

UNIVERSIDAD DE OVIEDO

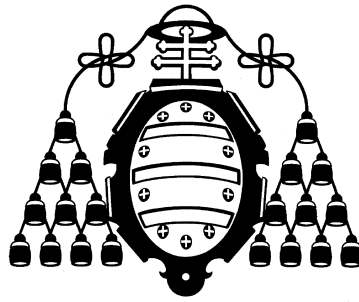
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica,
de Computadores y Sistemas
Programa de Doctorado en Energía y Control de Procesos

TESIS DOCTORAL

Alternativas de Diseño y Control de Sistemas de Microgeneración Eólica

Carlos Lumbreras Iglesias

Julio de 2020



UNIVERSIDAD DE OVIEDO

Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica,
de Computadores y Sistemas Programa de Doctorado en Energía y
Control de Procesos

TESIS DOCTORAL

Alternativas de Diseño y Control de Sistemas de Microgeneración Eólica

Memoria presentada para la obtención
del grado de Doctor por la Universidad de Oviedo

Carlos Lumbreras Iglesias

Director: Juan Manuel Guerrero Muñoz. Profesor Titular del
Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica, de Computadores
y Sistemas de la Universidad de Oviedo

Gijón, Julio de 2020

A mi familia.

Agradecimientos.

En primer lugar, me gustaría dar las gracias a mi director Juan Manuel Guerrero, quien desde verano de 2010 (una década en el momento de escribir estas líneas) se convirtió en mi supervisor durante mi paso por los laboratorios de la Universidad de Oviedo. Desde entonces él ha sido el tutor de mi proyecto fin de carrera, de mi trabajo fin de máster y, ahora, director de esta tesis. Durante todo este tiempo siempre ha sabido guiarme y aconsejarme tanto en lo académico como en lo profesional, ayudándome a tomar decisiones que hoy considero que han sido las acertadas.

También me gustaría dar las gracias todos los profesores que han contribuido de una u otra manera al desarrollo de esta tesis, en especial a Pablo García, Fernando Briz, David Díaz Reigosa sin menospreciar a todos aquellas personas (profesores o no) de las que he podido aprender algo.

Gracias a AST Ingeniería, quienes me han acogido laboralmente y me han dado toda la ayuda disponible cuando la necesité. Gracias a Juncal y a David, quienes, aún después de haber escrito sus respectivas tesis, han seguido animándome a que termine la mía.

Gracias a mis compañeros y amigos de laboratorio Mario, Alberto, Chema, Islam, sin los que muchas de las cosas de esta tesis no funcionarían.

Muchas gracias a todos aquellos con los que comparto cervezas, momentos sin los cuales la vuelta al trabajo sería mucho más dura.

Muchas gracias a María José, mi compañera en la vida desde 2008, por aguantarme, por animarme, por ayudarme, por estar ahí.

Finalmente, pero no menos importante, quiero dar las gracias a mi familia especialmente a mis padres, Luis y Pilar, y a mi hermana Pilar, quienes siempre me han apoyado y ayudado en todos los ámbitos y momentos de mi vida. Os quiero.

Abstract.

Esta tesis está enmarcada en el uso de turbinas eólicas de poca potencia para su uso en sistemas de autoconsumo conectados a la red eléctrica. En este trabajo se hace un estudio de las tecnologías de generación existentes, así como las topologías de potencias más utilizadas y su control.

Este trabajo tiene como objeto la mejora de los sistemas de generación eólica de poca potencia centrándose en aspectos como la eficiencia y la seguridad de operación de estos.

Los temas principales de este trabajo son:

- Análisis y aplicabilidad de los diversos tipos de generadores eléctricos en turbinas eólicas, así como de las topologías de electrónica de potencia más utilizadas, con énfasis en aquellas de bajo coste con una eficiencia aceptable. En este aspecto se presenta un estado del arte con las tecnologías más utilizadas y se proponen mejoras en el control de las más relevantes.
- Estudio de los algoritmos empleados para el control de turbinas ante condiciones de funcionamiento desfavorable. En este trabajo se incluyen propuestas de nuevos algoritmos para incrementar la eficiencia y la seguridad de las turbinas cuando estas operan en condiciones de viento y velocidad desfavorables. Las propuestas incluidas están basadas en el uso de estimadores de par y velocidad, así como métodos *soft-stall* para identificar y proteger a la turbina cuando las condiciones de viento sean desfavorables.
- Estudio y propuesta de mejoras de métodos de emulación de turbinas eólicas que permitan realizar ensayos a nivel de laboratorio proporcionando un comportamiento dinámico realista.

La presente tesis contiene las siguientes contribuciones científicas originales:

- Análisis de mejoras en los convertidores de potencia de sistemas de generación eólica basados en puentes de diodos, convertidor DC/DC elevador (boost) e inversor con generador de imanes permanentes, donde se sustituyen las inductancias del convertidor DC/DC por las propias del generador de imanes permanentes. Estas modificaciones permiten una mejora de la eficiencia del sistema y reducen el peso, volumen y coste del equipo completo. A modo de

contribución científica se propone una estrategia de control para el uso de este convertidor modificado en sistemas de generación eólica donde el control de corriente del convertidor DC/DC debe de ser resintonizado para obtener una respuesta dinámica adecuada. Se incluyen los resultados derivados de las simulaciones y de resultados experimentales donde se demuestra su correcto funcionamiento.

- Método de control basado en algoritmos soft-stall para turbinas conectadas a red. Este método de control se centra en las protecciones del sistema cuando es sometido a condiciones de viento fuerte. El mecanismo de protección propuesto se basa en los límites de par, tensión y corriente que el generador y el convertidor de potencia puede manejar, diferenciándose de otros algoritmos ya existentes en los que solo la potencia máxima del sistema o la carga conectada al sistema son tenidos en cuenta. El algoritmo propuesto permite además el arranque controlado de la turbina, siendo capaz de identificar unas condiciones de viento desfavorables desde el arranque permitiendo mantener el sistema en funcionamiento en unas condiciones de seguridad, evitando continuos arranques y paradas. Este método de protección utiliza las señales eléctricas del convertidor sin incurrir en sensores adicionales. Se incluyen los resultados derivados de las simulaciones y de resultados experimentales donde se demuestra su correcto funcionamiento.
- Algoritmo para la estimación del par desarrollado por el generador y por la turbina eólica que mejora el funcionamiento del método de protección soft-stall también propuesto en esta tesis. El uso de una estrategia de control basada en estimadores de par complementa al primer método de protección de turbinas presentado ya que permite un control del sistema más suave, evitando transitorios bruscos de par. Adicionalmente, esta estrategia de control facilita la implementación de los métodos de protección al estar basada en el uso de funciones continuas. Se incluyen los resultados derivados de las simulaciones y de resultados experimentales donde se demuestra su correcto funcionamiento.
- Algoritmo para la estimación de la velocidad de giro de la turbina basado en el rizado de tensión a la salida del rectificador de diodos. Este algoritmo es una solución robusta para la obtención de la velocidad siendo insensible a una incorrecta parametrización del generador la cual puede estar debida por errores en la caracterización de este o a cambios en la temperatura de operación. Alternativamente también se explora la posibilidad de usar este estimador de velocidad como método para obtener la temperatura de los devanados del generador. Se incluyen los resultados derivados de las simulaciones y de resultados experimentales donde se demuestra su correcto funcionamiento.
- Se proponen dos métodos para la emulación de turbinas eólicas que permiten recrear de forma realista el comportamiento de la inercia del rodete de la turbina y del generador mejorando la respuesta dinámica de los métodos ya

existentes. Los dos métodos propuestos están basados en sistemas continuos, lo que permite una mayor facilidad de ajuste y un entendimiento más claro de su funcionamiento.

This thesis is focused in the use of low-power wind turbines for use in self-consumption systems directly connected to the grid. This work includes a study of the generation technologies as well as the power electronic topologies and their control.

This work aims to improve low-power wind generation systems, focusing on aspects such as efficiency and safety of their operation.

The main topics of this work are:

- *Analysis and applicability of different generator technologies for wind turbines as well as the most widely used power electronics topologies. Emphasis was made on low-cost solutions with an acceptable efficiency. In this work, a state of the art of the most used technologies is presented and improvements in the control of the most relevant ones are proposed.*
- *Study of the algorithms used for the control of the turbines under unfavourable operating conditions. This work includes proposals for new algorithms to increase the efficiency and safety of turbines when they operate under unfavourable wind and speed conditions. The proposals included are based on the use of torque and speed estimators as well as soft-stall based methods to identify and protect the turbine when wind conditions are unfavourable.*
- *Study and proposal of improvements regarding wind turbine emulation methods improving its dynamic behaviour.*

This thesis contains the following original scientific contributions:

- *Analysis of possible improvements in the power converters of wind power generation systems formed by diode rectifier, boost DC / DC converter and inverter with permanent magnet generator. The inductances of the DC / DC converter are replaced by the inductances of the permanent magnet generator. The studied modifications improve the efficiency of the system and reduce the weight, volume and cost of the equipment. As a scientific contribution it is proposed a control strategy for the modified converter where the current control of the DC / DC converter must be re-tuned to obtain an adequate dynamic response. It is included the results derived from the simulations and experimental results that demonstrate its correct operation.*
- *Development of a control method for grid connected turbines based on soft-stall algorithms. This control method is focused on the protections of the system when subjected to strong wind conditions. The proposed mechanism of protection is based on the torque, voltage and current limits that the generator and the power converter can handle, differing from other existing algorithms in which only the maximum power of the system or the load connected to the system are considered. Additionally, the proposed algorithm allows a controlled start-up of the turbine, being able to identify unfavourable wind conditions from the start-up, keeping the system running in safety conditions, avoiding continuous starts and stops. This protection method uses the*

electrical signals of the converter without the need of additional sensors. It is included the results derived from the simulations and experimental results that demonstrate its correct operation.

