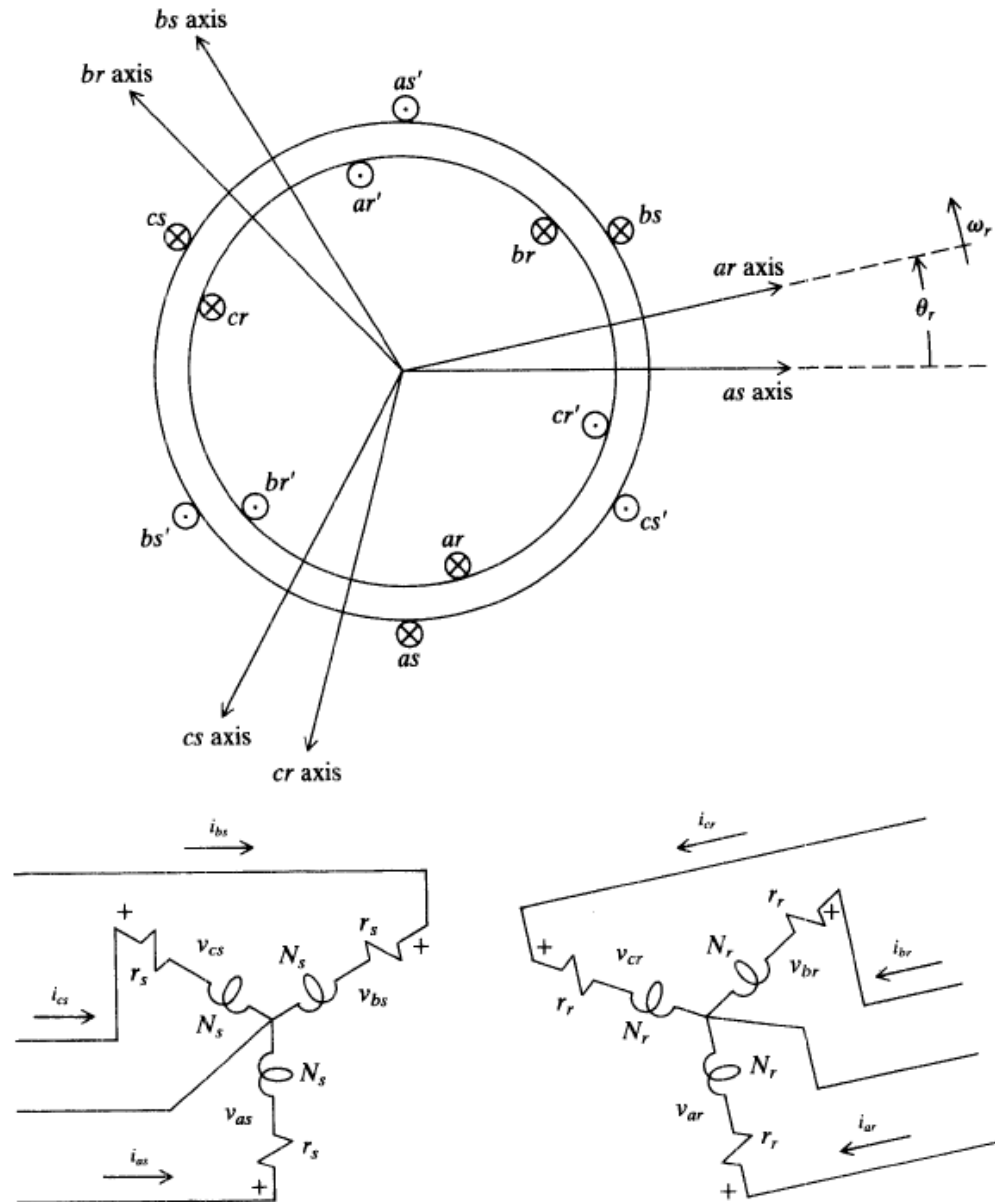


Figura 3.3: Máquina de Inducción trifásica de rotor bobinado



Figura 3.4: Interpretación geométrica de la transformación de circuitos rotóricos

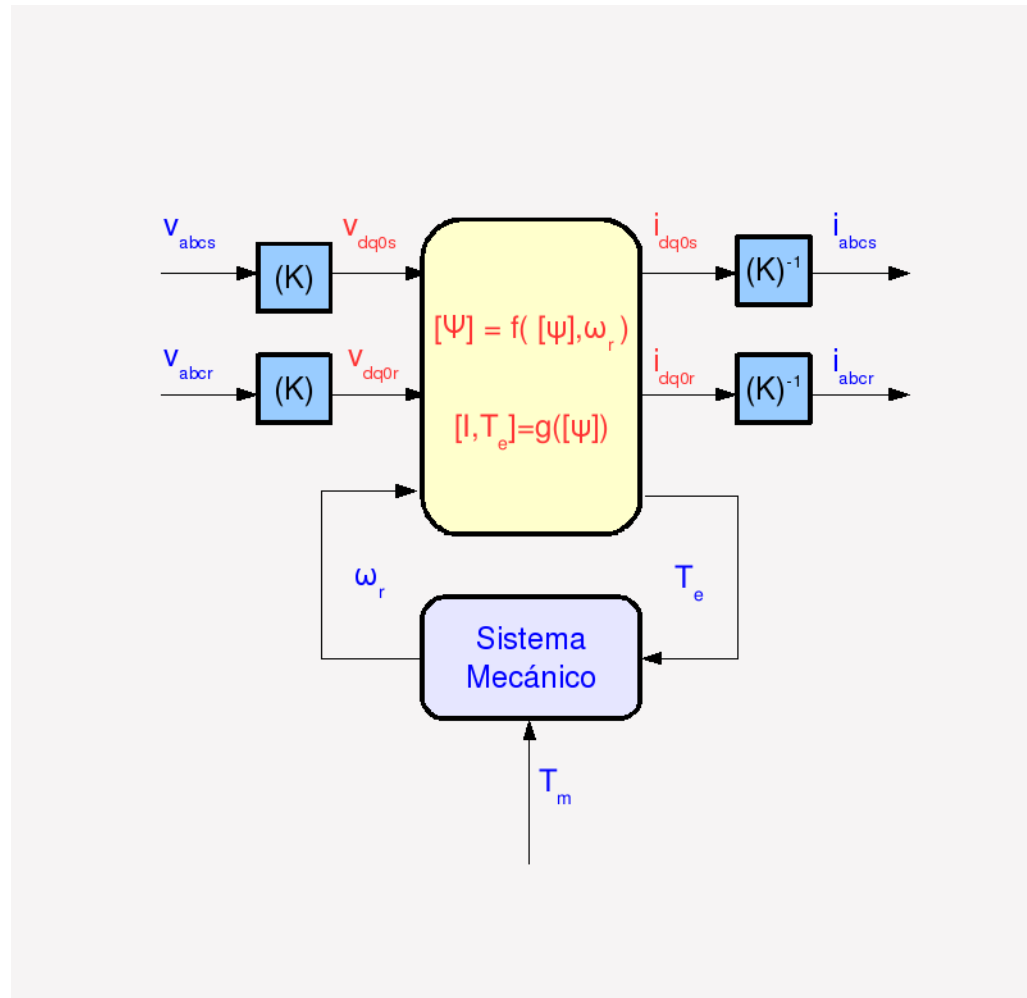


Figura 3.5: Diagrama esquemático del modelo dinámico de la MI

Capítulo 4

Modelo de simulación de un sistema DFIG

4.1. Introducción

En esta sección se profundizará en el sistema de funcionamiento de la configuración de mayor interés en el presente estudio, el Generador de Inducción Doblemente Alimentado, mencionado en 2.2.1. Un esquema de la configuración se muestra en la Fig 2.3. El estator de la máquina es conectado directamente a la red, mientras que el rotor se conecta a través de un transformador y un convertidor de frecuencia, conformado por dos convertidores estáticos (VSI) en configuración “back to back”, con un bus de continua común. Un esquema del generador DFIG usualmente implementado puede verse en la Fig 4.1.[3]

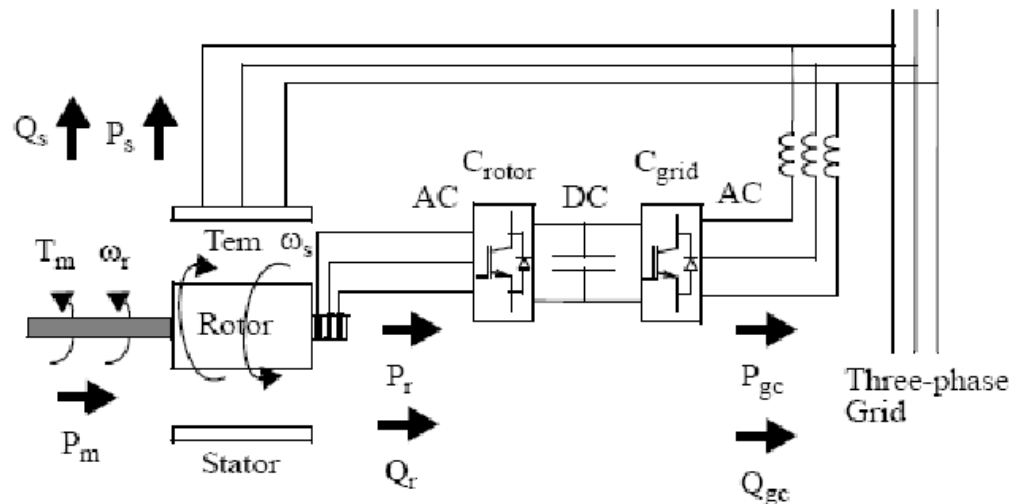


Figura 4.1: Esquema de un generador DFIG

4.2. Características Generales

Las ventajas que presenta el uso del generador de inducción doblemente alimentado (DFIG) son[3][6][7]:

1. Sólo una parte de la potencia nominal (aproximadamente 25 %) pasa por los convertidores, reduciendo costos y pérdidas.
2. Es posible ajustar, dentro de un determinado rango de velocidades de viento, la velocidad rotórica para extraer la máxima potencia posible para cada velocidad del viento, lo cual mejora la eficiencia del sistema.
3. Se reducen las exigencias al sistema mecánico, almacenando la energía del viento en la inercia mecánica de la turbina, creando una elasticidad que reduce las pulsaciones de torque.
4. El convertidor de Red puede suministrar reactiva a la red, en caso que ésta no se pueda controlar desde el rotor.
5. Mejora la calidad de la energía, reduciendo los armónicos.
6. Como característica operativa, dependiendo de la velocidad del viento, el rotor consume o genera potencia. La misma puede ser inyectada o extraída de la red.

El generador es una máquina asíncrona de rotor bobinado. El estator está directamente conectado a la red, mientras que el rotor es alimentado desde los convertidores de electrónica de Potencia a través de anillos deslizantes para permitir operar en un amplio rango de velocidades en respuesta a la cambiante velocidad del viento. El estator está fijo a la frecuencia de red ω_s y el rotor está a una frecuencia variable ω_r con la velocidad del viento. De hecho la idea básica es intercalar un convertidor de potencia entre la frecuencia variable del generador de inducción y la frecuencia de red. Para tener control completo de la corriente de red, el voltaje del bus de continua debe alcanzar un nivel mayor que la amplitud del voltaje de red. La máquina puede ser controlada como motor o como generador en ambos modos de operación, alcanzando cuatro modos de operación. **En este capítulo se adopta una convención de signos motor para realizar las operaciones.**¹ Por tanto la potencia que fluye de la red al DFIG es positiva y la potencia que fluye del DFIG a la red es negativa. La potencia estatórica P_s es siempre negativa, es decir el DFIG siempre aporta potencia a la red. Usando (4.1):

$$P_r = -s.P_s \quad (4.1)$$

deducimos que la potencia rotórica P_r es:

- negativa en régimen supersíncrono. Por lo tanto se aporta energía a la red.

¹Posteriormente se indicará cuando se utilice la convención Generador

- positiva en régimen subsíncrono. Por lo tanto se se recibe potencia desde la red.

La potencia rotórica se puede escribir:

$$P_m = T_r \cdot \Omega_r \quad (4.2)$$

Siendo T_r el torque rotórico y Ω_r la velocidad angular mecánica rotórica. La potencia mecánica total P_m se puede escribir:

$$P_m = P_s + P_r \quad (4.3)$$

Para velocidades de operación supersíncronas, P_r es transmitido al capacitor del bus de continua y tiende a aumentar el voltaje DC. Para velocidades de operación subsíncronas, P_r es tomado del capacitor del bus de continua y tiende a disminuir el voltaje DC. El convertidor de red es usado para generar o absorber la potencia P_{gc} para mantener constante la tensión del bus de continua. En régimen estacionario para un convertidor AC/DC/AC sin pérdidas P_{gc} es igual a P_r . La secuencia de fase para el voltaje AC generado por el convertidor rotórico es positiva para velocidades subsíncronas y negativa para supersíncronas. La frecuencia de este voltaje es igual al producto de la frecuencia de red y el valor absoluto del deslizamiento. El convertidor de Red tiene la capacidad de inyectar potencia reactiva a la Red y puede operar para ayudar a mantener la estabilidad de la Red. [3]

4.3. Sistema Aerodinámico

4.3.1. Modelo del tren de engranajes

El tren de engranajes se modela asumiendo ejes rígidamente unidos con un reductor. Planteando la Segunda Cardinal:

$$J' \frac{d\Omega_r}{dt} = T'_t - T_r \quad (4.4)$$

Donde:

$$J' = \frac{J_t}{N_g^2} + J_r \quad (4.5)$$

y

$$T'_t = \frac{T_t}{N_g} \quad (4.6)$$

Siendo:

Ω_r : velocidad angular mecánica del generador en rad/s.

J_t : Inercia de la turbina en kgm^2

J_r : Inercia del generador en kgm^2 .

N_g : relación de transformación de la transmisión mecánica.

T_t : torque de la turbina en Nm

T_r : torque del generador en Nm

La transmisión mecánica se comporta como un transformador, por lo tanto hay que referir los torques (como si fueran tensiones) y las inercias (como si fueran impedancias) para el lado de alta velocidad correspondiente al generador.

Otra relación de utilidad es la relación entre la velocidad angular mecánica y la velocidad angular eléctrica:

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (4.7)$$

siendo p el número de pares de polos del generador.

4.3.2. Modelo del rotor de la turbina

La cantidad de potencia que la turbina puede producir P_t depende del coeficiente de potencia C_p .

$$P_t = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R^2 \eta^3 \quad (4.8)$$

Donde:

ρ es la densidad del viento en kg/m^3

R es la longitud del aspa en m

η es la velocidad del viento en m/s

La turbina solo puede generar un cierto porcentaje de la potencia asociada con el viento, se puede ver un desarrollo de la Ley de Betz que fundamenta esta afirmación en [2]. Este porcentaje se representa con C_p , que es función de la velocidad del viento, la velocidad angular mecánica de la turbina y β el ángulo de pitch. Aunque esta ecuación puede parecer simple, C_p depende del cociente λ entre la velocidad tangencial en la punta de la pala y la velocidad del viento η . Este cociente llamado relación de velocidades se define como:

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{\eta} \quad (4.9)$$

La curva C_p versus λ para β igual a cero se muestra en la Fig 4.2[6].

Es claro de esta figura que existe un valor de λ para el cual C_p se maximiza, maximizando la potencia para una velocidad de viento dada. Como se muestra en la Fig 4.3 [6], la potencia máxima para generar a una velocidad de viento dada ocurre en el punto donde C_p se maximiza. Para maximizar la potencia generada es deseable para el generador, tener una curva de potencia que siga la curva máxima de C_p .

En la zona de funcionamiento a bajas velocidades, donde β está seteado en 0 grados, existe un único valor de λ y por lo tanto un único valor de C_p que posibilita optimizar la potencia generada. En función de este valor se calcula la referencia de velocidad angular eléctrica rotórica.

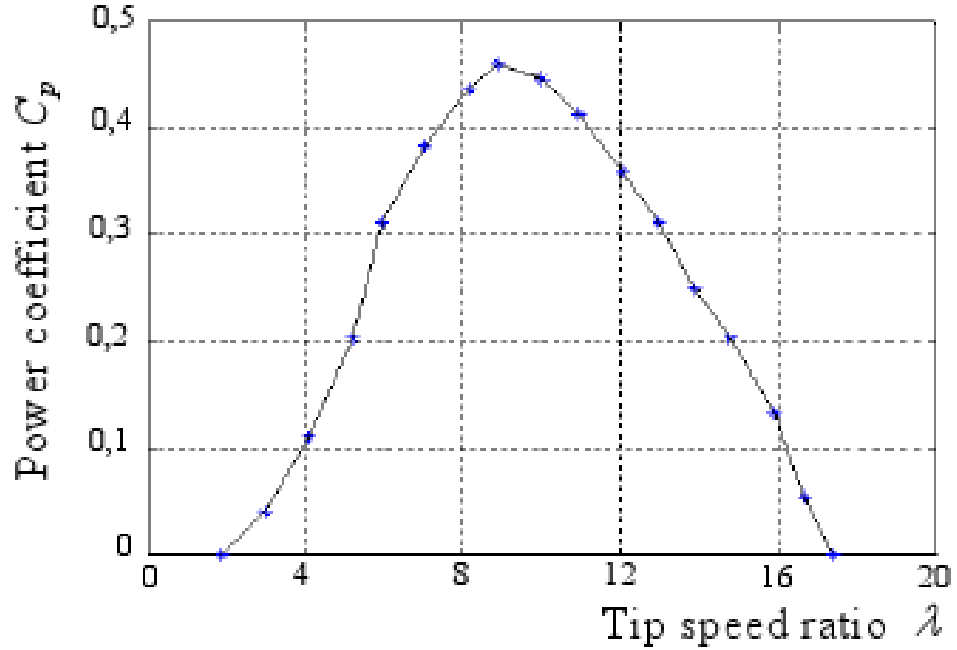


Figura 4.2: Coeficiente de potencia C_p en función del cociente de velocidad

4.3.3. Control de pitch

Para velocidades del viento debajo de la nominal, el ángulo de pitch es igual a cero y λ es igual al valor óptimo. Para velocidades del viento mayores, el ángulo de pitch toma valores positivos y el coeficiente C_p baja, mientras que el torque mecánico, la potencia y la velocidad de rotación se mantienen en sus valores nominales. Esto se hace para proteger las partes mecánicas de la turbina en caso de vientos fuertes. Bajo estos principios de operación la velocidad rotórica tiene el andamio mostrado en la Fig 4.4[7]

Un posible control de pitch se muestra en la Fig 4.5

donde el error $\Omega_r - \Omega_r^*$, la diferencia entre la velocidad angular medida y la máxima velocidad angular, es pasada por un controlador PID. Este modelo incluye la constante de tiempo del servomecanismo, así como la máxima pendiente $\frac{d\beta}{dt}$ para la regulación del ángulo de pitch.

4.3.4. Maximum Power Point Tracking

En la operación de turbina se definen tres zonas de operación:

- Una primer zona donde la velocidad rotórica está comprendida entre una cierta velocidad mínima y la velocidad nominal de la máquina, donde se optimiza potencia y el coeficiente C_p está en su valor óptimo 0.4382. La

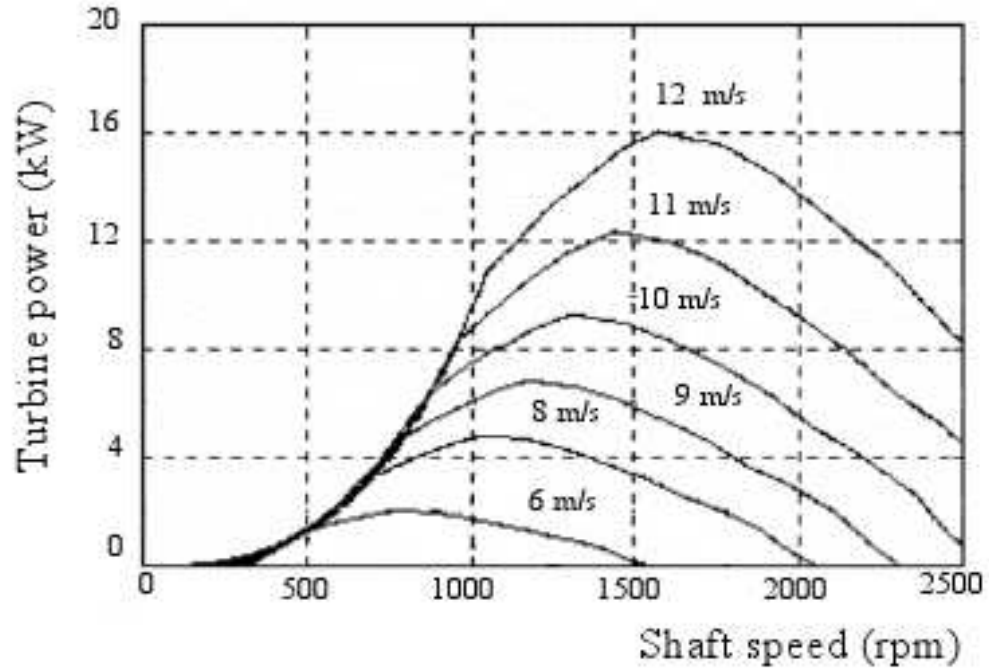


Figura 4.3: Potencia generada en función de la velocidad del viento

potencia de la turbina está regida por la siguiente ecuación:

$$P_t = K_{opt} \Omega_r^3 \quad (4.10)$$

Corresponde a valores de velocidad del viento comprendidos entre 4 m/s y 9-10 m/s.

- Una segunda zona de trabajo con la velocidad rotórica fija en su valor nominal pero la potencia todavía está por debajo de la nominal. Corresponde a valores de velocidad del viento entre 9-10 m/s hasta los 11-12 m/s.
- La tercer zona es la zona de limitación de potencia donde la velocidad y el torque se mantienen a sus valores nominales. Corresponde a velocidades del viento desde los 12 m/s hasta los 25 m/s donde por razones mecánicas la máquina debe desconectarse.

La curva característica se puede apreciar en la Fig 4.6[3]

4.4. Modelado del Convertidor de Red

En esta sección se modela el convertidor del lado de la red, incluyendo el reactor RL serie², el convertidor y el condensador del bus de continua.

²Constituido por la reactancia de cortocircuito del transformador

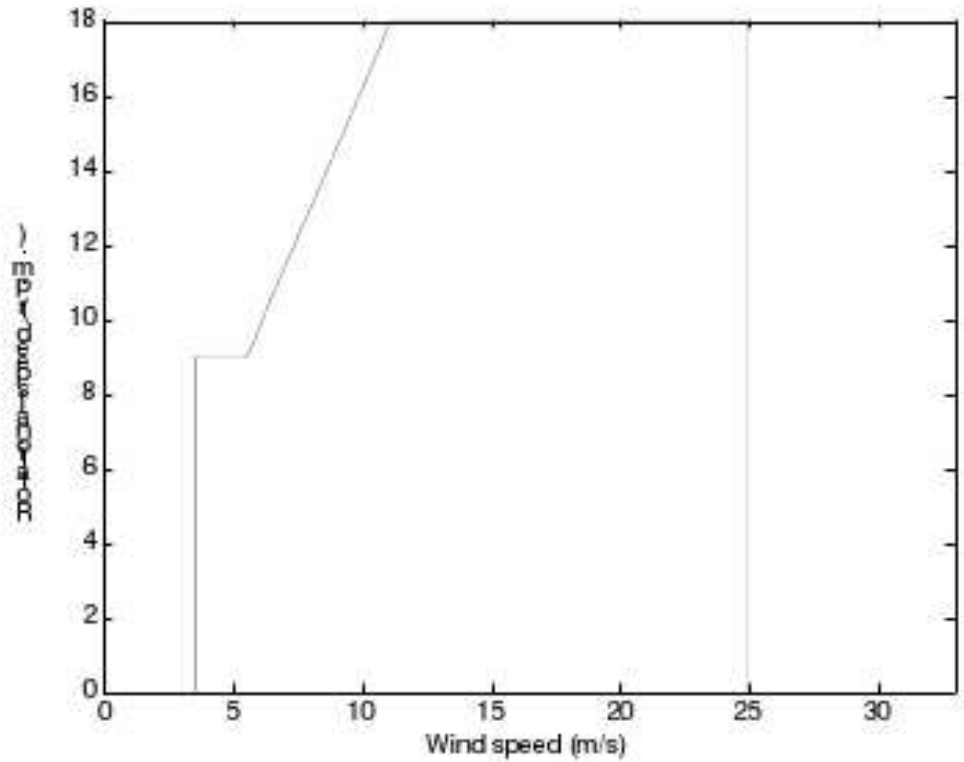


Figura 4.4: Velocidad rotórica en función de la velocidad del viento

En la Fig4.7 se muestra un esquema del sistema mencionado[5].

4.4.1. Reactor serie

El reactor serie mostrado del lado derecho de la Fig 4.7 puede bien estar constituido por la impedancia de cortocircuito del transformador que conecta al convertidor con la red, o bien constar de un reactor agregado al circuito. Se trata de un circuito RL , en el cual suele desprejarse la parte resistiva por ser mucho menor que la reactancia. Dado que la corriente de línea presentará una pendiente proporcional a la caída de tensión en la inductancia, este reactor es parte fundamental del sistema para poder controlar la corriente que intercambia el convertidor VSI de red. El control vectorial de corriente que se implementa, y que se explicará en E.5, utiliza este principio para mantener la corriente en una banda deseada respecto de una referencia, conmutando las llaves del convertidor para generar las pendientes necesarias en la corriente de línea. En [9] se presenta un desarrollo extensivo de este aspecto.

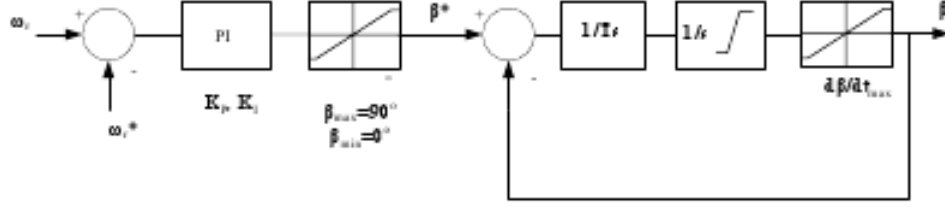


Figura 4.5: Diagrama de bloques del control de Pitch

4.4.2. Bus de Continua

El bus DC común a los dos convertidores se muestra del lado izquierdo de la Fig 4.7. Consta de un capacitor C , y una resistencia shunt R_P , que modela las pérdidas de los convertidores de potencia[5]. El capacitor cumple la función de reducir el *ripple* de tensión en el bus, manteniendo la misma suficientemente lisa para el correcto funcionamiento del sistema.

Llamando:

- I_C a la corriente por el capacitor
- I_R a la corriente por la resistencia

Las ecuaciones que rigen el comportamiento dinámico del bus DC son:

$$I_C + I_R = C \frac{dV_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{R_P} = I_{dc} - I_1 \quad (4.11)$$

Siendo, como se muestra en la Fig 4.7,

- I_{dc} la corriente del lado DC del convertidor de red, con sentido entrante positivo.
- I_1 la corriente del lado DC del convertidor rotórico, con sentido saliente positivo.

y por lo tanto,

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(-\frac{V_{dc}}{R_P} + I_{dc} - I_1 \right) \quad (4.12)$$

Si se supone que el voltaje V_{dc} no se aparta mucho de un valor constante U_{dc} ³, se puede expresar la dinámica de dicho voltaje en función de la potencia que fluye por el bus:

³Como se verá, la consigna de control en el convertidor de red es, justamente, mantener el voltaje DC en un valor constante[3]

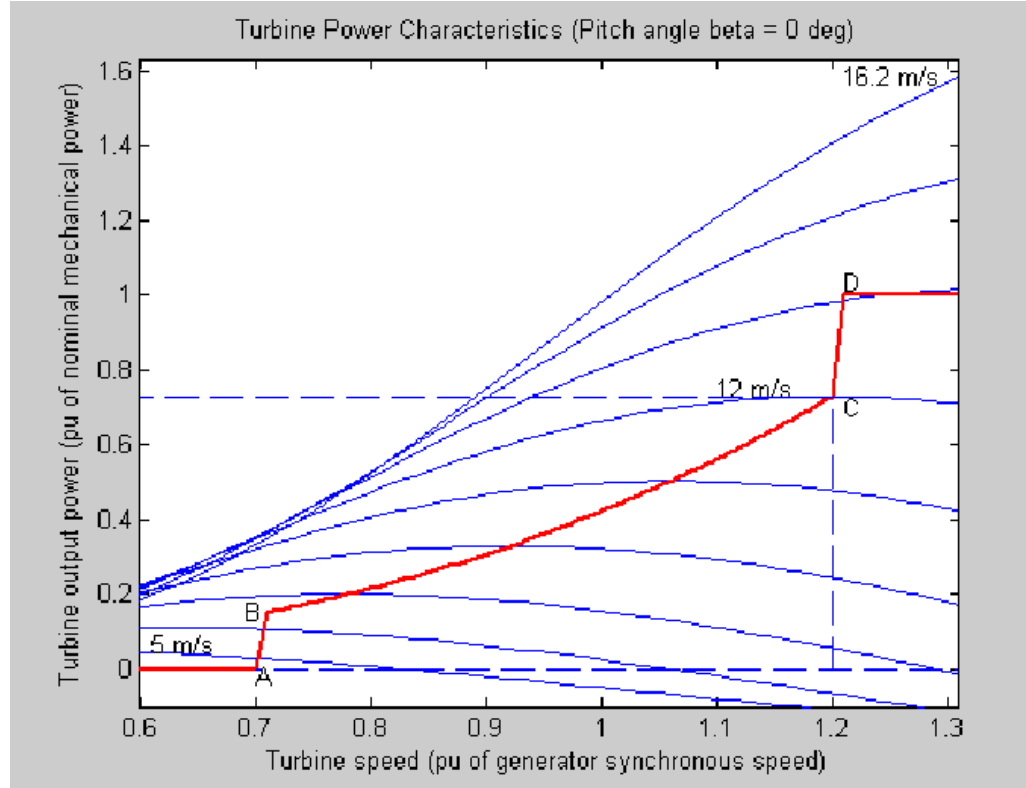


Figura 4.6: Característica de potencia de la turbina en función de la velocidad rotórica

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{U_{dc} \cdot C} \left(-\frac{V_{dc} \cdot U_{dc}}{R_P} + P_{dc} - P_1 \right) \quad (4.13)$$

4.5. Estrategias de control del DFIG

A continuación se estudiarán las estrategias de control de las variables de interés, a través de las corrientes del convertidor de Red y Rotórico.

En la Fig 4.8, se muestra un esquema de los lazos de control utilizados en el DFIG. Se evidencia que todas las variables se controlan actuando sobre las corrientes intercambiadas por los convertidores de potencia, expresadas en un marco de referencia solidario con la tensión de red y con el campo rotórico, para el convertidor de red y rotórico respectivamente.

A lo largo de esta sección se ampliará en qué se basa cada lazo de control esquematizado en la Fig 4.8, demostrando las relaciones directas que existen entre cada una de las variables a controlar y la componente correspondiente de la corriente del convertidor.

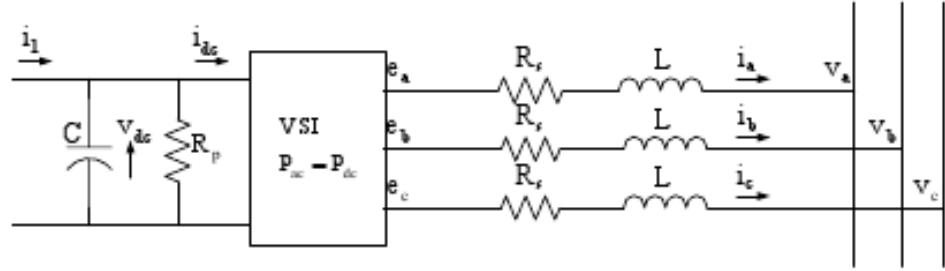


Figura 4.7: Esquema de Convertidor conectado a la red

Luego de establecidos los errores de corriente en los sistemas qd0 correspondientes, se antitransforma el error de corriente en cada convertidor para ingresarlo en coordenadas de fase a cada bloque de control vectorial de corriente. El funcionamiento del control vectorial de corriente se detalla en el Apéndice C.

4.5.1. Control de la tensión del bus de continua a través del conversor de red

El objetivo del control de este convertidor es mantener constante la tensión en el bus de continua[3], regulando la potencia activa que intercambia el convertidor de red. Con este propósito, se implementa un sistema realimentado como el que se muestra en la parte inferior de la Fig 4.8.

El error de tensión en el bus de continua⁴ entra a un controlador PI para obtener la referencia de corriente de eje directo para el convertidor. Dicha referencia es ingresada en un lazo realimentado con la corriente de eje directo medida del lado de alterna del convertidor.

Asumiendo una componente homopolar nula, la potencia activa que intercambia el convertidor, se expresa en coordenadas qd⁵:

$$P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (4.14)$$

Dado que el marco de referencia está alineado con el voltaje de red[3], se cumple que $v_q = 0$, y por lo tanto, la potencia activa depende exclusivamente de la corriente de eje directo:

$$P = \frac{3}{2} v_d i_d \quad (4.15)$$

De lo anterior se concluye que existe una relación directa entre la componente d de la corriente del convertidor y la tensión en el bus DC, dada por (4.15) y (4.13). Combinando ambas ecuaciones y despreciando las pérdidas de los semiconductores, se llega a la expresión:

⁴Diferencia entre el valor de referencia y el valor realimentado

⁵Asumiendo que el sistema equilibrado está en régimen estacionario

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \frac{v_d}{U_{dc}} \frac{1}{C} i_d - \frac{1}{C} I_1 \quad (4.16)$$

teniendo en cuenta el comportamiento dinámico expresado en (4.16), el lazo de control de tensión continua se puede representar en el diagrama de bloques mostrado en la Fig 4.9.

Modelando el sistema con corriente $I_1 = cte$, la transferencia de lazo abierto del diagrama queda:

$$G(s) = k \frac{P \cdot s + I}{C_{eqS} \cdot s^2} \quad (4.17)$$

Siendo $PI(s) = P + \frac{I}{s}$ la transferencia del controlador PI, y $C_{eqS} = \frac{3}{2} \frac{v_d}{U_{dc}} \frac{1}{C}$ es la capacidad equivalente vista desde el lado de alterna de la planta. La transferencia de lazo cerrado queda:

$$H(s) = k \frac{P \cdot s + I}{C_{eqS} \cdot s^2 + k(P \cdot s + I)} \quad (4.18)$$

La ecuación (4.18) muestra un sistema estable de segundo orden, cuyos polos quedarán ubicados según los parámetros seleccionados para el controlador PI. Es estable si y solo si se cumple que k_p y k_I son mayores estrictos que 0.

Si se toma una referencia fija de U_{dc} y se mira la corriente que intercambia el rotor con el bus de continua I_1 como entrada, se tiene un enfoque más alineado con la intención de este lazo de control⁶

Este enfoque se muestra en la Fig 4.10 como diagrama de bloques.

Linealizando el modelo en torno a un punto de funcionamiento, la transferencia en lazo cerrado del sistema queda:

$$H(s) = \frac{s}{s^2 + \frac{k}{C_{eqS}}(P \cdot s + I)} \quad (4.19)$$

La ecuación (4.19) presenta un sistema con 2 polos estables y un cero en el origen, que indica que ante cualquier valor de la entrada, la salida va a tender a 0, lo que significa que la tensión DC volverá al punto original⁷.

En todas las transferencias se supone que el control vectorial de corriente impone la corriente de referencia instantáneamente⁸. Esta suposición implica despreciar las no linealidades propias de las conmutaciones de los semiconductores, así como el retardo que introduce el controlador y el error de corriente intrínseco en el funcionamiento. Estas simplificaciones se hacen necesarias a la hora de estudiar los comportamientos dinámicos del sistema, dadas las herramientas de

⁶Recordar que la intención es mantener constante la tensión en el bus ante variaciones en la potencia intercambiada por el rotor en los distintos puntos de funcionamiento

⁷Esto se deduce de aplicar el teorema de valor final de la transformada de Laplace

⁸Se supone el control vectorial como una transferencia $C(s) = 1$

análisis disponibles. Se verificará que el sistema responde dentro de rangos aceptables.

En la Fig 4.8 se ve también un lazo de control de reactiva, que genera una referencia de corriente en cuadratura para el convertidor con el error de reactiva a través de un controlador PI. La referencia de reactiva se setea en 0 para condiciones normales, con el fin de tener un factor de potencia unitario en este convertidor, y que el módulo de la corriente quede determinado por el eje directo[4]. El intercambio de reactiva del estator del generador con la red se hace a través del convertidor rotórico, y la potencia reactiva es transmitida del rotor al estator y luego a la red.

En condiciones de falta, eventualmente se puede levantar la restricción de $Q = 0$ en el convertidor de red, ya que en este caso, la energía reactiva sería generada por el convertidor y no tendría que pasar por el entrehierro de la máquina, logrando así una respuesta más rápida del $\cos \phi$ del generador que puede ser vital a la hora de mantener la estabilidad de la red[5].