- *Estimation of the torque delivered by the generator and by the wind turbine improving the operation of the soft-stall protection method. The use of a control strategy based on torque estimators complements the first turbine protection method presented in this thesis since it allows a smoother control of the system, avoiding sudden current and torque transients. Additionally, this control strategy facilitates the implementation of protection methods by being based on the use of continuous functions. It is included the results derived from the simulations and experimental results that demonstrate its correct operation.*
- *Estimation of the speed of the turbine based on the voltage ripple at the diode rectifier. This algorithm is a robust solution for obtaining speed, being insensitive to incorrect generator parameterization, which may be due to errors in its characterization or changes in operating temperature. Alternatively, the possibility of using this speed estimator as a method to obtain the temperature of the generator windings is also explored. It is included the results derived from the simulations and experimental results that demonstrate its correct operation.*
- *Two wind turbine emulation methods are proposed allowing to recreate the inertia behaviour of the impeller of the turbine and the generator with a realistic behaviour, improving the dynamic response of the existing methods. The two proposed methods are based on continuous systems, which allow for greater ease of adjustment and a clearer understanding of their operation. It is included the results derived from the simulations and experimental results that demonstrate the correct operation of both methods.*

Nomenclatura.

| | |
|---------------------|---|
| v_w | Velocidad del viento |
| P_w | Potencia disponible en el viento |
| P_t | Potencia capturada por la turbina |
| P_e | Potencia eléctrica |
| ω_{rm} | Velocidad de giro de la turbina (rad/s) |
| N_{rm} | Velocidad de giro de la turbina (rpm) |
| C_p | Coefficiente de potencia de la turbina |
| λ | <i>Tip speed ratio</i> |
| β | Ángulo de ataque del álabe |
| ρ | Densidad del aire |
| A | Área de barrido de la turbina |
| E_k | Energía cinética |
| r | Radio de la turbina |
| m_w | Masa de aire que atraviesa la turbina |
| a | Factor de inducción axial |
| t | Tiempo |
| ω_e | Pulsación eléctrica |
| θ_e | Fase eléctrica |
| $v_{\alpha\beta 0}$ | Vector de tensión complejo en coordenadas estacionarias |
| v_{dq0} | Vector de tensión complejo en coordenadas síncronas |
| $T_{\alpha\beta 0}$ | Matriz de conversión |
| J_t | Inercia de la turbina |
| J_g | Inercia del generador |
| J_l | Inercia del motor de arrastre del emulador de inercia |
| T_t | Par de la turbina |
| T_g | Par del generador |
| T_l | Par del motor de arrastre del emulador de inercia |
| T_s | Periodo de muestreo |
| v_r | Tensión del rectificador |
| v_{dc} | Tensión en el bus de corriente continua |
| v_l | Caída de tensión en la inductancia del convertidor <i>boost</i> |
| v_g | Tensión de red |
| i_g | Corriente de red |

| | |
|---------------------|--|
| i_b | Corriente a través del convertidor <i>boost</i> |
| P_{MAX} | Potencia máxima del convertidor |
| N_{MAX} | Velocidad máxima de la turbina |
| N_{SAFE} | Velocidad de seguridad para velocidades de viento muy elevadas |
| N_{MIN} | Velocidad a partir de la cual comienza el seguimiento MPPT |
| V_{R_MAX} | Tensión a la velocidad N_{MAX} |
| V_{R_SAFE} | Tensión a la velocidad N_{SAFE} |
| V_{R_MIN} | Tensión a la velocidad N_{MIN} |
| i_{mppt} | Corriente de seguimiento MPPT |
| i_{limit} | Corriente máxima para servicio continuo |
| T_{safe} | Par de seguridad para contrarrestar velocidades de viento elevadas |
| T_{mppt} | Par de seguimiento MPPT |
| T_{g_max} | Par máximo del generador |
| ω_{co} | Frecuencia de corte |
| Superíndices | |
| * | Variable de referencia |
| ^ | Variable estimada |
| ~ | Variable filtrada |

Para el desarrollo de esta tesis se utilizará el punto (.) como separador decimal y la coma (,) como separador de millares.

Índice general

| | |
|--|-----------|
| 1. Introducción. | 1 |
| 1.1. Antecedentes y motivación. | 1 |
| 1.2. Objetivo de esta tesis. | 1 |
| 1.3. Estructura de este documento. | 2 |
| 2. Conceptos previos. | 5 |
| 2.1. Energía eólica. | 5 |
| 2.2. Formación del viento. La circulación general atmosférica. | 5 |
| 2.3. Turbinas eólicas. | 7 |
| 2.3.1. Componentes de un generador eólico y su funcionamiento. | 7 |
| 2.3.2. Clasificación de las turbinas eólicas. | 10 |
| 2.4. Modelado de la energía eólica. | 16 |
| 2.4.1. Límite de Lanchester-Betz. | 17 |
| 2.4.2. <i>Tip speed ratio</i> λ | 19 |
| 2.5. La microgeneración eólica en el mundo. | 19 |
| 2.6. Microturbinas comerciales más relevantes. | 22 |
| 2.7. Conclusiones. | 25 |
| 3. Máquinas eléctricas y convertidores de potencia más utilizados en generadores eólicos. | 27 |
| 3.1. Introducción. | 27 |
| 3.2. Tipos de generadores eléctricos empleados en las turbinas eólicas. | 28 |
| 3.2.1. Máquinas asíncronas de inducción de jaula de ardilla (Squirrel Cage Induction Machines - SCIM). | 28 |
| 3.2.2. Máquinas de inducción de rotor bobinado (<i>Wound Rotor Induction Machine</i> - WRIM). | 30 |
| 3.2.3. Máquinas de Inducción Doblemente Alimentadas (<i>Doubly Feed Induction Machine</i> - DFIM). | 32 |
| 3.2.4. Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (Permanent Magnet Synchronous Machines PMSM). | 33 |
| 3.2.5. Máquinas Síncronas de Reluctancia Conmutada (Switched Reluctance Synchronous Machine SRM). | 37 |

| | | |
|-----------|--|-----------|
| 3.2.6. | Comparativa y clasificación de turbinas según el generador utilizado. | 37 |
| 3.3. | Convertidores de potencia más utilizados en turbinas eólicas. . . . | 38 |
| 3.3.1. | <i>Soft-starter</i> | 38 |
| 3.3.2. | Convertidor <i>back-to-back</i> | 39 |
| 3.3.3. | Convertidores basados en rectificador de diodos. | 41 |
| 3.3.4. | Rectificador semi-controlado. | 42 |
| 3.3.5. | Inversor <i>Z-source</i> | 44 |
| 3.3.6. | Convertidores matriciales. | 45 |
| 3.4. | Tipos de convertidor en función de su uso. | 46 |
| 3.4.1. | Convertidores controlados en modo <i>grid-forming</i> | 47 |
| 3.4.2. | Convertidores controlados en modo <i>grid-feeding</i> | 47 |
| 3.4.3. | Convertidores controlados en modo <i>grid-supporting</i> | 48 |
| 3.5. | Descripción del convertidor de potencia utilizado. | 48 |
| 3.5.1. | Control de la topología seleccionada. | 49 |
| 3.5.2. | Control del convertidor <i>boost</i> | 50 |
| 3.5.3. | Control del inversor. | 51 |
| 3.5.4. | Sincronización con la red eléctrica. | 54 |
| 3.6. | Modificación del convertidor: Eliminación de la inductancia del convertidor <i>boost</i> | 57 |
| 3.6.1. | Descripción del convertidor de potencia modificado. | 59 |
| 3.6.2. | Comportamiento de los reguladores de corriente. | 63 |
| 3.6.3. | Comparación con el convertidor convencional. | 67 |
| 3.6.4. | Resultados experimentales. | 76 |
| 3.7. | Conclusiones. | 84 |
| 4. | Algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT). | 85 |
| 4.1. | Métodos basados en curvas características. | 87 |
| 4.1.1. | Métodos basados en la velocidad de giro del generador. . . . | 89 |
| 4.1.2. | Métodos basados en la velocidad del viento. | 89 |
| 4.2. | Métodos <i>Perturb and Observe</i> (P&O). | 90 |
| 4.3. | Algoritmo MPPT implementado. | 92 |
| 4.4. | Conclusiones. | 95 |
| 5. | Protección ante velocidades de viento elevadas. | 97 |
| 5.1. | Estado del arte de los sistemas de frenado eléctricos. | 99 |
| 5.1.1. | Frenado por cortocircuito del generador. | 99 |
| 5.1.2. | Frenado por NTC. | 99 |
| 5.1.3. | Métodos basados en estancamiento (<i>soft-stall</i>). | 101 |
| 5.2. | Descripción general método de protección <i>soft-stall</i> propuesto. . . | 104 |
| 5.2.1. | Descripción de los bloques utilizados. | 105 |
| 5.2.2. | Resultados de simulación. | 113 |
| 5.2.3. | Resultados experimentales. | 119 |
| 5.3. | Descripción general del método propuesto para el control de la turbina basado en estimadores de par. | 121 |

| | | |
|-----------|--|------------|
| 5.3.1. | Estimación del par y la velocidad de la turbina. | 124 |
| 5.3.2. | Control de velocidad y de par. | 127 |
| 5.3.3. | Análisis de estabilidad. | 131 |
| 5.3.4. | Resultados de simulación. | 136 |
| 5.4. | Comparación de ambos métodos. | 144 |
| 5.5. | Conclusiones. | 145 |
| 6. | Estimación de la velocidad del rotor. | 149 |
| 6.1. | Métodos existentes para la estimación de la velocidad de giro. | 149 |
| 6.1.1. | Estimación mediante la tensión de salida media del rectificador. | 150 |
| 6.1.2. | Sensorless sliding-mode. | 150 |
| 6.2. | Estimación de la velocidad del rotor mediante la pulsación producida en el rectificador. | 151 |
| 6.2.1. | Filtro adaptativo paso banda. | 152 |
| 6.2.2. | Detector de amplitud. | 157 |
| 6.2.3. | Filtro adaptativo paso todo. | 157 |
| 6.2.4. | Phase-Lock Loop (PLL). | 158 |
| 6.3. | Simulaciones. | 158 |
| 6.3.1. | Comportamiento del control <i>sensorless</i> basado en el rizado de tensión. | 159 |
| 6.3.2. | Impacto de la estimación de velocidad en la eficiencia del sistema. | 163 |
| 6.4. | Resultados experimentales. | 167 |
| 6.5. | Estimación de la temperatura. | 170 |
| 6.6. | Conclusiones. | 174 |
| 7. | Emulación de turbinas eólicas. | 177 |
| 7.1. | Métodos de emulación de turbinas eólicas. | 177 |
| 7.2. | La inercia en los modelos de emulación. | 179 |
| 7.3. | Modelos propuestos para la emulación de turbinas eólicas. | 182 |
| 7.3.1. | Método 1. | 184 |
| 7.3.2. | Método 2. | 186 |
| 7.4. | Simulación de los emuladores propuestos. | 189 |
| 7.5. | Resultados experimentales. | 190 |
| 7.6. | Conclusiones. | 193 |
| 8. | Conclusiones. | 195 |
| 8.1. | Conclusiones. | 195 |
| 8.2. | Aportaciones. | 196 |
| 8.3. | Trabajo futuro. | 197 |
| A. | Descripción del equipo utilizado. | 215 |
| A.1. | Turbina. | 215 |
| A.2. | Generador. | 215 |
| A.3. | Convertidor. | 216 |

| | |
|--|------------|
| B. Publicaciones. | 219 |
| B.1. Publicaciones presentadas en conferencias. | 219 |
| B.1.1. Development and testing of a micro-wind generating system. | 219 |
| B.1.2. Control of a small wind turbine in the high wind speed region. | 226 |
| B.1.3. Control and emulation of small wind turbines using torque estimators. | 235 |
| B.1.4. Sensorless speed control of a small wind turbine using the rectifier voltage ripple. | 244 |
| B.1.5. Inductorless boost rectifier for small power wind energy con- verters. | 253 |
| B.2. Publicaciones en revistas. | 260 |
| B.2.1. Control of a Small Wind Turbine in the High Wind Speed Region. | 260 |
| B.2.2. Control and Emulation of Small Wind Turbines Using Tor- que Estimators. | 273 |
| B.2.3. Analysis and Control of the Inductorless Boost Rectifier for Small-Power. | 288 |
| B.2.4. Accurate Rotor Speed Estimation for Low-Power Wind Tur- bines. | 301 |

Capítulo 1

Introducción.

1.1. Antecedentes y motivación.

El presente trabajo nace de la colaboración entre la empresa AST Ingeniería y la Universidad de Oviedo con la intención de desarrollar un sistema de generación microeólica para uso doméstico. Durante esta colaboración se han ido desarrollando varios prototipos para el convertidor de potencia, se ha diseñado un generador síncrono de imanes permanentes y se han diseñado las estrategias de control para el correcto funcionamiento del sistema de generación. Estos trabajos han dado lugar al proyecto fin de carrera titulado "Análisis y diseño de un sistema de control digital para microgeneración eólica" de la titulación de ingeniería industrial y a la tesis fin de máster titulada "*Industrialization of a micro-wind generation system*" de la titulación *International Master in Electrical Energy Conversion and Power Systems*, ambas impartidas en la Universidad de Oviedo.

A lo largo de este periodo de colaboración entre la empresa y la Universidad se han realizado diversos proyectos relacionados con las energías renovables, donde se ha trabajado tanto con energía eólica como con energía marina e hidráulica.

Durante este periodo se han ido profundizando en los sistemas de generación ya existente, identificando ciertas carencias o posibles mejoras que no se encuentran en equipos comerciales. Esas carencias han motivado el desarrollo de nuevas soluciones que mejoren los equipos actuales. En esta tesis se incluyen aquellas soluciones de aplicación en convertidores de energía eólica que tratan de mejorar el rendimiento y la seguridad de los equipos.

1.2. Objetivo de esta tesis.

El ser humano aprovecha la energía del viento desde hace más de 3000 años para moler grano o bombear agua. Hoy en día, la energía eólica es una de las fuentes de energía renovable más utilizadas en el mundo. Cada año, la potencia instalada se incrementa de forma notable, suponiendo un incremento anual del

20% [1].

Actualmente la tecnología de las grandes turbinas eólicas se encuentra en un estado de maduración bastante avanzado, sin embargo, esta tecnología aún está en ciernes cuando se trata de turbinas de poca potencia enfocadas a micro-generación doméstica. Aunque ya existen en el mercado turbinas eólicas de baja potencia de uso doméstico, la mayor parte de ellas se utilizan para sistemas de almacenamiento de energía con baterías. Con este trabajo se pretende avanzar en el campo de las turbinas conectadas directamente a una red de distribución eléctrica de baja tensión enfocado al autoconsumo por balance neto de energía.

La línea de trabajo principal está enfocada al estudio de los diversos tipos de generadores eléctricos y topologías de electrónica de potencia, para su utilización en sistemas de generación eólica de pequeña potencia (< 100 kW), en particular microeólica (< 5 kW), y su control. Los objetivos científicos perseguidos son:

- Análisis y aplicabilidad de los diversos tipos de generadores eléctricos en turbinas eólicas.
- Estudio de las topologías de electrónica de potencia necesarias para cada tipo de generador, donde el objetivo principal es un bajo coste con una eficiencia aceptable, lo que conlleva el empleo del mínimo número posible de semiconductores y de sensores.
- Análisis de las estrategias de control necesarias para un funcionamiento adecuado de la turbina eólica con cada uno de los tipos de generador analizado.
- Análisis e implementación de los algoritmos de seguimiento de los puntos de máxima potencia (MPPT) para conseguir la máxima eficiencia de la turbina eólica.
- Estudio de los algoritmos de control empleados para el control de turbinas ante condiciones de elevada velocidad del viento.

Para el desarrollo de esta tesis ha primado el uso de simulaciones y prototipos experimentales para el estudio y análisis de todas las topologías y estrategias de control desarrolladas.

1.3. Estructura de este documento.

Esta tesis está estructurada en 8 capítulos donde se desarrollan diferentes aspectos que intervienen en los sistemas de generación microeólica.

- **Capítulo 1: Introducción.** Este capítulo, donde se introduce la temática de esta tesis, las motivaciones y su estructura.
- **Capítulo 2: Conceptos previos.** En este capítulo se incluyen los conceptos básicos de energía eólica, incluyendo una introducción a la energía del viento, los límites de energía máximos que se pueden alcanzar y una clasificación de

las turbinas eólicas atendiendo a diferentes criterios como son su potencia, la orientación principal del eje, la incidencia del viento sobre la turbina, etc. También se incluye en este capítulo un breve vistazo al mercado de la microeólica en el mundo y una muestra de las turbinas comerciales que se pueden encontrar en el mercado.

- **Capítulo 3: Máquinas eléctricas y topologías de electrónica de potencia.** Este capítulo está dedicado al estado del arte de las máquinas y convertidores que se utilizan en sistemas de generación eólica. Se presentan los tipos de generadores y los esquemas de electrónica de potencia más utilizados. Se describe en este capítulo la topología de potencia y el control del sistema de referencia que utilizará durante el desarrollo de esta tesis. La parte final del capítulo explica posibles modificaciones sobre la topología de potencia seleccionada, evaluando su validez para sistemas de generación eólica y desarrollando la estrategia de control. Este análisis y diseño del control, forman parte de las contribuciones de esta tesis. La estrategia de control se valida mediante simulaciones y resultados experimentales.
- **Capítulo 4: Algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).** Este capítulo se describe el estado del arte en algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia en turbinas eólicas de pequeña potencia. En su parte final se muestra el algoritmo utilizado en los sistemas de control desarrollados en esta tesis.
- **Capítulo 5: Protección ante velocidades de viento elevadas.** Este capítulo está dedicado a los métodos de protección de turbinas eólicas ante velocidades de viento elevadas que pudieran poner en riesgo el funcionamiento del sistema de generación. En este capítulo se proponen dos métodos para el control de la turbina ante condiciones desfavorables. Ambos métodos forman parte de las contribuciones de esta tesis.
- **Capítulo 6: Estimación de la velocidad del rotor.** En este capítulo se incluye otra de las contribuciones de esta tesis, proponiendo el uso de estimadores de velocidad a partir del rizado de tensión presente en el rectificador del convertidor de potencia utilizado. En este capítulo se presenta una descripción del método empleado y su validación mediante simulaciones y experimentalmente.
- **Capítulo 7: Emulación de turbinas eólicas.** Este capítulo trata sobre la emulación de las turbinas eólicas para su uso en bancos de ensayo que faciliten la realización de ensayos a nivel de laboratorio. En este capítulo se hace una introducción a los métodos ya existentes y se proponen dos nuevos métodos que mejoran el comportamiento dinámico, teniendo en cuenta la constante de inercia de la turbina y del generador.
- **Capítulo 8: Conclusiones.** En este capítulo se engloban las conclusiones derivadas de este trabajo.

Capítulo 2

Conceptos previos.

2.1. Energía eólica.

Se denomina energía eólica a la energía cinética de masas de aire en movimiento por la superficie terrestre. Estas masas de aire se desplazan debido a gradientes de la presión atmosférica, moviéndose de regiones con más presión a otras regiones de menor presión originando lo que comúnmente se denomina viento. Estos gradientes de presión que originan el viento pueden producirse por varios factores: calentamiento terrestre no uniforme, por efecto Coriolis debido a la propia rotación de La Tierra, y por las condiciones geográficas locales [2].

La energía eólica se viene aprovechando desde hace siglos. Desde el año 4000 A.C. la fuerza del viento empezó a utilizarse en la Antigua China, cuando añadieron velas a sus balsas. Hasta el siglo XIX, los barcos a vela fueron el principal medio de transporte acuático. Aparte de su uso en navegación, la energía eólica ha tenido diversos usos a lo largo de la Historia. Se ha utilizado directamente como fuente de aire para los hornos de fundición de metales, o a través de molinos de viento para utilizar la energía del viento para el bombeo de agua o para la molienda de cereales [3].

Hoy en día, la energía eólica es una de las fuentes de energía renovable más utilizadas en todo el mundo. Cada año, la potencia instalada se incrementa de forma notable, suponiendo un incremento anual cercano al 20 % [1].

2.2. Formación del viento. La circulación general atmosférica.

La principal causa de la formación de corrientes de aire es el calentamiento desigual de la superficie terrestre debido a varios factores. Uno de ellos es la propia curvatura de la tierra, donde los rayos solares inciden perpendicularmente en el ecuador mientras que inciden de forma paralela en los polos. Esto provoca un gradiente de temperatura en la superficie terrestre que da lugar a la aparición de

un cambio de presión entre el ecuador y los polos. Otra causa del calentamiento no uniforme de la Tierra es la inclinación del eje de rotación de la tierra de 23.5° respecto a su eje de translación. Esto produce un calentamiento desigual de la superficie terrestre a lo largo del año dando lugar a las cuatro estaciones de las zonas templadas del planeta. Otro motivo por el que la superficie terrestre no se calienta de forma uniforme es que la superficie está cubierta con diferentes materiales (vegetación, rocas, agua, etc.) con diferentes índices de absorción y reflexión, lo que permite diferencias de temperatura en zonas que se encuentren en la misma latitud. Otro motivo para la aparición de este calentamiento desigual es la existencia de accidentes geográficos (montañas, valles, colinas, etc.) que provocan que haya zonas expuestas a más radiación que otras.

La fuerza de Coriolis puede utilizarse para explicar el movimiento de rotación terrestre. Su efecto depende de la latitud terrestre, siendo cero en el ecuador y alcanzando su máximo valor en los polos. Las fuerzas de Coriolis hacen que las corrientes de aire tiendan a desplazarse hacia la derecha en el hemisferio Norte y hacia la izquierda en el hemisferio Sur. Estas fuerzas junto con el gradiente de presión ocasionado por un calentamiento terrestre desigual dan lugar a la aparición de la circulación atmosférica.

La circulación atmosférica establece la existencia de tres grandes células en cada hemisferio terrestre, la célula de Hadley, la célula de Ferrel y la célula Polar.

La denominada célula de Hadley se extiende desde el ecuador hasta una latitud de 30° en ambos hemisferios. Entre estas latitudes el aire caliente se eleva en el ecuador y se desplaza hacia los polos a través de la atmósfera. Debido a la aceleración de Coriolis, esta corriente de aire se desplaza hacia el este en la parte superior de la atmósfera y hacia el oeste a nivel del suelo dando lugar a los vientos alisios [4].

La célula Polar está comprendida entre latitud 60° y los polos. A latitud 60° , el aire aún es suficientemente cálido y húmedo como para crear una corriente convectiva y subir hacia la atmósfera en dirección a los polos retornando hacia el paralelo 60° a nivel de suelo. En la atmósfera este aire es desviado hacia el este por efecto Coriolis estableciéndose unas corrientes a nivel de suelo dirección Oeste, los denominados Lores del Este.