4.5.2. Control de la potencia activa y reactiva a través del convertor rotórico

El convertidor rotórico controla la corriente que circula por el rotor de la máquina, intercambiando potencia con el bus de continua. Controlando por separado las componentes i_{rd} e i_{rq} de la corriente rotórica se pueden controlar de forma desacoplada la potencia activa y reactiva intercambiadas por el estator. Desarrollando la ecuación (3.71), se obtiene:

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \quad (4.20)$$

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \quad (4.21)$$

De las ecuaciones de flujo (3.75) a (3.78) se obtienen los vínculos entre las corrientes rotóricas y estatóricas:

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_M i_{dr} \quad (4.22)$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_M i_{qr} \quad (4.23)$$

Donde $L_s = L_{ls} + L_M$

Despreciando las pérdidas por efecto *Joule* en el estator y eligiendo un marco de referencia alineado con el eje directo, se cumple:

$$v_{ds} = v_s = \text{cte}; v_{qs} = 0$$

Las derivadas de los flujos son despreciables, por hipótesis.

El flujo está en cuadratura con el voltaje, atrasado, por lo tanto,

$$\phi_{qs} = \phi_s = \text{cte}; \phi_{ds} = 0$$

Por lo tanto, se simplifica (4.20) a:

$$v_{ds} = -\omega_s \phi_{qs} \Rightarrow \phi_{qs} = \frac{-v_{ds}}{\omega_s} \quad (4.24)$$

de (4.22) y (4.23) se extrae:

$$i_{ds} = -\frac{L_M}{L_s} i_{dr} \quad (4.25)$$

$$i_{qs} = \frac{\phi_{qs} - L_M i_{qr}}{L_s} = \frac{-v_{ds}/\omega_s - L_M i_{qr}}{L_s} \quad (4.26)$$

Finalmente, sustituyendo (4.25) en (4.15), se obtiene:

$$P_s = -\frac{3}{2} v_{ds} \frac{L_M}{L_s} i_{dr} \quad (4.27)$$

y por lo tanto, la potencia en el estator de la máquina es directamente controlada por la componente directa de la corriente rotórica.

La potencia reactiva en el estator de la máquina ⁹es[3]

$$Q_s = -\frac{3}{2} v_{ds} i_{qs} \quad (4.28)$$

Sustituyendo (4.26) en (4.28), se llega a:

$$Q_s = -\frac{3}{2} v_{ds} \left(\frac{-v_{ds}/\omega_s - L_M i_{qr}}{L_s} \right) \quad (4.29)$$

Finalmente:

$$Q_s = \frac{3}{2} \left(\frac{v_{ds}^2}{L_s \omega_s} + \frac{v_{ds} L_M}{L_s} i_{qr} \right) \quad (4.30)$$

Por lo tanto se concluye que la potencia reactiva en el estator de la máquina guarda una relación cuadrática con la tensión estatórica y varía de forma lineal con la componente en cuadratura de la corriente rotórica.

⁹ Asumiendo que el sistema equilibrado está en régimen estacionario

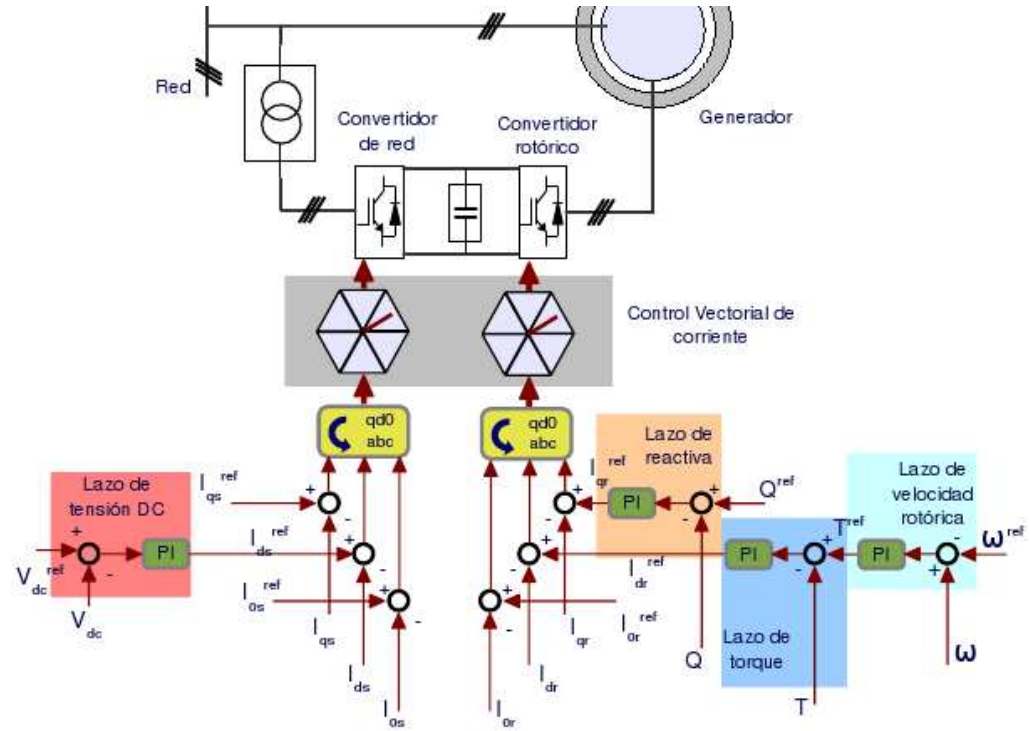


Figura 4.8: Esquema de las estrategias de control en el DFIG

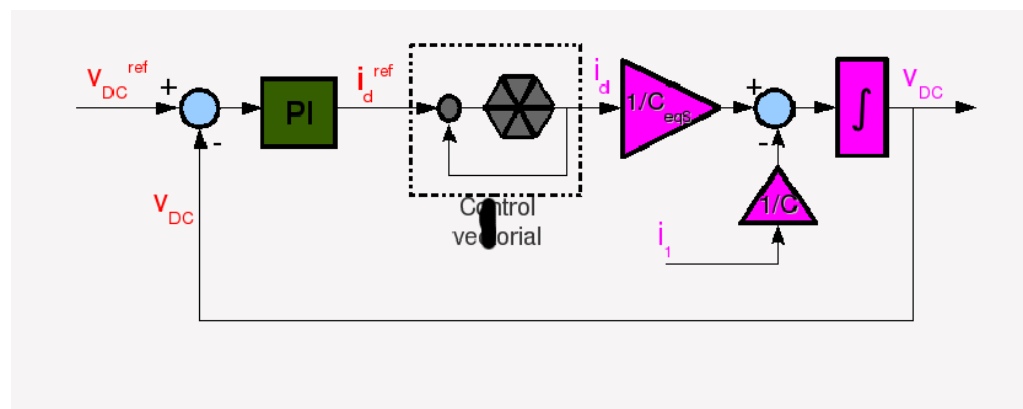


Figura 4.9: Lazo de tensión DC con la referencia como entrada

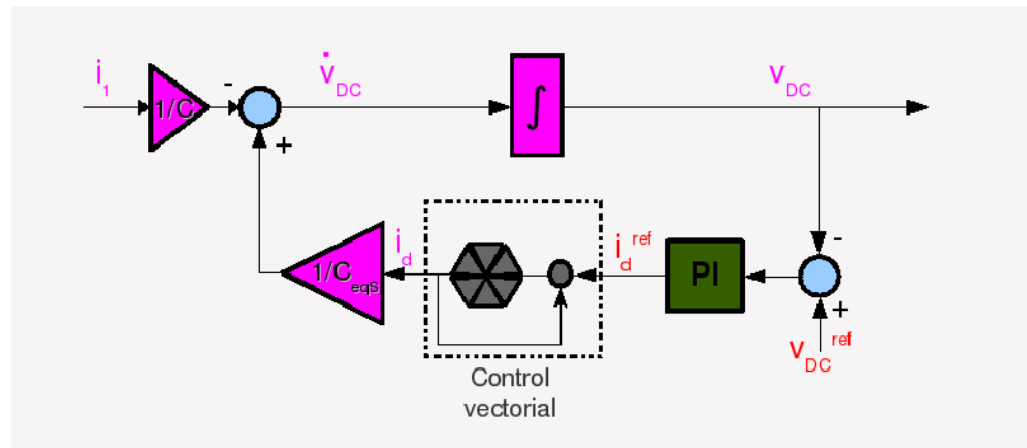


Figura 4.10: Lazo de tensión DC con la corriente rotórica como entrada

Capítulo 5

Pruebas en Simulink de los sistemas implementados

5.1. Introducción

En este capítulo se registrarán las simulaciones en los sistemas de prueba realizados para comprobar el correcto funcionamiento de los distintos bloques implementados, así como de las estrategias de control propuestas para los distintos sectores de la planta del generador. El criterio general de las pruebas es implementar un sector del sistema asumiendo que todo el resto se comporta idealmente, y lograr así un ajuste grueso de parámetros que muestre el comportamiento esperado por los sistemas de control. Finalmente, se armará el sistema completo y se ajustarán nuevamente los parámetros (de ser necesario) hasta obtener el funcionamiento esperable en régimen, antes de pasar al estudio de los fenómenos transitorios.

5.2. Sincronización de *PLL* y Marcos de Referencia

5.2.1. Descripción de la prueba

Para comprobar el correcto enganche del *TGEPLL* con la tensión de red y la correcta orientación de los ejes por parte de los bloques de transformación *abc2qd0* y *qd02abc* se implementa el sistema de prueba '*PruebaDeTransf.mdl*' cuyo esquema se muestra en la Fig 5.1.

El sistema se compone de una fuente trifásica ideal de 400 V y 50 Hz conectada a una carga RL que consume potencia activa $P_L = 20 kW$ y reactiva $Q_L = 12 kVar$. Se utiliza el *PLL* para sincronizar la fase, y se monitorean los voltajes y corrientes en coordenadas de fase, transformados a un marco de referencia sincrónico utilizando la transformada arbitraria. Luego se usa la antitransformada para restaurar los valores en coordenadas de fase, y finalmente se aplica un cambio de coordenadas a la corriente para transformarla a un marco de referencia

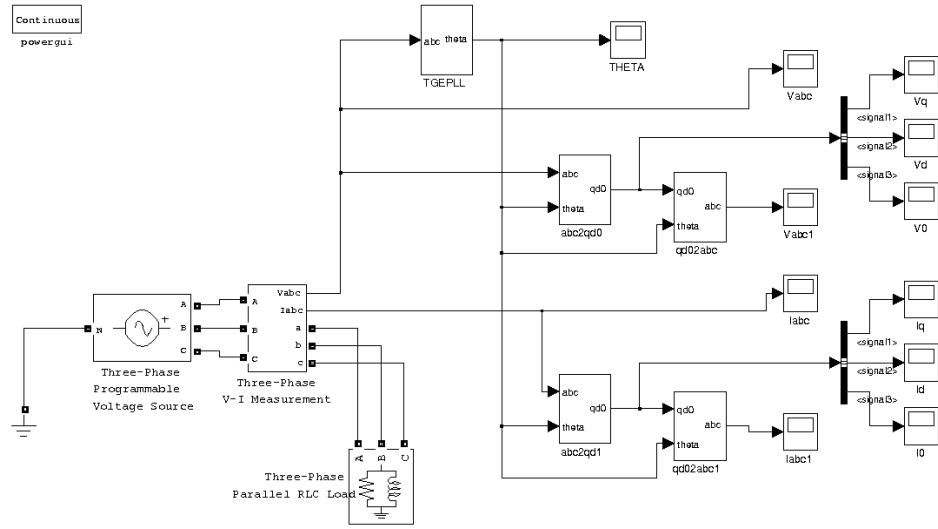


Figura 5.1: Diagrama del sistema de prueba *PruebaDeTransf.mdl*

estacionario. De esta manera, la simulación pondrá a prueba todos los bloques mencionados anteriormente.

5.2.2. Resultados de la simulación

Tras correr una simulación de $100ms$ de duración, se obtienen los valores mostrados en Fig 5.2 para fase y tensiones, y Fig 5.3 para corrientes.

En la Fig 5.2 se muestra la fase arrojada por el *PLL* en la gráfica de arriba. Se aprecia que tiene una forma de “diente de sierra” con un valor máximo de π y un mínimo de $-\pi$. El periodo de esta señal es $\tau = 20ms$, que coincide con el periodo de la red.

La segunda gráfica muestra la tensión fase-neutro medida directamente de la red. Se aprecia que el cruce por cero de la fase del *PLL* coincide con el cruce por cero de la tensión de fase ‘a’ (mostrada en amarillo). Este instante corresponde a la fase nula del fasor V_a , de lo cual se concluye que la fase del *PLL* está correctamente sincronizada con la tensión de red.

La tercera gráfica en la Fig 5.2 muestra la tensión de red transformada al marco de referencia síncrono y luego antitransformado a coordenadas de fase. Se observa que esta señal coincide exactamente con la tensión medida directamente de la red

Por último, la cuarta gráfica muestra la tensión de red en el marco de referencia síncrono. Se observa que tanto V_q como V_0 son nulos, mientras que V_d se mantiene constante y coincide con el valor máximo de la tensión de red.

En la Fig 5.3 se muestran la corriente de línea medida directamente (1^{era} gráfica), la corriente de línea transformada al marco de referencia síncrono (2^{da}

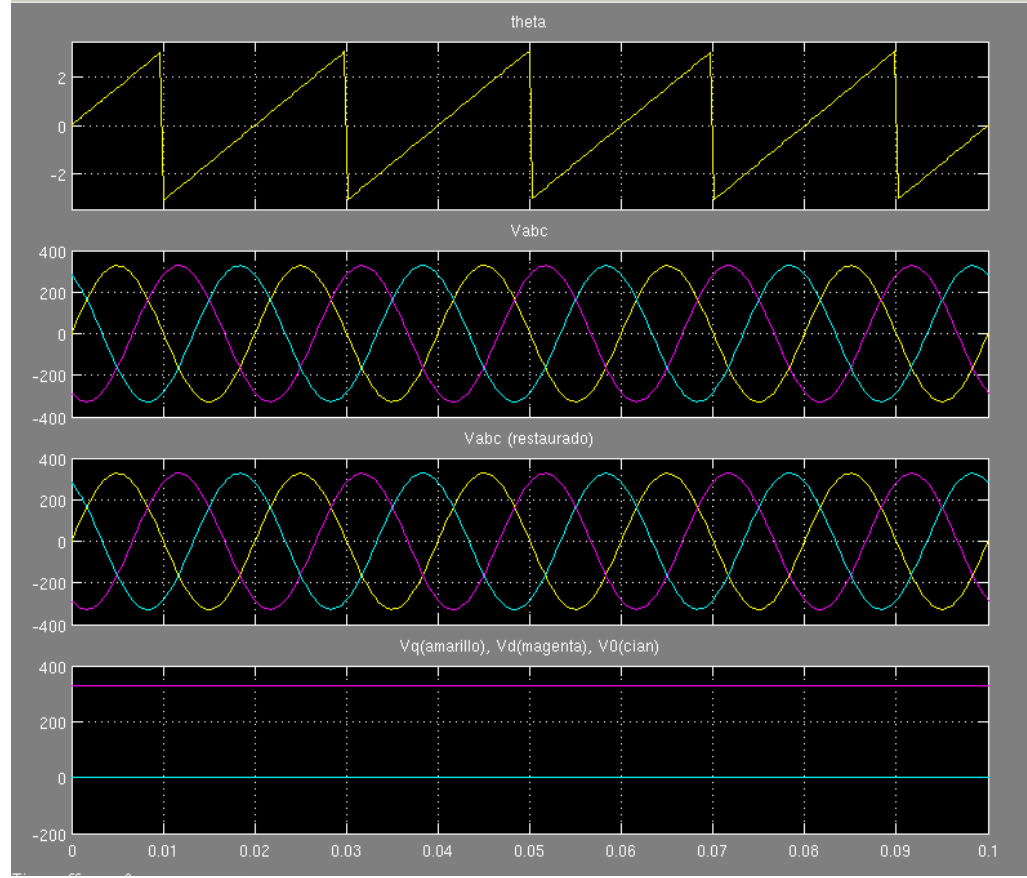


Figura 5.2: Resultados de fase de PLL y tensiones

gráfica) y la corriente antitransformada nuevamente a coordenadas de fase (3^{era} gráfica).

Se observa que la 3^{era} gráfica coincide plenamente con la 1^{era}, mientras que la corriente transformada presenta valores constantes que cumplen la proporción $|\frac{I_d}{I_q}| = \frac{P_L}{Q_L}$.

5.2.3. Conclusiones de la prueba

Dadas las observaciones planteadas, se concluye que los bloques puestos a prueba se comportan correctamente. Cabe observar que la corriente de línea presentó una componente 'd' positiva y una componente 'q' negativa para una carga de tipo RL, en la cual el flujo de potencia activa y reactiva se da en el mismo sentido. Esta discrepancia de signos se debe a que es el eje q el que adelanta en fase al eje d, y no al revés.

Se resalta la importancia de tener en cuenta que **las convenciones de signo**

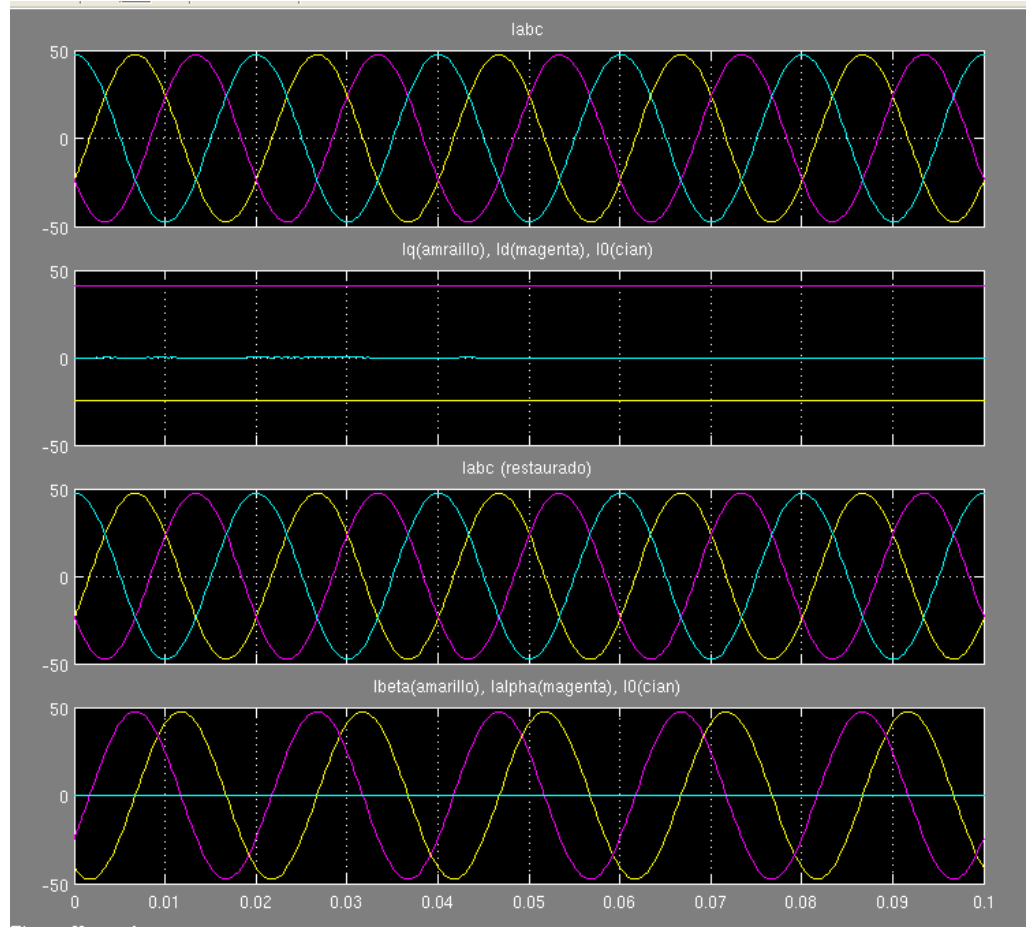


Figura 5.3: Resultados de corrientes

para potencia activa y reactiva son opuestas. En el ejemplo anterior, la convención es:

- P: potencia consumida por la carga.
- Q: reactiva generada por la carga.

5.3. Control de tensión en el bus DC - VSI de red

5.3.1. Descripción de la prueba

En la Fig 5.4 se muestra el diagrama del sistema '*convRed.mdl*'. Esta prueba implementa una planta que modela:

- La red eléctrica de 690V con $P_{CC} = 100MVA$

- El reactor serie de red, modelado como una impedancia serie $z_s = (31,4 + j \cdot 314)m\Omega$
- El conversor VSI de red, consistente en un puente de 3 ramas de FETs
- El bus de continua, con un condensador $C = 2000mF$
- El controlador PI de tensión V_{DC} , que crea la ref. de corriente.
- El bloque de control vectorial de corriente, que genera los comandos para las llaves

El resto del sistema es modelado como una fuente de corriente ideal que inyecta una corriente determinada en el bus de continua. Esto representa al control de corriente del convertidor rotórico y el control de velocidad del generador funcionando en forma ideal, determinando la corriente rotórica que se inyecta en el bus DC.

Los parámetros del controlador PI se establecen probando con diferentes valores hasta lograr una respuesta subamortiguada, sin entrar en estudios de tiempos de respuesta y sobretiros, ya que se busca verificar el comportamiento de la planta a nivel cualitativo. Un ajuste fino sería poco provechoso en esta etapa, ya que al unificar la planta se levantarán supuestos que llevarán a revisar todos los valores.

5.3.2. Resultados de la simulación

En la Fig 5.5 se muestran los resultados de una simulación del sistema de 200ms de duración.

La 1^{era} gráfica muestra la corriente I_{ds} , componente directa de la corriente de línea. En la 2^{da} gráfica se muestra la corriente de línea en coordenadas de fase. La 3^{era} gráfica muestra el voltaje en el bus DC, y la 4^{ta} muestra la corriente inyectada por el rotor en el bus DC.

Lo primero a notar es que hay un transitorio inicial, dado que las corrientes de línea tienen valores iniciales nulos. El voltaje V_{DC} se inicializa en un valor sensiblemente menor que el de régimen, a fin de minimizar el transitorio de arranque que no aporta mucho al estudio en cuestión.

El sistema entra en régimen en $t_r = 0,06s$, quedando $V_{DC} = V_{DC}^{ref} = 1200V$

En $t_1 = 0,10s$ se inyecta un escalón del 20 % de corriente en el bus¹. A partir de este instate se ve como comienza un aumento gradual de la corriente de línea para compensar el aumento de corriente inyectada. En $t_2 = 0,12s$ la corriente de línea alcanza su valor máximo y contrarresta el sobretiro de la tensión del bus DC, que comienza a volver hacia el punto de referencia. En $t_3 = 0,14s$, I_{ds} alcanza un nuevo punto de funcionamiento y la tensión V_{DC} vuelve a fijarse en la consigna.

¹100A $\longrightarrow$ 120A

En $t_4 = 0,16s$ se aplica un escalón descendente en la corriente inyectada, de igual magnitud que el anterior, registrándose una respuesta completamente análoga del sistema.

5.3.3. Conclusiones de la prueba

Se ha comprobado que el sistema de control restablece la tensión en el bus DC en 40ms para un escalón de corriente del 20 %, con un sobretiro menor al 0,01 %, por lo que se concluye que el sistema es muy robusto en condiciones nominales de red. La ganancia de lazo del controlador no representa problemas el valor de la entrada a la planta, ya que las pendientes de corriente están limitadas por las tensiones involucradas y las inductancias serie.

5.4. Control de velocidad - CSI rotórico

5.4.1. Descripción de la prueba

En la Fig 5.6 y la Fig 5.7 se muestra el diagrama del sistema '*convRot.mdl*'. Esta prueba implementa una planta que modela:

- La red eléctrica de 690V supuesta de potencia infinita.
- La máquina de inducción de rotor bobinado, de 2MW, con la velocidad de eje como entrada ²
- El bloque '*Turbina & MPT*' que comprende:
 - la dinámica de la turbina antes descrita para el rango de velocidades bajas ($\beta = 0$)
 - la referencia de velocidad dada por el cálculo del λ óptimo.
 - la dinámica de la caja multiplicadora, incluyendo en la inercia el rotor de la máquina
- El convertidor VSI rotórico, consistente en un puente de 3 ramas de FETs
- El lazo de control de par realimentado con la velocidad en el eje, con un controlador PI
- El lazo de control de corriente rotórica, realimentado con el par de la máquina, con un controlador PI
- El bloque de control vectorial de corriente, que genera los comandos para las llaves

²En esta configuración se le impone una velocidad en el eje a la máquina, y el modelo resuelve el sistema eléctrico de tensiones, corrientes y par. La dinámica mecánica del rotor queda despreciada y debe ser resuelta en otro bloque, a partir del par resistente, para retroalimentar la velocidad

- el bloque de control de la corriente en cuadratura, con un controlador PI y regulación de pendiente.

Para esta prueba se asume que el control de tensión del bus DC es ideal, por lo que se modela el bus como una fuente ideal de tensión continua.

Los parámetros del controlador PI se establecen por tanteo, al igual que en la prueba anterior.

5.4.2. Resultados de la simulación

Se efectuaron pruebas al bloque ante un escalón (Fig 5.8) y una rampa en la velocidad del viento (Fig 5.10) siempre dentro de la zona de velocidades bajas. Las simulaciones duraron 6 s y se graficó:

- Corriente estática
- Corriente rotórica I_{dr} vs I_{dr} de ref
- Ω_r ref proporcional a la velocidad del viento
- Torque rotórico de referencia.

Además se controló el intercambio de reactiva con la red (Fig 5.9 y Fig 5.11).

5.4.3. Conclusiones de la prueba

La velocidad en el eje sigue correctamente el andamio de la referencia, por lo que el resultado es satisfactorio en este sentido.

El par en el eje oscila con gran amplitud en torno a la referencia, lo cual da la pauta de que la potencia intercambiada tiene un andamio similar. Esto podrá representar un problema en el futuro, sobre todo para el control de corriente.

La potencia Reactiva oscila fuertemente al igual que el par, debido a las oscilaciones de la corriente en cuadratura. El tiempo de establecimiento para controlar la reactiva resulta muy largo.

En general se consiguen los objetivos de control planteados, pero el sistema no se comporta de manera satisfactoria. De todas maneras se plantea seguir adelante con la integración.

5.5. Prueba del bloque control de faltas

5.5.1. Descripción de la prueba

Se realiza una prueba del bloque según Figura 5.12 Se verificó el funcionamiento del bloque en diagrama de tiempos que muestra en cada eje:

- voltaje de red
- senal hh: detección de hueco. Activa por nivel alto.
- senal intRot: comando interrupción de Rotor. Activa por nivel bajo.
- senal intCB: comando interruptor principal. Activa por nivel bajo. Con retardo seteado en 0.01 s
- senal intPrin: comando interruptor crow-bar. Activa por nivel alto.

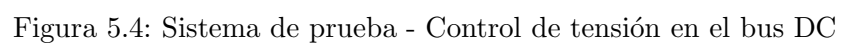
Debe observarse que hay un tiempo de delay, t_d del orden de 10 milisegundos definido como la diferencia de tiempos entre la ocurrencia del hueco y la subida de la senal hh. Se realizó una simulación para cada método todas de duración 0.2 segundos. La red es de Pcc=50MVA y hay un corto trifásico desde 40ms hasta 140ms. Observamos un tiempo de reenganche, t_r de unos 20 ms entre el restablecimiento de la tensión y el cierre del interruptor principal.

5.5.2. Resultados de la simulación

A continuación se muestran en las Fig 5.13, Fig 5.14, Fig 5.15 los diagramas de tiempos para las tres simulaciones:

5.5.3. Conclusiones de la prueba

El bloque funciona de acuerdo a lo esperado observándose los tiempos antes descriptos.



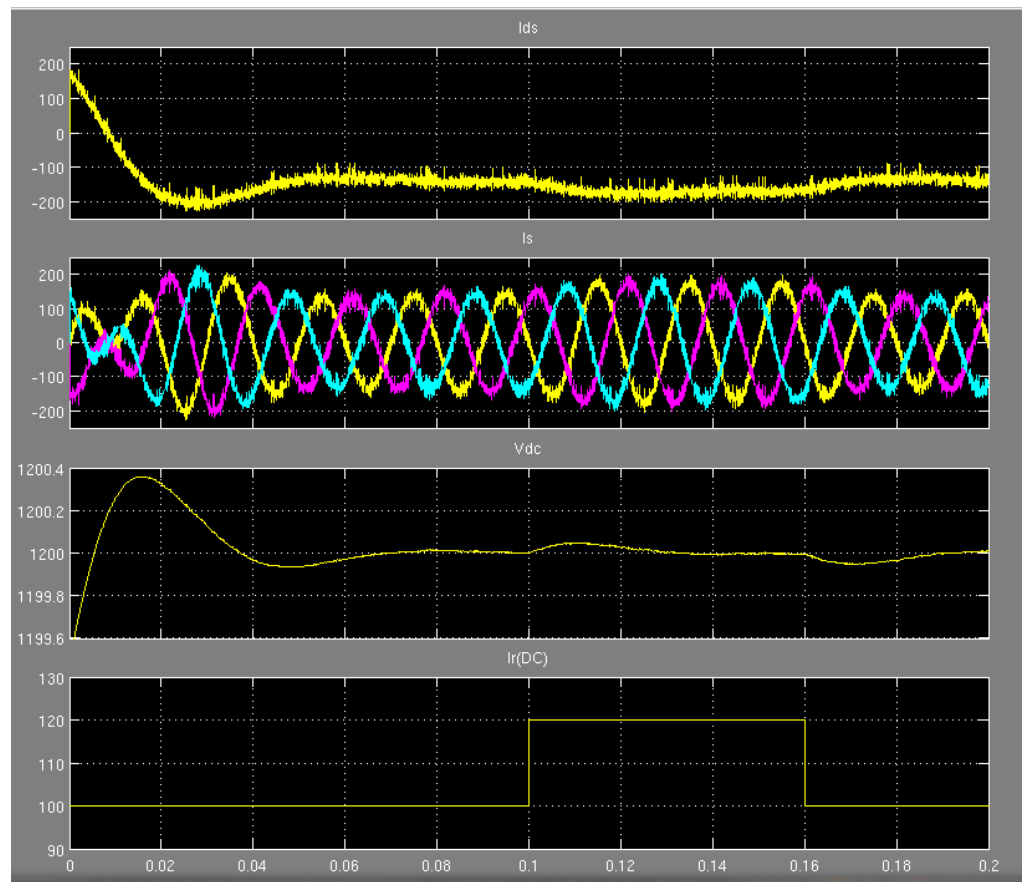


Figura 5.5: Sistema de prueba - Resultados de la simulación

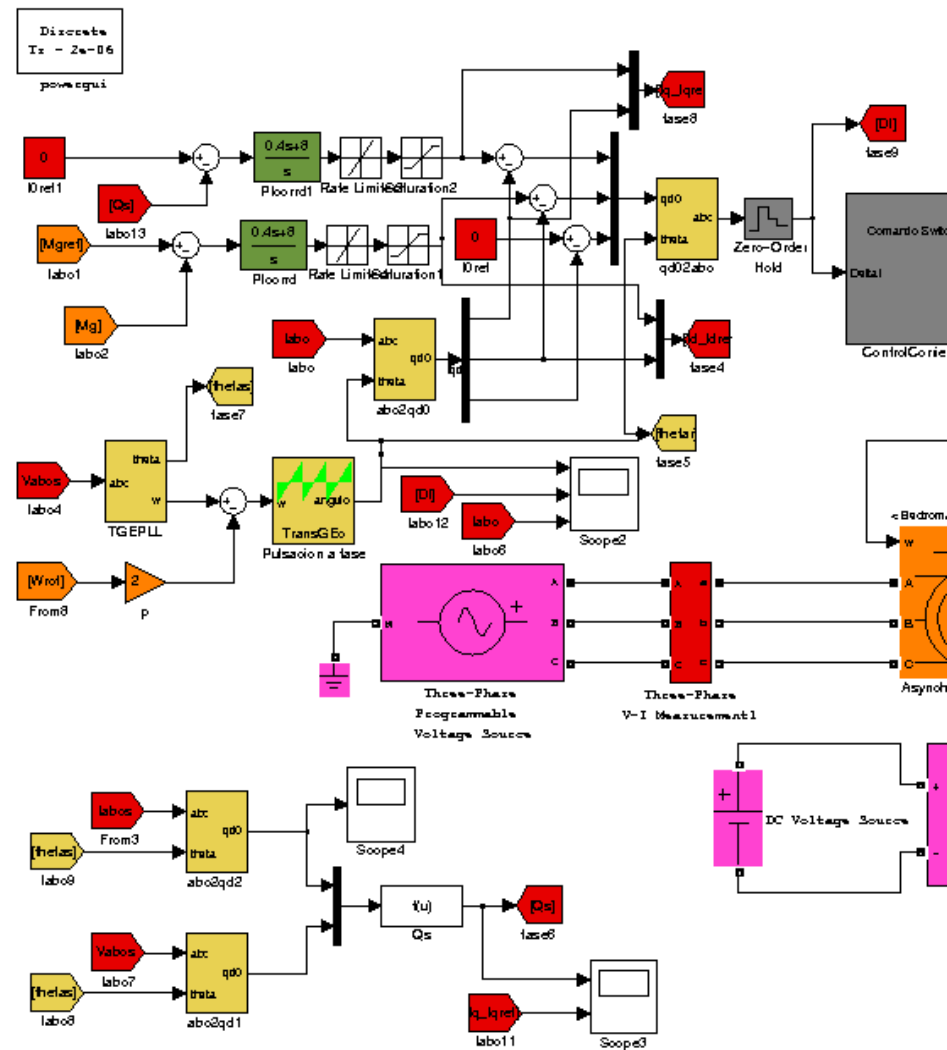


Figura 5.6: Sistema de prueba - Control de velocidad de Máquina

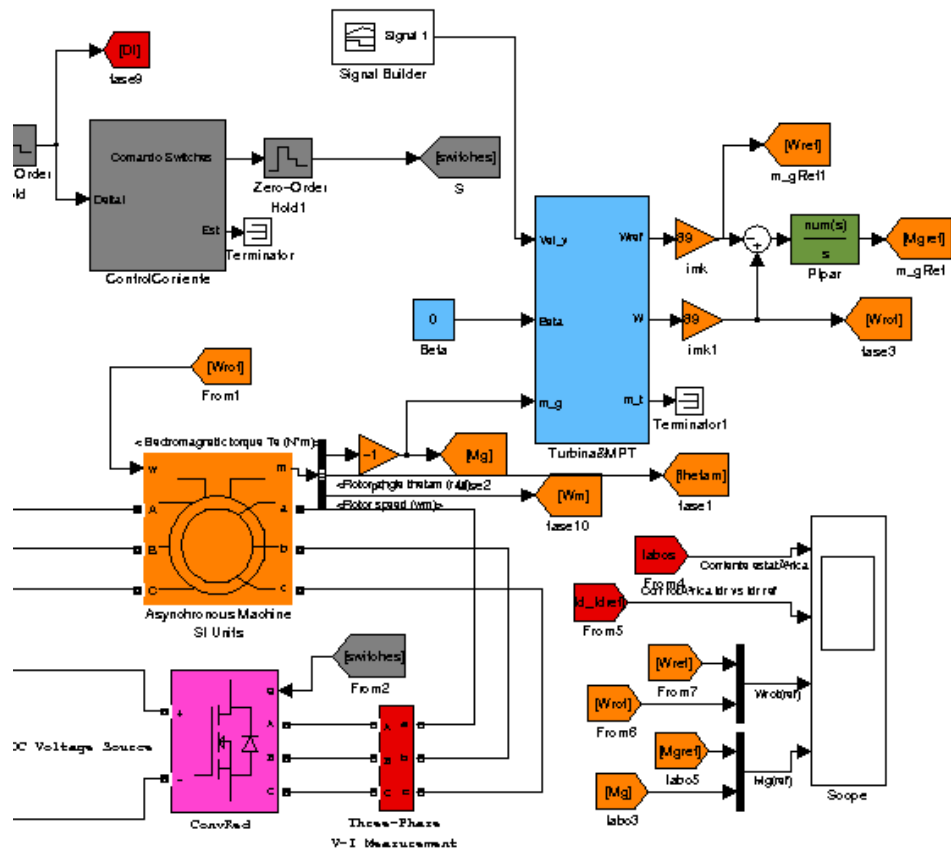


Figura 5.7: Sistema de prueba - Control de velocidad de Máquina

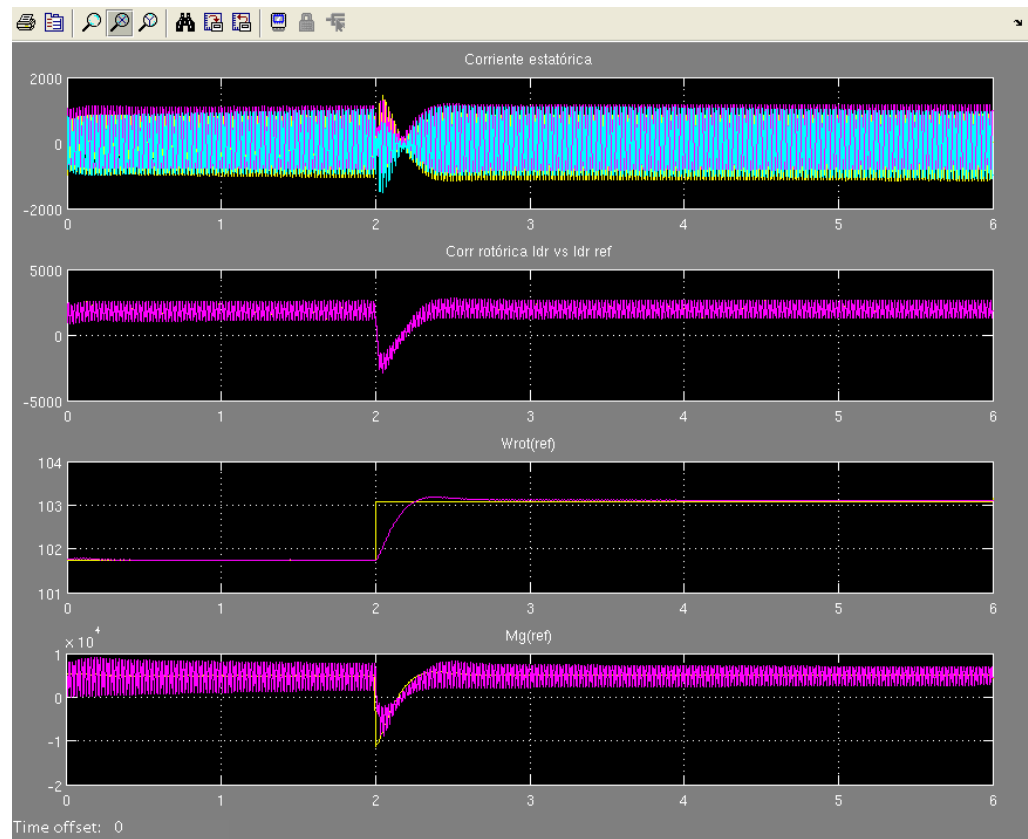


Figura 5.8: Sistema de prueba - Resultados de la simulación

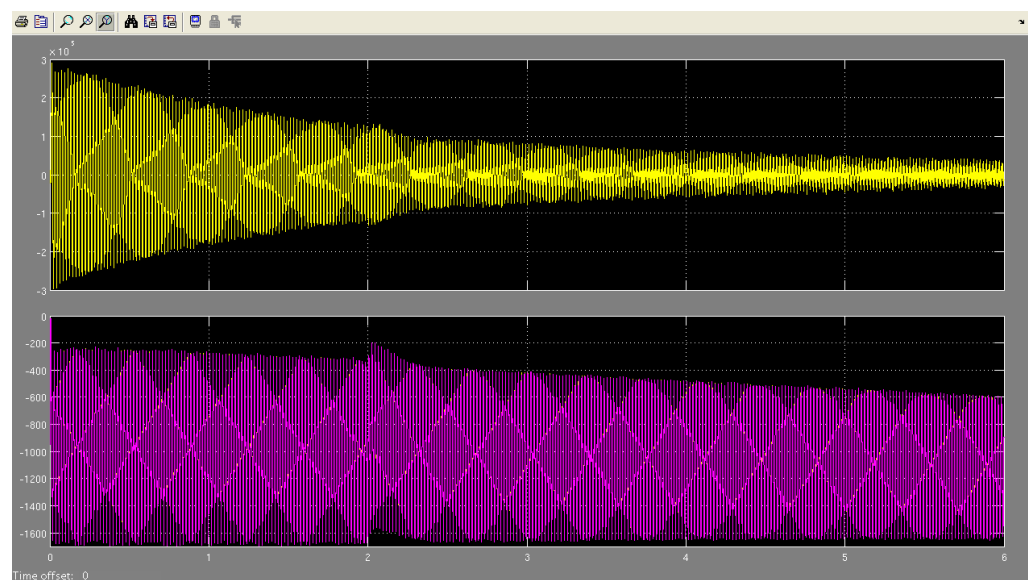


Figura 5.9: Sistema de prueba - Resultados de la simulación

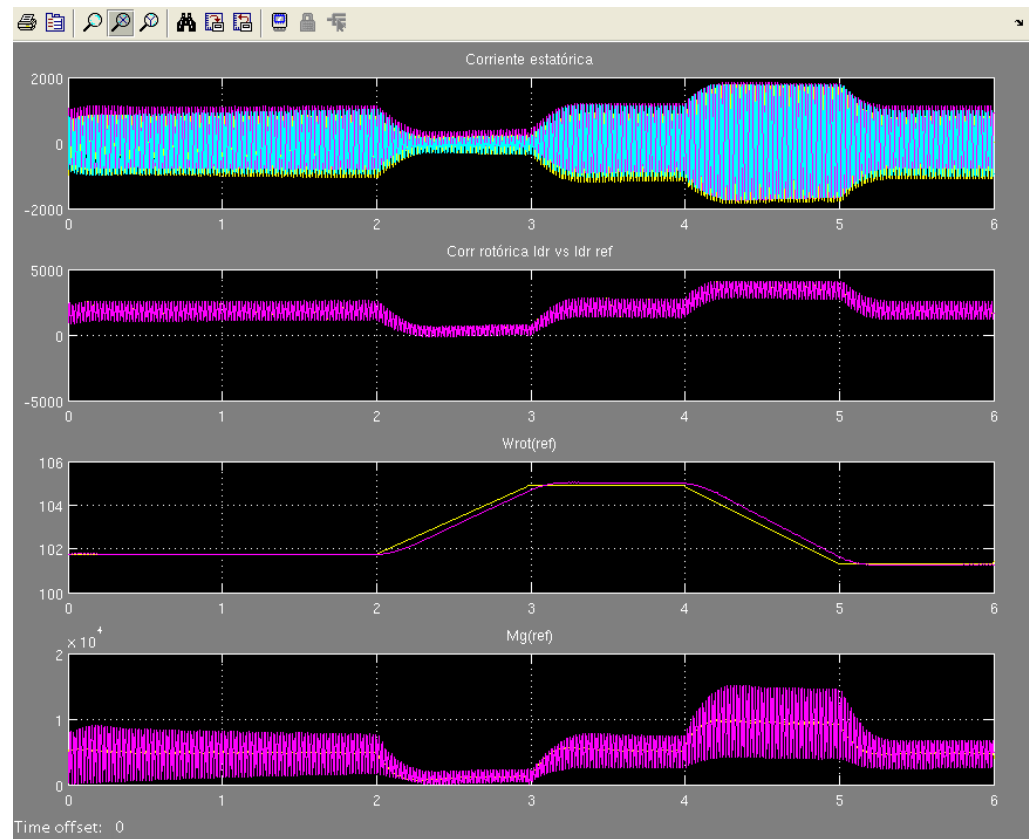


Figura 5.10: Sistema de prueba - Resultados de la simulación

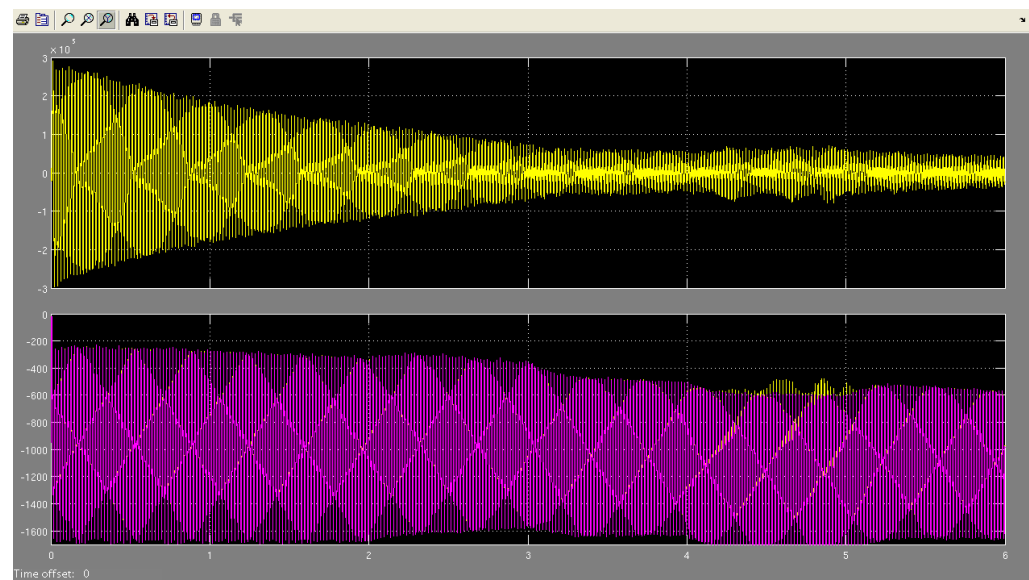


Figura 5.11: Sistema de prueba - Resultados de la simulación

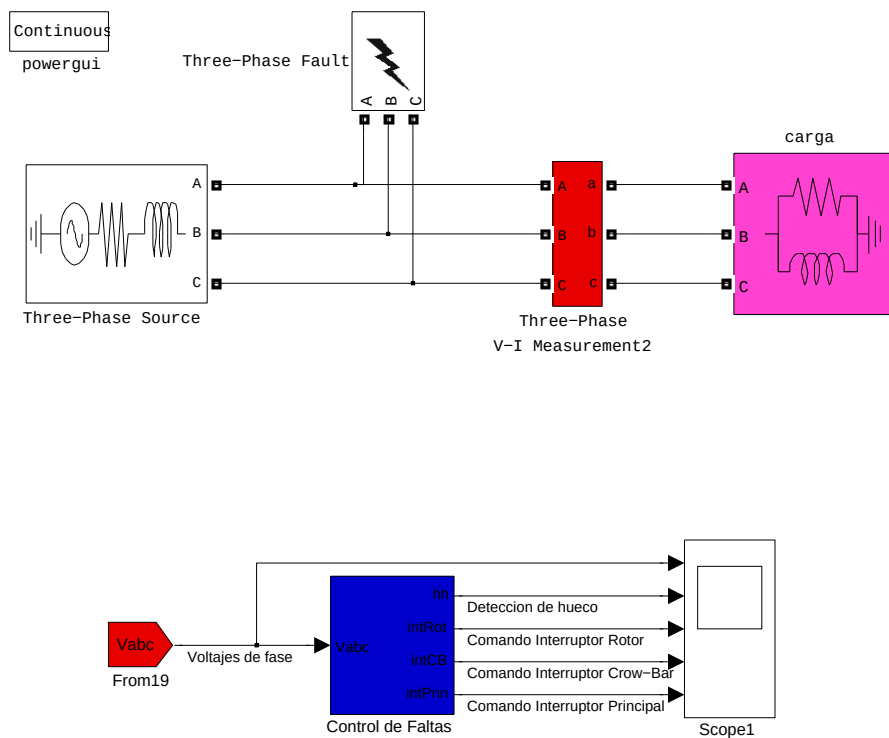


Figura 5.12: Prueba del bloque control de faltas

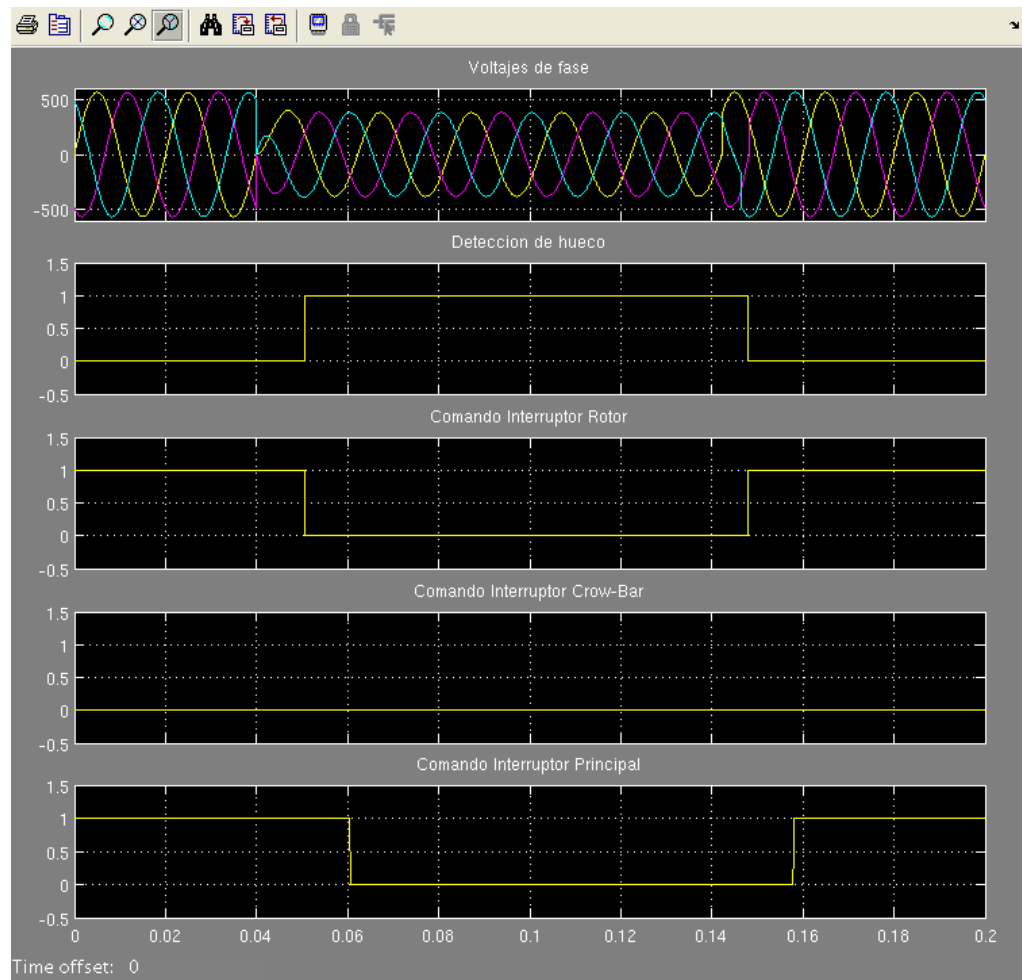


Figura 5.13: Prueba del bloque control de faltas estrategia abrir el rotor sin CB

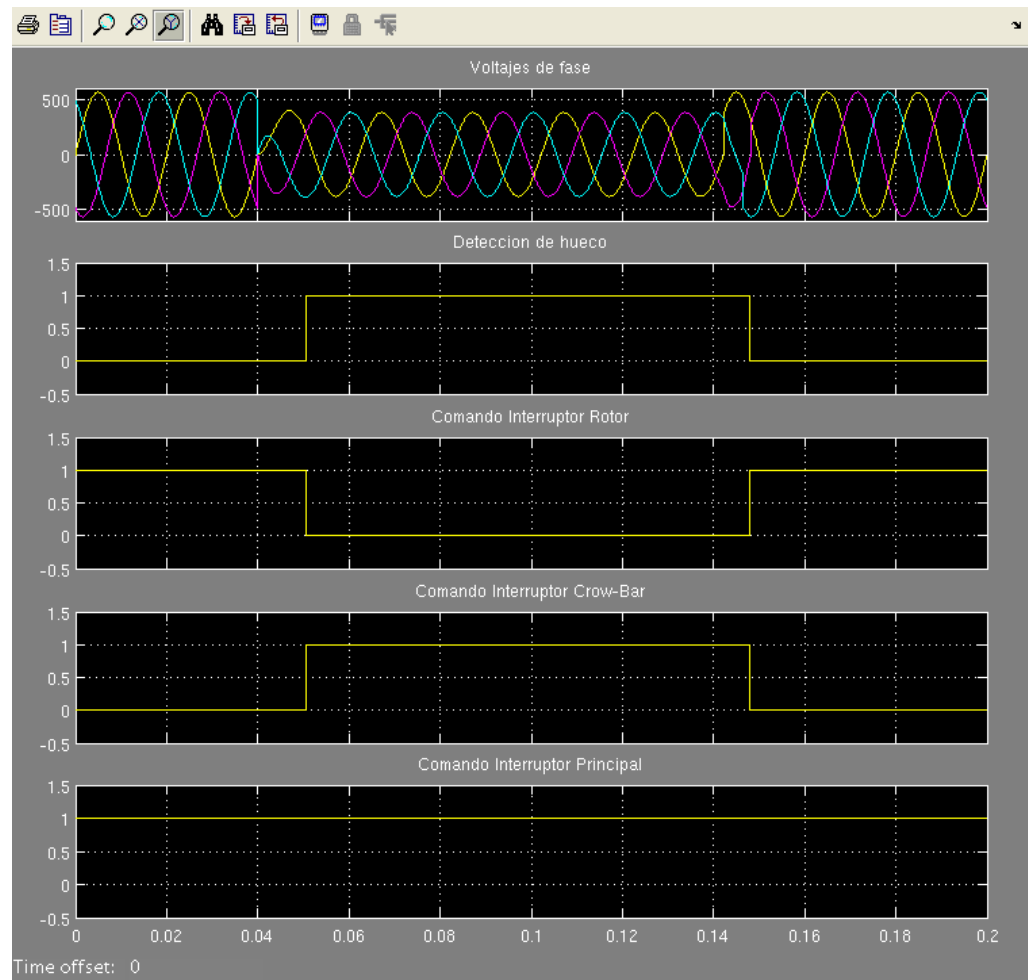


Figura 5.14: Prueba del bloque control de faltas estrategia LVRT

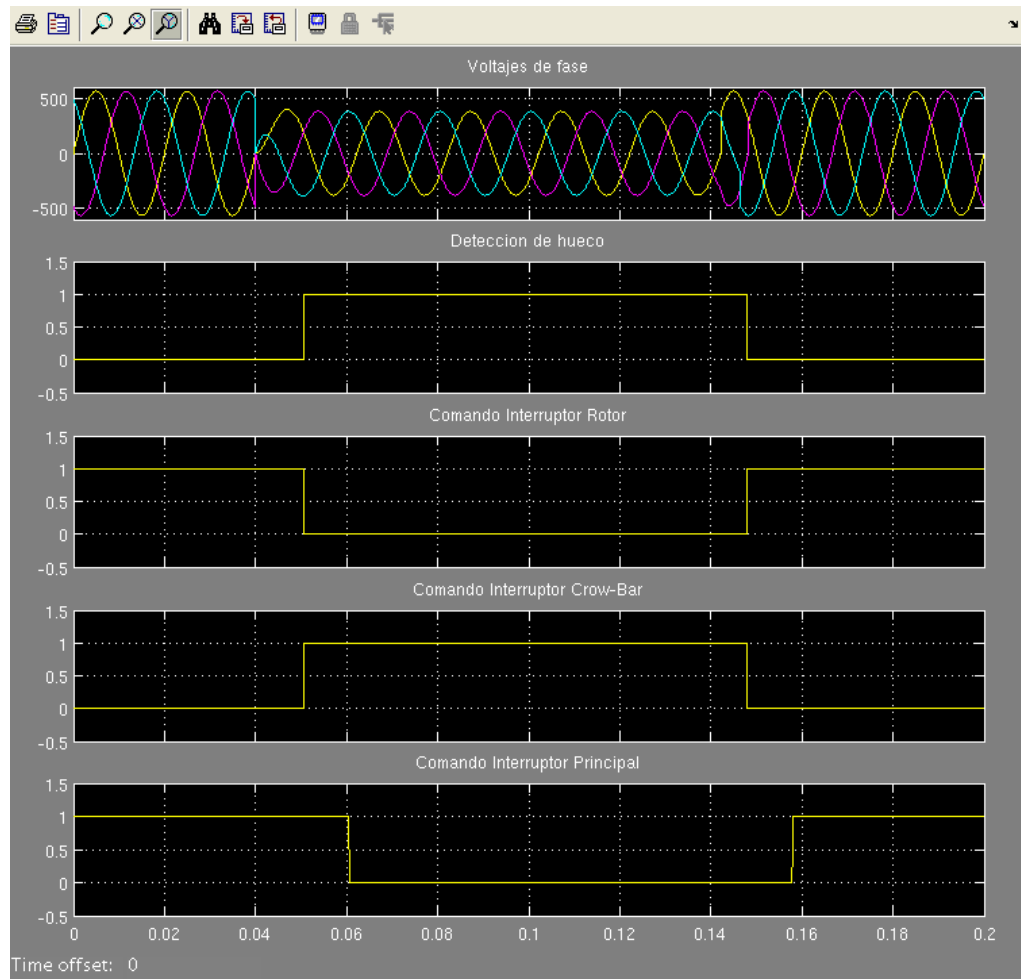


Figura 5.15: Prueba del bloque control de faltas estrategia cortocircuitar con crow-bar

Capítulo 6

Simulaciones de Sistema completo

6.1. Introducción

Habiendo comprobado el funcionamiento de cada sector o sistema de la planta por separado, se está en condiciones de armar el modelo completo del sistema para comprobar su funcionamiento global, previo a los estudios objetivo del presente proyecto. En este capítulo se presenta el proceso de afinado del sistema, mostrando resultados de simulaciones, y los cambios que se debieron realizar en la estrategia de control para ajustar el funcionamiento del sistema, buscando entre otras cosas, una respuesta “aproximadamente” lineal de los controladores, que valide los estudios realizados de la estrategia de control.

Se encontrará a lo largo del capítulo, que la sencilla idea de los lazos de control con compensadores *PI* no logra la respuesta necesaria, y los sistemas de control deben ajustarse con funciones auxiliares a medida que se estudian nuevos fenómenos. Finalmente se llegará a un modelo de sistema completo capaz de funcionar en régimen, el cual se someterá a fenómenos transitorios a posteriori.

El procesamiento de datos de *Simulink* se realizó mediante los ‘scripts’ de *MatLab* cuyo código fuente se adjunta en el apéndice F.

6.2. Integración de la planta completa

6.2.1. Descripción de la simulación

El primer paso consiste en integrar las partes probadas por separado y monitorear su funcionamiento. La Fig 6.1 y la Fig 6.2 muestran el diagrama de bloques del sistema integrado.

El sistema mostrado en la Fig 6.1 se simula durante 5 segundos en las mismas condiciones que la prueba presentada en 5.4 para verificar que el sistema mantiene bajo control la velocidad en el eje, la potencia reactiva y la tensión en el bus DC. El sistema simulado contiene la unificación de los fragmentos probados en el capítulo 5, cuyos lazos de control consisten en:

- Control de tensión en el bus de continua: lazo de control de la corriente de eje directo en la rama del inversor de red (I_{ds}), con un compensador PI , limitador de pendiente y saturación para I_{ds}^{REF} .
- Control de la velocidad rotórica: Lazo de control de la referencia de par de la máquina T_e con un compensador PI , lazo de control de la corriente de eje directo del inversor rotórico (I_{dr}) con un compensador PI con limitación de pendiente y saturación.
- Control de la potencia reactiva: Lazo de control de la potencia reactiva Q mediante un compensador PI que controla la corriente de eje en cuadratura del inversor rotórico (I_{qr})

Los errores de corriente en los marcos arbitrarios correspondientes son antitransformados para dar a los controladores vectoriales de corriente referencias en magnitudes de fase, que es lo que precisan para trabajar.

El estudio de la respuesta del sistema se presenta en el apéndice D.

6.2.2. Resultados de la simulación

En la Fig 6.3 se grafica la potencia inyectada en la red en el tiempo contra la potencia de referencia (arriba) y la velocidad del eje de la máquina en el tiempo contra la velocidad de referencia calculada por el *MPT* (abajo).

En la gráfica de potencia generada se aprecia que, hasta $t = 3s$, la misma “sigue” a la referencia, aunque con una oscilación de casi $1MW$ de amplitud. por otra parte, la velocidad del eje se mantiene siguiendo a la referencia. Sin embargo, luego del instante mencionado, se salen ambas magnitudes de control presentando un comportamiento inestable. Para analizar la causa de este comportamiento, es preciso mirar la evolución del par en el eje y la corriente rotórica de eje directo (I_{dr}), que se grafica en la Fig 6.4.

Se aprecia que el par oscila alrededor de la referencia, explicando la oscilación antes vista en la potencia generada. Por otra parte, la corriente I_{dr} también oscila siguiendo a su referencia, ya que ésta es generada a partir del error de par. La Fig 6.5 muestra más de cerca este fenómeno.

Adicionalmente, se ve en la Fig 6.4 que la corriente I_{dr} cambia bruscamente su andamiento a partir de $t = 3s$, saturando en su valor máximo. El par no puede seguir la referencia, por lo cual se sale de control el sistema. Finalmente, la Fig 6.6 grafica la potencia reactiva intercambiada con la red (arriba) y la corriente en cuadratura del rotor (I_{qr}) contra su referencia. Como se puede apreciar, la

corriente (I_{qr}) se mantiene saturada en su máximo o en su mínimo durante todo el tiempo de simulación, y la potencia reactiva se mantiene fuera de control.

6.2.3. Conclusiones de la simulación

Se concluye de los resultados estudiados, que el sistema implementado no cumple con las condiciones para ser controlable en situaciones de régimen, como se esperaba de los resultados parciales previos. La constante oscilación de par frente a la referencia provoca que la corriente rotórica directa oscile con una amplitud tal que la hace saturar en pendiente, alejando la respuesta del comportamiento lineal buscado. Esto invalida los estudios previamente realizados, imposibilitando ajustar a conciencia los parámetros de los controladores para lograr respuestas más adecuadas. Finalmente, la saturación intempestiva de las corrientes d y q del rotor, y el comportamiento errático del par y la reactiva en algunos instantes, llevan a pensar que el sistema de control no está del todo desacoplado. Será necesario modificar los controladores para “suavizar” la respuesta del sistema.

6.3. Consideración de un anti wind-up

De lo estudiado en la sección anterior, es claro que la oscilación del par de la máquina en torno a su referencia causa una oscilación en la corriente I_{dr} que la mantiene con la pendiente saturada, alejando al sistema del comportamiento lineal, y por lo tanto, dificultado su control. Con el fin de amortiguar estas oscilaciones, se propone un ‘anti wind-up’ en el controlador PI de referencia de par.

6.3.1. Descripción de la simulación

El ‘anti wind-up’ consta de un lazo auxiliar que realimenta el integrador del controlador PI , restándole el error de par frente a su referencia. Esto implica que cuando la referencia de corriente sature (en amplitud o en pendiente) y por lo tanto el par no pueda acercarse lo suficientemente rápido a la referencia, el error no será acumulativo, ya que el integrador será ‘desagotado’ por el *anti wind-up*. Se espera que esta solución reduzca los periodos de saturación de corriente, haciendo el sistema, si bien más lento, más estable. Se simula la planta con el agregado mencionado durante 5 segundos, con las mismas condiciones iniciales que antes.

6.3.2. Resultados de la simulación

La potencia generada y la velocidad angular en el eje de la máquina se grafican en la Fig 6.7.

Se aprecia que la oscilación presentada por la potencia es, en principio, mayor en amplitud que la vista en el sistema original, se amortigua rápidamente,

llegando a menos de $1MW$ en los instantes finales. La velocidad se aleja de la referencia, pero tiende a volver sobre el final. De cualquier manera su evolución no tiene la forma de un sistema de segundo orden como el que se espera, por lo cual habrá que estudiar lo que pasa con el par y la corriente I_{dr} , graficadas en la Fig 6.8.

El par presenta el comportamiento esperado para explicar el andamio de la potencia activa: una oscilación que se va amortiguando, lo cual se ve reflejado en la corriente I_{dr} . Sin embargo, la oscilación persiste durante el tiempo de simulación y la corriente nunca sale de la saturación en pendiente.

Por último, se grafica la potencia reactiva intercambiada y la corriente I_{qr} en la Fig 6.9.

Se aprecia que la corriente en cuadratura del rotor está saturada durante toda la simulación, dejando fuera de control a la potencia reactiva.

6.3.3. Conclusiones de la simulación

Se concluye mediante esta y otras simulaciones de esta planta, que el ‘*anti wind-up*’ no es suficiente para mantener el sistema estable. Las oscilaciones en el par persisten, y por lo tanto la corriente rotórica permanece en zona de saturación de pendiente y, en ocasiones, de amplitud. Habrá que recurrir a un cambio en la estrategia de los controladores.

6.4. Filtro pasabajos de corriente

Observando con más detenimiento las oscilaciones de corriente en el sistema qd , por ejemplo en la Fig 6.5, se ve que éstas tienen una frecuencia fundamental de $50Hz$. Esto lleva a pensar que son producto de la inducción mutua existente con el estator de la máquina, ya que éste está conectado directamente a la red, por lo que está sometido a tensiones sinusoidales impuestas. Con el fin de amilantar estas oscilaciones en la corriente rotórica, se propone agregar en serie con el controlador PI de corriente (antes de las referencias de corriente I_{dr} e I_{qr}), un filtro pasa-bajos de primer orden. Esta estrategia implica, por supuesto, un cambio en el orden del sistema, ya que se está agregando un polo en lazo abierto en la frecuencia de corte del filtro, por lo cual se deberá estudiar nuevamente el lugar de las raíces, caso de que el sistema responda linealmente. Dicho estudio se presenta a continuación.

6.4.1. Descripción de la simulación

A la planta antes estudiada, se agregan filtros de primer orden en las referencias de corriente I_{dr} e I_{qr} , con frecuencia de corte $f_c = 25Hz$. La transferencia de los filtros es, por lo tanto:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{s}{25} + 1} \quad (6.1)$$

Como ya se mencionara, esto implica agregar un polo de lazo abierto en $s = -25$. El lugar de las raíces se ve afectado tanto para el control de velocidad, como para el lazo de control de reactiva. La planta aquí estudiada se simula durante 8 segundos, desde la misma condición inicial que antes. En $t = 1s$ se impone un escalón ascendente en la velocidad del viento, con una amplitud de $0,12 \frac{m}{s}$. Luego, en $t = 4s$ hay un escalón descendente en la velocidad del viento, que queda en su valor inicial.

6.4.2. Resultados de la simulación

En la Fig 6.10 se grafican la potencia generada y la velocidad en el eje de la máquina contra sus respectivas referencias.

Se aprecia que la velocidad tiene una respuesta al escalón con la forma esperada para el escalón ascendente, mientras que para el descendente, la respuesta presenta anomalías. Globalmente parece estar bajo control ya que recupera la forma esperada poco después de $t = 5s$. La potencia generada, en cambio, oscila bruscamente en torno a la referencia para $t \in (3s, 7s)$, luego de lo cual se estabiliza.

Un acercamiento a la respuesta al primer escalón se muestra en la Fig 6.11, donde se ve que el rizado de la potencia es el dado por la conmutación de los convertidores de potencia, y corresponde a armónicos altos.

En la Fig 6.12 se muestra un acercamiento a la respuesta del segundo escalón, donde se aprecia el andamio de la velocidad y la oscilación brusca de la potencia generada.

Estos fenómenos pueden explicarse mirando el par en el eje y la corriente I_{dr} , graficados en la Fig 6.13. Aquí se aprecia que, ante el segundo escalón, la referencia de par crece bruscamente, llevando la corriente I_{dr} a saturar tanto en pendiente como en amplitud, lo cual hace que se salga de control, y demore algo más de 2 segundos en volver a estabilizarse.

Antes del fenómeno mencionado, tanto el par como la corriente I_{dr} responden de la manera esperada.

A continuación se observará el comportamiento del lazo de control de reactiva. En la Fig 6.14 se grafica la potencia reactiva intercambiada con la red y la corriente I_{qr} contra su referencia.

El comportamiento es análogo al observado en el análisis del control de velocidad: hasta el instante $t = 4s$ la corriente I_{qr} se mantiene esencialmente constante y la reactiva bajo control, luego de lo cual hay una oscilación brusca e ambas magnitudes llevando a la corriente a saturar, hasta que en el instante $t = 6,8s$ aproximadamente, vuelve a estabilizarse. En Fig 6.15 y Fig 6.16 se muestran acercamientos al comportamiento estable de la reactiva, y al periodo de oscilaciones respectivamente.

El rizado de reactiva cuando ésta está bajo control corresponde al rizado de corriente rotórica impuesta por la conmutación de los inversores, como se parecía en la Fig 6.16.

A continuación, amerita mirar también el comportamiento del lazo de control de tensión en el bus DC. La tensión en el bus DC y la corriente de eje d del convertidor de red (I_{ds}), se grafican en la Fig 6.17

Puede apreciarse la respuesta al primer escalón comportándose linealmente en la gráfica de I_{ds} y sin alteración apreciable en la tensión, mientras que el periodo de oscilaciones en las corrientes rotóricas generan una perturbación en la tensión V_{dc} que apenas llega a $\pm 10V$, lo cual constituye un $\pm 0,5\%$ de variación en la tensión, que no afecta la performance del sistema.

Para concluir el análisis de esta simulación, se observarán las corrientes de línea intercambiadas con la red eléctrica, y en los convertidores estatórico y rotórico. Estas magnitudes se grafican en respectivo orden en Fig 6.18 (que muestra el intervalo de respuesta al primer escalón)

Se aprecia que en la respuesta al escalón ascendente las corrientes son fundamentalmente sinusoidales, con un contenido de armónicos generados por la conmutación de los inversores, mientras que en la respuesta al escalón descendente, la corriente en el convertidor rotórico presenta una forma en tramos rectos por momentos. Este fenómeno se debe a la limitación en la pendiente de corriente que impone el circuito externo del inversor, conformado por las inductancias del bobinado rotórico de la máquina y la tensión del bus de continua. Al no poder construir la forma sinusoidal necesaria, la corriente rotórica se sale de control, mostrando las perturbaciones antes vistas en Fig 6.13 y Fig 6.14. Esto repercute en las corrientes del convertidor de red, y la intercambiada con la red eléctrica, explicando más gráficamente las oscilaciones de potencia activa y reactiva antes vistas.

6.4.3. Conclusiones de la simulación

Ante los resultados antes estudiados, se concluye que el sistema es estable y se comporta de la manera esperada siempre y cuando la corriente rotórica pueda mantenerse fuera de la zona de saturación. Se ha observado que la saturación se da ante un cambio brusco en la referencia de par, dado por un cambio brusco en la referencia de velocidad (en este caso por ser el escalón descendente demasiado amplio, y llevar a la corriente a saturar).

6.5. Conclusiones del capítulo

Durante este capítulo se han presentado los resultados y análisis de las simulaciones más representativas para cada etapa del desarrollo de la planta de *simulink*. Se ha observado en la versión final, que el sistema puede ser controlado dentro de ciertos parámetros de funcionamiento. Los alejamientos de la zona controlable se dan principalmente al imponer cambios muy abruptos en el punto de funcionamiento.

Como aspecto fundamental, se destaca que el desacople en los controles de potencia activa y reactiva con las corrientes en el sistema qd es factible sólo cuando la corriente es totalmente controlable, ya que una saturación inmanejable en uno de los lazos de control provoca la pérdida de control del otro, por lo cual es preciso cuidar que el sistema se mantenga dentro de la zona de no saturación, para poder controlar según lo estudiado cada una de las magnitudes. Esto puede significar una limitación al trabajar más cerca de la potencia nominal, ya que la corriente directa del rotor es mayor y el punto de funcionamiento está más cerca del límite de control. Se trata en definitiva, de alcanzar un punto de compromiso entre la linealidad y velocidad de respuesta del sistema.

Se ha logrado reducir el tamaño de las oscilaciones mediante la inclusión de un filtro pasabajos en los lazos de control de corriente. Sin embargo, estas oscilaciones persisten, y se constata que en ocasiones no se alcanza un desacople total en el control de la potencia activa y reactiva. Se concluye entonces que la sincronización con la red no es completa, o sea que existe un problema con el PLL implementado que no fue detectado con las pruebas realizadas anteriormente. Estas limitaciones que todavía presenta el sistema no permiten que se logre un punto de funcionamiento estacionario en las simulaciones de sistema completo, que presentan un comportamiento oscilatorio sostenido en torno al equilibrio, lo cual imposibilita realizar estudios de fenómenos transitorios válidos. Los ajustes necesarios para lograr una correcta coordinación quedan entonces fuera del alcance del presente trabajo, ya que no han sido detectados a tiempo como para corregirlos y continuar cumpliendo con los plazos.