El aire descendente de la célula de Hadley en el paralelo 30 y el aire ascendente en el paralelo 60 correspondiente a la célula Polar dan lugar a la célula de Ferrel. Parte del aire que sube en el paralelo 60 perteneciente a la célula Polar se desvía hacia el ecuador y chocha con el aire descendente de la célula de Hadley en el paralelo 30, retornando hacia el paralelo 60 a través de la superficie terrestre. En la atmósfera este aire es desviado hacia el Oeste por el principio de conservación del momento angular creando los denominados vientos del oeste en la superficie. La célula de Ferrel es débil, porque no tiene una fuente de calor ni un sumidero fuertes, por lo que el flujo de aire y las temperaturas dentro de ella son variables. Debido a ello, y principalmente en la superficie, estos vientos predominantes del oeste pueden ser interrumpidos rápidamente por el paso de un frente frío, cambiando de dirección fácilmente [4].

Para profundizar más acerca de la circulación atmosférica y de la formación de corrientes de aire se recomienda la lectura de [4, 5, 6].

2.3. Turbinas eólicas.

Una turbina eólica es una máquina rotativa utilizada para convertir la energía cinética del viento en energía eléctrica. Para realizar esta conversión se utilizan álabes con perfiles aerodinámicos que utilizan las componentes de fuerza de arrastre o sustentación provocadas por la incidencia del viento para producir un par efectivo que hace girar un eje acoplado a un generador eléctrico.

La energía extraída por una turbina eólica, una vez convertida a energía eléctrica puede ser utilizada para múltiples aplicaciones:

- Almacenamiento de energía en baterías.
- Generadores residenciales. Autoconsumidores de baja potencia.
- Instalaciones aisladas para la alimentación de cargas no conectadas a red.
- Generación distribuida.
- Generación a gran escala.
- Sistemas autónomos de bombeo.

2.3.1. Componentes de un generador eólico y su funcionamiento.

Independientemente del tipo de turbina del que se trate, todas ellas comparten los mismos componentes principales, ya sean turbinas de eje vertical (VAWT) o de eje horizontal (HAWT). El conjunto de todos estos elementos es lo que se denomina aerogenerador o generador eólico. Los componentes más habituales que componen un generador eólico son:

- Góndola: Típica de los aerogeneradores de eje horizontal, contiene los elementos principales del aerogenerador, el rotor y el generador eléctrico. En equipos de poca potencia también puede incluir la etapa de conversión de potencia y el sistema de control.
- Rotor: álabes y eje de la turbina que se utiliza para convertir la energía del viento en energía mecánica.
- Torre: Elemento estructural cuya misión principal es la de sostener el rotor. En turbinas grandes también contiene la electrónica de potencia en su base.
- Multiplicadora: Adapta la velocidad de giro del rotor a una velocidad normalmente superior para ajustarse a la velocidad de giro del generador. Suele utilizarse en máquinas de gran capacidad no encontrándose habitualmente en sistemas de microgeneración eólica debido a sus grandes dimensiones y el sobre coste que supone. En equipos de baja potencia se suelen utilizar soluciones *direct drive*, o de acoplamiento directo, donde se utilizan generadores síncronos de baja velocidad y pares de giro elevados.

- Generador: Máquina eléctrica rotativa que convierte la energía mecánica en energía eléctrica.
- Sistema de control y electrónica de potencia: Controla el funcionamiento de la turbina. Se encarga de la búsqueda del punto de funcionamiento óptimo y de la gestión energética de la turbina.

En la Figura 2.1 se muestra la distribución habitual de los componentes en un generador eólico con turbina de eje horizontal tipo.

El aerogenerador aprovecha la energía cinética del viento y la convierte en electricidad a través de la turbina y del generador. Para que esta conversión pueda realizarse es necesaria una velocidad de viento mínima, típicamente llamada velocidad de corte inferior, por debajo de la cual el aerogenerador no produce energía. La velocidad de corte inferior más habitual se sitúa en torno a los 4 m/s.

Cuando el viento empuja los álabes de la turbina, se crea una presión positiva en su parte delantera y una presión negativa en su parte trasera haciendo que se cree un efecto de succión por detrás del álabe. Esto hace que la turbina comience a girar.

En función de la velocidad del viento, el sistema de control adaptará la velocidad de giro de la turbina para obtener el máximo rendimiento. Mientras el viento se encarga de impulsar la turbina, el generador se encarga de crear un par opuesto al movimiento de esta para mantener la velocidad en su punto óptimo y recuperar energía.

Esta energía es extraída del generador y adaptada con el convertidor de potencia para que pueda ser utilizada por el usuario. En este sentido hay dos tipos de sistemas posibles: los conectados a red y los aislados.

En los sistemas conectados a red, toda la energía recuperada del viento se vierte a la red eléctrica pudiendo ser utilizada para alimentar los equipos que el usuario tenga conectados en su red reduciendo así la energía consumida de la red (modelo de autoconsumo); o puede ser vendida en su totalidad a la distribuidora eléctrica que corresponda (modelo de productor energético). En cualquiera de los casos es necesario que el sistema se encuentre conectado a la red eléctrica con la que el sistema de control tendrá que sincronizarse y verter en ella la energía capturada del viento. En la Figura 2.2 se puede ver un esquema de este tipo de conexión donde la energía recuperada del viento puede ir tanto hacia cargas locales como hacia la red eléctrica.

En sistemas aislados de la red eléctrica será el propio sistema de control el encargado de crear una red independiente, a la cual se podrán conectar cargas locales. Este tipo de instalación es útil en aquellos lugares que no dispongan de la infraestructura necesaria para disponer de red eléctrica o para usuarios que no deseen estar conectados a la red. Para tener cierta independencia de las condiciones climatológicas en el suministro eléctrico, este tipo de instalaciones deben incluir un sistema de almacenamiento energético que permita ajustar los desequilibrios entre la producción de energía y su consumo instantáneo. De este modo, es posible que cuando la producción sea superior a la energía consumida, el excedente se almacene para ser utilizado cuando la demanda energética sea superior a la generación.

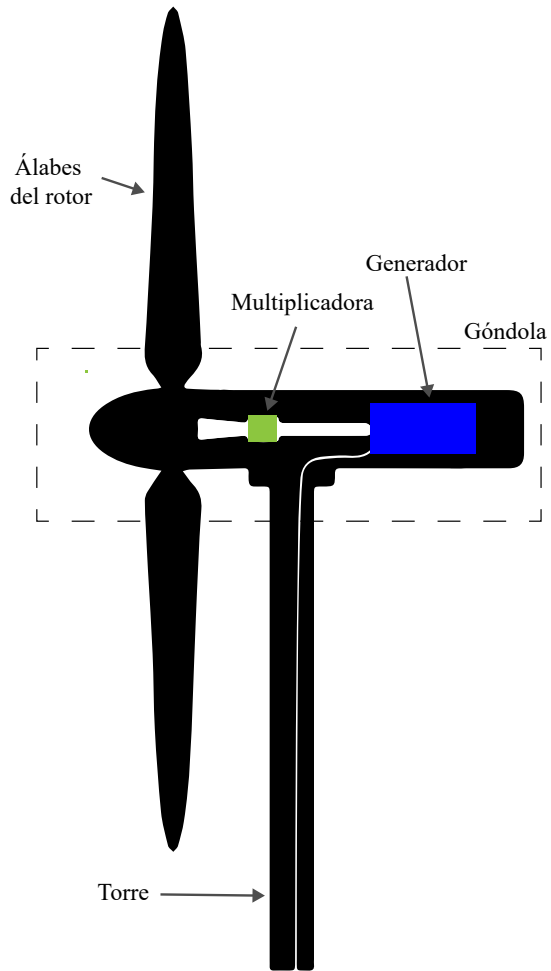


Figura 2.1: Componentes más habituales de una turbina de eje horizontal.

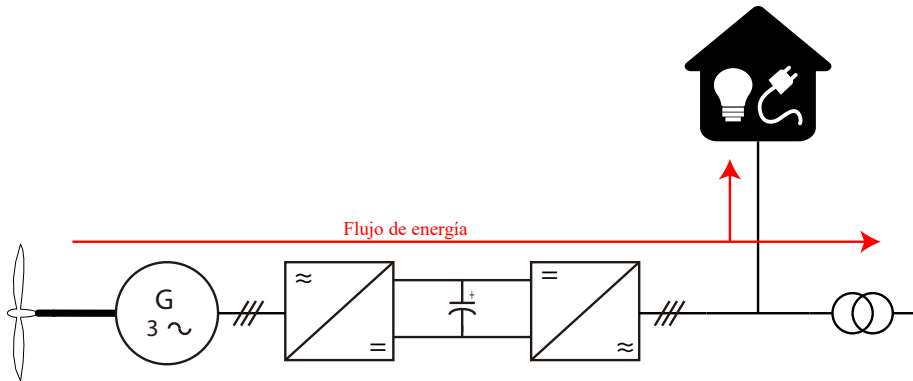


Figura 2.2: Esquema de un equipo de generación eólica conectado a la red eléctrica.

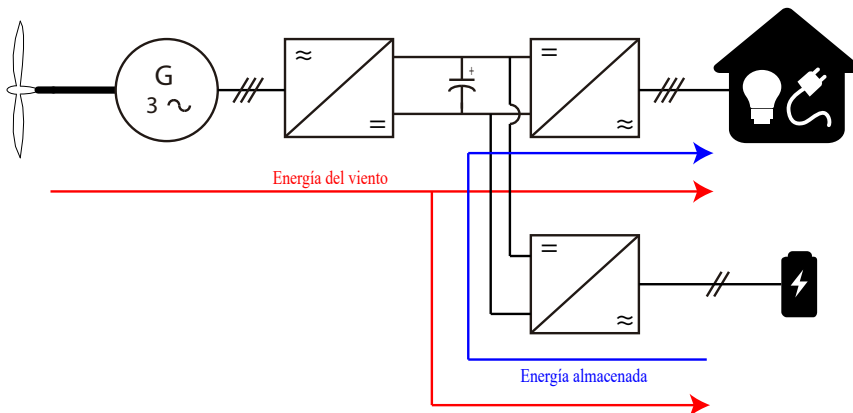


Figura 2.3: Esquema de un equipo de generación eólica aislado y con baterías.

En la Figura 2.3 se puede ver un esquema de este tipo de conexión, donde la energía recuperada del viento puede ir hacia cargas locales, o ser almacenada en baterías. Del mismo modo, cuando la energía del viento no sea suficiente, la energía almacenada puede ser utilizada para alimentar cargas locales.

2.3.2. Clasificación de las turbinas eólicas.

Las turbinas eólicas pueden ser clasificadas atendiendo a diversos criterios:

- De acuerdo con la orientación del eje de giro.
- De acuerdo con la componente aerodinámica utilizada para crear movimiento (componentes de arrastre o de sustentación).
- De acuerdo con la capacidad de producción de energía.

- De acuerdo con el rango de velocidad de rotación.

2.3.2.1. Clasificación de acuerdo con la orientación del eje de giro.

Las turbinas eólicas pueden ser de eje horizontal o de eje vertical:

Turbinas eólicas de eje vertical (Vertical-Axis Wind Turbines - VAWT)

La mayor parte de las turbinas eólicas más antiguas tienen eje vertical debido a su simplicidad de construcción, ya que pueden ser movidas por el viento independientemente de su dirección de incidencia.