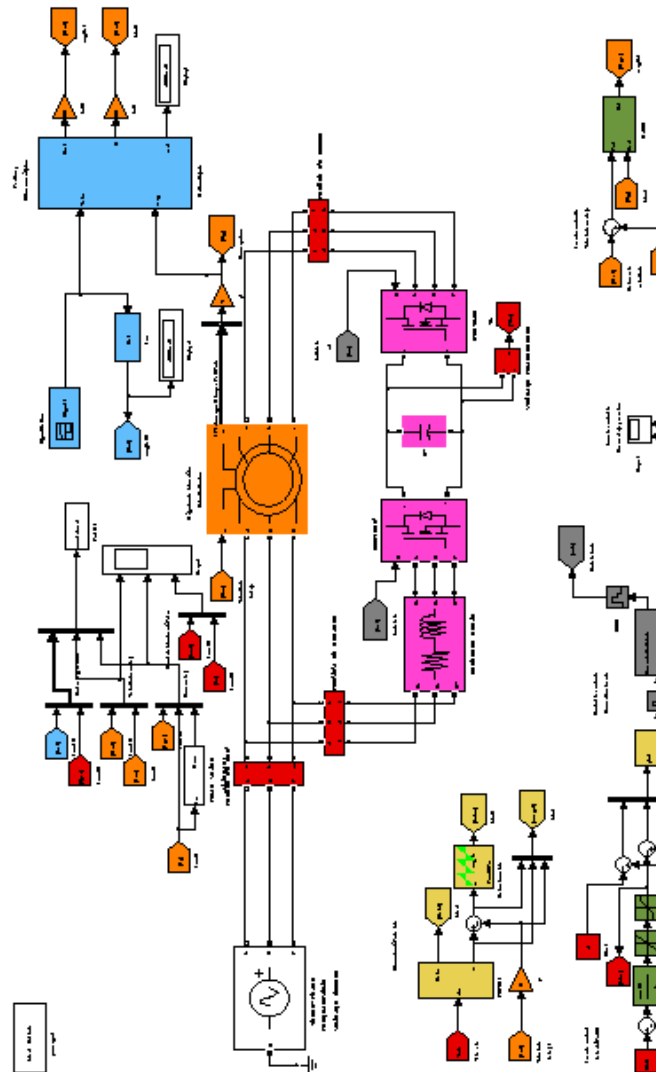


Figura 6.1: Diagrama completo de Simulink

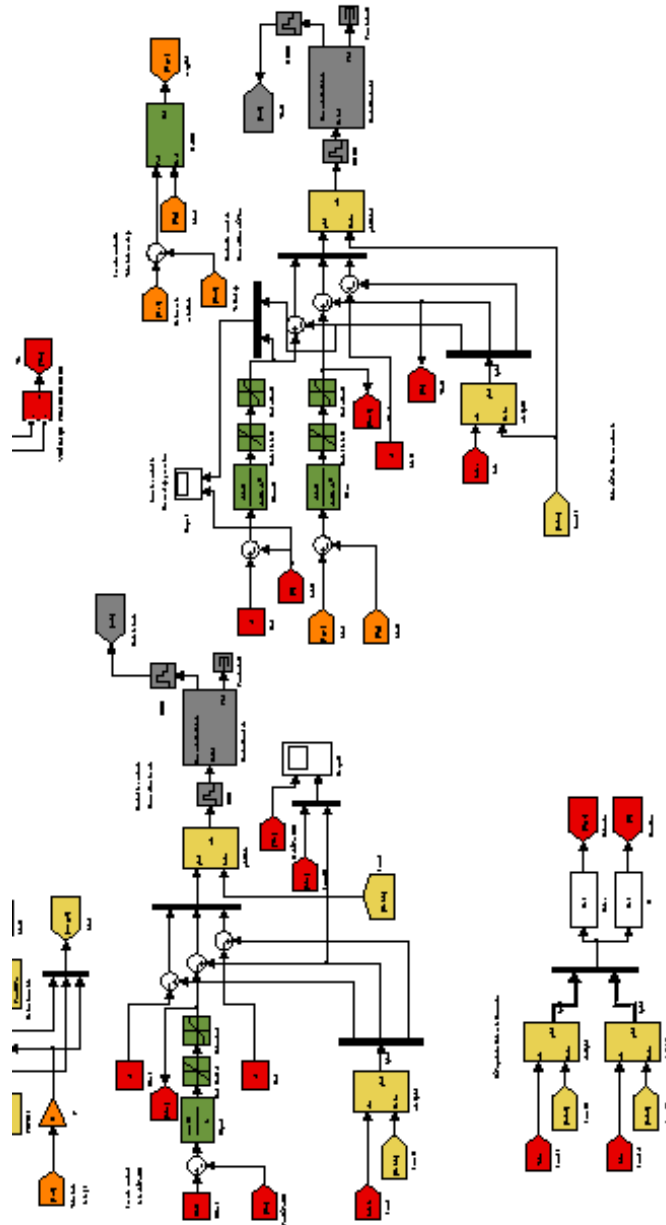


Figura 6.2: Diagrama completo de Simulink

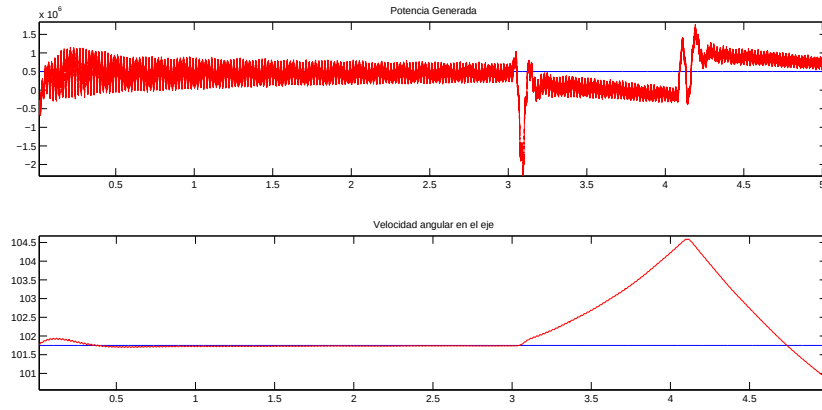


Figura 6.3: Planta Integrada - Potencia generada y velocidad en el eje contra referencias.

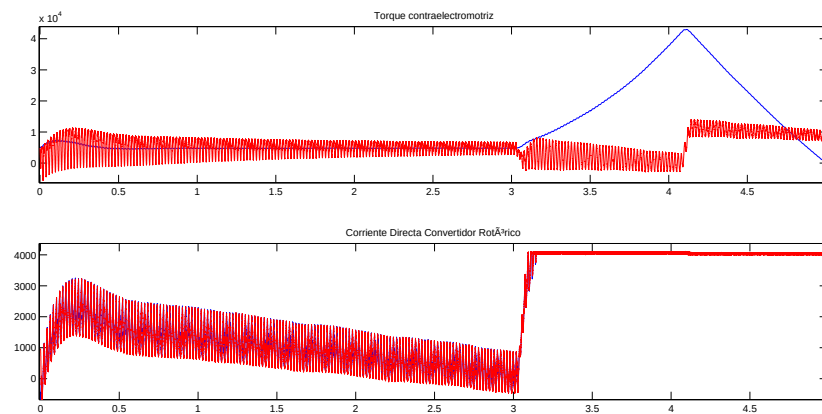


Figura 6.4: Planta Integrada - Par contraelectromotriz y corriente rotórica de eje d contra referencias.

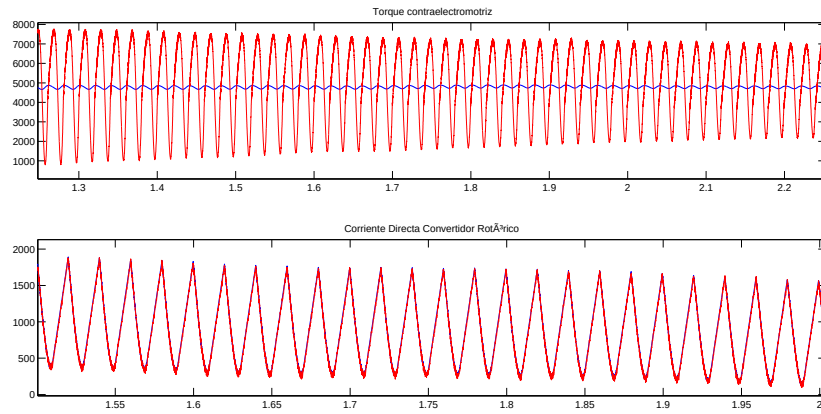


Figura 6.5: Planta Integrada - Zoom - Par y corriente rotórica d

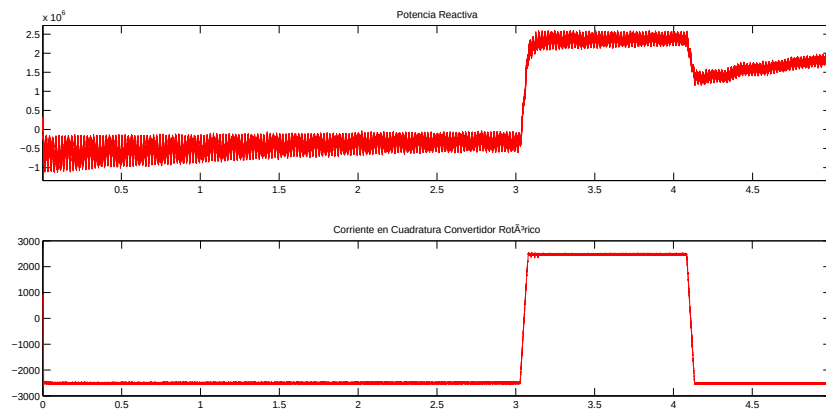


Figura 6.6: Planta Integrada - Potencia reactiva intercambiada y corriente rotórica de eje q contra referencia

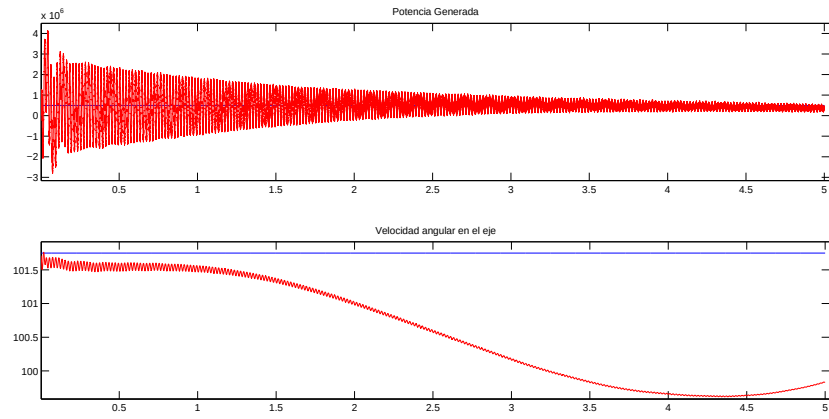


Figura 6.7: Anti Wind-up - Potencia generada y velocidad en el eje contra referencias.

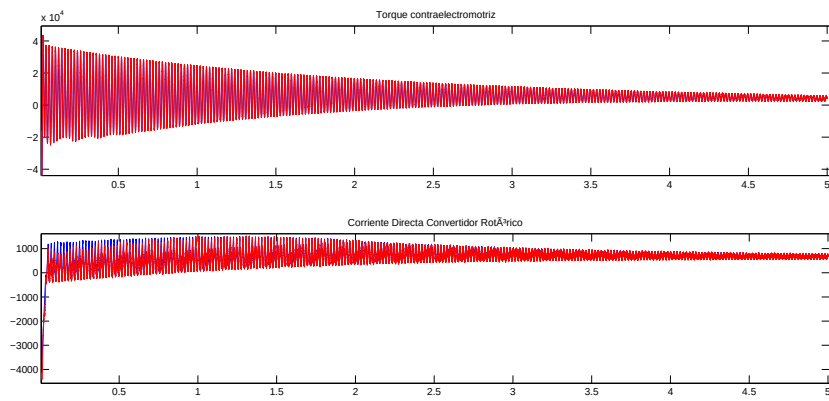


Figura 6.8: Anti Wind-up - Par contraelectromotriz y corriente rotórica de eje d contra referencias.

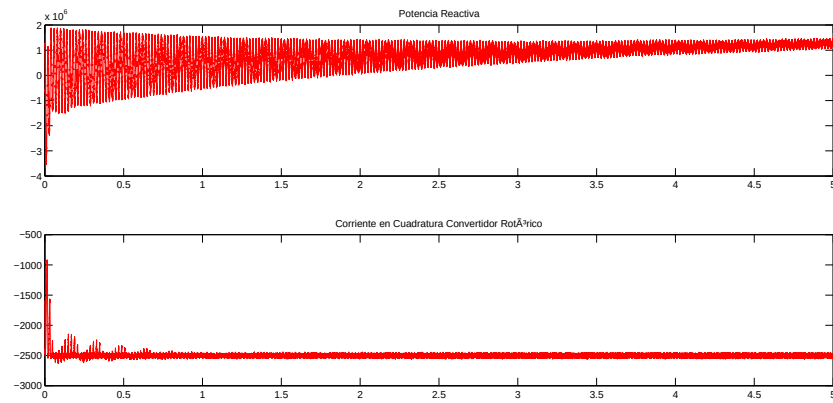


Figura 6.9: Anti Wind-up - Potencia reactiva intercambiada y corriente rotórica de eje q contra referencia

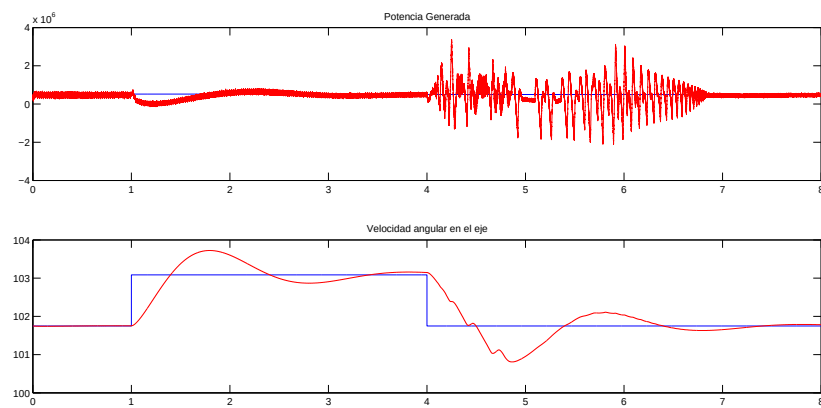


Figura 6.10: Filtro Pasabajos de corriente - Potencia generada y velocidad en el eje contra referencias.

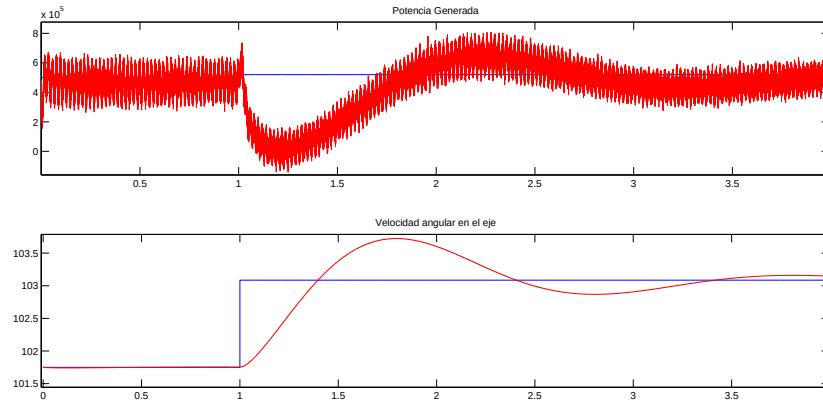


Figura 6.11: Filtro Pasabajos de corriente - Zoom 1 - Potencia generada y velocidad en el eje contra referencias

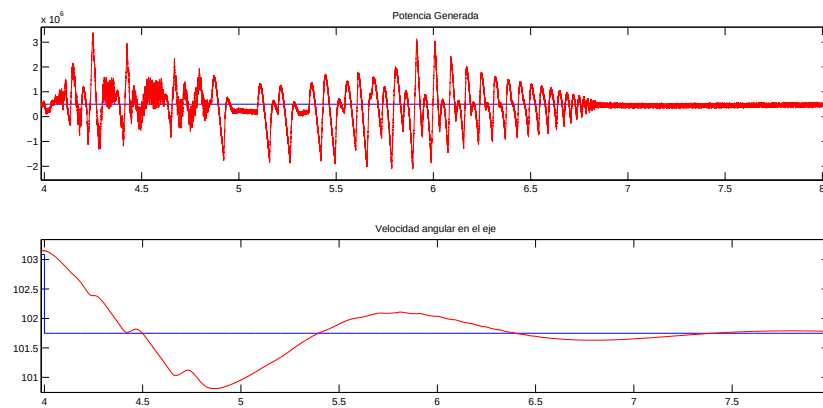


Figura 6.12: Filtro Pasabajos de corriente - Zoom 2 - Potencia generada y velocidad en el eje contra referencias

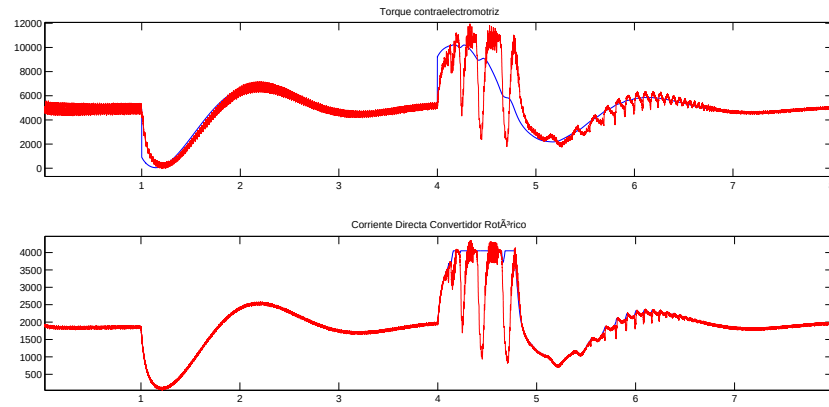


Figura 6.13: Filtro Pasabajos de corriente - Par contraelectromotriz y corriente rotórica de eje d contra referencias.

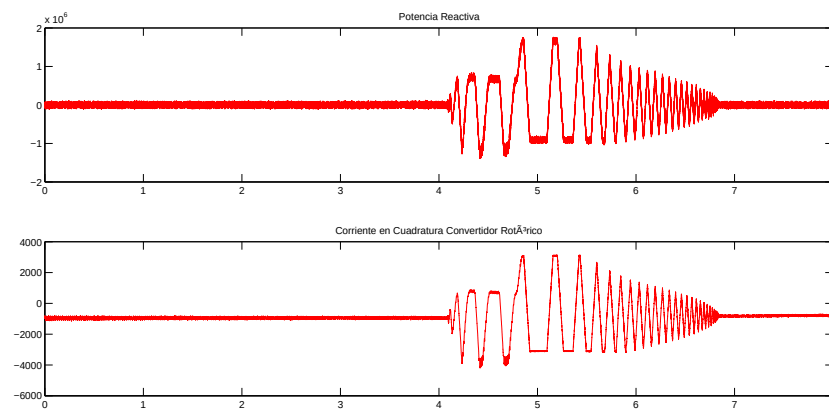


Figura 6.14: Filtro Pasabajos de corriente - Potencia reactiva y corriente rotórica de eje q contra referencia.

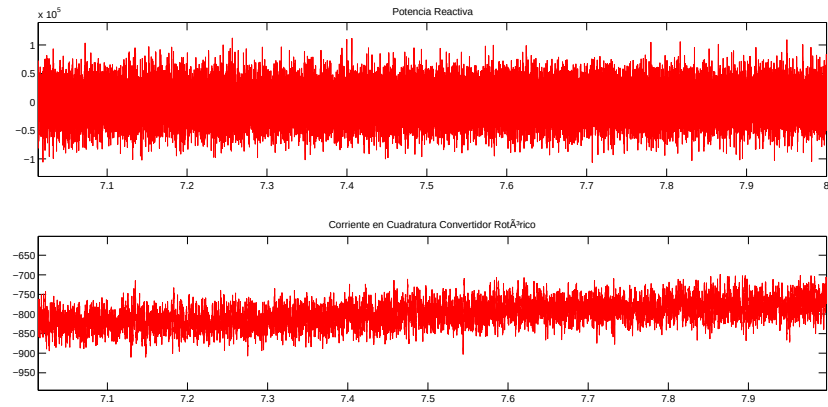


Figura 6.15: Filtro Pasabajos de corriente - Zoom1 - Potencia reactiva y corriente rotórica de eje q contra referencia

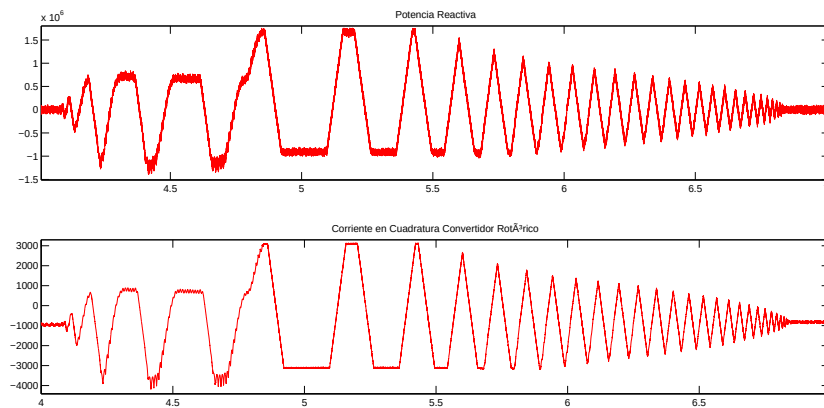


Figura 6.16: Filtro Pasabajos de corriente - Zoom2 - Potencia reactiva y corriente rotórica de eje q contra referencia

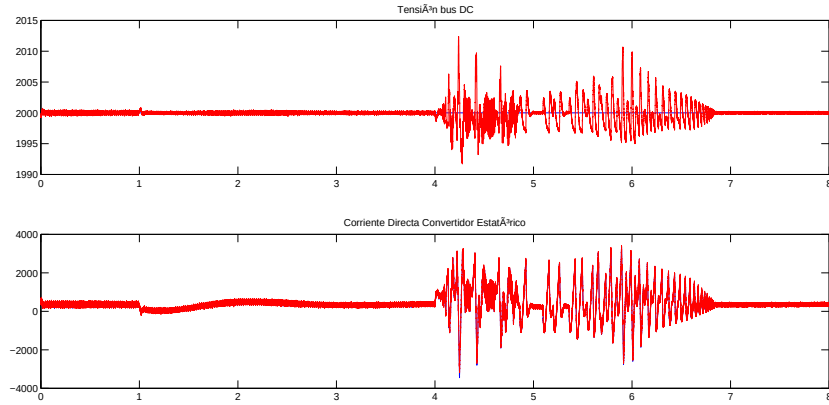


Figura 6.17: Filtro Pasabajos de corriente - Tensión en el bus DC y corriente de eje directo en el convertidor estático.

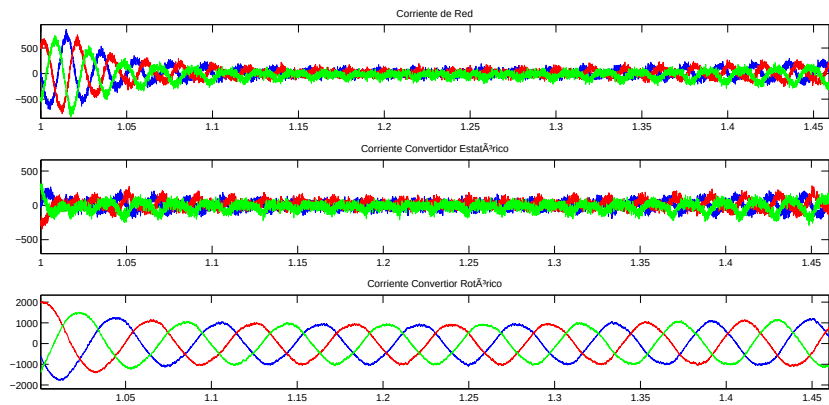


Figura 6.18: Filtro Pasabajos de corriente - Zoom 1 - Corrientes de línea intercambiadas con la red, en el convertidor de red y en el convertidor rotórico

Capítulo 7

Estudio dinámico de Fenómenos Transitorios

7.1. Introducción

Originalmente, el objetivo principal de esta etapa consistía en presentar estudios detallados del comportamiento dinámico de un DFIG frente a la ocurrencia de huecos de tensión en la red. Sin embargo, como se plantea en las conclusiones del capítulo anterior, las simulaciones de estos fenómenos que fueron en efecto realizadas durante el desarrollo del proyecto carecen de validez desde el punto de vista cualitativo, ya que no se parte de un sistema en régimen estacionario, y por lo tanto muchas de las hipótesis consideradas durante el desarrollo de la teoría dejan de cumplirse.

Se limitará por lo tanto el contenido de este capítulo a presentar un estudio teórico de los distintos métodos de protección existentes para un DFIG ante un hueco de tensión en la red. Se presentará cada uno de los métodos con sus particularidades y sus implicancias en las contingencias de control, y se hará una comparación cualitativa de la efectividad de los distintos métodos.

7.2. Los huecos de tensión

Se llama “hueco de tensión” a la disminución transitoria en la amplitud de la tensión que ocurre en un sector de la red eléctrica, causada por la ocurrencia de una falta en algún punto “eléctricamente cercano” de la misma. Por eléctricamente cercano se entiende que hay una baja impedancia serie entre ambos puntos. La profundidad del hueco¹ está determinada, básicamente, por la cercanía del punto de ocurrencia de la falta, y la fortaleza de la zona de la red, entendida como la potencia de cortocircuito en el punto de estudio. De esta manera, en una red débil (por ejemplo con $P_{cc} = 10MVA$), una falta provocará un hueco más profundo que

¹O sea la caída en la amplitud de la tensión

en una red fuerte (por ejemplo con $P_{cc} = 100 \text{ MVA}$). Por otro lado, la dinámica de funcionamiento del DFIG depende fuertemente de la tensión en la red, ya que ésta impone la tensión estatórica de la máquina. La caída de tensión estatórica reduce la capacidad de despachar potencia del DFIG, lo cual causa aceleración de la turbina y sobrecorrientes en el generador, entre otros fenómenos que pueden dañar todos los componentes del sistema.

Por las razones antes expuestas es que se busca implementar contingencias de control ante la ocurrencia de huecos que protejan al generador de las consecuencias de funcionar en baja tensión. Con este fin se implementó el bloque *control de faltas* en *Simulink*, cuyo funcionamiento se describe en el Apéndice E. A su vez, para la descripción que sigue, es preciso tener en cuenta en el modelo los interruptores que se utilizan para conmutar los distintos componentes del sistema ante la ocurrencia de un hueco. Estos interruptores serán comandados por el control de faltas como se describe a continuación, según el método de protección a implementar.

Los interruptores mencionados se representan en el esquema mostrado en la Fig 7.1

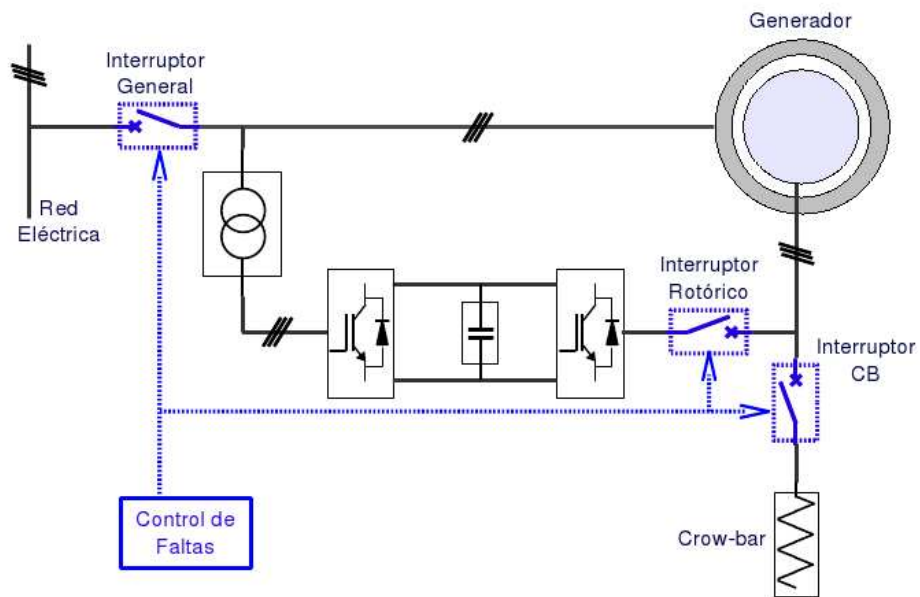


Figura 7.1: Esquema de un DFIG y su sistema de protección ante huecos

7.3. Interrupción de servicio con rotor abierto

Este método es el más simple y directo de desconexión de la red del generador. Consiste en abrir el circuito rotórico al instante mismo en el que es detectado el

hueco. El sistema de protección envía una señal que inhabilita el control de los *switches* del inversor rotórico, obligando a todos a abrirse. Simultáneamente, se envía una señal de disparo al interruptor rotórico, ubicado entre el rotor de la máquina y el inversor correspondiente.

Luego de haber abierto el rotor, se desconecta el generador de la red enviando la señal de disparo al interruptor principal con un retardo del orden de milisegundos.

Este método consiste simplemente en aislar el generador de la red al detectarse la falta, evitando que funcione durante el período de baja tensión. Las acciones de control que se enumeraron son solamente las maniobras de interruptores que se hacen para aislar eléctricamente partes del sistema, y no constituyen por sí solas el mecanismo completo de protección: para poder sacar de servicio la turbina es preciso activar los frenos mecánicos, ya sea frenos de disco o cambio de ángulo de pitch, de lo contrario el molino comenzará a acelerar. Por otro lado, si los lazos de control siguen funcionando normalmente, comenzarán a acumular error, dada su componente integral. El método es entonces complementado activando los sistemas de freno mecánicos y alterando las entradas de los lazos de control para poder preparar un reenganche luego de restablecida la tensión de red²

7.4. Interrupción de servicio con protección Crow-bar

Este método se diferencia del anterior, en el hecho de que el circuito rotórico no se abre, sino que se cortocircuita mediante una estrella de resistencias de bajo valor, usualmente llamada '*Crow-bar*'. El procedimiento es igual al descrito en 7.3, excepto que, junto con la señal de apertura del interruptor rotórico y bloqueo del inversor, se envía una señal de cierre del interruptor del Crow-bar (el crow-bar y su interruptor de comando se muestran en el esquema de la Fig 7.1). El generador se saca de servicio también con un retardo del orden de los milisegundos. El Crow-bar se usa para proteger al rotor de la máquina de las sobretensiones implicadas en la apertura del rotor y la aceleración del eje. Se busca que las resistencias del crow-bar den un camino de descarga al circuito inductivo rotórico.

En este caso como en el anterior, cabe mencionar que el retiro del generador de servicio se completa con los sistemas de freno mecánicos y la alteración de los controladores.

7.5. Sin interrupción de servicio: Low Voltage Ride Through

Este método consiste en dejar el generador conectado a la red mientras dura la falta (asumiendo que será despejada en breve) protegiendo el rotor con un Crow-

²Ninguno de estos últimos aspectos queda comprendido en el alcance de este trabajo

bar. El generador queda funcionando durante la falta como si fuera de jaula de ardillas, por lo que se pierde el control de la corriente rotórica, quedando fuera de control la velocidad y la potencia reactiva intercambiada en el estator. Dado que el rotor de la máquina se deja libre, para que este método pueda funcionar es preciso alterar el funcionamiento de los controladores, que deben setearse para poder sincronizar nuevamente con la red una vez restablecida la tensión, y así lograr un reenganche.

Por otro lado, se puede utilizar el convertidor de red para generar la reactiva necesaria para hacer que la tensión en el punto de conexión se mantenga en un valor más adecuado. Al bloquear el convertidor rotórico, el bus DC deja de tener un flujo de potencia impuesto externamente (salvo pérdidas), por lo cual el convertidor de red pasa a funcionar como un inversor conectado directamente a la red, cuya fuente de continua consiste en un capacitor. Con el lazo implementado para la corriente directa I_{ds} todavía funcionando en estas condiciones, el intercambio de corriente con la red será mínimo³, por lo cual el inversor tendrá gran parte de su capacidad de manejo de corriente ociosa.

Esa capacidad ociosa que se da en el régimen de LVRT puede usarse para manejar la corriente en cuadratura, intercambiando así reactiva con la red. Se incluye entonces, en la contingencia de control de un LVRT, un lazo de control de reactiva para el convertidor de red, que intente mantener la tensión de red lo más alta posible, dentro de su capacidad de corriente, inyectando reactiva.

7.6. Comparación de los distintos métodos de protección

A continuación se presenta una comparación cualitativa de cómo los distintos métodos de protección antes descriptos impactan sobre el generador, y sobre la red a la que está conectado.

7.6.1. Funcionamiento de la red

Los métodos de protección que incluyen la desconexión del generador de la red ante la ocurrencia de un hueco, ya sea con apertura de rotor o con cierre mediante crow-bar, no actúan sobre la red en falta, la cual sufre las consecuencias del evento hasta que el mismo es despejado y se puede restablecer la tensión. Este es un punto importante de comparación entre los métodos mencionados, y el LVRT.

Cuando se implementa este método de protección, se busca también actuar sobre la red. Al cortocircuitar el rotor y dejar el generador funcionando como jaula de ardillas se pierde el control desacoplado de potencia activa y reactiva, por lo cual para actuar sobre la tensión en el punto de conexión será necesario inyectar reactiva desde el convertidor de red, que permanece en servicio. En redes más fuertes no se puede obtener una gran influencia sobre la tensión, por lo cual no

³sólo lo necesario para sostener la tensión continua dadas las pérdidas del sistema

tendría sentido, en principio, implementar una estrategia de control de reactiva en el convertidor de red durante el LVRT.

7.6.2. Corrientes en el DFIG

La caída de tensión en el estator de la máquina durante un hueco en la red provoca inmediatamente un aumento de la corriente en los bobinados de la máquina, lo cual es uno de los problemas que buscan evitar los métodos de protección planteados.

El método que incluye una protección crow-bar en la desconexión busca dar un camino de descarga a los bobinados rotóricos, por lo cual la transición de corriente será menos abrupta. A diferencia del método de apertura de rotor, este método no extingue la corriente en los bobinados rotóricos, sino que la redirige a través del crow-bar, que disipa energía hasta alcanzar un régimen en donde la máquina trabaja de manera análoga a un rotor de jaula de ardillas.

El método de LVRT opera en principio igual que el anterior, ya que también cortocircuita el rotor, con la diferencia fundamental de que mantiene el generador conectado a la red. La máquina de inducción queda entonces funcionando según su curva característica par-velocidad, ya que se pierde el control sobre la potencia que extrae o añade el rotor. Esto lleva a que la corriente quede determinada por el punto de la curva que alcanza la máquina.

7.7. Conclusiones del Capítulo

En este capítulo se ha hecho una breve mención a la ocurrencia de huecos de tensión transitorios en la red eléctrica y a los efectos que dichos fenómenos causan en un sistema de generador eólico basado en un DFIG. Se han enumerado los distintos métodos de protección que existen ante estos eventos y se ha explicado sintéticamente la dinámica de funcionamiento de cada uno de ellos. Se ha presentado esquemáticamente el funcionamiento de los interruptores de protección comandados por el sistema de control de faltas. El funcionamiento del bloque de simulación que implementa dicho sistema se detalla en el apéndice E. El funcionamiento de dicho bloque es testeado en el capítulo 5.

Se ha optado por excluir del estudio las simulaciones de fenómenos transitorios en la red, ya que no se ha llegado al resultado buscado en el estudio de régimen del generador. Como se mencionara antes, no se alcanzó un punto de funcionamiento estacionario en las simulaciones previas, por lo cual muchas de las hipótesis asumidas de condiciones previas a la respuesta dinámica ante la ocurrencia de un hueco de tensión no se cumplen.

Por otro lado, las simulaciones en efecto realizadas han sido útiles para poder ajustar el funcionamiento del bloque de control de faltas.

Capítulo 8

Conclusiones Generales

8.1. Introducción

En este capítulo final se hará un recorrido por todas las etapas cumplidas durante el transcurso del Proyecto, resaltando los aspectos más importantes de la realización y resumiendo los resultados obtenidos. El presente capítulo se divide en secciones que abarcan cada etapa que constituyó el trabajo presentado, en orden cronológico. Más adelante se plantearán los estudios y resultados que quedaron pendientes para futuros trabajos en el campo de investigación de la generación eólica en particular, y de las energías renovables en general. Finalmente, se encontrarán comentarios sobre la Gestión de Proyecto realizada por el grupo, y comentarios finales sobre los resultados obtenidos.

8.2. Relevamiento y Estudio Teórico Realizado

Esta primera etapa de investigación fue fundamental a la hora de interiorizarse con el estado del arte de la energía eólica en el país y en el mundo. Para empaparse en el tema de tecnologías existentes en cuanto a generadores, y los sistemas de funcionamiento y características de las turbinas eólicas, se estudió a fondo la documentación realizada en el Proyecto EGEMIDA[2], realizado previamente por un grupo de la misma institución. EGEMIDA fue el primer proyecto sobre generadores eólicos realizado en la Facultad de Ingeniería - UdelaR, y constituye el principal antecedente del presente Proyecto, y un punto de partida en el desarrollo de la ingeniería en este rubro.

La documentación sobre tecnologías y principios generales de funcionamiento no representa una parte extensiva del presente documento, ya que no corresponde al foco de estudio de este Proyecto.