Dentro de las turbinas de eje vertical pueden distinguirse dos tipos de turbina con principios de funcionamiento diferentes: turbinas de tipo Savonius o de tipo Darrieus.

Savonius : Este tipo de turbinas de eje vertical utiliza la componente de arrastre producida en el perfil del álabe. El primer diseño de este tipo de turbinas se atribuye a al ingeniero finlandés Sigurd Johames Savonius en 1922. La construcción de este tipo de turbinas es muy sencilla debido a que utilizan perfiles aerodinámicos simples, lo que hace que este tipo de turbinas se caracterice por un coste reducido. El elevado par que se produce cuando la turbina está en reposo permite que la turbina arranque con facilidad, pudiendo moverse independientemente de la dirección de incidencia del viento. El perfil aerodinámico de las palas de estas turbinas hace que la velocidad de giro alcanzada en el rotor sea baja. Esto reduce el desgaste de las partes mecánicas, caracterizando estos diseños como robustos y fiables. Además, su baja velocidad, reduce el impacto sonoro de estas turbinas, ya que apenas producen ruido al girar. Como desventaja respecto a otro tipo de turbinas es su bajo rendimiento, típicamente inferior al 25 %, lo que unido a su baja velocidad de funcionamiento hace que se utilicen principalmente en generadores de baja potencia. En la Figura 2.4 a) se muestra una fotografía de una turbina de tipo Savonius.

Darrieus : Este tipo de turbinas utiliza las componentes de sustentación o elevación producidas en el perfil del álabe. El primer diseño de este tipo de turbinas se atribuye al ingeniero aeronáutico francés Georges Jean Marie Darrieus. El perfil aerodinámico utilizado en este tipo de turbinas es más complejo debido a su curvatura, lo que hace que el coste de fabricación de esta turbina sea claramente superior al de una turbina tipo Savonius. En función de cómo sea la curvatura de los perfiles se puede distinguir entre turbinas Darrieus de álabes curvados o de álabes rectos, siendo estos últimos los preferidos para aplicaciones de baja potencia. En las turbinas de álabes rectos es posible modificar el ángulo de ataque de las palas con lo que se introduce otra variable de control que afecta al rendimiento de la turbina pudiendo alcanzar valores de rendimiento cercanos al 40 %. La mayor desventaja de este tipo de turbinas es su dificultad de auto-arranque debido

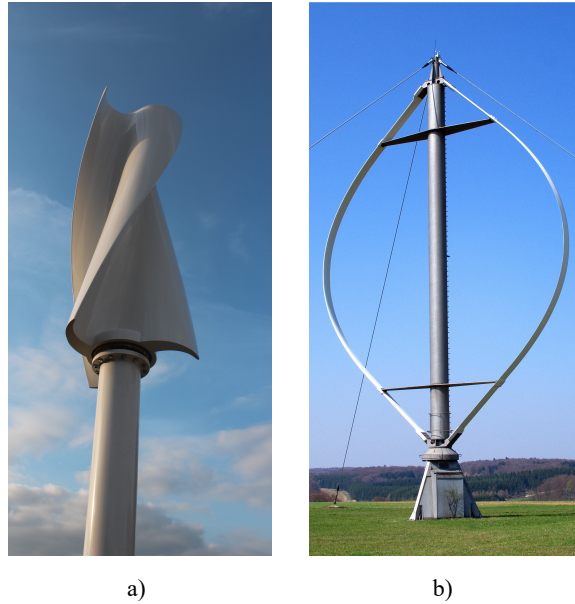


Figura 2.4: a) Turbina de eje vertical de tipo Savonius. b) Turbina de eje vertical de tipo Darrieus.

al perfil aerodinámico de sus álabes y a su simetría. En la Figura 2.4 b) se muestra una fotografía de una turbina de tipo Darrieus.

Una ventaja compartida que pueden aprovechar las turbinas de eje vertical con respecto a las de eje horizontal es que el generador eléctrico puede ser colocado en la parte baja de la turbina. Esto hace que los requerimientos estructurales de la turbina sean menores al no tener que soportar los esfuerzos mecánicos que ejerce el generador si se coloca en su parte superior, lo que facilita su diseño mecánico y construcción a la vez que se reducen los costes. Como contrapartida, al tratarse de turbinas que típicamente son de un tamaño pequeño, hace que estas estén expuestas a vientos de baja velocidad. Esto es debido a que a las alturas a las que se instalan estas turbinas, el viento es de una magnitud inferior a la que tendría en una cota superior y este se vea fuertemente afectado por las alteraciones del terreno o por objetos cercanos (edificios, árboles, etc.), haciendo que el viento sea de carácter más turbulento.

Turbinas eólicas de eje horizontal (Horizontal-Axis Wind Turbines - HAWT) Las turbinas eólicas de eje horizontal son las preferidas en las turbinas modernas de gran potencia, donde el rendimiento de la turbina prima sobre el coste inicial de la misma. El rendimiento máximo, C_p , que este tipo de turbinas puede alcanzar se sitúa en torno al 40 %.

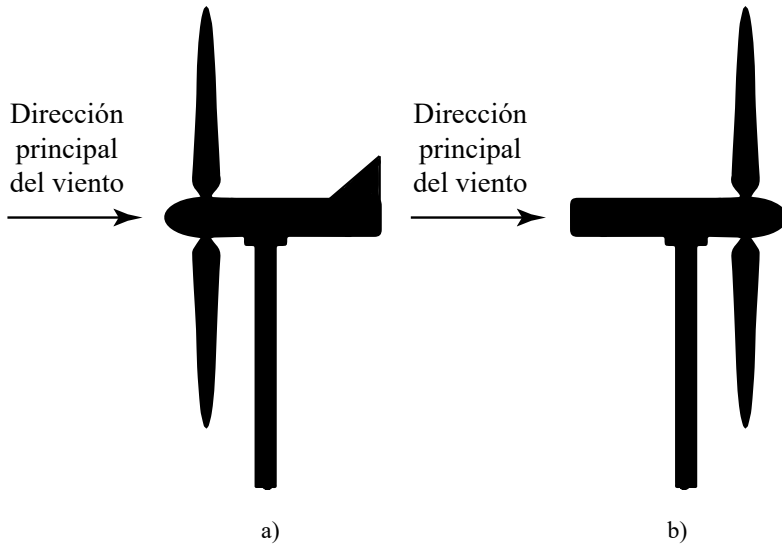


Figura 2.5: a) Turbina orientada a barlovento. b) Turbina orientada a sotavento.

En este tipo de turbinas, el generador eléctrico está situado en la parte alta de la turbina, dentro de la góndola, por lo que la estructura de la turbina debe de soportar tanto el peso del rotor de la turbina como del generador. Esto hace que se necesitan cimentaciones para la sujeción de la turbina, lo que incrementa considerablemente su coste.

Típicamente, las turbinas de eje horizontal utilizan la componente aerodinámica de sustentación de la fuerza producida por el viento sobre los álabes, por lo que el diseño del perfil aerodinámico utilizado tiene una gran influencia en el rendimiento de la turbina (rugosidad de los álabes, tipo de perfil utilizado, diseño, etc.). Además, estas turbinas no pueden capturar el viento de cualquier dirección, sino que deben ser orientadas en la dirección del viento predominante en la zona a instalar. En turbinas de poca potencia suelen utilizarse diseños auto-orientables tipo veleta; en turbinas más grandes suelen utilizarse servomotores.

Atendiendo a la orientación de la turbina, estas pueden clasificarse como turbinas a barlovento aquellas cuyas palas están de cara al viento [Figura 2.5 a)] o a sotavento aquellas turbinas en las que el viento ataca a los álabes por su cara trasera [Figura 2.5 b)].

Las turbinas a sotavento tienen la ventaja de ser auto-orientables, pero debido al efecto sombra producido al pasar un álabes por detrás de la torre de la turbina, el viento actúa de forma discontinua sobre el rotor. Cada vez que un álabes se cruza con la torre, se produce un periodo durante el cual la exposición al viento es menor, produciéndose una deflación en el álabes. Como consecuencia, el rendimiento de la turbina se ve afectado negativamente, el ruido producido por la turbina es mayor, y la fiabilidad de la turbina puede verse afectada al existir más posibilidades de

rotura por fatiga de los álabes al estar sometidos a deflaciones pulsantes repetitivas.

Por el contrario, las turbinas a barlovento necesitan de sistemas más complejos para poder ser orientadas en función de la dirección de incidencia del viento, complicando el diseño y con un coste de fabricación más elevado. A cambio de esto, el funcionamiento de la turbina, así como la forma en la que la energía es extraída del viento, es más suave y uniforme.

Otra característica utilizada para clasificar las turbinas eólicas de eje horizontal es el número de álabes. Es común encontrar turbinas multipala en aplicaciones para el bombeo de agua ya que son turbinas de baja velocidad con una entrega de par bastante elevada, especialmente durante su arranque. El número de álabes de una turbina está inversamente relacionado con la velocidad de funcionamiento de esta, es decir, a mayor número de álabes, menor es su velocidad de giro. Por otro lado, la turbulencia producida por la turbina es mayor si disponen de un elevado número de álabes, lo que provoca que su rendimiento disminuya. Cuando se reduce el número de álabes, la velocidad de giro en la que la turbulencia producida afecta al rendimiento de la turbina es más elevada, por lo que es posible alcanzar velocidades más altas. Una velocidad de giro elevada simplifica el uso de generadores eléctricos, ya que a igualdad de potencia, una velocidad de giro mayor requiere de un par inferior, lo que permite utilizar generadores de menor tamaño.

El número de álabes más habitual en las turbinas de eje horizontal es de tres. Su funcionamiento es suave y uniforme ya que las interferencias entre los álabes y la torre, y las variaciones de viento producidas por las diferencias de altura del rotor, se transmiten a la torre de forma más continua que en el caso de las turbinas de uno o dos álabes. El principal inconveniente de una turbina de tres álabes respecto a una de dos es el coste y peso adicional asociado a tener un álabe extra. Las turbinas de un solo álabe, aunque existen y han sido probadas, no han sido tenidas en seria consideración por los fabricantes de turbinas.

En la Figura 2.6 se muestra la forma y valores típicos de las curvas de potencia para diferentes tipos de turbina y distinto número de álabes.

2.3.2.2. Clasificación de acuerdo con la potencia de la turbina.

Las turbinas eólicas también pueden clasificarse en función de la cantidad de potencia que son capaces de capturar, pudiendo distinguir las turbinas micro de las de mayor potencia. En este aspecto, de acuerdo con el estándar IEC 61400-2, se considera generación micro eólica (SWT por sus siglas en inglés) aquella obtenida a través de turbina eólica con un área de barrido inferior a 200 m^2 , lo que equivale a una turbina de hasta 16 m de diámetro. Alternativamente el concepto de tamaño difiere de una región a otra, en función de las necesidades energéticas de cada lugar. Una vivienda norteamericana unifamiliar tipo utiliza de media de potencia de unos 10 kW, una europea necesita 4 kW mientras que una china necesita 1 kW. Debido a que la potencia desarrollada por la turbina es proporcional al tamaño del rotor, una forma de clasificar las turbinas de acuerdo con su capacidad para desarrollar potencia puede hacerse atendiendo al tamaño de los álabes:

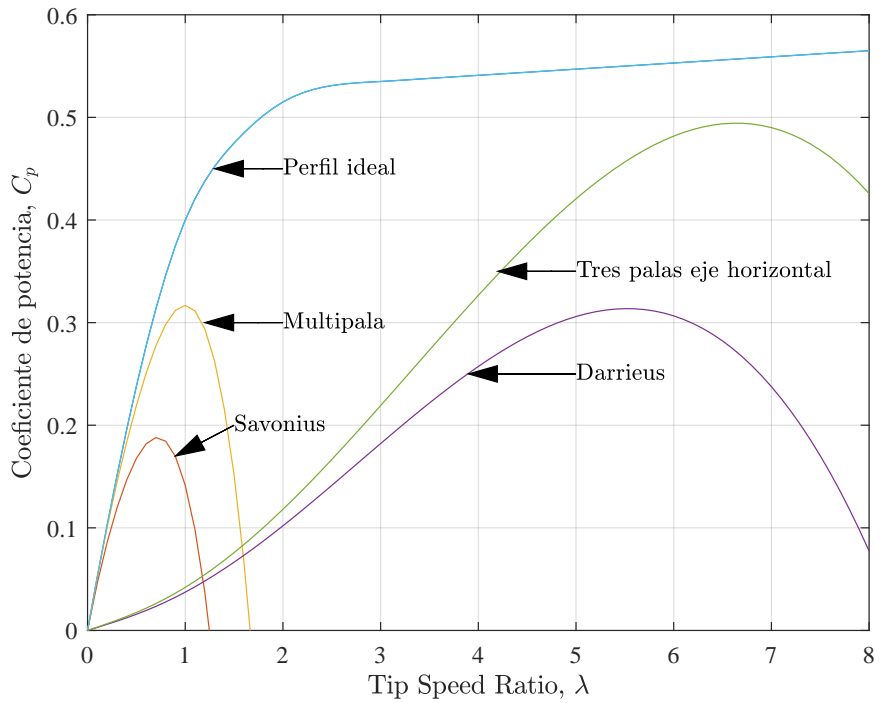


Figura 2.6: Ejemplo de curvas de eficiencia de distintos tipos de turbina y con distinto número de álabes.

- Pequeño tamaño (Small Scale Wind Turbines, SSWT): $10 \text{ cm} < \varnothing \text{ rotor} \leq 1 \text{ m}$.
- Tamaño medio (Medium Scale Wind Turbines, MSWT): $1 \text{ m} < \varnothing \text{ rotor} \leq 5 \text{ m}$.
- Gran tamaño (Large Scale Wind Turbines, LSWT): $\varnothing \text{ rotor} > 5 \text{ m}$.

2.3.2.3. Clasificación de acuerdo con el rango de velocidad de giro.

La velocidad de giro del rotor es otra de las características por las que suelen clasificarse las turbinas eólicas. En este aspecto se pueden distinguir aquellas turbinas que giran a una velocidad de giro constante independientemente de la velocidad del viento de las que adaptan su velocidad de giro para adecuarse a las condiciones de viento existentes. Se distingue entre:

- Turbinas de velocidad fija. En este tipo de turbinas suele utilizarse generadores asíncronos directamente conectadas a la red, donde el rango de velocidad de operación queda definido por la velocidad de sincronismo de la máquina y su deslizamiento.
- Turbinas de velocidad variable con convertidor de potencia de escala parcial. Para este tipo de turbinas se suele emplear un generador de inducción doblemente alimentado, lo que permite ampliar el rango de velocidad de giro del rotor un $\pm 30\%$ alrededor de la velocidad de sincronismo.
- Turbinas de velocidad variable. Suelen basarse en máquinas síncronas controladas por un convertidor de potencia que gestiona el total de la potencia entregada por la turbina

2.4. Modelado de la energía eólica.

Las turbinas eólicas capturan la energía cinética presente en el viento y la transforman en energía eléctrica. La cantidad de potencia que puede ser capturada por la turbina está limitada por el área de barrido del rotor, donde su máximo está determinado por (2.1).

$$P_w = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot v_w^3 \quad (2.1)$$

donde P_w es la potencia disponible en el viento, ρ es la densidad del aire, A es el área de barrido de la turbina, y v_w es la velocidad del viento.

No obstante, no toda la potencia disponible puede transmitirse a la turbina. El total de la potencia útil está definido por el rendimiento de la turbina. Este rendimiento puede cuantificarse a través del coeficiente de potencia C_p de la turbina. Este parámetro no es contante, sino que depende tanto de parámetros constructivos de la turbina como de las condiciones de funcionamiento. C_p refleja la eficiencia

de la conversión de la energía cinética del viento en la energía mecánica que mueve el eje del generador.

Las principales características constructivas que afectan al rendimiento general de una turbina eólica C_p son:

- Ángulo de abatimiento de la turbina (*tilt angle*).
- Tamaño de la turbina.
- Perfil aerodinámico de los álabes.
- Área de barrido.
- Orientación del eje de rotación de la turbina.

El coeficiente de potencia C_p puede expresarse como la relación entre la potencia mecánica que es realmente capturada por los álabes dividida entre la potencia máxima disponible en el viento dentro del área de barrido de la turbina (2.2). La potencia que puede ser extraída por la turbina se expresa de acuerdo a (2.3).

$$C_p = \frac{P_{capturada}}{P_w} = \frac{P_{capturada}}{(1/2)\rho A v_w^3} \quad (2.2)$$

$$P_{capturada} = \frac{1}{2} C_p \rho A v_w^3 \quad (2.3)$$

El coeficiente de potencia C_p de la turbina también está limitado a un valor máximo el cual se corresponde con el denominado Límite de Lanchester-Betz o más comúnmente Límite de Betz.

2.4.1. Límite de Lanchester-Betz.

Publicado en 1915 por el científico inglés Frederick W. Lanchester [7] y en 1920 por el físico alemán Albert Betz [8], el límite de Lanchester-Betz indica que el rendimiento máximo teórico que puede ser extraído por una turbina eólica es de $16/27$ (59.26 %).

En la Figura 2.2 se muestra, de forma esquemática, el paso de un fluido a través de un actuador con forma de disco que representa la turbina eólica. Las velocidades v_1 y v_2 son, respectivamente, las velocidades antes y después de su paso por una turbina eólica. El área de barrido de esta turbina determinado por A .

En la figura 2.7 se representa el flujo del aire cuando atraviesa una turbina eólica. u_1 y u_4 son las velocidades del viento antes y después de que este haya pasado a través de la turbina eólica. u_2 y u_3 son las velocidades de viento justo enfrente y detrás del álabes en rotación de la turbina respectivamente. Asumiendo que el viento no experimenta un cambio de velocidad a su paso por la turbina ($u_2 = u_3$) y que las presiones en los puntos 1 y 4 son iguales a la presión estática del viento sin la presencia de la turbina ($p_1 = p_2 = p$) [3].

$$p_2 - p_3 = \frac{1}{2} \rho (u_1^2 - u_4^2) \quad (2.4)$$

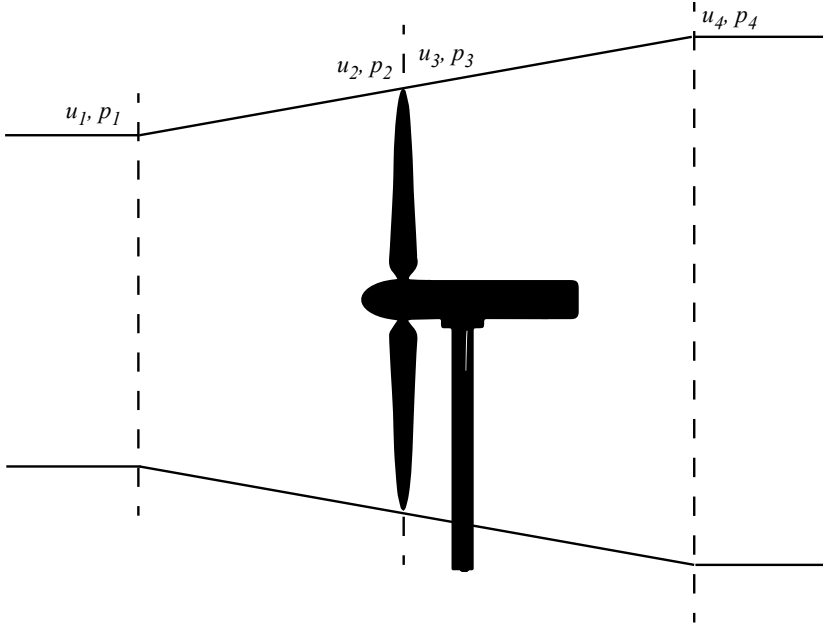


Figura 2.7: Esquema del flujo de aire que atraviesa una turbina.

$$u_2 = u_3 = \frac{1}{2}(u_1 + u_4) \quad (2.5)$$

La potencia capturada por la turbina será por tanto:

$$P_{capturada} = \frac{1}{2} \rho A u_2 (u_1^2 - u_4^2) \quad (2.6)$$

Definiendo a como el factor de inducción axial que representa la cantidad de velocidad perdida por el viento a su paso por la turbina (2.7).

$$a = \frac{u_1 - u_2}{u_1} \quad (2.7)$$

Sustituyendo la expresión (2.7) en 2.6

$$P_{capturada} = \frac{1}{2} \rho A u_1^3 4a(1-a)^2 \quad (2.8)$$

$$C_p = 4a(a-a)^2 \quad (2.9)$$

Lo que indica que el rendimiento de la turbina es función del factor de inducción a . Derivando esta expresión se demuestra que ésta tiene un máximo cuando $a = \frac{1}{3}$, valor para el que C_p alcanza su valor máximo de $16/27$ ó 59.259% [3].

Del desarrollo matemático anterior, se puede concluir que el rendimiento de la turbina depende de la relación entre la velocidad del viento antes y después de haber pasado a través del rotor de la turbina.

En la práctica, el máximo rendimiento que puede desarrollar una turbina está en torno a valores ligeramente superiores al 50 % del límite de Betz, encontrándose normalmente valores de rendimiento de entre un 25 y un 30 % de la energía cinética del aire con valores en torno al 40 % en las turbinas más eficientes [3].

2.4.2. *Tip speed ratio* λ .

El *tip speed ratio* es la relación entre la velocidad del viento y la velocidad lineal de la punta del álabe de la turbina de acuerdo con la expresión (2.10).

$$\lambda = \frac{v_2}{v_1} = \frac{\text{Velocidad punta del álabe}}{\text{Velocidad del viento}} = \frac{\omega_{rm} \cdot r}{v_w} \quad (2.10)$$

donde ω_{rm} es la velocidad angular del rotor y r es el radio del rotor.