Para cumplir el objetivo global de este Proyecto y continuar ahondando en la exhaustiva investigación de [2], se realizó un estudio en profundidad sobre el

modelado dinámico de máquinas eléctricas utilizado la teoría del Marco Arbitrario de Referencia, que se estudió principalmente de [1].

El desarrollo de la teoría del Marco Arbitrario de Referencia y su aplicación al modelado del comportamiento dinámico en la máquina de inducción constituye la columna vertebral del Proyecto, y se encuentra extensamente documentado en el Capítulo 3, dedicado exclusivamente al desarrollo teórico del modelo dinámico de Máquinas Eléctricas.

En definitiva, en esta primera etapa del Proyecto se realizó un relevamiento general de tecnologías existentes en cuanto a generación, una interiorización de los principios de conversión de energía eólica y un profundo estudio de la teoría fundamental de modelado dinámico de máquinas de inducción.

Finalmente se obtuvo y presentó un modelo matemático completo del comportamiento eléctrico-dinámico de las máquinas de inducción, que deja por fuera las ecuaciones correspondientes a la dinámica del sistema mecánico. Dicha dinámica se modela por fuera de la máquina, en el eje y el molino.

8.3. Modelado de Planta Realizado

La segunda etapa consistió en la implementación de un modelo de la planta completa de un DFIG en la plataforma de simulación *Simulink* de *Matlab*. Se estudió el funcionamiento de cada uno de los componentes que contribuyen a la configuración DFIG. Estos estudios comprendieron:

- Funcionamiento de convertidores de potencia VSI (*'Voltage Source Inverter'*)
- Técnicas de Control Vectorial de Corriente en VSIs
- Estrategias de control de los VSIs en una configuración DFIG

Se utilizaron los bloques disponibles en el *SimPowerSystems blockset*, librería de *Simulink* para los siguientes elementos:

Máquina de Inducción: el bloque disponible en la mencionada librería es completamente compatible con la teoría estudiada en la primera etapa, y permite seleccionar su sistema de ecuaciones dinámicas de manera de que se corresponda con el modelo presentado en este documento.

Convertidores de Potencia VSI: los bloques disponibles en el *SimPowerSystems blockset* implementan inversores con compuertas FET de potencia de 3 ramas, que se utilizaron en el armado de la planta.

Fuente de Tensión Trifásica: se utilizó un bloque predeterminado que modela una fuente de tensión trifásica infinita, con todos sus parámetros regulables, incluyendo las alteraciones en la amplitud de la tensión que se utilizaron para simular los huecos en la red.

Mediciones de Tensión y Corriente: se utilizaron los bloques de medición disponibles para generar las señales de medida del sistema

Con el objetivo de completar la planta implementando todos los bloques necesarios para el estudio requerido, se creó un conjunto de bloques originales contenidos en la librería **TransGEo**. Los bloques creados se enumeran a continuación:

abc2qd0 es el bloque que implementa la transformación al Marco de Referencia Arbitrario vista en 3.

qd02abc implementa la anti-transformación del Marco Arbitrario a valores de fase.

xKy transforma las variables de un Marco de Referencia a otro distinto.

TEPLL da la señal de sincronización de los Marcos de Referencia con la magnitud elegida de la red.

Pulsación a Fase genera un diente de sierra con el ángulo de fase a partir de la velocidad angular.

Control Vectorial de Corriente comanda los *switches* de un VSI según la técnica estudiada para minimizar el error de corriente, buscando a su vez minimizar la distorsión armónica.

PIAWU implementa un compensador proporcional-integral regulable con un módulo *Anti Wind-up* de ganancia también regulable.

Turbina & MPT implementa un modelo simplificado de la dinámica de la turbina frente a la velocidad del viento, y su interacción con la máquina

Turbina Bajas simplifica aún más la dinámica de la turbina y el eje para el estudio de fenómenos transitorios eléctricos

Control de faltas implementa las tres estrategias para hacer frente a un hueco de tensión.

Todos los bloques creados fueron debidamente probados para verificar su funcionamiento, previo a su utilización en simulaciones de planta. Las simulaciones de prueba se encuentran registradas en este documento.

8.4. Simulaciones Realizadas

La etapa de simulaciones de planta completa constituyó el trabajo central de este Proyecto. Dentro de las simulaciones se destacan 2 subetapas cumplidas.

8.4.1. Verificación y Ajuste de Modelo

La verificación del modelo consistió en poner a prueba el sistema completo incluyendo todos los elementos estudiados, y lograr controlar el funcionamiento del generador en régimen permanente. Se logró este objetivo tras una serie de simulaciones y ajustes de la estrategia de control que se detallan en el capítulo correspondiente.

Se simuló y registró el generador en un punto de funcionamiento calculado en la zona de bajas velocidades de viento, y la respuesta del sistema de control ante cambios en la velocidad del viento, verificando que el generador adapta su punto de funcionamiento según el principio de *Maximum Power Tracking* a los cambios en la velocidad del viento.

Se discutieron las limitaciones de los diversos componentes del sistema ante perturbaciones demasiado grandes o demasiado rápidas en el tiempo.

No se consiguió un modelo de simulación que alcanzara un régimen estacionario, ya que persistieron las oscilaciones a 50Hz registradas durante todo el proceso de ajuste. Si bien el funcionamiento cualitativo del sistema en régimen fue verificado, no fue posible proceder a los estudios dinámicos planificados para más adelante.

8.4.2. Estudios de Fenómenos Transitorios

Se presentó un resumen cualitativo de los fenómenos conocidos como “huecos” de tensión en la red, incluyendo los problemas que acarrearán para los generadores conectados, así como para el funcionamiento de la misma.

Se presentaron los métodos usuales de protección de generadores que se usan para evitar daños sobre un DFIG durante un hueco de tensión. Se comparó a grandes rasgos la performance de dichos métodos.

Se excluyeron de este trabajo las simulaciones de fenómenos transitorios, por no conseguir un sistema que opere correctamente en régimen estacionario y por lo tanto cumpla con las hipótesis tomadas en el desarrollo teórico.

8.5. Trabajos a Futuro

Más que los resultados obtenidos de las simulaciones, se destaca como principal aporte de este Proyecto a trabajos posteriores una librería de bloques con todos los elementos del sistema aquí estudiado. A su vez se ha conseguido una planta de simulación completa que modela el comportamiento dinámico de todos estos elementos.

Una tarea que puede considerarse pendiente para obtener un conjunto funcional es la implementación de una interfaz de usuario para la plataforma de simulación.

El simulador utilizado es muy complejo y su dominio como para poder realizar estudios eficaces lleva un tiempo de aprendizaje para nada despreciable. Por esta

razón se considera un importante trabajo a futuro la realización de una interfaz que sistematice la configuración de parámetros para poder ajustar todos los sistemas de control de la planta y fijar el punto inicial de la simulación de manera amigable y unificada, así como de una rutina de almacenaje y procesamiento de datos de simulación que sea utilizable por usuarios inexpertos en el manejo de *Simulink*.

Otro posible enfoque de la investigación a futuro consiste en estudiar más a fondo la interacción del generador con la red eléctrica de distribución. Este estudio se excluyó de este Proyecto por razones de plazos y recursos disponibles, básicamente.

El estudio de interacción con la red podrá derivar en un sistema que modele una red entera con uno o más generadores eólicos, constituyendo un punto de partida para el estudio a fondo de la ampliación de la generación eólica en el país y sus influencias en la red eléctrica.

8.6. Gestión de Proyecto

En términos generales cabe decir que este ha sido el punto débil del grupo, o talvez el menos afortunado.

El alcance originalmente planteado del proyecto tuvo que ser reducido y el plazo de entrega original postergado en una replanificación planteada luego de la primera etapa.

Estos cambios se debieron en gran medida a la desvinculación de uno de los integrantes del grupo en pleno desarrollo del proyecto.

En este mismo periodo hubo una importante disminución de la dedicación horaria del Tutor a la Institución por su asunción de nuevas tareas. Este contratiempo fue paliado por la vinculación al Proyecto del Co-Tutor, quién aceptó la tarea con gran voluntad de trabajo.

Esta situación implicó un cambio de dirección del Proyecto, obligando a un replanteo de objetivos y metodología de trabajo.

Otro aspecto a considerar es el desconocimiento previo de las horas de dedicación requeridas para cumplir con cada una de las etapas que se plantearon originalmente. Las horas de dedicación invertidas en este trabajo han superado ampliamente las previstas en la planificación, incluso en el replanteo de objetivos.

Finalmente cabe destacar la voluntad permanente de los integrantes de seguir adelante con el Proyecto para poder terminarlo en la fecha estipulada y con los objetivos globales cumplidos. El producto final no cumple completamente con las expectativas iniciales, pero demuestra un compromiso con el que los integrantes se muestran muy conformes.

8.7. Comentarios Finales

Este proyecto es, en términos generales, una continuación del camino iniciado por EGEMIDA con el objetivo de generar el *know how* sobre generación eólica en el Uruguay, por considerarse una alternativa viable en la ampliación de la matriz energética nacional.

Actualmente más del 50 % de la potencia eléctrica generada en el Uruguay se da en centrales térmicas, haciendo uso de fuentes energéticas altamente contaminantes, de gran costo, e importadas. La generación eólica se postula como candidato a cubrir una parte importante de la demanda energética del país en los próximos años y, para que eso sea realizable, es necesario contar con herramientas que permitan diseñar redes de distribución con un fuerte peso de estos generadores.

Se han incorporado los estudios dinámicos de un generador eólico al conocimiento local presente, con énfasis en los sistemas de control de corriente necesarios para mantener el funcionamiento deseado del mismo.

Se ha creado un conjunto de herramientas para profundizar en esos estudios, clarificando el camino hacia la posibilidad de estudios a nivel de red. En este sentido general, el objetivo global del Proyecto se considera alcanzado.

Apéndice A

Variables observadas desde varios marcos de referencia

[1]

Puede resultar instructivo observar la forma de onda de las variables de un circuito trifásico RL serie en el sistema arbitrario y en los más usados sistemas de referencia. Para ello asumiremos que r_s y L_s son matrices diagonales cuyos elementos no nulos son iguales y los voltajes aplicados son de la forma:

$$v_{as} = \sqrt{2}V_s \cos(\omega_e t) \quad (\text{A.1})$$

$$v_{as} = \sqrt{2}V_s \cos(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.2})$$

$$v_{as} = \sqrt{2}V_s \cos(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}) \quad (\text{A.3})$$

donde ω_e es una constante no especificada. Las corrientes, que se asumen nulas en $t = 0$, pueden expresarse

$$i_{as} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z_s} [-e^{\frac{-t}{\tau}} \cos \alpha + \cos(\omega_e t - \alpha)] \quad (\text{A.4})$$

$$i_{bs} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z_s} [-e^{\frac{-t}{\tau}} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega_e t - \alpha - \frac{2\pi}{3})] \quad (\text{A.5})$$

$$i_{cs} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z_s} [-e^{\frac{-t}{\tau}} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\omega_e t - \alpha + \frac{2\pi}{3})] \quad (\text{A.6})$$

donde

$$Z_s = r_s + j\omega_e L_s \quad (\text{A.7})$$

$$\tau = \frac{L_s}{r_s} \quad (\text{A.8})$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{\omega_e L_s}{r_s} \quad (\text{A.9})$$

Puede parecer necesario resolver las ecuaciones de voltaje en el marco arbitrario de referencia para obtener las expresiones de las corrientes en mismo sistema. Sin embargo, esto es innecesario porque una vez que la solución es conocida en un sistema de referencia es conocida en todos. En este caso se puede verificar esto transformando (A.4)-(A.6) al marco de referencia arbitrario. Para ello, ω será una constante cualquiera con $\theta(0) = 0$, entonces $\theta = \omega t$, y en el sistema de referencia arbitrario.

$$i_{qs} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z_s} - e^{\frac{-t}{\tau}} \cos(\omega t - \alpha) + \cos[(\omega_e - \omega)t - \alpha] \quad (\text{A.10})$$

$$i_{ds} = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z_s} - e^{\frac{-t}{\tau}} \sin(\omega t - \alpha) - \sin[(\omega_e - \omega)t - \alpha] \quad (\text{A.11})$$

Claramente, el estado del sistema eléctrico es independiente del sistema de referencia en el que es observado. Aunque las variables aparezcan diferentes en cada sistema de referencia, exhibirán el mismo comportamiento (Transitorio o régimen permanente). En general, (A.10)-(A.11) tienen dos términos. Uno, que representa el transitorio decae exponencialmente a la frecuencia correspondiente a la velocidad angular instantánea del sistema de referencia arbitrario. En este término, la variable qs adelanta la variable ds en 90 grados cuando $\omega > 0$ y atrasa 90 grados cuando $\omega < 0$. El segundo término, que representa la respuesta de régimen permanente, tiene una amplitud constante con una frecuencia correspondiente a la diferencia entre la velocidad angular de los voltajes aplicados al circuito estacionario y la velocidad angular del sistema de referencia arbitrario. En este término la variable qs atrasa la variable ds en 90 grados cuando $\omega < \omega_e$ y adelanta en 90 grados cuando $\omega > \omega_e$. Hay dos sistemas de referencia que no contienen los dos términos. En el sistema de referencia estacionario se tiene $\omega = 0$ y $i_{qs} = i_{as}$. En el marco de referencia sincrónico $\omega = \omega_e$.

A continuación se muestran en la Fig A.1 las variables antes descritas en un marco de referencia estacionario (a) y en un marco de referencia sincrónico (b).

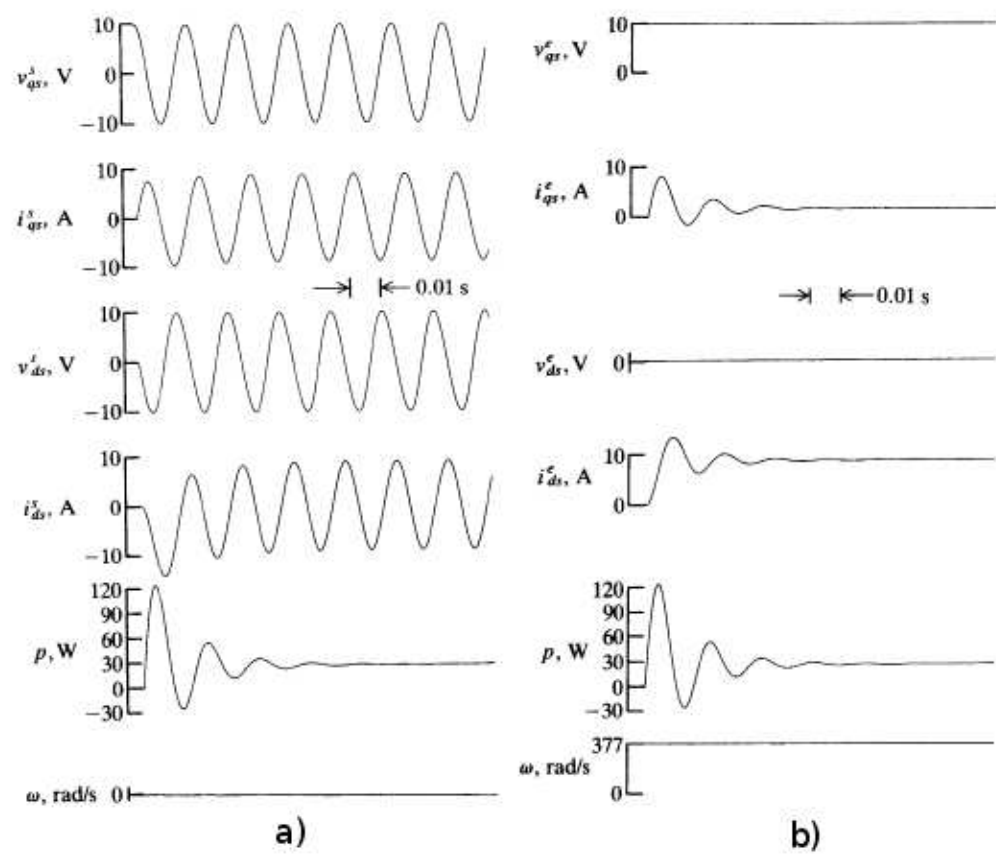


Figura A.1: Variables en un sistema de referencia estacionario (a) y síncrono (b)

Apéndice B

Inicialización

B.1. datos

$U_{red} = 690$ V rms.
 $V_{red} = 398$ Vrms.
 $V_{ds} = \sqrt{2} * 220 = 562$ V pico.
 $V_{qs} = 0$.
 $\eta = 7.23 \frac{m}{s}$.
Zona de funcionamiento: optimización de potencia.
 $Q_{gc} = Q_s = 0$.
 $\omega_s = 314 \frac{rad}{s}$.

B.1.1. Parámetros de la turbina

$P_m = 2$ MW.
 $C_p = C_p^{opt} = 0.4382$.
 $\lambda = \lambda^{opt} = 6.325$
 $\beta = 0$.
 $R = 40$ m.
 $\rho = 1.2 \frac{kg}{m^3}$.
 $J_t = 1,4 * 10^6 \text{ } kgm^2$.
 $N_g = 1.89$
Coeficiente de potencia:

$$C_p(\lambda, \beta) = 0,22 * (\frac{116}{\lambda_i} - 0,4 * \beta - 5) * e^{-\frac{12,5}{\lambda_i}} \quad (B.1)$$

Donde:

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08 * \beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (B.2)$$

B.1.2. Parámetros del generador DFIG

Los parámetros fueron obtenidos del paper [12]

$p = 2$.

$L_m = 1.894$ mH.

$L_s = 1.958$ mH.

$R_s = 2.381$ m Ω .

$L_r = 1.945$ mH.

$R_r = 2.381$ m Ω .

B.2. Cálculos**B.2.1. Ecuaciones de voltaje del estator**

$$v_{qs} = \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} + r_s i_{qs} \quad (\text{B.3})$$

$$v_{ds} = \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} + r_s i_{ds} \quad (\text{B.4})$$

Hipótesis:

- Se desprecian las pérdidas Joule estáticas.
- Estamos en un punto de equilibrio, las derivadas valen cero.

Entonces las ecuaciones quedan:

$$0 = \omega_s \phi_{ds} \quad (\text{B.5})$$

Se concluye que ϕ_{ds} vale 0.

$$v_{ds} = -\omega_s \phi_{qs} \quad (\text{B.6})$$

B.2.2. Ecuaciones de voltaje del rotor

$$v_{qr} = \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} + r_r i_{qr} \quad (\text{B.7})$$

$$v_{dr} = \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} + r_r i_{dr} \quad (\text{B.8})$$

Hipótesis:

- Se desprecian las pérdidas Joule rotóricas.
- Estamos en un punto de equilibrio, las derivadas valen cero.

Entonces las ecuaciones quedan:

$$v_{qr} = (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \quad (\text{B.9})$$

$$v_{dr} = -(\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \quad (\text{B.10})$$

B.2.3. Ecuaciones de potencia estátoricas y rotóricas

$$P_s = \frac{3}{2}(v_{ds}ids + v_{qs}i_{qs}) \quad (\text{B.11})$$

$$P_r = \frac{3}{2}(v_{ds}ids + v_{qs}i_{qs}) \quad (\text{B.12})$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(v_{qs}ids - v_{ds}i_{qs}) \quad (\text{B.13})$$

$$Q_r = \frac{3}{2}(v_{qr}idr - v_{dr}i_{qr}) \quad (\text{B.14})$$

Imponiendo $v_{qs} = 0$, queda:

$$P_s = \frac{3}{2}v_{ds}ids \quad (\text{B.15})$$

Además:

$$P_m = P_s + P_r \quad (\text{B.16})$$

$$P_m = \frac{1}{2}\rho\pi R^2 C_p(\lambda, \beta)\eta^3 \quad (\text{B.17})$$

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{B.18})$$

$$\Omega_r = N_g \Omega_t \quad (\text{B.19})$$

$$\lambda = \frac{\Omega_t R}{\eta} \quad (\text{B.20})$$

Despejando:

$$\omega_r = \frac{\lambda \eta N_g p}{R} \quad (\text{B.21})$$

Definiendo:

$$K_1 = \frac{\lambda N_g p}{R} \quad (\text{B.22})$$

Sustituyendo por sus valores obtenemos:

$$K_1 = 28.146 \text{ m}^{-1}$$

Nos queda:

$$\omega_r = K_1 \eta \quad (\text{B.23})$$

Despejando y sustituyendo en (B.17):

$$P_m = \frac{1}{2}\rho\pi R^2 C_p(\lambda = \lambda_{opt}, \beta = 0)\left(\frac{\omega_r}{K_1}\right)^3 \quad (\text{B.24})$$

Definiendo:

$$K_2 = \frac{\frac{1}{2}\rho\pi R^2 C_p(\lambda = \lambda_{opt}, \beta = 0)}{K_1^3} \quad (\text{B.25})$$

Sustituyendo por sus valores obtenemos:

$$K_2 = 5.927 \times 10^{-2} \frac{W}{(\frac{rad}{s})^3}$$

Luego:

$$P_m = K_2 * \omega_r^3 \quad (B.26)$$

Sustituyendo por sus valores obtenemos:

$$\omega_r = 202.50 \frac{rad}{s}$$

Usando (B.23):

$$P_m = -492.15 \text{ kW.}$$

Definiendo:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (B.27)$$

Sustituyendo por sus valores obtenemos:

$$s = 0.355$$

Se obtiene un deslizamiento positivo, por lo tanto estamos en zona de funcionamiento *sub-síncrona*.

Usando:

$$P_m = P_s(1 - s) \quad (B.28)$$

Sustituyendo por sus valores obtenemos:

$$P_s = -762.13 \text{ kW.}$$

En la convención de signos motor, esta potencia es inyectada a la red.

Usando (B.15) obtenemos:

$$i_{ds} = -901.85 \text{ A.}$$

Usando:

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (B.29)$$

Usando que $\phi_{ds} = 0$:

$$0 = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (B.30)$$

$$i_{dr} = \frac{-L_s i_{ds}}{L_m} \quad (B.31)$$

Sustituyendo en (B.31)

$$i_{dr} = 931.94 \text{ A.}$$

Usando (B.16):

$$P_r = P_m - P_s \quad (B.32)$$

Sustituyendo por sus valores obtenemos:

$$P_r = 269.99 \text{ kW.}$$

En la convención de signos motor, esta potencia es tomada de la red.

Usando:

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (B.33)$$

Sustituyendo en (B.9)

$$v_{qr} = (\omega_s - \omega_r)(L_r i_{dr} + L_m i_{ds}) \quad (B.34)$$

Sustituyendo por sus valores obtenemos:

$$v_{qr} = 11.57 \text{ V}$$

Usando que $Q_s = 0$ y $v_{qs} = 0$

$$0 = -\frac{3}{2}v_{ds}i_{qs} \quad (\text{B.35})$$

Por lo tanto $i_{qs} = 0$.

Despejando en (B.6)

$$\phi_{ds} = -\frac{v_{ds}}{\omega_s} \quad (\text{B.36})$$

Usando:

$$\phi_{ds} = L_m i_{qr} \quad (\text{B.37})$$

Sustituyendo por sus valores obtenemos:

$$i_{qr} = -945.43 \text{ A.}$$

Usando:

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} \quad (\text{B.38})$$

Sustituyendo por sus valores en (B.10) obtenemos:

$$v_{dr} = 205 \text{ V}$$

B.2.4. Segunda Cardinal

$$J' \frac{d\Omega_r}{dt} = T'_t - T_r \quad (\text{B.39})$$

Donde:

$$J' = \frac{J_t}{N_g^2} \quad (\text{B.40})$$

y

$$T'_t = \frac{T_t}{N_g} \quad (\text{B.41})$$

Sustituyendo se obtiene:

$$J' = 176.75$$

En un punto de equilibrio las derivadas se anulan por lo tanto:

$$0 = T'_t - T_r \quad (\text{B.42})$$

$$T'_t = T_r \quad (\text{B.43})$$

Usando:

$$P_r = T_r \Omega_r \quad (\text{B.44})$$

y despejando:

$$T_r = \frac{P_r}{\Omega_r} \quad (\text{B.45})$$

B.3. RESUMEN DE LOS VALORES OBTENIDOS EN LA INICIALIZACIÓN

y usando (B.18) y (B.19) y sustituyendo por sus valores:

$$T'_t = T_r = -4860 \text{ Nm.}$$

Usando (B.41) y sustituyendo:

$$T'_t = -432604 \text{ Nm.}$$

B.3. Resumen de los valores obtenidos en la inicialización

V_{ds}	562 V
V_{qs}	0 V
Q_m	0 Var
K_1	28 m^{-1}
K_2	0.0593 $\frac{W}{(rad)^3}$
ω_r	202 $\frac{rad}{s}$
Ω_r	101 $\frac{rad}{s}$
s	0.3551
i_{ds}	-902 A
i_{qs}	0 A
i_{dr}	932 A
i_{qr}	-945 A
T_r	-4860 Nm
T_t	-432604 Nm
V_{dr}	205 V
V_{qr}	12 V
P_r	274 kW
P_s	-762 kW
P_m	-492 kW
η	7.23 $\frac{m}{s}$

Apéndice C

Control Vectorial de corriente

C.1. Control de corriente

El contenido de este apéndice está tomado de [9]

C.1.1. Generalidades

El Control de Corriente del Inversor, genera el comando de las llaves del Inversor de forma que las corrientes de fase sigan a las corrientes de referencia. La estrategia de control de corriente juega un papel muy importante en los inversores controlados en corriente cuando se requiere rápida respuesta en corriente y bajo contenido de armónicos de corriente. Sin embargo estos requerimientos son contradictorios entre sí. Es decir, el modo de conmutación para tener altas derivadas de corriente cuando se quiere una respuesta rápida en corriente, es distinto al modo de conmutación que se requiere para tener pequeñas derivadas de corriente cuando se quiere un bajo contenido de armónicos de corriente.

C.1.2. Estrategia utilizada

La estrategia utilizada es la definida en la referencia . En este trabajo se propone un esquema de control no predictivo, sino realimentado, el cual puede suprimir el alto contenido de armónicos de corriente en régimen y además resolver el problema de tener una rápida respuesta de la corriente en régimen transitorio. Se analizará el control de corriente durante un intervalo en el que se consideran las i_{ref} constantes, provenientes del módulo PQ, a las cuales se pretende seguir. Se estudiará el circuito inversor de la figura C.1

La ecuación vectorial de tensión y corriente en coordenadas de fase (u v w) se expresa así:

$$v(k) = L \frac{di}{dt} + Ri + e_0 \quad (C.1)$$

i es el vector de corriente. e es la fem del motor. $v(k)$ es la tensión de salida del inversor detallada en Son ocho estados posibles, que dan siete valores posibles

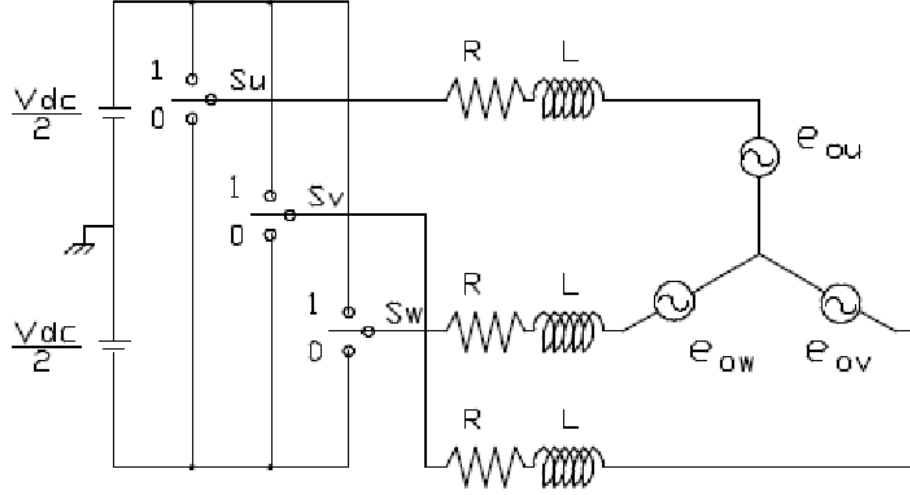


Figura C.1: Modelo del inversor

tensión de la fuente. Los estados de las llaves serán k ($k = 0, \dots, 7$) y las tensiones correspondientes $v(k)$, donde $v(0) = v(7) = 0$.

$V(k)$	$k = 0$	$k = 1$	$k = 2$	$k = 3$	$k = 4$	$k = 5$	$k = 6$	$k = 7$
$S(u), S(v), S(w)$	000	100	110	010	011	001	101	111

El valor del vector de corriente i es medido en coordenadas de fase ($u \ v \ w$), comparando contra el valor de i_{ref} se obtiene el vector de desviación de corriente Δi .

$$\Delta i = i_{ref} - i \quad (C.2)$$

Sustituyendo en la ecuación (C.1):

$$L \frac{d\Delta i}{dt} + R\Delta i = (L \frac{di_{ref}}{dt} + Ri_{ref} + e_0) - v(k) \quad (C.3)$$

En general puede despreciarse $R\Delta i$ frente a $Ld\Delta i/dt$ por lo que

$$L \frac{d\Delta i}{dt} = e - v(k) \quad (C.4)$$

donde

$$e = L \frac{di_{ref}}{dt} + Ri_{ref} + e_0 \quad (C.5)$$

e es el vector contra fem en bornes del motor cuando el vector de corriente iguala al vector de referencia i_{ref} . Es decir e es el vector de tensiones que permite al motor llevar una corriente i_{ref} sin ninguna desviación de corriente respecto

a la deseada. Sin embargo la tensión de salida del puente inversor sólo puede tomar ocho valores discretos. La ecuación (C.4) muestra que el término $d\Delta i/dt$ queda determinado por la elección de $v(k)$. $d\Delta i/dt$ es la variable que determina el contenido de armónicos de la corriente en estado de régimen y la respuesta de corriente en estado transitorio. En la figura C.2 se muestra $Ld\Delta i/dt$, cuando e se encuentra entre $v(1)$ y $v(2)$. En la figura C.3 se muestra el vector de la derivada

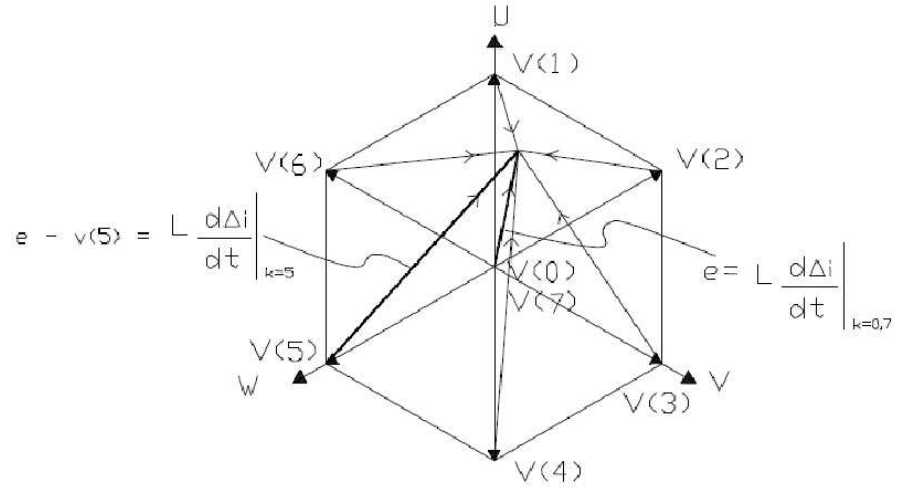


Figura C.2: Vector de voltaje de salida $v(k)$

del error de corriente. Para obtener un Δi pequeño es necesario elegir un $v(k)$ tal que la correspondiente $d\Delta i/dt|_k$ tenga sentido opuesto a Δi .

En la figura C.3, con el Δi indicado al elegir $k = 5$ se obtiene un vector derivada del error de corriente de módulo máximo y sentido opuesto a Δi , ésta debe ser la elección si se quiere una respuesta rápida. Análogamente si se quiere minimizar el contenido de armónicos de la corriente se debe elegir en este caso $k = 0$ o $k = 7$, obteniéndose un vector derivada del error de corriente de módulo mínimo y sentido opuesto a Δi . Como se dijo anteriormente, la estrategia consiste en lograr un vector de tensiones en bornes de la máquina lo más próximo posible a e , aunque en los transitorios se prioriza la velocidad de respuesta del sistema frente a la minimización de la derivada del error de corriente. La estrategia de control adoptada selecciona el estado de las llaves según el siguiente procedimiento:

1. Se miden las corrientes de fase.
2. Se calcula el vector de error de corriente Δi .

Hay entonces tres casos posibles, según sea δi , en relación con δ y h :

1. Si $|\Delta i| < \delta \Rightarrow$ No se cambia de estado.

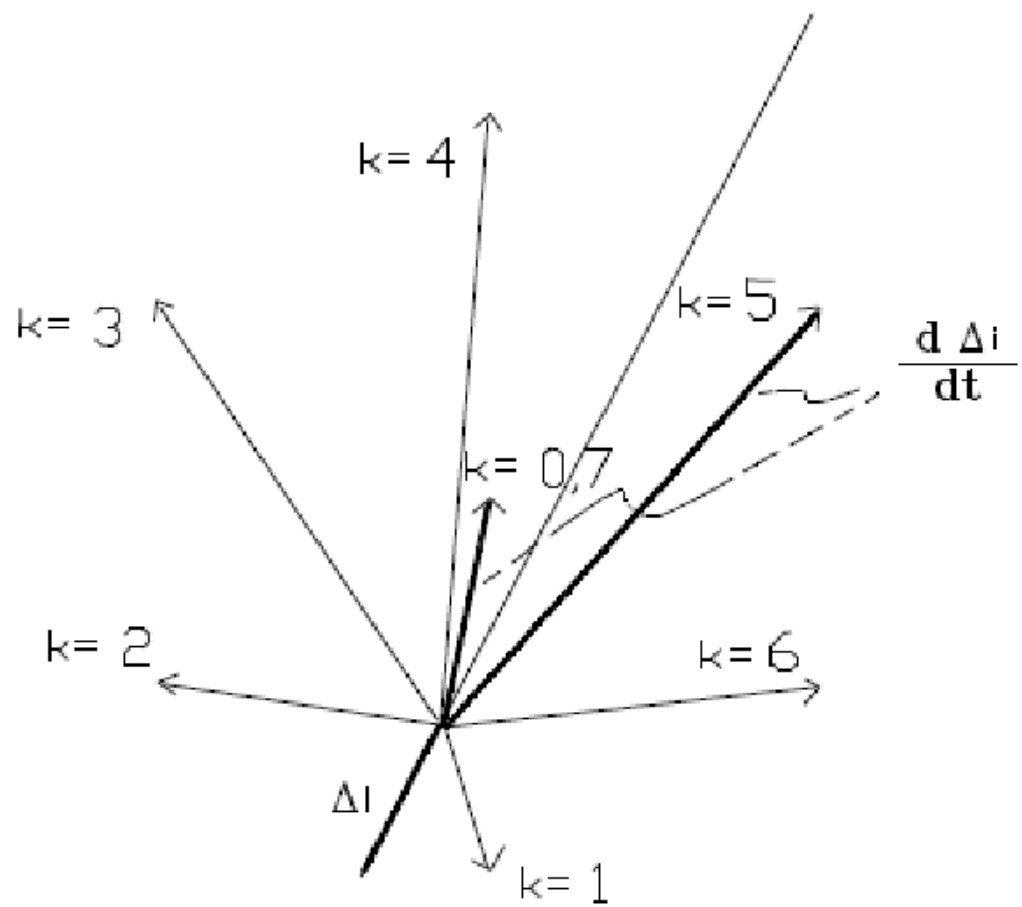


Figura C.3: Desviación de la derivada de corriente

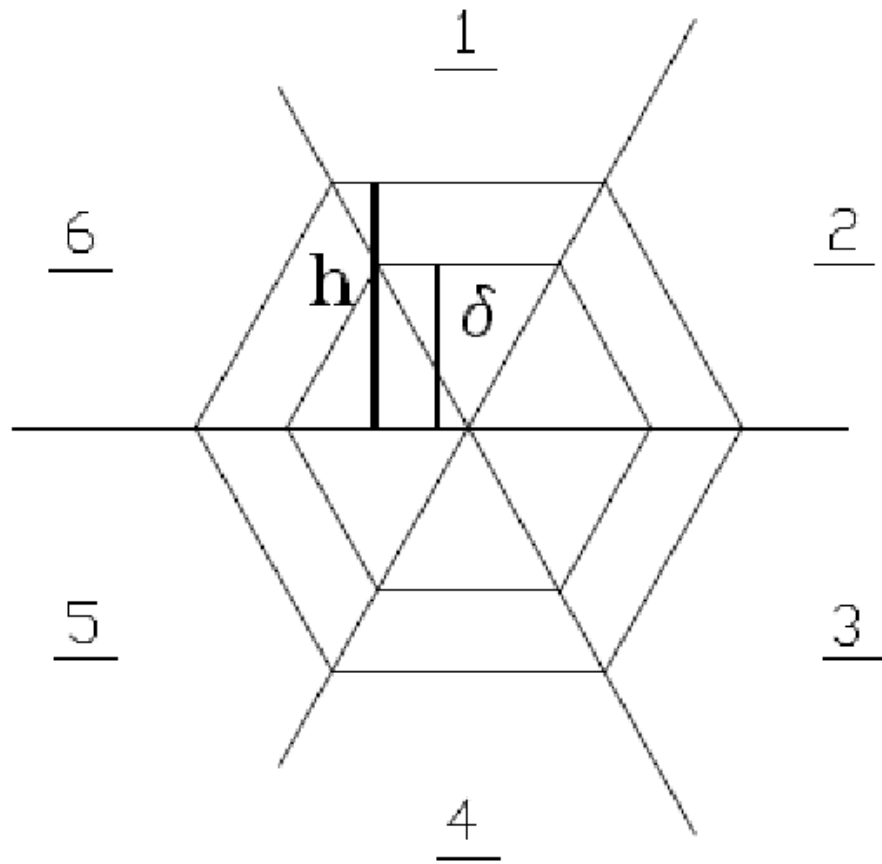


Figura C.4: Hexágono para cambiar entre dos estados

2. Si $\delta < |\Delta i| < h \Rightarrow$ Se cambia de estado de acuerdo al criterio de minimización de armónicos en las corrientes de salida.
3. Si $|\Delta i| > h \Rightarrow$ Se cambia de estado de acuerdo al criterio de respuesta rápida.

$|\Delta|$ es el módulo del vector error de corriente. Se define como módulo el valor absoluto más grande de las componentes del vector.

C.1.3. Selección del modo de conmutación para minimizar armónicos

Para minimizar los armónicos de corriente, se elige el modo de conmutación tal que permita minimizar $d\Delta i/dt$. En la figura C.3, para la posición indicada de Δi la elección correcta sería $k = 0$ o $k = 7$. El próximo estado de las llaves estará limitado a los vértices del triángulo que contiene e, como se muestra en la figura C.2. Esto se debe a que con esos estados se obtienen los tres vectores derivada de error de corriente más pequeño de los siete posibles. Entre los tres el elegido será aquel que logre la disminución del error de corriente lo más rápido posible. Con e dentro del hexágono definido por los $v(k)$ esto es siempre factible pues de los tres vectores siempre uno tiene componente en el sentido opuesto a δi . Si e queda fuera del hexágono antedicho, la derivada del error de corriente es elevada, por lo que el error de corriente detectado entre dos muestras consecutivas es grande, luego δi superará la banda exterior de error y la estrategia a seguir será la de respuesta rápida. Esto es si e está en la región [I], entonces el estado de las llaves es elegido entre $k = 0, 1, 2, 7$. se considera un sistema de ejes x, y, z desfasados 120 grados entre sí, los cuales son perpendiculares a los lados que forma la zona [1]. Este sistema de coordenadas se usará para ubicar la zona del vector δi . Se observa que para las zonas [III] y [V] el sentido de los ejes x, y, z es el mismo que en la zona [I]. Para las zonas [II], [IV] y [VI] el sentido de los ejes x, y, z será opuesto; por ejemplo, para la zona [II] los ejes quedan de la forma: Por lo tanto superponiendo los dos sistemas, se obtienen seis zonas en las que se puede encontrar Δi (figura C.8. En función de esas zonas y las zonas de e es que se determina el estado al que conmutarán las llaves del puente inversor. La figura C.9 muestra los estados a elegir cuando e está en las zonas [I], [III] o [V], para los pares 1-6, 2-3, 4-5 de zonas Δi . Si Δi está en 1 o 6, el error de corriente crece en sentido opuesto a $d\Delta i/dt|_{k=1}$, por lo tanto el modo $k=1$ debe ser elegido. Análogamente si δi cerce en la dirección opuesta $d\Delta i/dt|_{k=0,2,7}$, es decir $d\Delta i$ en 2, 3, 4, 5, entonces el modo $v(2)$ o los modos $v(0)$ o $v(7)$ deben ser adoptados respectivamente. La figura C.10 muestra los estados a elegir cuando e está en las zonas [II],[I] o [VI], para los pares 1-2, 3-6 y 5-6 de zonas Δi . Gráficamente la relación entre el sistema de referencia para el vector $\delta i(x, y, z)$ y el sistema de referencia para el vector $e(u, v, w)$ se muestra en la figura C.11. Esto representa

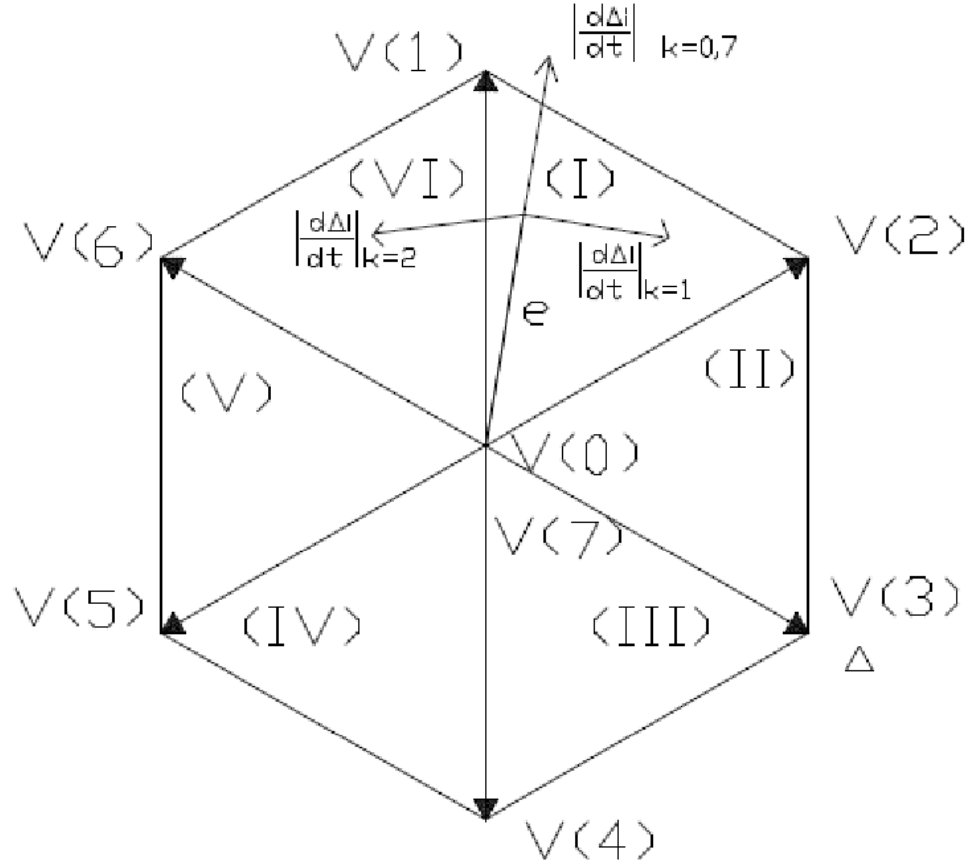


Figura C.5: Héxagono para la región de e

un giro de 30 grados horario. Algebraicamente esto es:

$$\begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} u - w \\ -u + v \\ -v + w \end{bmatrix} \quad (\text{C.6})$$

Utilizando la tabla C.1.3 se puede determinar la zona de Δ i en coordenadas x, y, z a partir de los signos de Δ i en coordenadas u, v, w.

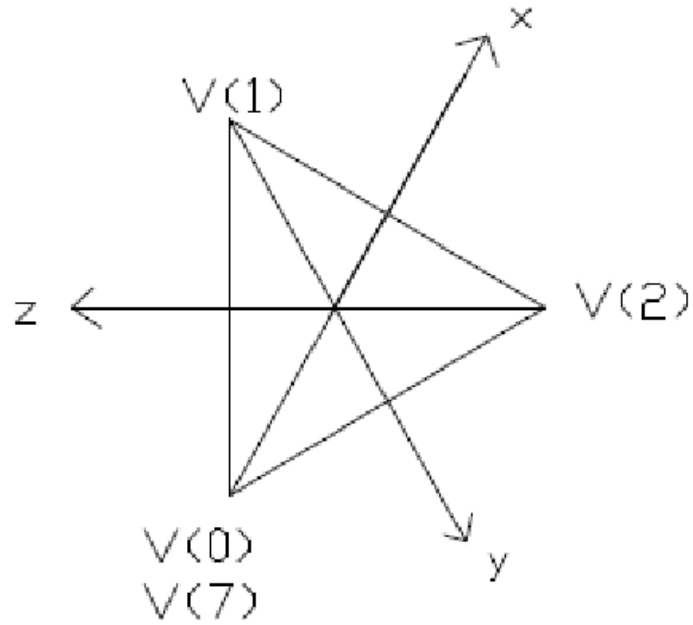


Figura C.6:

zona de Δi	signo Δi_u	signo Δi_v	signo Δi_w
1	+	-	-
2	+	+	-
3	-	+	-
4	-	+	+
5	-	-	+
6	+	-	+

Se define la zona del vector de error de corriente δi en coordenadas x, y, z a partir de los signos del mismo en coordenadas u, v, w . (Tabla 2) Se calcula la derivada $\delta i'$ en coordenadas x, y, z ($\Delta i((M+1)T) - \Delta i((M)T))/T$. Con los signos de $\Delta i_x', \Delta i_y', \Delta i_z'$ y el estado actual $v(k)$ de las llaves, se determina la región de la fem e (Tabla 3). Con las regiones de Δi y e , de la Tabla 4, se deduce el nuevo estado a enviar a las llaves.

Determinación de la región de e , 0 negativo, 1 positivo.

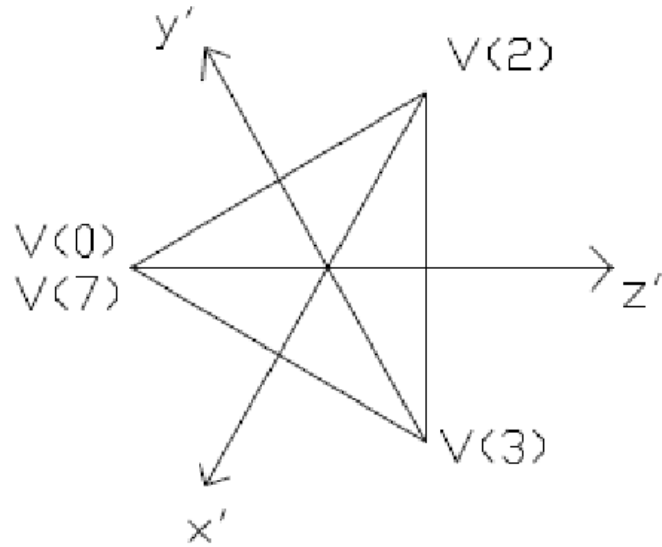


Figura C.7:

$v(k)$	$\text{signo } \Delta i x'$	$\text{signo } \Delta i y'$	$\text{signo } \Delta i z'$	e
0,7	1	0	0	[I]
	0	1	0	[III]
	1	1	1	[IV]
	0	0	1	[V]
	1	0	1	[VI]
1	-	-	1	[VI]
	-	-	0	[I]
2	-	0	-	[I]
	-	1	-	[II]
3	1	-	-	[II]
4	-	-	0	[III]
	-	-	1	[IV]
5	-	1	-	[IV]
	-	0	-	[V]
6	0	-	-	[V]
	1	-	-	[VI]

Determinación del estado a enviar a las llaves del puente.

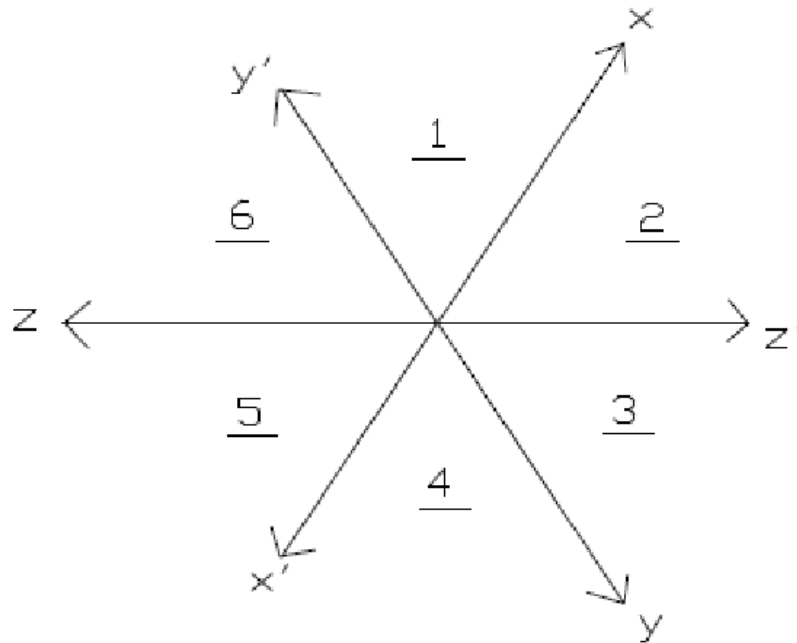
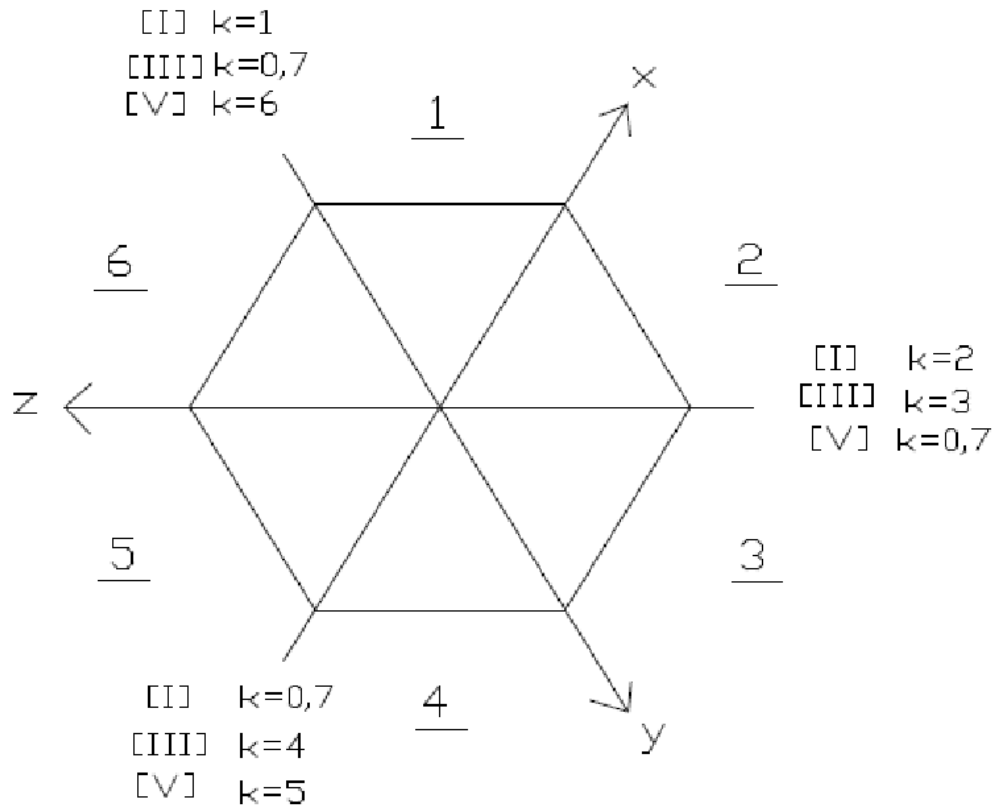


Figura C.8:

	Región de Δi					
Región de e	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
[I]	1	2	2	0,7	0,7	1
[II]	2	2	3	3	0,7	0,7
[III]	0,7	3	3	4	4	0,7
[IV]	0,7	0,7	4	4	5	5
[V]	6	0,7	0,7	5	5	6
[VI]	1	1	0,7	0,7	6	6

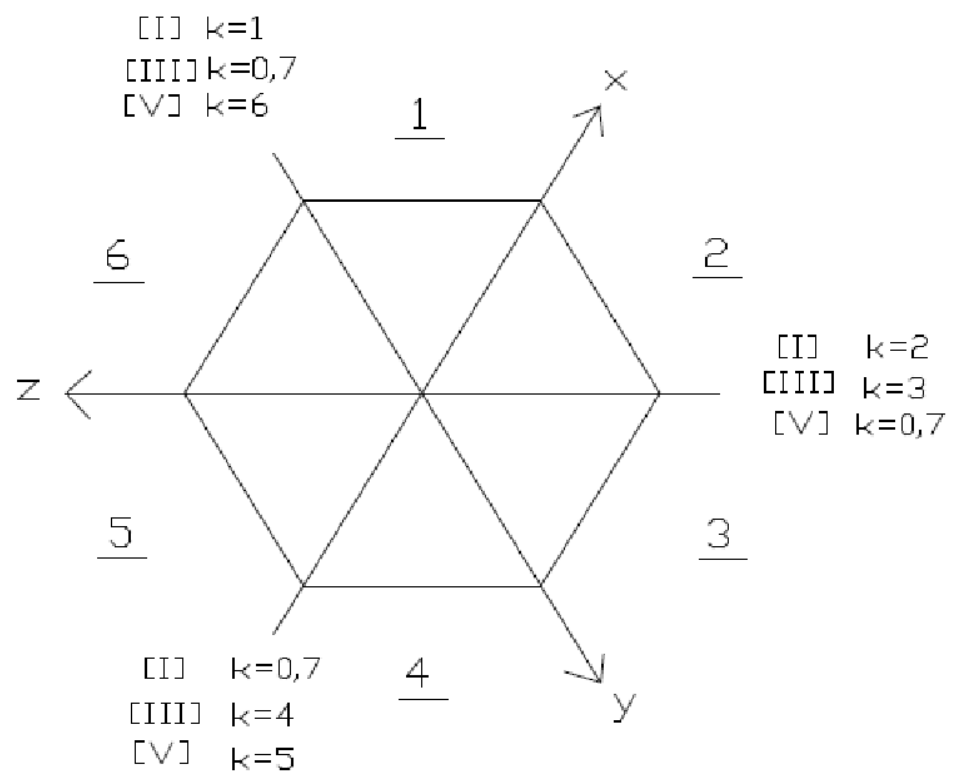
C.1.4. Selección del modo de conmutación para respuesta rápida

En el caso que el error de corriente Δi corresponda a la situación 2.3 es decir si $|\Delta i| > h$ se selecciona el próximo estado de las llaves del puente de acuerdo a la estrategia respuesta rápida. Si $|\Delta i| > h$ entre dos instantes de muestreo, se asume que se está frente a un transitorio y se seleccionara aquel estado de las llaves que disminuya lo más rápidamente posible el error de corriente. Ello se logra eligiendo como próximo estado aquel que proporcione un $d\Delta i/dt$ de componente máxima en la dirección de Δi y de sentido opuesto al mismo. Independientemente de la región de e, si Δi se encuentra en el ángulo 1 de la Figura C.8, la derivada del

Figura C.9: Héxagono para la región de Δi

error de corriente ha de buscarse en el ángulo opuesto por el vértice, es decir el ángulo 4. Obsérvese que según la ecuación (C.4) el vector derivada del error de corriente es proporcional al vector opuesto a $v(k)$. Luego, $v(k)$ ha de hallarse en el ángulo opuesto por el vértice al ángulo 4 de la Figura C.10, o sea el ángulo 1. El único $v(k)$ en estas condiciones es $v(1)$. Analogamente se razona para las restantes zonas de Δi , ello se resume en la Tabla V.

zona de Δi	$v(k)$
1	1
2	2
3	3
4	4
5	5
6	6

Figura C.10: H6xagono para la regi3n de Δi

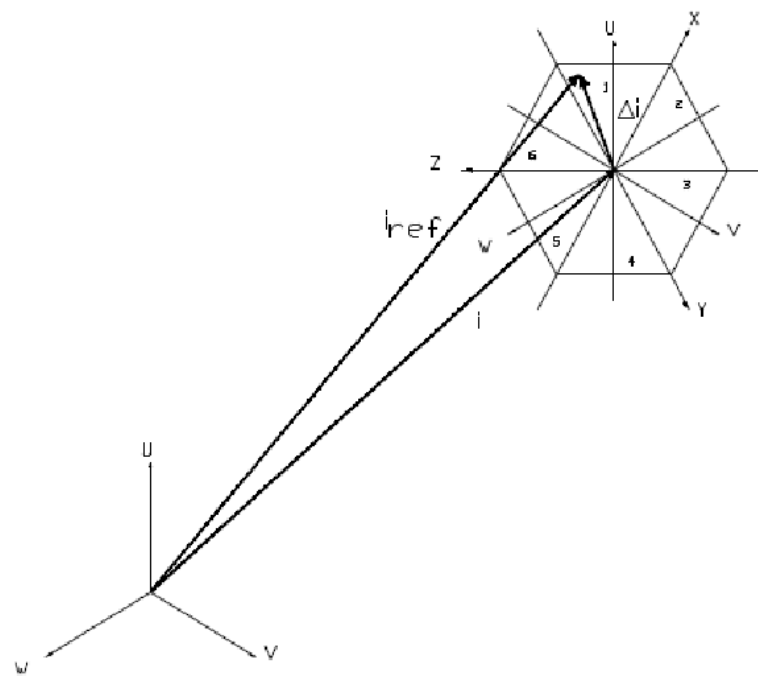


Figura C.11:

Apéndice D

Root Locus

Utilizando Simulink y Sisotool, herramientas de Matlab que permiten obtener el Root Locus y la respuesta al escalón de la planta introducida, se estudia el controlador rotórico de velocidad con y sin filtro pasabajos y del controlador de reactiva. Se efectúa un ajuste grueso de los parámetros de los controladores, buscando una respuesta estable.

D.1. Control de velocidad rotórica sin filtro

Se estudió la siguiente planta:

$$A\beta(s) = K\left(\frac{s+4}{s^2}\right)\left(\frac{s+20}{s+5,71}\right) \quad (\text{D.1})$$

Se armó un bloque en Simulink de prueba que se muestra en la figura D.1 Después se logró con el controlador seteado en 1000 una respuesta muy buena al escalón casi sin sobretiro y corto settling time. Sin embargo, la pendiente saturaba por lo que se decidió implementar un filtro pasa bajos, que se estudia a continuación.

D.2. Control de velocidad rotórica con filtro pasabajos

Se estudió la siguiente planta:

$$A\beta(s) = K\left(\frac{s+4}{s^2}\right)\left(\frac{s+20}{s-3,12}\right)\left(\frac{1}{s+38,12}\right) \quad (\text{D.2})$$

Se armó un bloque en Simulink de prueba que se muestra en la figura D.4 Se prueba el sistema con $K = 10$.

Ver Figura D.5 y Figura D.6

Concluimos que el sistema es inestable.

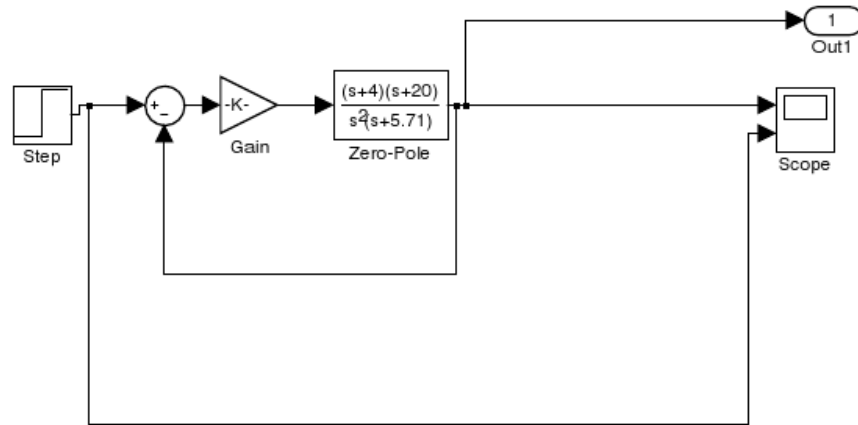


Figura D.1: Sistema sin filtro

Se prueba el sistema con $K = 1000$.

Ver figuras D.7 y Figuras D.8

Concluimos que el sistema es estable pero presenta un importante sobretiro.

Se prueba el sistema con $K = 10000$.

Ver figuras D.9 y Figuras D.10

El sistema aun presenta un importante sobretiro pero el settling time disminuyó.

Se prueba el sistema con $K = 10000000$.

Ver figuras D.11 y Figuras D.12

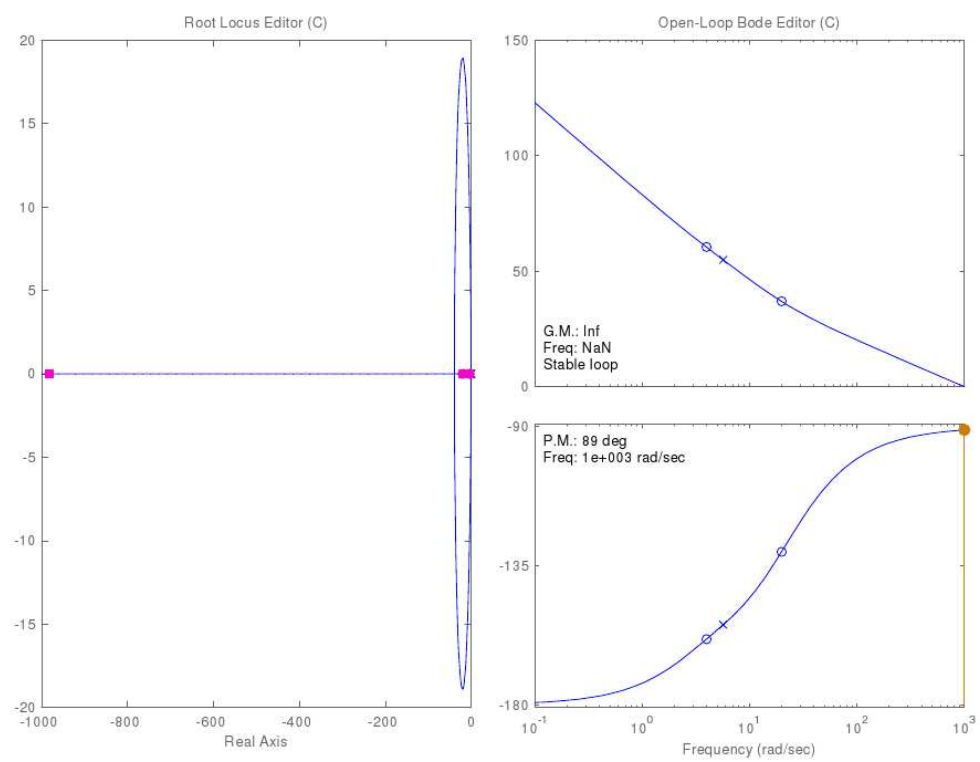
Observamos que el sistema se vuelve oscilatorio.

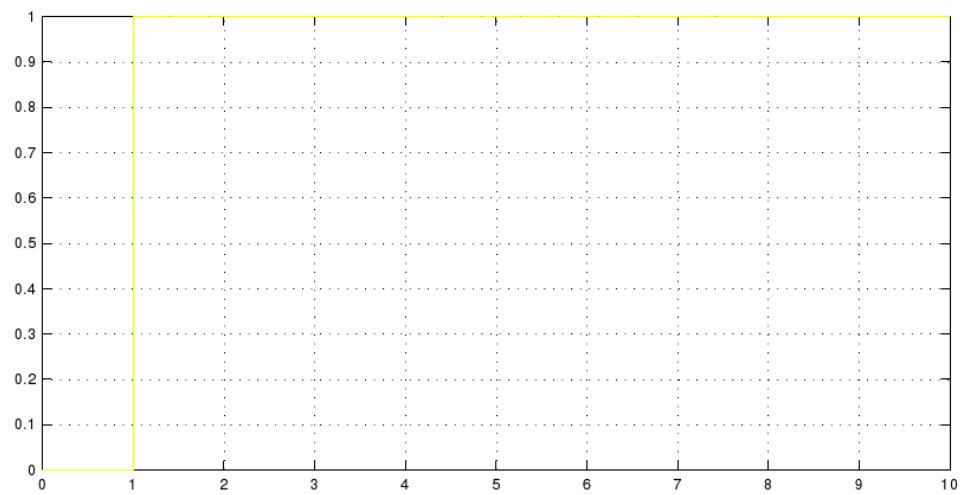
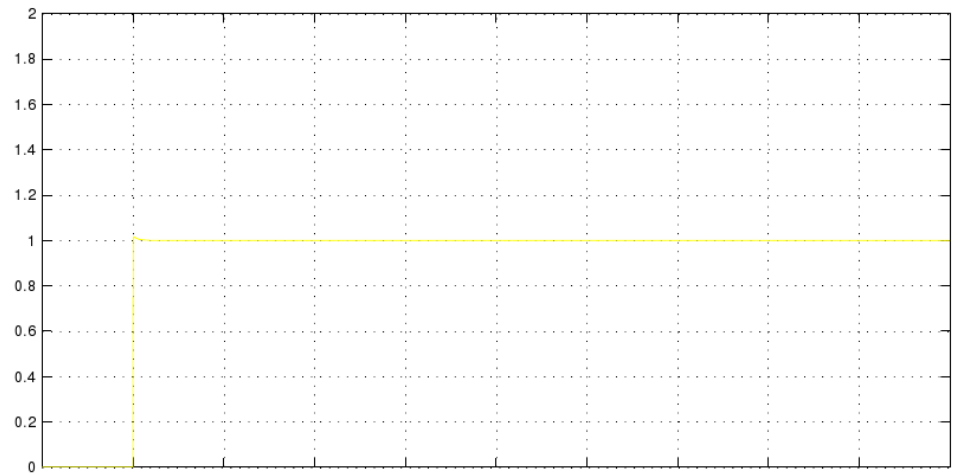
D.3. Control de potencia reactiva

Se estudió la siguiente planta:

$$A\beta(s) = 515659 \left(\frac{s + 0,01}{s} \right) \left(\frac{s + 24,99}{s + 25} \right) \quad (D.3)$$

Se puede observar el Root Locus de la misma en la Fig D.13 Se puede observar la respuesta al escalón de la misma en la Fig D.14 Se observa que el sistema tiene una respuesta estable.

Figura D.2: Root Locus $K = 1000$

Figura D.3: Respuesta al escalón $K = 1000$

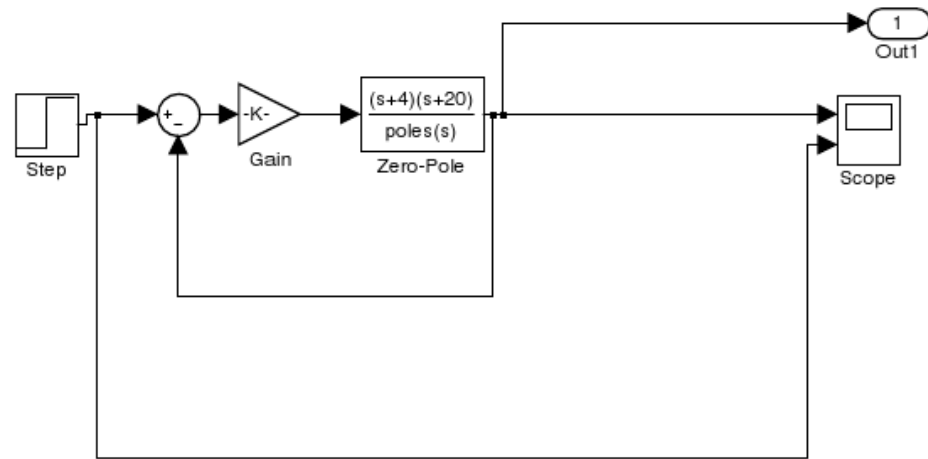
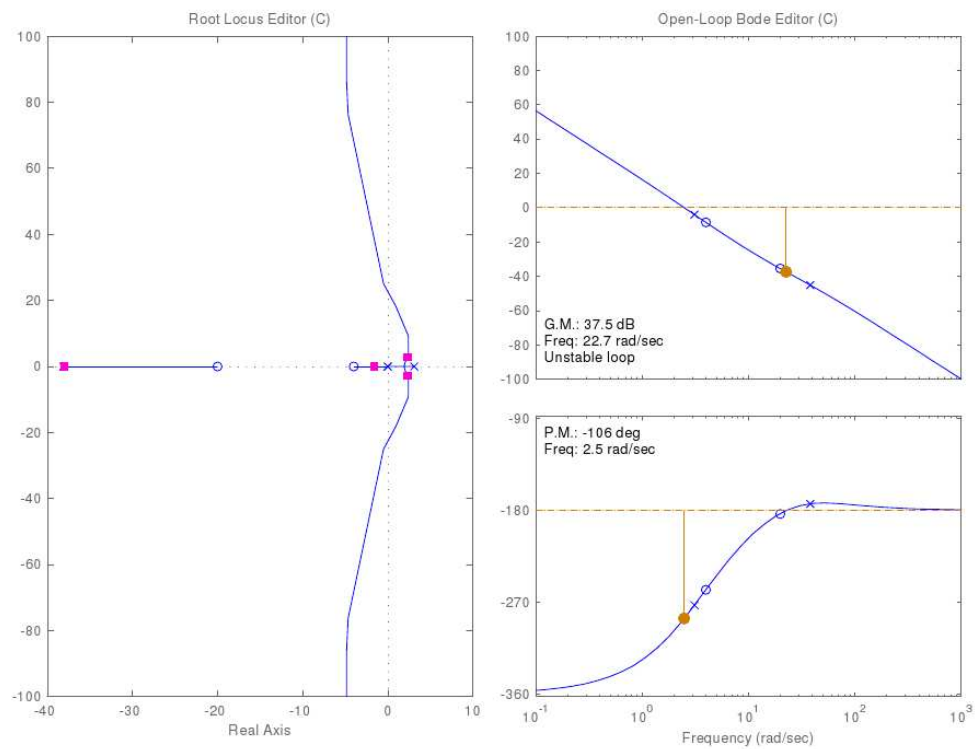
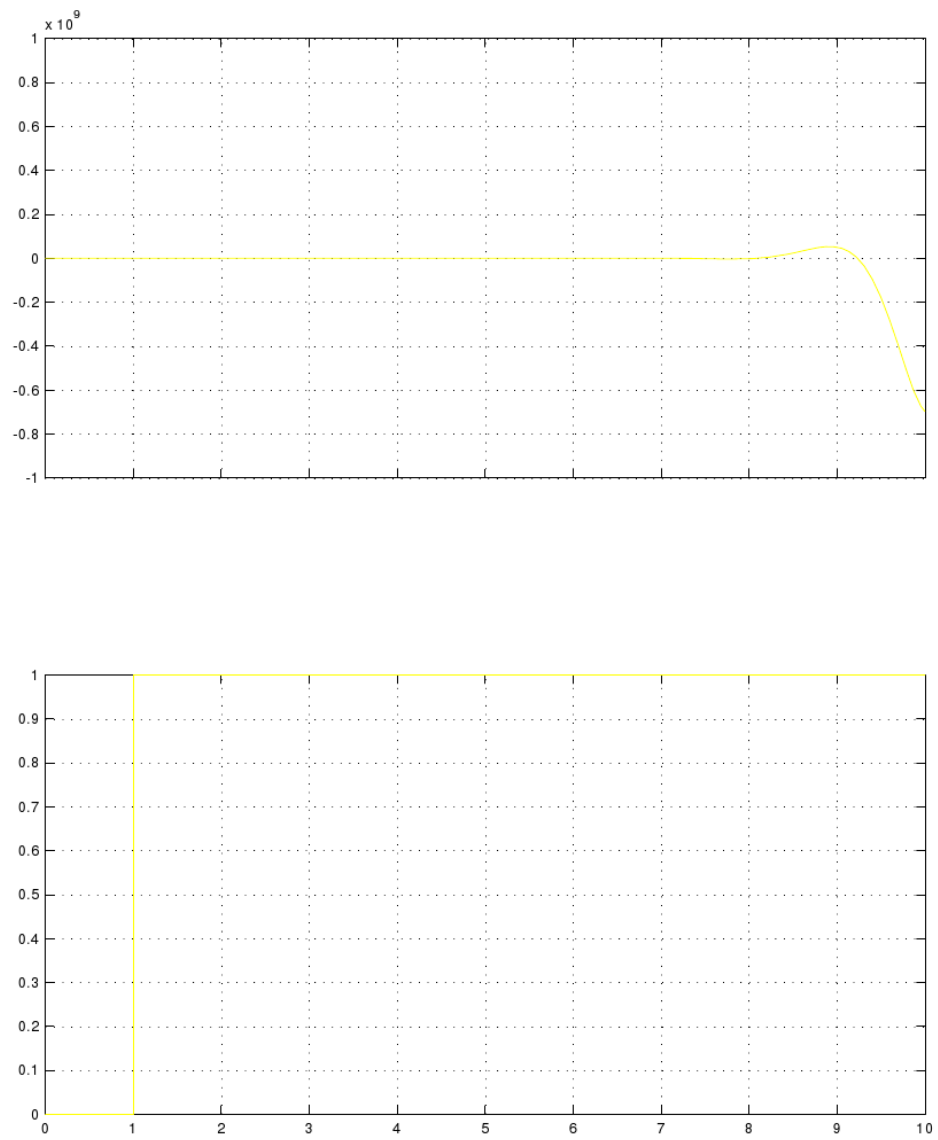
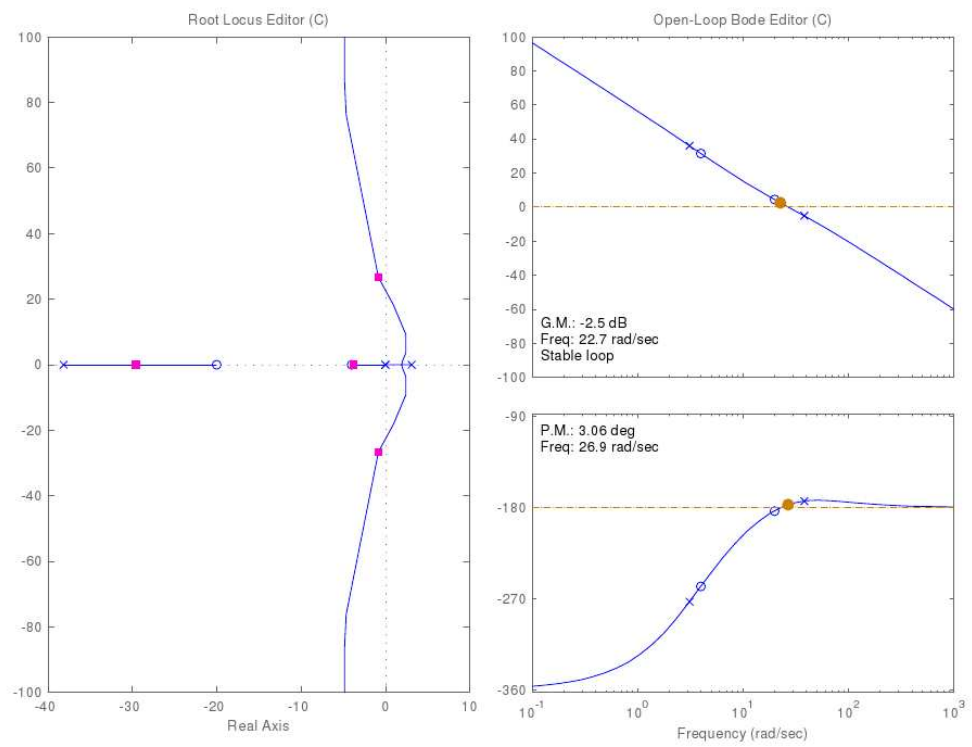
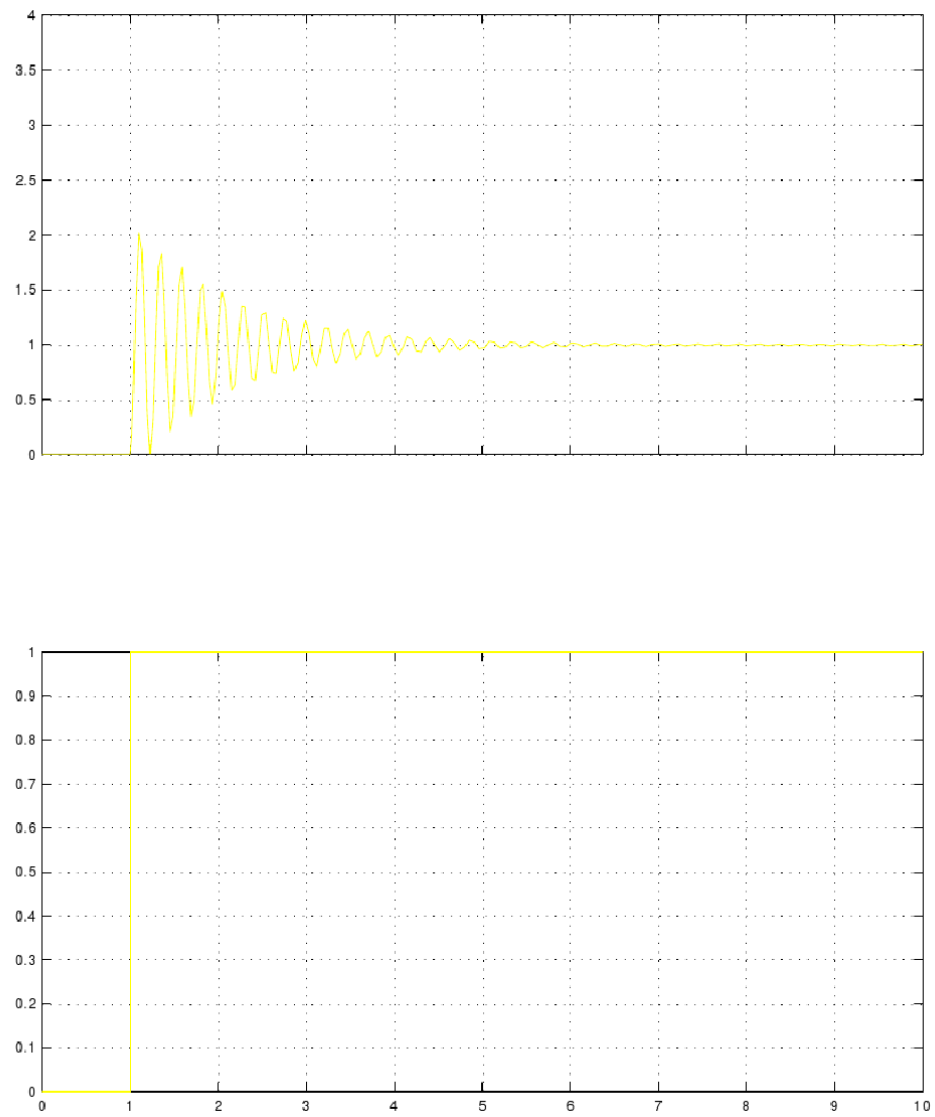