El *tip speed ratio* λ , junto con el ángulo de ataque de la turbinas β , definen el coeficiente de potencia durante el funcionamiento de la turbina, siendo C_p función de estos dos parámetros $C_p = f(\lambda, \beta)$. Por norma general, el ángulo de ataque solo es modificado cuando la turbina debe de reducir la potencia que captura del viento, bien por seguridad o bien por haberse alcanzado el límite de la red eléctrica para absorber potencia. En turbinas de poca potencia el ángulo de ataque no puede ser modificado, por lo que durante el funcionamiento normal de la turbina su rendimiento depende únicamente de la relación entre la velocidad de giro y la velocidad del viento λ .

Empíricamente, el valor óptimo de rendimiento para una turbina de 3 álabes se obtiene cuando $\lambda = \frac{4\pi}{3}$ [3].

2.5. La microgeneración eólica en el mundo.

De acuerdo con lo estipulado en el estándar IEC 61400-2, se considera generación microeólica (SWT por sus siglas en inglés) aquella obtenida con turbinas eólicas con un área de barrido inferior a 200 m^2 , equivalente a una potencia de 50 kW cuya producción se realiza a una tensión máxima de 1000 V en corriente continua o a 1500 V en corriente alterna. Sin embargo, existe mucha discrepancia sobre el rango de potencias en los que una turbina eólica puede considerarse como micro, estableciéndose su valor máximo entre los 15 y los 100 kW.

Aunque el desarrollo de esta tesis se centra en turbinas de muy poca potencia (principalmente orientadas a la generación doméstica de energía; típicamente inferior a los 10 kW de potencia), se considera el valor máximo de potencia como 100 kW en sintonía con los informes oficiales emitidos por las asociaciones internacionales de generación eólica.

En este sentido, uno de los informes más recientes que se han publicado ha sido el Small Wind World Report en 2017, publicado por la Asociación Mundial

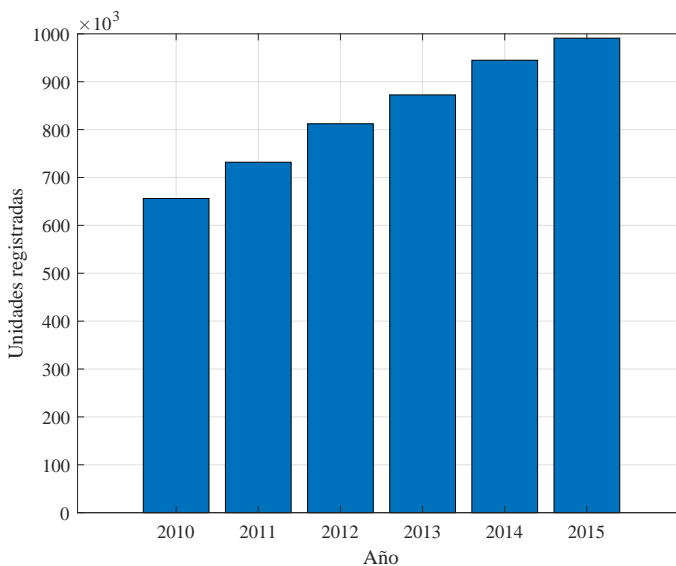


Figura 2.8: Evolución de las turbinas registradas [1].

de Energía Eólica (WWEA) [1]. En este informe se identifica un crecimiento en la potencia mundial instalada de 949 MW a finales de 2015, lo que supone un total de 990,966 turbinas registradas en todo el mundo. En comparación con el año anterior, el número de turbinas registradas suponen un incremento del 5%, sin embargo, el aumento en la capacidad instalada ha sido de 14 % frente a 2014, cuando la capacidad instalada era de 830 MW. En la Figura 2.8 se puede ver la evolución de las turbinas registradas en los últimos años y en la Figura 2.9 se muestra la evolución de la capacidad total instalada mediante turbinas de poca potencia.

En cuanto a la distribución geográfica de turbinas de poca potencia, el mayor mercado de turbinas de este tipo se ubica en China, Estados Unidos y en menor medida en Reino Unido con 732,000, 160,995, 28,917 turbinas registradas respectivamente. En la Figura 2.10 se muestra la distribución de turbinas eólicas por países y en la Figura 2.11 se muestra la capacidad total instalada mediante turbinas de baja potencia en cada país. En este caso las diferencias entre países se acortan, aunque sigue destacando claramente China sobre el resto.

La fabricación de turbinas eólicas de pequeña potencia se encuentra concentrada principalmente en China, América del Norte y algunas regiones de Europa. Los 5 países con mayor fabricación de turbinas micro eólicas son: Canadá, China, Alemania, Reino Unido y Estados Unidos. De todas los fabricantes de turbinas en el mundo, aproximadamente un 74 % fabrican turbinas de eje horizontal, un 18 % fabrica turbinas de eje vertical y un 6 % de firmas fabrican ambos tipos de turbinas.

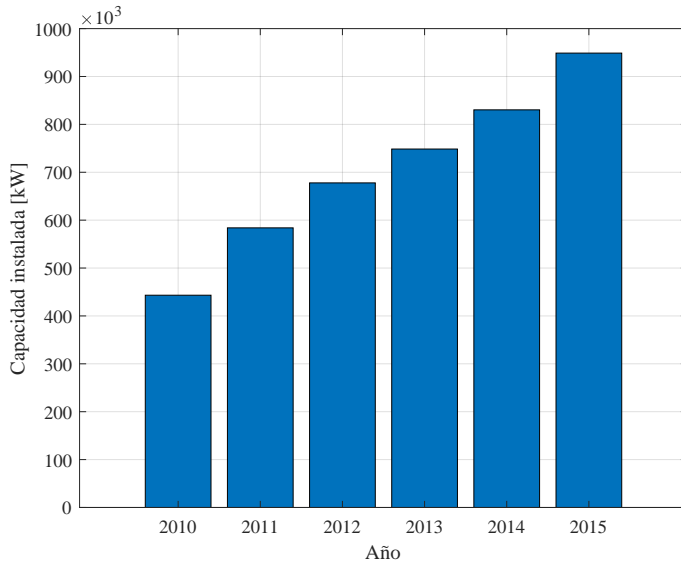


Figura 2.9: Evolución de las capacidad total instalada [1].

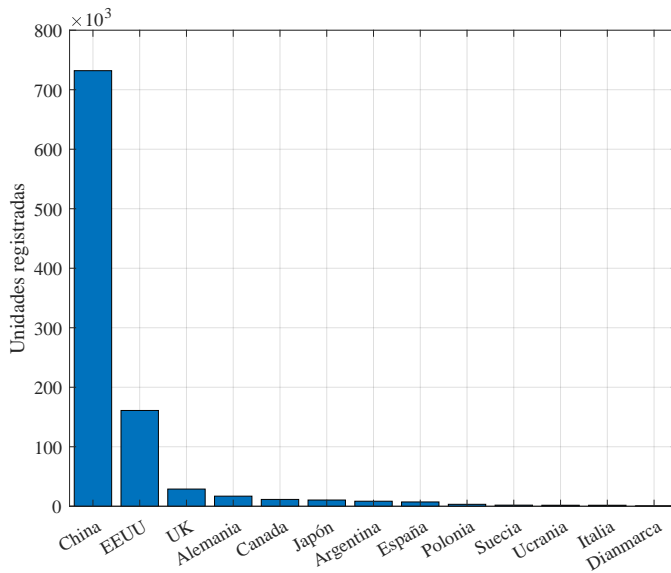


Figura 2.10: Evolución de las turbinas registradas por países [1].

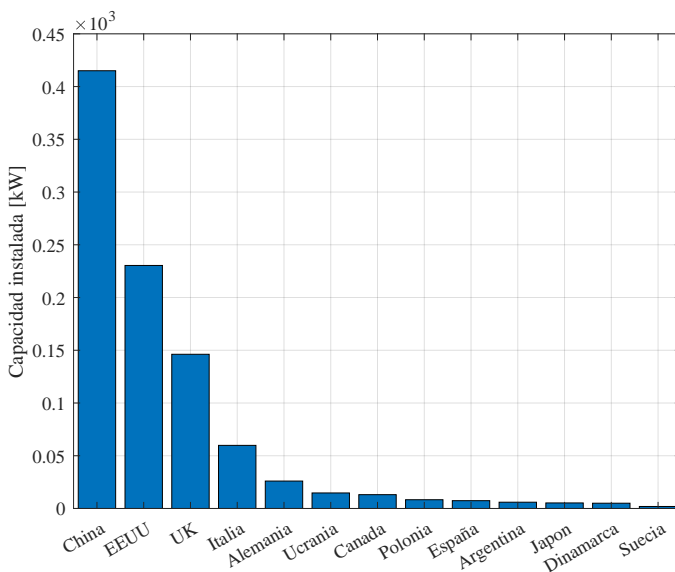


Figura 2.11: Evolución de las capacidad total instalada por países [1].

El rango de potencia de las turbinas que se fabrican hoy en día depende del tipo de turbinas que se trate: de eje horizontal o de eje vertical. En este sentido las de eje horizontal suelen tener una potencia superior, siendo el 88 % de una potencia inferior a 10 kW y un 75 % inferior a 5 kW. Las turbinas de eje vertical disponen de una potencia media de 7.4 kW siendo la mediana de tan solo 2.5 kW [1].

Aunque el ritmo de crecimiento en los últimos años ha descendido respecto a años anteriores, la expectativa en el mercado microeólico es de crecimiento esperándose una tasa de crecimiento de la menos un 12 %, previéndose un crecimiento anual de 270 MW para 2020 y alcanzándose una potencia total instalada de 1.9 GW [1].

2.6. Microturbinas comerciales más relevantes.

En la Tabla 2.1 se recogen los parámetros característicos de una serie de turbinas disponibles comercialmente, las cuales se han considerado como referencia a la hora de desarrollar esta tesis. En este estudio se recogen los modelos de los principales fabricantes (actualizado en abril de 2020).