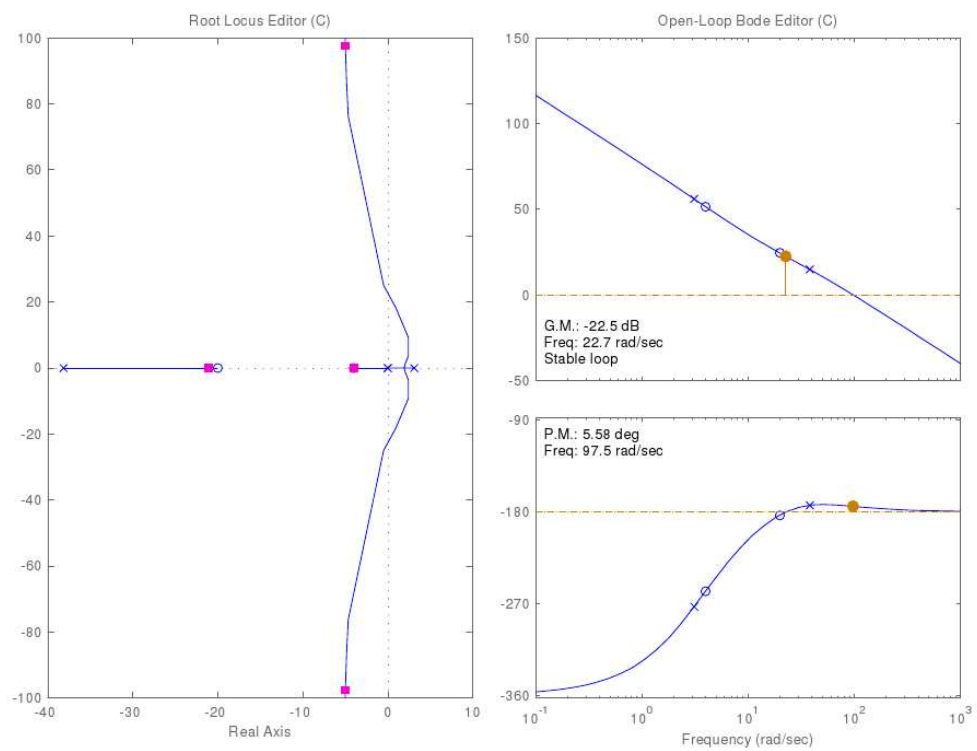
Figura D.4: Bloque de prueba del filtro pasabajos

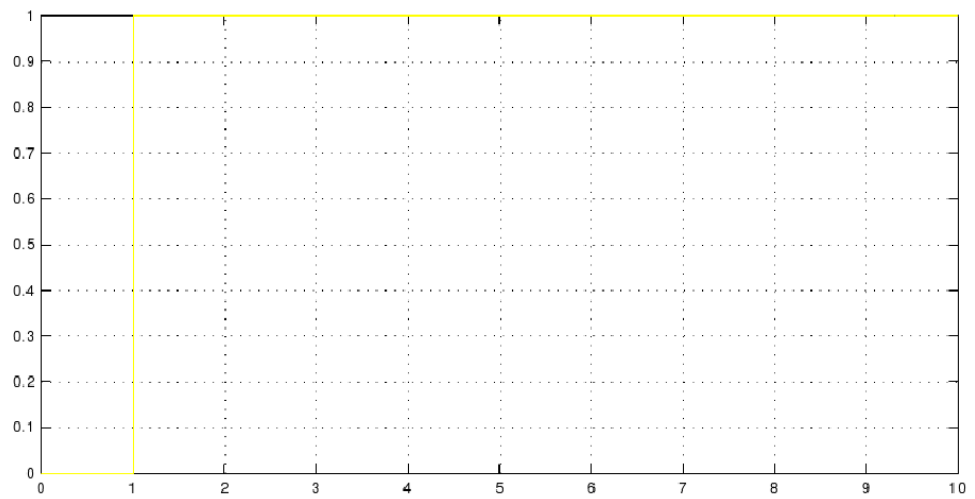
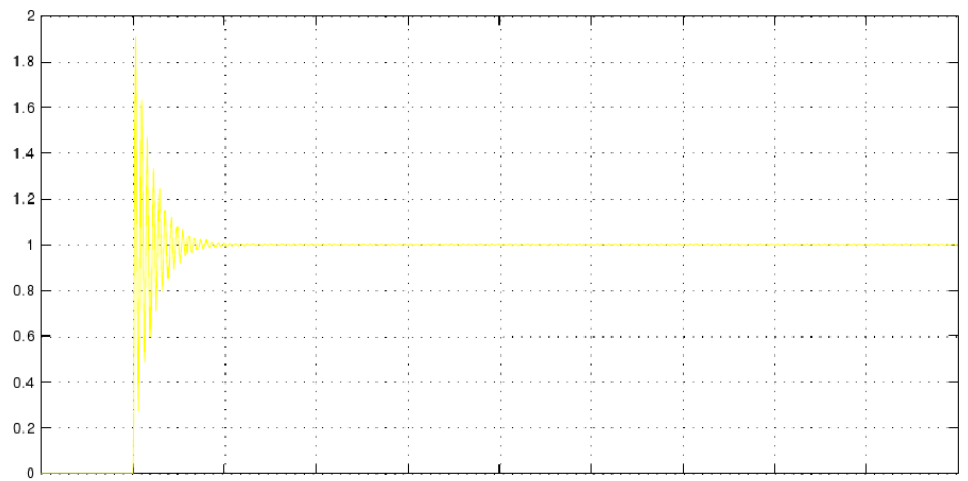
Figura D.5: Root Locus $K = 10$

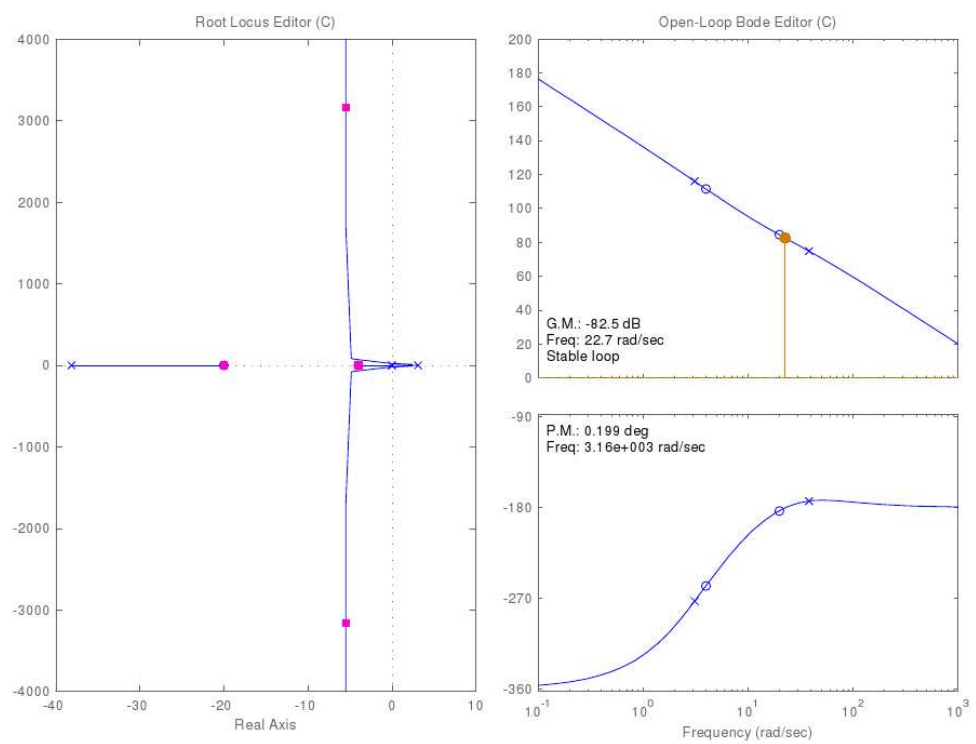
Figura D.6: Respuesta al escalón $K = 10$

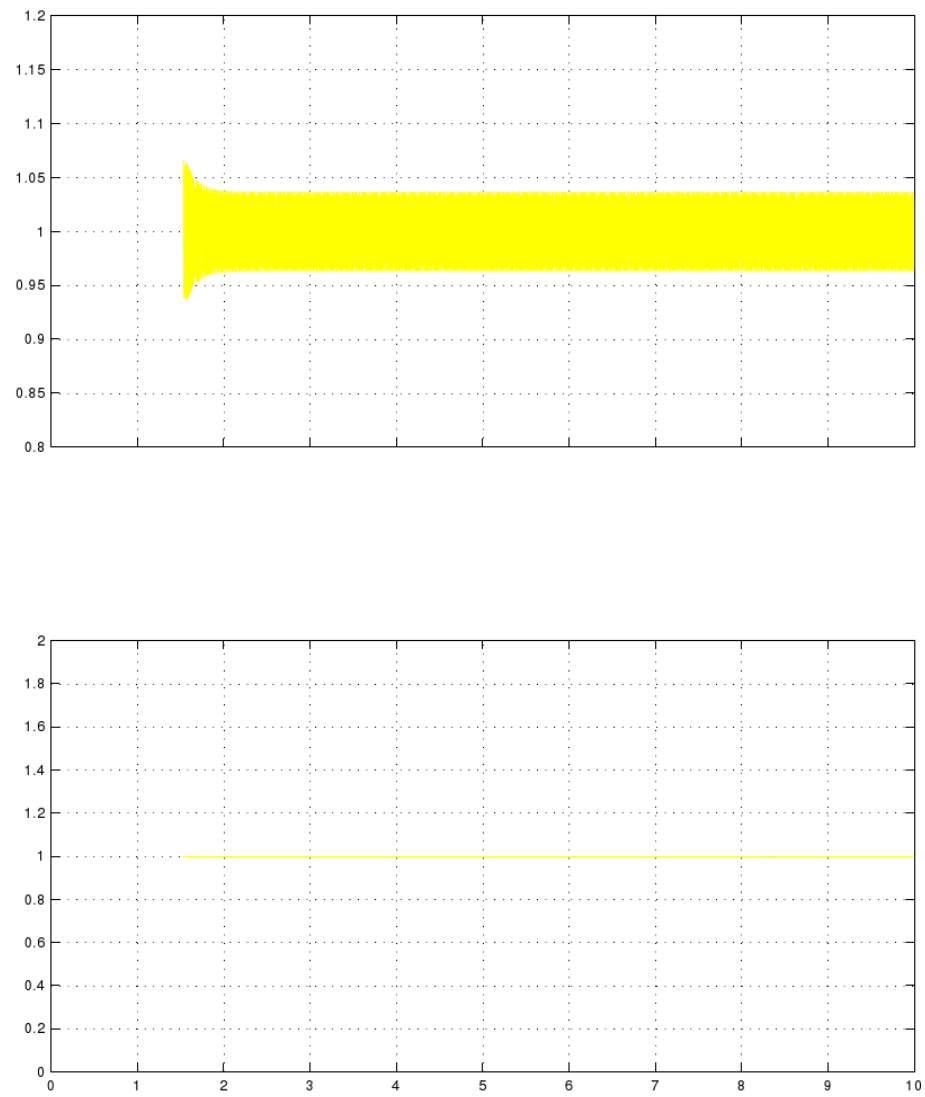
Figura D.7: Root Locus $K = 1000$

Figura D.8: Respuesta al escalón $K = 1000$

Figura D.9: Root Locus $K = 10000$

Figura D.10: Respuesta al escalón $K = 10000$

Figura D.11: Root Locus $K = 10000000$

Figura D.12: Respuesta al escalón $K = 10000000$

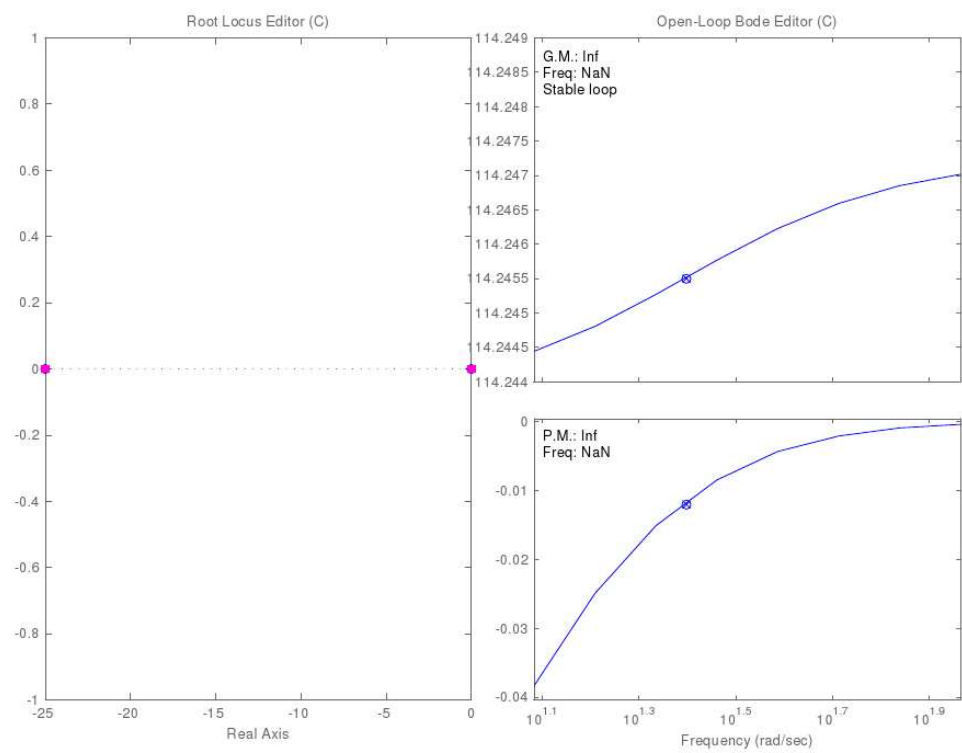


Figura D.13: Root Locus del control de reactiva

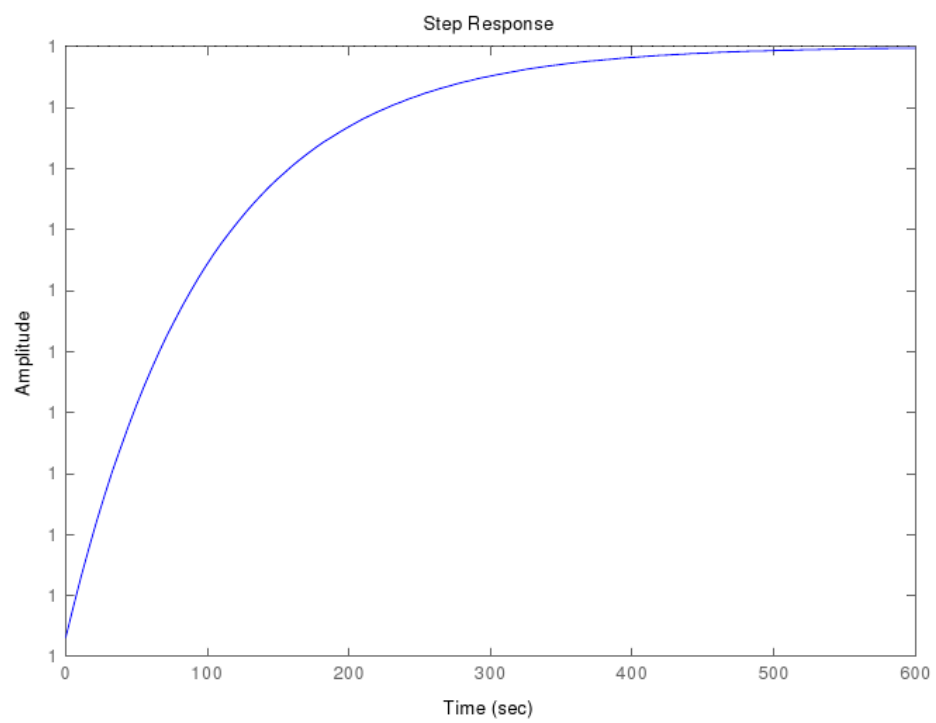


Figura D.14: Respuesta al escalón del control de reactiva

Apéndice E

Bloques implementados en Simulink

E.1. Bloque abc2dq0

Librería

TransGEo

Descripción

El bloque *abc2qd0.mdl* se muestra en la Fig E.1.

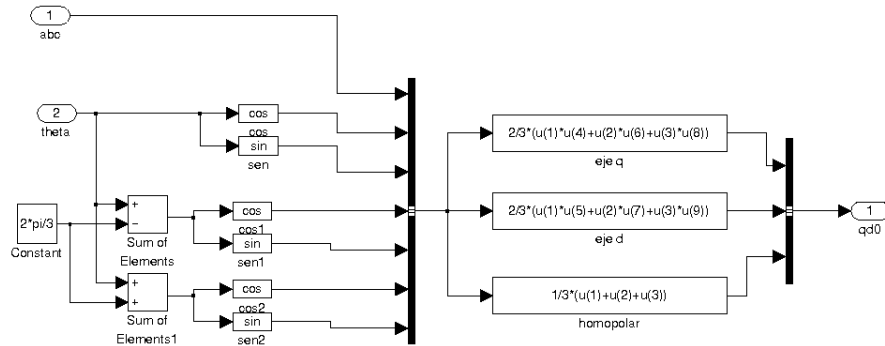


Figura E.1: Diagrama del bloque *abc2qd0.mdl*

Recibe un sistema trifásico (ya sea de voltajes o corrientes) en coordenadas de fase y las transforma a un marco de referencia arbitrario, implementando la transformada genérica que se muestra en (3.4). El ángulo θ de orientación de los ejes

del sistema de referencia es también pasado como entrada al bloque, por lo cual la transformación implementada es completamente arbitraria, y las transformaciones usuales¹ se consiguen proporcionando la referencia de fase correspondiente a cada una.

Tipo de datos

Reales.

Parámetros y cuadro de diálogo

No tiene.

Entradas

abc: coordenadas de fase del sistema a transformar

theta: ángulo θ de fase del marco de transformación.

Salidas

qd0: valores transformados al marco arbitrario

E.2. Bloque qd02abc**Librería**

TransGEO

Descripción

Implementa la antitransformada arbitraria presentada en (3.6). Transforma los Este bloque es mostrado en la Fig E.2

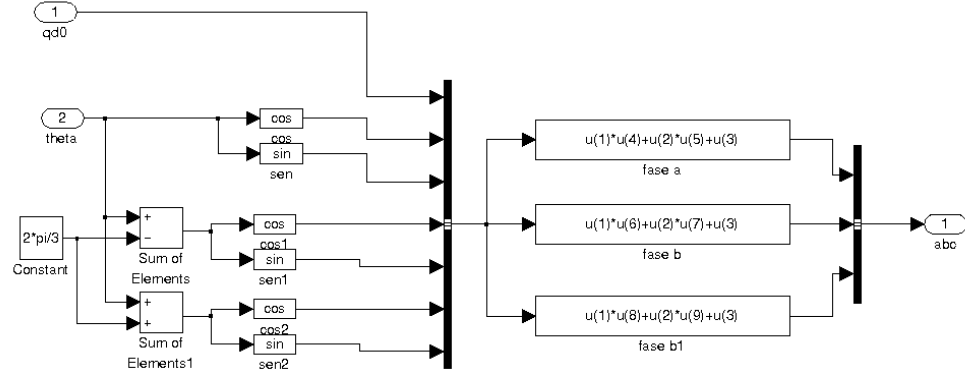
Tipo de datos

Reales.

Parámetros y cuadro de diálogo

No tiene.

¹Tales como Park, Clarke, Ku, etc

Figura E.2: Diagrama del bloque *qd02abc.mdl***Entradas**

qd0: valores en el marco arbitrario

theta: ángulo θ de fase del marco de transformación.

Salidas

abc: coordenadas de fase del sistema antitransformado

E.3. Bloque xKy**Librería**

TransGEo

Descripción

El bloque *xKy.mdl* completa la colección de transformaciones a marcos de referencia, implementando el cambio de coordenadas de un marco de referencia arbitrario 'x' a otro 'y'. El diagrama del bloque se muestra en la Fig E.3. Implementa la transformación del cambio de coordenadas expresada en el capítulo 2 de [1]:

$$\begin{bmatrix} f_q^y \\ f_d^y \\ f_0^y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_y - \theta_x) & -\text{sen}(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ \text{sen}(\theta_y - \theta_x) & \cos(\theta_y - \theta_x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q^x \\ f_d^x \\ f_0^x \end{bmatrix} \quad (\text{E.1})$$

Tipo de datos

reales.

Parámetros y cuadro de diálogo

No tiene.

Entradas

qd0x: coordenadas en el marco de referencia de origen (x)

thetay: ángulo de fase del marco de referencia de salida (y)

thetax: ángulo de fase del marco de referencia de entrada (x)

Salidas

qd0y: coordenadas en el marco de referencia destino (y)

E.4. Bloque TGEPLL**Librería**

TransGEo.

Descripción

En la Fig E.4 se muestra el diagrama del bloque *TGEPLL.mdl*.

Implementa un lazo de control que da el ángulo de fase del marco arbitrario sincrónico. Permite fijar el valor de voltaje en cuadratura obtenido de la sincronización, que es la referencia inyectada en el lazo. Utiliza un bloque *abc2qd0* para transformar las coordenadas de fase de voltaje recibidas. Compara el valor de voltaje en cuadratura obtenido con la referencia seteada como parámetro. El error ingresa en un controlador PI y da un error de velocidad angular respecto al valor nominal previamente seteado. La velocidad angular es integrada para obtener el ángulo de fase de salida, que realimenta la transformación de monitoreo. El integrador tiene un *loop* de reset tal que su salida es un diente de sierra.

Tipo de datos

Reales.

Parámetros y cuadro de diálogo

El cuadro de diálogo del bloque se muestra en la Fig E.5

Pulsación nominal de red (ω) en rad/s.

Consigna de voltaje en cuadratura: v_q objetivo en volts.

Fase Inicial: condición inicial de ángulo en rad.

Entradas

abc: voltaje de red en coordenadas de fase.

Salidas

theta: ángulo θ del marco sincrónico

w: pulsación de la tensión de red

E.5. Bloque ControlCorriente**Librería**

TransGEO

Descripción

El bloque *ControlCorriente.mdl*, cuyo diagrama se muestra en la Fig ??, implementa el control vectorial de corriente de los convertidores de electrónica de potencia, basado en la estrategia descrita en [9], cuyo informe se adjunta en el Apéndice C.

El sistema de control identifica en primera instancia en qué banda se encuentra la corriente cuantizando el error ΔI , y a partir de ahí selecciona la estrategia para dar el nuevo estado a las llaves. El bloque Estrategia implementa la siguiente lógica:

$$\text{estrategia} = \begin{cases} 2 : & \text{si } |\Delta I| < \text{bandaInt} \cdot I_{nom} \\ 1 : & \text{si } \text{bandaInt} \cdot I_{nom} \leq |\Delta I| < \text{bandaExt} \cdot I_{nom} \\ 0 : & \text{si } |\Delta I| \geq \text{bandaExt} \cdot I_{nom} \end{cases}$$

la señal *estrategia* se usa luego para comandar el *switch* que pasa a la salida el estado de las llaves computado por cada estrategia. Cabe mencionar que ΔI se toma como el máximo error en las 3 fases, por lo cual la estrategia seleccionada será teniendo en cuenta el peor caso. El cómputo de estados de la respuesta rápida se hace determinando la zona del espacio vectorial en donde se encuentra

ΔI . Para la respuesta que minimiza armónicos se utiliza la zona de ΔI y la zona de 'e', que a su vez se computa a partir de la zona de la derivada de ΔI y el estado de las llaves en el paso anterior de control. El estado seleccionado por el *switch* según la estrategia es finalmente traducido a los comandos binarios de cada llave, que se dan a la salida en forma de vector. Las tablas de cómputo de estados, así como un detalle del significado de cada valor se encuentran en el apéndice C[9].

Tipo de datos

Entradas reales y salidas binarias.

Parámetros y cuadro de diálogo

El cuadro de diálogo del bloque se muestra en la Fig E.7

Corriente nominal: valor de referencia en A.

Banda de control suave: tolerancia de la banda interior expresada como porcentaje de la corriente nominal.

Banda de control rápido: tolerancia de la banda exterior expresada como porcentaje de la corriente nominal.

Entradas

DeltaI: error de corriente en coordenadas de fase.

Enable: habilitada (1) da los comandos correspondientes al control de corriente.
Inhabilitada (0) da comando de apertura a todos los switches.

Salidas

Comando Switches: Señales de comando para los switches del convertidor

est: estrategia de control aplicada en cada paso de control.

E.6. Bloque Pi AWU

Librería

TransGEO

Descripción

Implementa un controlador proporcional integral con lazo de *Anti Wind-Up* de ganancia regulable. Debe setearse la condición inicial del integrador. En la Fig E.8.

Tipo de datos

Reales.

Parámetros y cuadro de diálogo

El cuadro de diálogo se muestra en la Fig E.9.

- Ganancia proporcional.
- Ganancia integral.
- Ganancia del anti wind up.
- Condición inicial del integrador.

E.7. Bloque Turbina Bajas**Librería**

TransGEo

Tipo de datos

Reales.

Descripción

Implementa un modelo simplificado de una turbina eólica, válido para la zona de velocidades bajas del viento. Recibe como entradas la velocidad del viento y el par electromotriz de la máquina en convención generador. Devuelve una referencia de velocidad rotórica del lado de la turbina e implementa la caja de engranajes con par fijo de la turbina. Este par es calculado como la razón entre la potencia de referencia y la velocidad de referencia, o sea que se asume que la velocidad no varía mucho de la referencia para el cálculo del par. Se implementa el modelo de dos masas sin viscosidad ni torsión para el sistema mecánico. Se muestra un diagrama de bloques en la Fig E.10.

A partir de la velocidad del viento η dada en la entrada se utiliza la ec 4.9, despejando la velocidad de la turbina que obtiene el λ óptimo para maximizar el C_p , como se muestra en la Fig 4.2. De esta manera se calcula la referencia de velocidad angular de la turbina, según:

$$\Omega_{ref} = \frac{\lambda_{opt}\eta}{R} \quad (E.2)$$

El par de la turbina se calcula utilizando la ec 4.8, utilizando la referencia de velocidad angular como ya se mencionara. Finalmente, la velocidad angular de la turbina se calcula integrando la ec 4.4.

Parámetros y cuadro de diálogo

El cuadro de diálogo se muestra en la Fig E.11

Velocidad rotórica inicial en rad/s.

Entradas

vel_ v: velocidad del viento en m/s.

m_ g: par de la máquina en N*m (convención generador).

Salidas

ω_{ref} : velocidad angular de referencia según *MPT*.

ω : velocidad angular del eje (lado del generador).

m_ t: Par de la turbina (lado del molino).

E.8. Bloque Control de faltas

Librería

TransGEO

Descripción

El diagrama de bloques se muestra en la Fig E.12.

El bloque control de faltas detecta un hueco de tensión en la red e implementa alguna de tres estrategias de protección:

- Abre el rotor, y después de un retardo seteable abre el interruptor general.
- Abre el rotor, cortocircuita con un crow-bar y después de un retardo seteable abre el interruptor general.
- Abre el rotor y cortocircuita con el crow-bar dejando la máquina conectada a la red durante el hueco (LVRT).

Recibe el voltaje de red en la señal V_{abc} . La señal se pasa por un bloque que devuelve la componente directa, inversa y homopolar en módulo y fase y se compara el módulo de la componente directa con el 75 % de la tensión nominal

Para una red de 690V se cumple:

$$V_{ref} = 0,75 * U_{nom} * \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 0,75 * 690 * \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 573V \quad (E.3)$$

La salida del bloque genera la señal *hh* (hay hueco), activa por nivel alto que se conecta negada al enable del bloque de control de corriente para evitar que conmuten las llaves. También se genera la señal *intRotor*, activa por nivel bajo, de apertura del rotor. La tercer salida (señal *a*) se pasa por un AND con la señal *Abrir Interruptor principal* y se genera la señal *intPrin* activa por nivel bajo que tiene un retardo seteable por el usuario implementado por el bloque Transport Delay de Simulink y abre el interruptor principal. La señal *a* se pasa por otro AND con la señal Conectar Crow-bar y se genera la señal *intCB*, activa por nivel alto que cortocircuita el rotor con el crowbar. Esto permite implementar los tres modos de funcionamiento arriba mencionados.

A continuación se muestra un cuadro resumiendo el estado de las señales en cada estrategia:

Estrategia	hh	intRotor	intPrin	intCB
Sacar de servicio (rotor abierto)	1	0	0	0
Sacar de servicio (crow-bar)	1	0	0	1
Mantener en servicio (LVRT)	1	0	1	1

Parámetros y cuadro de diálogo

El cuadro de diálogo se muestra en la Fig E.13.

Datos de línea: Tensión entre fases en volts y frecuencia nominal de red en Hertz.

Estrategia de control: lista de las estrategias disponibles:

- Sacar de servicio (rotor abierto).
- Sacar de servicio (crow-bar)
- Mantener en servicio (LVRT)

Delay del interruptor principal en seg. En el caso de seleccionar LVRT no tiene efecto alguno.

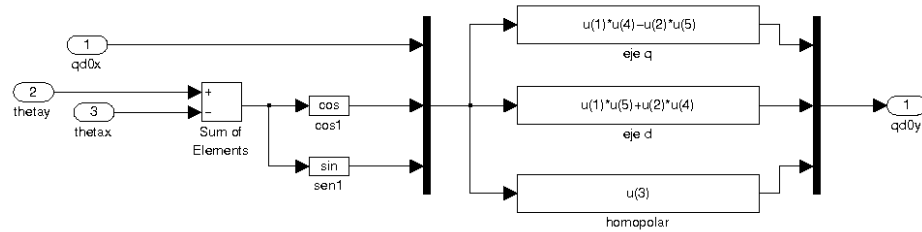


Figura E.3: Bloque de cambio de coordenadas entre sistemas de referencia arbitrarios

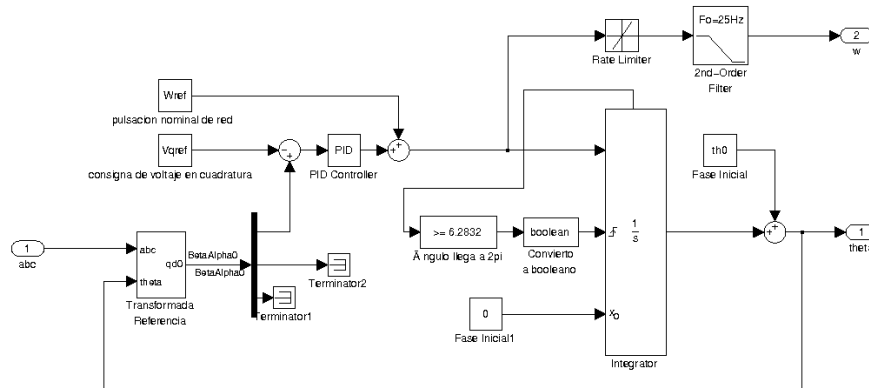
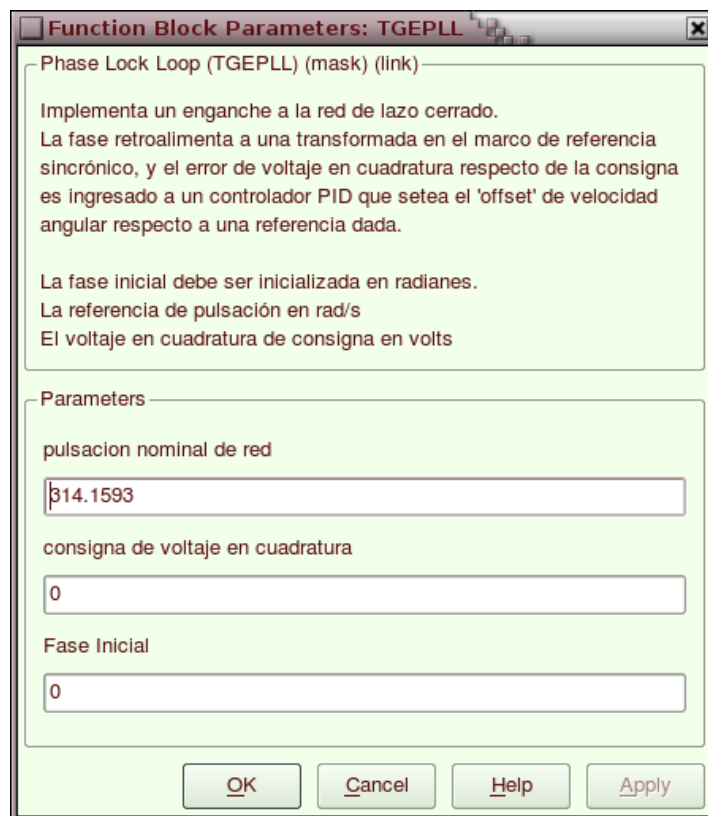


Figura E.4: Diagrama del bloque *TGEPLL.mdl*



Function Block Parameters: TGEPLL

Phase Lock Loop (TGEPLL) (mask) (link)

Implementa un enganche a la red de lazo cerrado.
La fase retroalimenta a una transformada en el marco de referencia sincrónico, y el error de voltaje en cuadratura respecto de la consigna es ingresado a un controlador PID que setea el 'offset' de velocidad angular respecto a una referencia dada.

La fase inicial debe ser inicializada en radianes.
La referencia de pulsación en rad/s
El voltaje en cuadratura de consigna en volts

Parameters

pulsacion nominal de red

consigna de voltaje en cuadratura

Fase Inicial

Figura E.5: Cuadro de diálogo del bloque *TGEPLL.mdl*

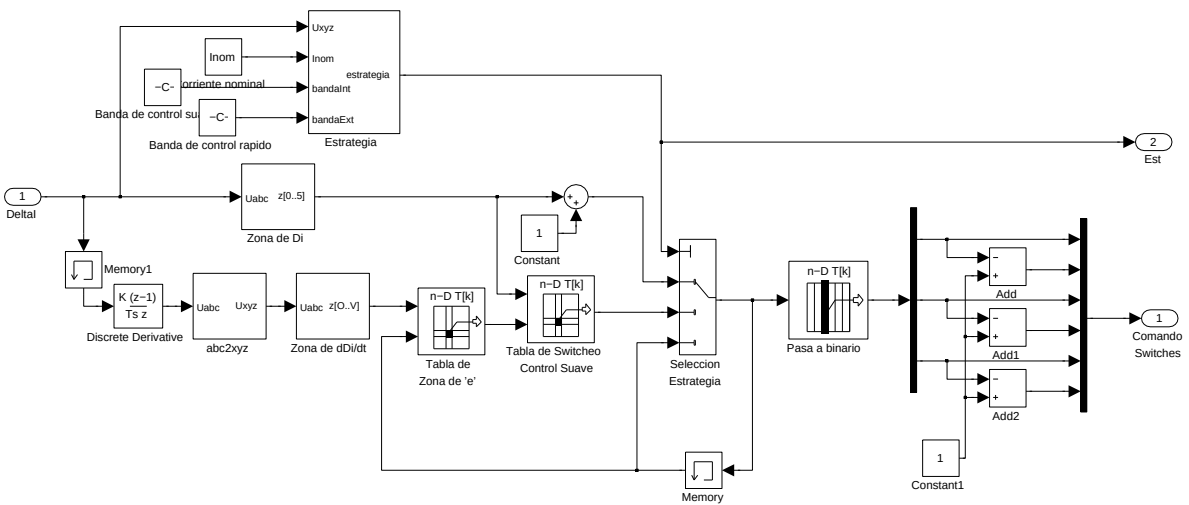


Figura E.6: Diagrama de bloques - Control vectorial de corriente

Function Block Parameters: ControlCorriente

Control Vectorial de corriente (mask) (link)

Implementa un control vectorial de corriente trifásica para un inversor de tipo VSI.

Recibe la medida del error de corriente (DeltaI) por fase y devuelve los comandos para los switches del inversor para corregir la corriente llevando el error a 0.

Los parámetros definen las tolerancias de error para control con minimización de armónicos (Banda de control suave), y de control de acción rápida (Banda de control rápido).

Las tolerancias de error deben ser ingresadas como fracción de la corriente nominal.

La salida auxiliar (est) indica la estrategia de control adoptada en cada paso:

est=2: $\Delta I < (\text{banda Interna}) \cdot I_{nom}$ -
No se modifican los switches

est=1: $(\text{banda Interna}) \cdot I_{nom} < \Delta I < (\text{banda Externa}) \cdot I_{nom}$ -
Se corrige buscando la reducción de armónicos (control suave)

est=0: $(\text{banda Externa}) \cdot I_{nom} < \Delta I$ -
Se corrige con la máxima pendiente, para lograr una respuesta rápida

Parameters

Corriente nominal

1000

Banda de control suave

0.01

Banda de control rapido

0.03

OK Cancel Help Apply

Figura E.7: Cuadro de diálogo del control de corriente

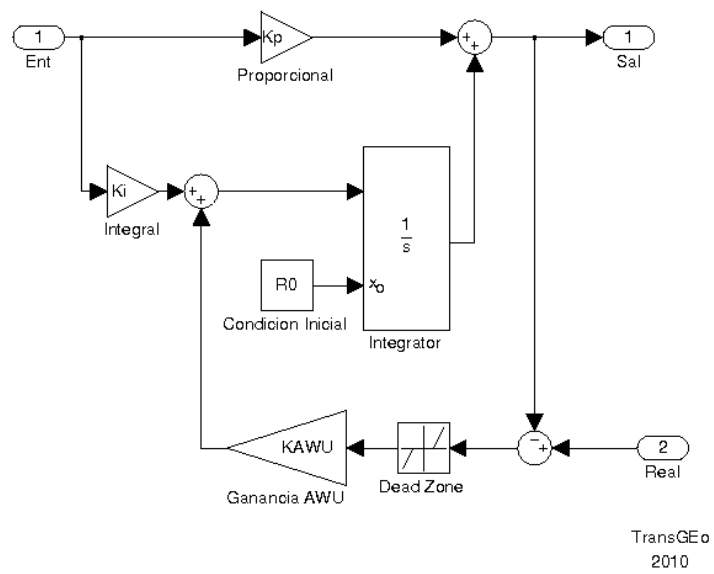
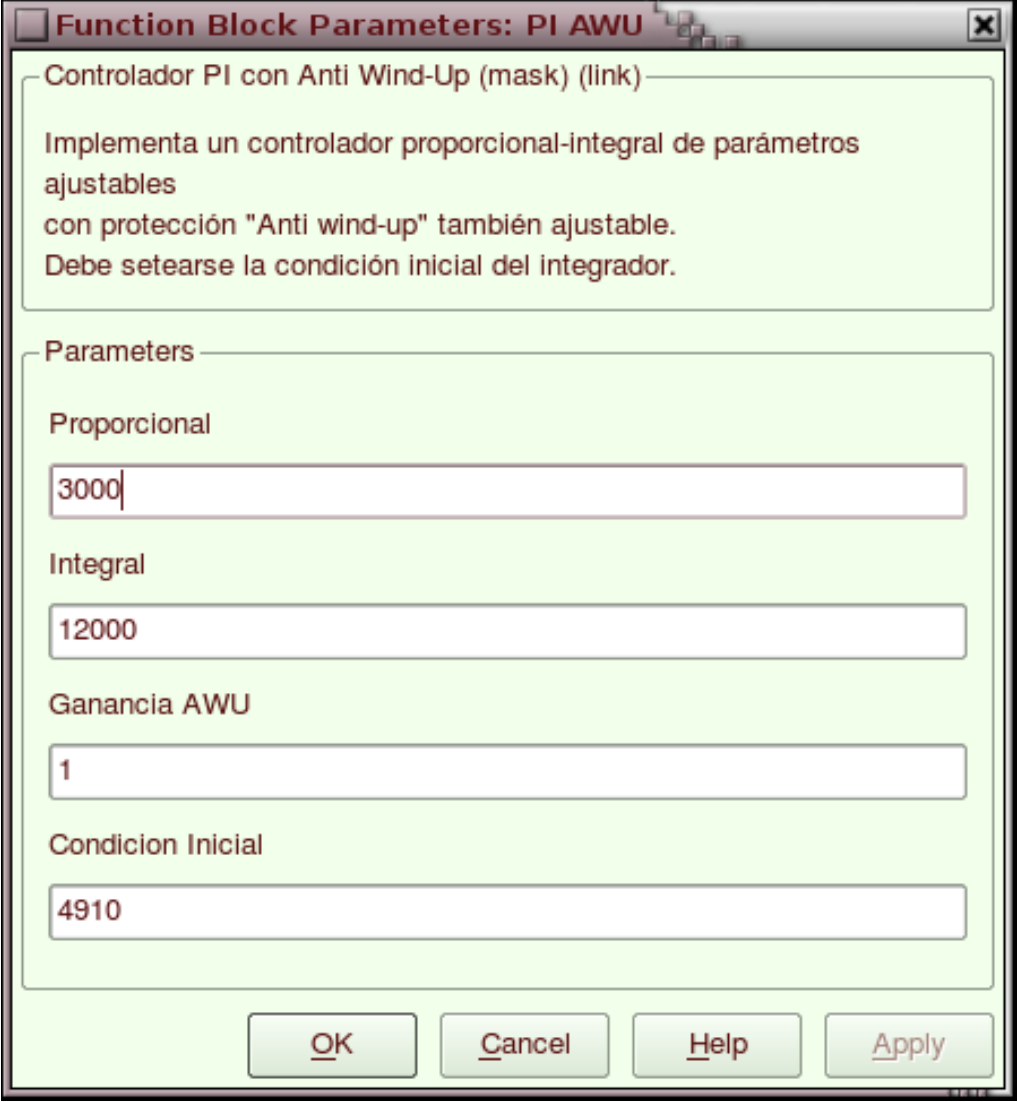


Figura E.8: Diagrama de bloques del controlador PI anti wind up.



Function Block Parameters: PI AWU

Controlador PI con Anti Wind-Up (mask) (link)

Implementa un controlador proporcional-integral de parámetros ajustables con protección "Anti wind-up" también ajustable. Debe setearse la condición inicial del integrador.

Parameters

Proporcional
3000

Integral
12000

Ganancia AWU
1

Condicion Inicial
4910

OK Cancel Help Apply

Figura E.9: Cuadro de diálogo del controlador PI anti wind up.

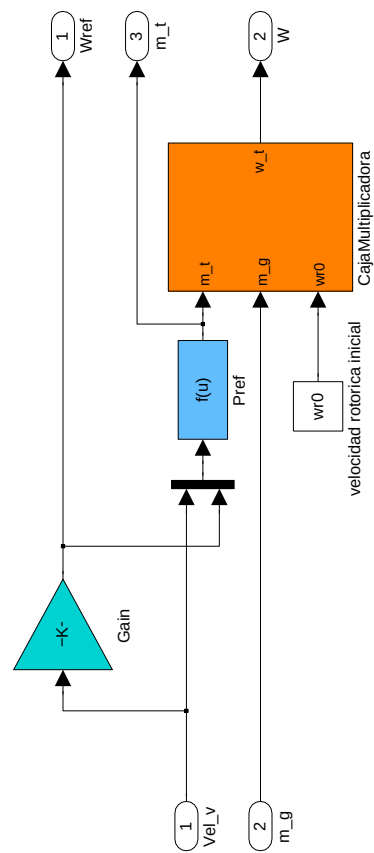


Figura E.10: Turbina a bajas velocidades - Diagrama de bloques

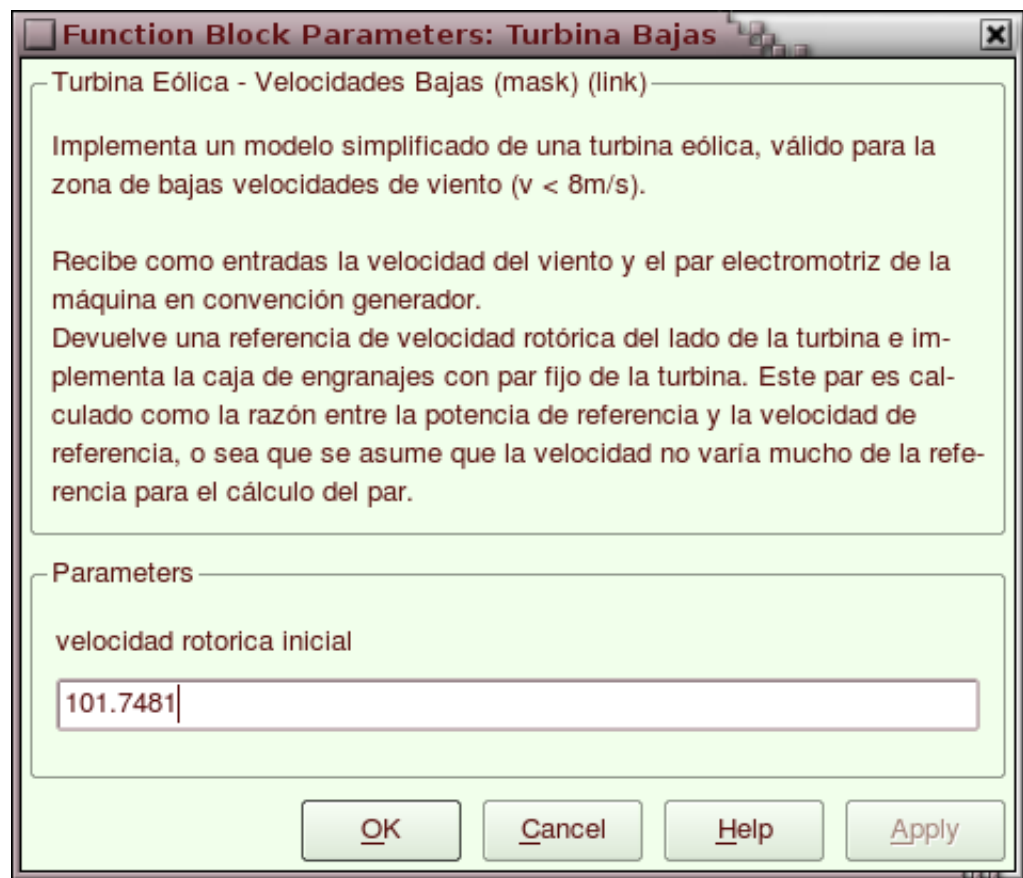


Figura E.11: Cuadro de diálogo de la turbina a bajas velocidades.



Figura E.12: Bloque control de faltas.

Function Block Parameters: Control de Faltas

Sistema de Detección de faltas y contingencia (mask)

Detecta un hueco de tensión a partir de las tensiones de fase de red en la entrada, comparando la magnitud de la componente de secuencia directa con la correspondiente a la tensión de red seteada.

Devuelve una señal binaria (hh) que vale 1 si hay un hueco de tensión en la red, 0 en caso contrario, y los comandos para los interruptores del rotor, crow-bar y principal, según la estrategia seleccionada.

La tensión de red debe ser ingresada en Vrms (fase-fase)
La frecuencia de red debe ser ingresada en Hz
Debe ingresarse en seg. el tiempo de retardo para abrir el interruptor principal (en caso de seleccionar LVRT esto no tiene efecto)

Parameters

Datos de linea [Urms Frec]

[690 50]

Estrategia de control

Sacar de servicio (rotor abierto)

Sacar de servicio (rotor abierto)

Sacar de servicio (Crow-bar)

Mantener en servicio (LVRT)

Delay Interruptor principal

5e-3

OK Cancel Help Apply

Figura E.13: Cuadro de diálogo del control de faltas.

Programas de MatLab utilizados para el proceso de datos de simulaciones

F.0.1. Script cargar

[illegible]


```

Ias = elec(8,:);
Ibs = elec(9,:);
Ics = elec(10,:);

Iar = elec(11,:);
Ibr = elec(12,:);
Icr = elec(13,:);

Uabr = elec(16,:);
Ubc = elec(17,:);
Ucar = elec(18,:);

% Angulos de fase estatrico y rotrico
thetas = elec(14,:);
thetar = elec(15,:);

% Tensin DC y referencias de corriente en convertidores
VdcR=2000;
Vdc = conv(2,:);
IdsREF = conv(3,:);
IdrREF = conv(4,:);

% Potencia generada y potencia de referencia

Pref = mecan(2,:);
Pgen = -mecan(3,:);

% Variables mecnicas

wREF = mecan(4,:);
wrot = mecan(5,:);
MgREF = mecan(6,:);
Mg = mecan(7,:);

% Variables de la desconexin

hh = coman(2,:);
corteGral = coman(3,:);
Vinta = coman(4,:);
Vintb = coman(5,:);
Vintc = coman(6,:);

```

[illegible]

```

close all

%% Aplico transformaciones a marcos estatrico y rotrico segn corresponda

Vqd0=abc2qd0(Va,Vb,Vc,thetas);
Iqd0=abc2qd0(Ia,Ib,Ic,thetas);
Iqd0s=abc2qd0(Ias,Ibs,Ics,thetas);
Iqd0r=abc2qd0(Iar,Ibr,Icr,thetar);

Vq=Vqd0(1,:);
Vd=Vqd0(2,:);
V0=Vqd0(3,:);

Iq=Iqd0(1,:);
Id=Iqd0(2,:);
I0=Iqd0(3,:);

Iqs=Iqd0s(1,:);
Ids=Iqd0s(2,:);
I0s=Iqd0s(3,:);

Iqr=Iqd0r(1,:);
Idr=Iqd0r(2,:);
I0r=Iqd0r(3,:);

%% Clculo de reactiva

Qgen=3/2*(Vq.*Id-Vd.*Iq);

%% Ploteos varios

figure(1)
hold on
subplot(2,1,1)
plot(t,Pref,'b',t,Pgen,'r')
title('Potencia Generada')
subplot(2,1,2)
plot(t,wREF,'b',t,wrot,'r')
title('Velocidad angular en el eje')
hold off

figure(2)
hold on
subplot(2,1,1)

```

```
plot(t,MgREF,'b',t,Mg,'r')
title('Torque contraelectromotriz')
subplot(2,1,2)
plot(t,IdrREF,'b',t,Idr,'r')
title('Corriente Directa Convertidor Rotrico')
hold off

figure(3)
hold on
subplot(2,1,1)
plot(t,Qgen,'r')
title('Potencia Reactiva')
subplot(2,1,2)
plot(t,Iqr,'r')
title('Corriente en Cuadratura Convertidor Rotrico')
hold off

figure(4)
hold on
subplot(2,1,1)
plot(t,VdcR*ones(1,Ns),'b',t,Vdc,'r')
title('Tensin bus DC')
subplot(2,1,2)
plot(t,IdsREF,'b',t,Ids,'r')
title('Corriente Directa Convertidor Estatrigo')
hold off

figure(5)
hold on
title('Magnitudes de lnea')
subplot(2,1,1)
plot(t,Va,'b',t,Vb,'r',t,Vc,'g')
title('Tensin de Red')
subplot(2,1,2)
plot(t,Ia,'b',t,Ib,'r',t,Ic,'g')
title('Corriente de Red')
hold off

figure(6)
hold on
title('Corrientes en convertidores')
subplot(2,1,1)
plot(t,Ias,'b',t,Ibs,'r',t,Ics,'g')
title('Corriente en el Convertidor de Red')
```



```
subplot(2,1,2)
plot(t,Iar,'b',t,Ibr,'r',t,Icr,'g')
title('Corriente en el Convertior Rotrico')
hold off
```

F.0.5. Script ProcesoHuecos

Este script recibe maneja los datos y grafica (usado en simulaciones de huecos).

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
% PROCESAMIENTO DE DATOS DE SIMULINK %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
% Grficas de las simulaciones de Huecos %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
clc  
close all  
  
% Aplico transformaciones a marcos estatrico y rotrico segn corresponda  
  
Vqd0=abc2qd0(Va,Vb,Vc,thetas);  
Iqd0=abc2qd0(Ia,Ib,Ic,thetas);  
Iqd0s=abc2qd0(Ias,Ibs,Ics,thetas);  
Iqd0r=abc2qd0(Iar,Ibr,Icr,thetar);  
  
Vq=Vqd0(1,:);  
Vd=Vqd0(2,:);  
VO=Vqd0(3,:);  
  
Iq=Iqd0(1,:);  
Id=Iqd0(2,:);  
IO=Iqd0(3,:);  
  
Iqs=Iqd0s(1,:);  
Ids=Iqd0s(2,:);  
IOS=Iqd0s(3,:);  
  
Iqr=Iqd0r(1,:);  
Idr=Iqd0r(2,:);  
IOR=Iqd0r(3,:);  
  
% Clculo de reactiva  
  
Qgen=3/2*(Vq.*Id-Vd.*Iq);
```

```

%% Ploteos varios

figure(1)
hold on
title('Estado de red y comandos de proteccion')
subplot(3,1,1)
plot(t,Va,'b',t,Vb,'r',t,Vc,'g')
grid on
title('Tensiones de fase')
subplot(3,1,2)
plot(t,Vd)
grid on
title('Tensin de red - Componente directa')
subplot(3,1,3)
plot(t,hh,'b',t,corteGral,'r')
grid on
title('Deteccion del hueco y seal de apertura')
hold off

figure(2)
hold on
title('Tensiones durante la desconexin')
subplot(3,1,1)
plot(t,hh,'b',t,corteGral,'r')
grid on
title('Deteccion del hueco y seal de apertura')
subplot(3,1,2)
plot(t,Uabr,'b',t,Ubcr,'r',t,Ucar,'g')
grid on
title('Tensiones entre fases del rotor')
subplot(3,1,3)
plot(t,Vinta,'b',t,Vintb,'r',t,Vintc,'g')
grid on
title('Tensiones en Interruptor Rotrico')
hold off

figure(3)
hold on
title('Intercambio de Potencia con la red')
subplot(3,1,1)
plot(t,hh,'b',t,corteGral,'r')
grid on
title('Deteccion del hueco y seal de apertura')
subplot(3,1,2)

```

```

plot(t,Pgen)
grid on
title('Intercambio de Potencia Activa P')
subplot(3,1,3)
plot(t,Qgen)
grid on
title('Intercambio de Potencia Reactiva Q')
hold off

figure(4)
hold on
title('Corriente de linea')
subplot(2,1,1)
plot(t,hh,'b',t,corteGral,'r')
grid on
title('Detecccion del hueco y seal de apertura')
subplot(2,1,2)
plot(t,Ia,'b',t,Ib,'r',t,Ic,'g')
grid on
title('Corrientes de linea')
hold off

figure(5)
hold on
title('Corriente rototrica')
subplot(2,1,1)
plot(t,hh,'b',t,corteGral,'r')
grid on
title('Detecccion del hueco y seal de apertura')
subplot(2,1,2)
plot(t,Iar,'b',t,Ibr,'r',t,Icr,'g')
grid on
title('Corrientes en bobinados rototricos')
hold off

figure(6)
hold on
title('Corriente en convertidor de red')
subplot(2,1,1)
plot(t,hh,'b',t,corteGral,'r')
grid on
title('Detecccion del hueco y seal de apertura')
subplot(2,1,2)
plot(t,Ias,'b',t,Ibs,'r',t,Ics,'g')

```

```

grid on
title('Corrientes de linea en convertidor de red')
hold off

```

F.0.6. Script NuevoEstado

Este script levanta el estado final de simulación para inicializar la siguiente.

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% nuevoEstado.m %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Levanta el estado final de simulacin para %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% inicializar la siguiente %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
clc

%% Calculo nuevos valores de inicializacin

disp('Fase inicial TGEPLL en rad:')
thetas(end)
o=thetas(end)-2*pi

disp('Fase inicial TGEPLL en grados:')
thetasgr=thetas(end)*180/pi
ogr=thetasgr-360
disp('Fase inicial rotrica en rad:')
thetar(end)
or=thetar(end)-2*pi
%disp('Corrientes estatricas de la mquina')
Iaest=Ia(end)-Ias(end);
Ibest=Ib(end)-Ibs(end);
Icest=Ic(end)-Ics(end);

%disp('Corrientes rotricas de la mquina')
Iarot=Iar(end);
Ibrot=Ibr(end);
Icrot=Icr(end);

disp('Corrientes en el convertidor de red')
Ias(end)
Ibs(end)
Ics(end)

%disp('Corrientes estatricas en qd0')
Iqd0est=abc2qd0(Iaest,Ibest,Icest,thetas(Ns));

```

```

Iqest=Iqd0est(1);
Idest=Iqd0est(2);
I0est=Iqd0est(3);

%disp('Corrientes rottricas en qd0')
Iqd0rot=abc2qd0(Iarot,Ibrot,Icrot,thetar(Ns));
Iqrot=Iqd0rot(1);
Idrot=Iqd0rot(2);
I0rot=Iqd0rot(3);

% Hallo los vectores de corriente de la mquina en dq
Is = Idest + 1j*Iqest;
Ir = Idrot + 1j*Iqrot;

disp('Mdulos y ngulos de inicializacion fase a en mquina:')
MIs=abs(Is)
alphas = thetasgr + angle(Is)*180/pi-90
MIr=abs(Ir)
alphar = (thetar(end) + angle(Ir))*180/pi-90

disp('Deslizamiento y velocidad en mquina:')

s = 1-2*wrot(end)/(100*pi)
wrot(end)
disp('Referencias de controladores:')

MgREF(end)
IdsREF(end)
IdrREF(end)

```

Índice de figuras

2.1. Configuración de control de deslizamiento mediante reóstato rotórico . . .	10
2.2. Configuración de control de deslizamiento con recuperación de energía . .	11
2.3. Configuración generador doblemente alimentado (DFIG)	12
2.4. Configuración de velocidad variable con un generador jaula de ardillas . .	13
2.5. Tipos de excitación del generador sincrónico de rotor bobinado	13
2.6. Variantes de generadores sincrónicos de flujo radial	15
2.7. Generador de imanes permanentes de flujo axial con ranuras	15
2.8. Generador de imanes permanentes de flujo axial “ <i>Torus</i> ”	16
2.9. Generador de flujo transversal	17
2.10. Variantes de topologías de generadores sincrónicos	18
3.1. Sistema de fasores balanceados (f_a, f_b, f_c) y marco de referencia arbitrario(f_q, f_d)	23
3.2. Circuito RL trifásico (a) Inconexo (b) Conexión en estrella	28
3.3. Máquina de Inducción trifásica de rotor bobinado	39
3.4. Interpretación geométrica de la transformación de circuitos rotóricos . . .	40
3.5. Diagrama esquemático del modelo dinámico de la MI	41
4.1. Esquema de un generador DFIG	42
4.2. Coeficiente de potencia C_p en función del cociente de velocidad	46
4.3. Potencia generada en función de la velocidad del viento	47
4.4. Velocidad rotórica en función de la velocidad del viento	48
4.5. Diagrama de bloques del control de Pitch	49
4.6. Característica de potencia de la turbina en función de la velocidad rotórica	50
4.7. Esquema de Convertidor conectado a la red	51
4.8. Esquema de las estrategias de control en el DFIG	55
4.9. Lazo de tensión DC con la referencia como entrada	55
4.10. Lazo de tensión DC con la corriente rotórica como entrada	56
5.1. Diagrama del sistema de prueba <i>PruebaDeTransf.mdl</i>	58
5.2. Resultados de fase de PLL y tensiones	59
5.3. Resultados de corrientes	60
5.4. Sistema de prueba - Control de tensión en el bus DC	65
5.5. Sistema de prueba - Resultados de la simulación	66
5.6. Sistema de prueba - Control de velocidad de Máquina	67
5.7. Sistema de prueba - Control de velocidad de Máquina	68
5.8. Sistema de prueba - Resultados de la simulación	69
5.9. Sistema de prueba - Resultados de la simulación	69
5.10. Sistema de prueba - Resultados de la simulación	70

5.11. Sistema de prueba - Resultados de la simulación	70
5.12. Prueba del bloque control de faltas	71
5.13. Prueba del bloque control de faltas estrategia abrir el rotor sin CB	72
5.14. Prueba del bloque control de faltas estrategia LVRT	73
5.15. Prueba del bloque control de faltas estrategia cortocircuitar con crow-bar	74
6.1. Diagrama completo de Simulink	82
6.2. Diagrama completo de Simulink	83
6.3. Planta Integrada: Potencia y vel. angular	84
6.4. Planta Integrada: par y corriente rotórica d	84
6.5. Planta Integrada - Zoom - Par y corriente rotórica d	85
6.6. Planta Integrada - Reactiva y corriente rotórica q	85
6.7. Anti Wind-up - Potencia y vel. angular	86
6.8. Anti Wind-up - Par y corriente rotórica d	86
6.9. Anti Wind up - Q y corriente rotórica q	87
6.10. Filtro PB - Potencia y vel. angular	87
6.11. Filtro PB - Zoom1 - Potencia y vel. angular	88
6.12. Filtro PB - Zoom2 - Potencia y vel. angular	88
6.13. Filtro PB - Par y corriente rotórica d	89
6.14. Filtro PB - Q y corriente rotórica q	89
6.15. Filtro PB - Zoom1 - Q y corriente rotórica q	90
6.16. Filtro PB - Zoom2 - Q y corriente rotórica q	90
6.17. Filtro PB - Tensión en bus DC y corriente d en convertidor estatístico	91
6.18. Filtro PB - Zoom 1 - Corrientes de red y convertidores	91
7.1. Esquema de un DFIG y su sistema de protección ante huecos	93
A.1. Variables en un sistema de referencia estacionario (a) y síncrono (b)	105
C.1. Modelo del inversor	113
C.2. Vector de voltaje de salida $v(k)$	114
C.3. Desviación de la derivada de corriente	115
C.4. Hexágono para cambiar entre dos estados	116
C.5. Héxagono para la región de e	118
C.6.	119
C.7.	120
C.8.	121
C.9. Héxagono para la región de Δi	122
C.10. Héxagono para la región de Δi	123
C.11.	124
D.1. Sistema sin filtro	126
D.2. Root Locus $K = 1000$	127
D.3. Respuesta al escalón $K = 1000$	128
D.4. Bloque de prueba del filtro pasabajos	129
D.5. Root Locus $K = 10$	129
D.6. Respuesta al escalón $K = 10$	130
D.7. Root Locus $K = 1000$	131
D.8. Respuesta al escalón $K = 1000$	132
D.9. Root Locus $K = 10000$	133

D.10. Respuesta al escalón $K = 10000$	134
D.11. Root Locus $K = 10000000$	135
D.12. Respuesta al escalón $K = 10000000$	136
D.13. Root Locus del control de reactiva	137
D.14. Respuesta al escalón del control de reactiva	138
E.1. Diagrama del bloque <i>abc2qd0.mdl</i>	139
E.2. Diagrama del bloque <i>qd02abc.mdl</i>	141
E.3. Bloque de cambio de coordenadas entre sistemas de referencia arbitrarios	148
E.4. Diagrama del bloque <i>TGEPLL.mdl</i>	148
E.5. Cuadro de diálogo del bloque <i>TGEPLL.mdl</i>	149
E.6. Diagrama de bloques - Control vectorial de corriente	150
E.7. Cuadro de diálogo del control de corriente	151
E.8. Diagrama de bloques del controlador PI anti wind up.	152
E.9. Cuadro de diálogo del controlador PI anti wind up.	153
E.10. Turbina a bajas velocidades - Diagrama de bloques	154
E.11. Cuadro de diálogo de la turbina a bajas velocidades.	155
E.12. Bloque control de faltas.	156
E.13. Cuadro de diálogo del control de faltas.	157

Lista de símbolos

f_{qd0s}	Variable Eléctrica en el marco de referencia arbitrario en la unidad que corresponda.
K_s	Matriz de transformación de la transformada arbitraria.
f_{abcs}	Variabls Eléctricas en el sistema trifásico original en la unidad que corresponda.
θ	Ángulo de giro del marco de referencia arbitrario en rad.
P_{abcs}	Potencia activa total en el sistema trifásico en W.
P_{qd0}	Potencia activa total en el marco de referencia arbitrario en W.
v_{abcs}	Voltaje estátorico en el sistema trifásico en V.
i_{abcs}	Corriente estátorica en el sistema trifásico en A.
r_s	Resistencia estátorica en el sistema trifásico en Ω .
v_{qd0s}	Voltaje estátorico en el marco arbitrario en V.
i_{qd0s}	Corriente estátorica en el marco arbitrario en A.
p	Dependiendo del contexto: *Operador $\frac{d}{dt}$. * Número de pares de polos del generador adimensionado
ϕ_{qd0s}	Flujo estátorico en el marco de referencia arbitrario.
ϕ_{abcs}	Flujo estátorico en el sistema trifásico.
L_s	Inductancia estátorica en H.
L_{ls}	Inductancia est'atorica de fugas.
L_s	Inductancia estátorica magnetizante.
ω_s	Velocidad angular del estator en $\frac{rad}{s}$.
ω_r	Velocidad angular eléctrica del rotor en $\frac{rad}{s}$.
s	Deslizamiento
P_m	Potencia mecánica total en W.
P_s	Potencia que fluye en el estator en W.
P_r	Potencia que fluye en el rotor en W.
T_r	Torque rotórico en Nm.

Ω_r	Velocidad angular mecánica rotórica en $\frac{rad}{s}$.
P_{gc}	Potencia que fluye por el convertidor de red en W.
J_t	Inercia de la turbina en kgm^2 .
J_r	Inercia del generador en kgm^2 .
N_g	Relación de transformación de la transmisión mecánica adimensionado.
T_t	Torque de la turbina en Nm.
P_t	Potencia activa de la turbina en W.
C_p	Coefficiente de potencia adimensionado.
λ	Relación de velocidades adimensionada.
β	Ángulo de pitch en grados.
ρ	Densidad del aire en kg/m^3 .
η	Velocidad del viento en m/s.
R	Longitud del aspa en m.
t_d	En las simulaciones efectuadas, tiempo entre la ocurrencia del hueco y la subida de la señal hh en s
t_r	En las simulaciones efectuadas, tiempo entre el restablecimiento de la tensión y el cierre del interruptor principal en s

Bibliografía

- [1] ‘Analysis of Electric Machinery and Drive Systems’
Paul C. Krause - Oleg Waynczuk - Scott D. Sudhoff
- [2] EGEMIDA: “Estudio en Régimen Permanente de la Conexión a la Red de un Generador Eólico basado en un DFIG”
Diego Oroño - Martín Sapio - Gustavo Terzano - Andrés Vázquez
- [3] ‘STUDY OF WIND TURBINE DRIVEN DFIG USING AC/DC/AC CONVERTER’
ASHISH KUMAR AGRAWAL BHASKAR MUNSHI SRIKANT KAYAL
Prof. K. B. Mohanty - Department of Electrical Engineering
National Institute of Technology Rourkela
- [4] ‘A Discussion about a Start-up Procedure of a Doubly-Fed Induction Generator System’
J. L. Da Silva*, R. G. de Oliveira*, S. R Silva*, B. Rabelo** and W. Hofmann**
*Federal University Of Minas Gerais/Electric Engineering Research and Development Center, Belo Horizonte, Brazil
**Dresden University of Technology/Dept. of Electrical Machines and Drives, Dresden, Germany
- [5] ‘Control of a Wind Turbine with a Doubly Fed Induction Generator after Transient Failures’
Jorun I. Marvik, Torstein Bjorgum, Bjarne I. Naess, Tore M. Undeland, Terje Gjengedal
- [6] ‘Power Control of a Variable Speed Wind Turbine Driving an DFIG’
D. Aouzellag, K. Ghedamsi, E. M. Berkouk
- [7] ‘Simulation of Doubly Fed Induction Generator Wind Turbines’
I. Margaris, A. Tsouchnikas, N. Hatziargyriou

- [8] 'Variable Speed of the Wind Turbine Generator with DFIG connected to Electric Grid'
M. Zellagui

- [9] 'Generación Distribuida - Conexión a la red de celdas de Combustible'
Gastón Rivoir, Diego Giacosa, Renzo Biardo

- [10] 'Pitch and Torque Control of Variable Speed Wind Turbines'
Arkadiusz Kulka

- [11] Reglamento de Ute de Baja Tensión

- [12] 'Impacto na quaidade de energia de um parque eolico de 192 MW com generadores de induao duplamente alimentados no sistema eletrico da coelba'
Da Silva, Silva, Franco, Brito, Saidel