De acuerdo con la Tabla 2.1 la mayoría de las turbinas disponibles en el mercado son turbinas de eje horizontal, principalmente en las de más potencia, con un diámetro máximo de 20 m. De entre estas turbinas, las enfocadas al autoconsumo doméstico son aquellas de potencias comprendidas entre 1 y 8 kW, rango en el que

se puede encontrar tanto turbinas de eje vertical como de eje horizontal. Comparativamente, a igualdad de potencia, las turbinas eje vertical tienen un diámetro más contenido que su equivalente de eje horizontal por lo que en un ámbito doméstico suelen aprovechar más el espacio que las de eje horizontal.

| Fabricante | Modelo | Tipo | Diámetro [m] | Potencia nominal [kW] | País de origen |
|-----------------------------|-----------------|------|--------------|-----------------------|----------------|
| Aria S.L | Libellula 22 kW | HAWT | 17.4 | 22 | Italia |
| Aria S.L | Libellula 55 kW | HAWT | 18 | 55 | Italia |
| Bergey Windpower | Excel 1 kW | HAWT | 2.5 | 1 | EEUU |
| Bergey Windpower | Excel 5 | HAWT | 6.2 | 5.2 | EEUU |
| Bergey Windpower | Excel 10 | HAWT | 7 | 8.2 | EEUU |
| Bornay | 1500 | HAWT | 2.86 | 1.5 | España |
| Bornay | 3000 | HAWT | 4 | 3 | España |
| Bornay | 6000 | HAWT | 4 | 6 | España |
| C&F | CF100 | HAWT | 25.4 | 100 | Italia |
| Crirel | CT60-26 | HAWT | 16 | 60 | Italia |
| Endurance Wind Power | E-3120 | HAWT | 19.2 | 50 | Reino Unido |
| EolArt | EOL-CK-60 | HAWT | 17.8 | 60 | Italia |
| Eoltec (Grupo weole) | Scirocco 6 | HAWT | 5.6 | 5.4 | Canadá |
| Eolys | Metronome 10 kW | HAWT | 9 | 10 | Francia |
| Ergycon | Ely50 | HAWT | 20.4 | 50 | Italia |
| Gaia-wind | GW133 | HAWT | 13 | 11 | Reino Unido |
| Green Spec | Evance R9000 | HAWT | 5.5 | 5 | Reino Unido |
| Hi-VAWT | DS-3000W | VAWT | 4 | 3 | Taiwan |
| SD Wind Energy | SD3 | HAWT | 3.9 | 3.2 | Reino Unido |
| SD Wind Energy | SD6 | HAWT | 5.6 | 6 | Reino Unido |
| Wind Energy Solutions (WES) | WES50 | HAWT | 20 | 72 | Países Bajos |
| Wind Energy Solutions (WES) | WES100 | HAWT | 18 | 100 | Países Bajos |
| Xzeres | Skysream 3.7 | HAWT | 3.72 | 2.4 | EEUU |
| Xzeres | XZERES 442SR | HAWT | 7.2 | 10.4 | EEUU |
| Xzeres | XZERES 50 | HAWT | 16.5 | 51 | EEUU |

Tabla 2.1: Parámetros característicos de turbinas comerciales.

2.7. Conclusiones.

Este capítulo presenta los fundamentos de la energía eólica, incluyendo el modelo matemático de la potencia disponible en el viento y cómo se convierte en potencia mecánica en el eje de la turbina.

También se describen las turbinas eólicas, sus componentes principales, y cómo pueden clasificarse atendiendo a diversos parámetros.

El capítulo también presenta un breve informe de la microeólica en el mundo, donde se puede ver una tendencia al alza en cuanto a la potencia instalada. También se incluye un compendio de distintos tipos de turbinas comerciales de poca potencia disponibles comercialmente.

Capítulo 3

Máquinas eléctricas y convertidores de potencia más utilizados en generadores eólicos.

3.1. Introducción.

El principio de funcionamiento de una turbina eólica está basado en la conversión de la energía cinética del viento en energía eléctrica tal como se ha descrito en el capítulo 2. Para realizar esta conversión se utilizan generadores eléctricos que, una vez acoplados al eje de la turbina eólica, permiten convertir la energía cinética del viento en energía eléctrica.

A lo largo de los años se han ido utilizando diversos tipos de generadores para el control y extracción de potencia de la turbina. En los primeros diseños de turbinas, los cuales se atribuyen a los diseños daneses, se utilizaban generadores asíncronos directamente conectados a red [9]. Esto hacía que la velocidad de este tipo de turbinas fuese prácticamente constante (con la consecuente pérdida de rendimiento) a cambio de una gran simplicidad y bajo coste en la conexión a red. En contrapartida, en los diseños más modernos de varios megavatios, se utilizan generadores de inducción doblemente alimentados o generadores síncronos de imanes permanentes, los cuales permiten una velocidad de giro variable, pero necesitan de un convertidor de potencia para adaptar los niveles y frecuencias de la tensión de este tipo de generadores a las características de la tensión de red.

En este capítulo se revisan los tipos de máquinas y los convertidores electrónicos de potencia más utilizados en turbinas eólicas de baja potencia, y se explicará la elección de generador y topología de potencia utilizada para el desarrollo de la tesis.

En la parte final de este capítulo se incluye como contribución de esta tesis el análisis de un convertidor basado en puente de diodos y convertidor *boost* donde se han realizado algunas modificaciones para reducir su tamaño y su coste. El análisis realizado está orientado al uso de este convertidor modificado para su uso en sistemas de generación eólica. Adicionalmente y también a modo de contribución derivada de este trabajo, se incluye la propuesta de una estrategia de control alternativa a las ya existentes en la literatura donde se demuestra su eficiencia y validez para el control de este convertidor modificado en sistemas de generación eólica.

3.2. Tipos de generadores eléctricos empleados en las turbinas eólicas.

Actualmente se utilizan diversas tecnologías de máquinas eléctricas para la conversión de la energía cinética de la turbina en energía eléctrica. Como norma general, en aerogeneradores con una velocidad de giro fija se suelen instalar máquinas asíncronas mientras que el uso de máquinas síncronas suele reservarse para turbinas de velocidad variable.

Aparte del rango de velocidad de giro de la turbina, la elección del tipo de máquina está determinada por la potencia que debe de manejar el convertidor de potencia, por lo que suelen utilizarse máquinas síncronas de imanes permanentes para el caso de turbinas de velocidad variable donde el convertidor de potencia maneja el total de la energía, o máquinas de inducción doblemente alimentadas en sistemas de velocidad variable donde el convertidor sólo maneje una porción de la energía capturada del viento.

3.2.1. Máquinas asíncronas de inducción de jaula de ardilla (Squirrel Cage Induction Machines - SCIM).

Los generadores asíncronos de inducción suelen caracterizarse por ser máquinas muy robustas y fiables con un coste reducido, lo que repercute directamente en el coste de la turbina eólica. Existen dos tipos de uso para estos generadores: conexión directa a red en turbinas de velocidad fija y conexión a través de un convertidor en turbinas de velocidad variable.

El concepto de utilizar máquinas asíncronas como generador en turbinas eólicas con conexión directa a red viene de las décadas de los 80 y 90 del siglo XX, siendo muy común en los primeros diseños de turbinas danesas.

Debido a que estos generadores se encuentran conectados directamente a una red de frecuencia constante no es posible modificar la velocidad de giro estos por lo que se usan principalmente en turbinas con una velocidad de giro del rotor constante. El deslizamiento de la máquina permite una ligera variación de su velocidad pudiendo variar su velocidad ligeramente cuando el generador se somete a distintos niveles de carga. Al tratarse de máquinas conectadas directamente a red, su consumo de potencia reactiva suele ser elevado, por este motivo se recomienda

utilizar bancos de condensadores conectados en los terminales del generador para reducir la demanda de energía reactiva de la red, incrementando así el factor de potencia de la turbina [10, 11, 12, 13].

La velocidad de giro nominal de los generadores suele ser superior a la de la turbina por lo que se suele utilizar cajas de engranajes o multiplicadoras para conectar el eje del rotor con el eje del generador adaptando la velocidad de giro de la turbina a la del generador.

El hecho de ser turbinas con un rango de velocidad muy limitado, hace que estén sometidas a cambios bruscos de par cuando cambia la fuerza del viento. Esto podría ocasionar problemas estructurales causados por fatiga. Como desventaja adicional, al tratarse de máquinas de velocidad constante, imposibilita la implementación de algoritmos de extracción de la máxima potencia, con la consecuente reducción de su rendimiento cuando la velocidad del viento no se corresponde con la velocidad óptima.

Para obtener un rango de deslizamiento mayor es posible aumentar el número de polos de la máquina proporcionando cierta elasticidad al sistema. Una máquina de seis u ocho polos tiene un rango de deslizamiento mayor que el de una máquina de dos polos, lo que les permite absorber mejor las fluctuaciones de potencia reduciendo el riesgo de fallo por fatiga de la turbina [14]. Aunque escasos, existen diseños de turbinas en las que es posible modificar su velocidad de giro al cambiar el número de polos del generador [15].

Adicionalmente, al ser generadores que necesitan de excitación magnética externa, no es sencillo realizar funciones de respaldo (*grid supporting control*) cuando se detectan fallos en la red [16]. Algunos autores proponen el uso de *dynamic voltage restorers (DVR)*, permitiendo a las turbinas continuar de forma normal su funcionamiento ante caídas de tensión, lo cual suele ser un requisito común de los códigos de red de muchos países [17].

Un ejemplo típico de este tipo de turbinas es el uso de un generador de 1500 rpm y 4 polos conectado a una red de 50 Hz, donde la velocidad de giro de la turbina depende del diámetro de las palas (concepto danés). Una máquina tipo para esta configuración es de una potencia de 600 kW, con un diámetro de barrido de 44 m y en el que la velocidad de giro es de 26 rpm [14].

Una alternativa al concepto danés es utilizar un convertidor de potencia que haga de interfaz entre la red y el generador. Este convertidor permite que la velocidad de giro de la turbina sea variable pudiendo adaptar su funcionamiento a las diferentes condiciones de viento. Toda la energía capturada del viento deberá de ser adaptada por el convertidor por lo que este deberá ser capaz de manejar toda la potencia del sistema. Como las máquinas de inducción no son auto-excitadas, el convertidor utilizado debe de ser bidireccional para permitir la magnetización del generador permitiendo un flujo de corriente desde la red al generador. Actualmente este concepto no es muy habitual en turbinas de velocidad variable debido a la existencia de otro tipo de máquinas con mejor rendimiento [11]. La topología de potencia más habitual para una máquina de este tipo es el convertidor *back-to-back*, el cual será analizado más adelante en este capítulo.

En la Figura 3.1 se muestran dos ejemplos de uso de este tipo de generadores

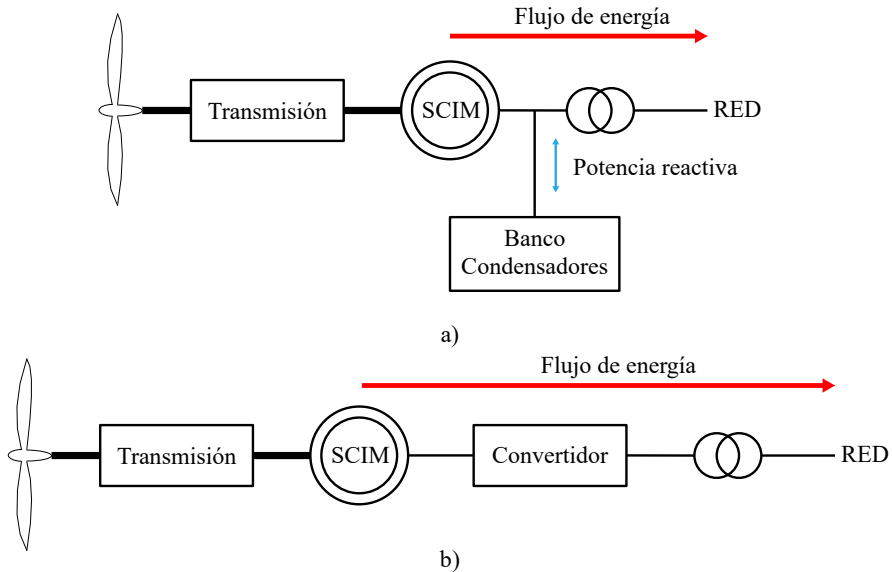


Figura 3.1: Esquemas de conexión a red de los generadores de inducción: a) Conexión directa. b) Conexión a través de convertidor.

en sistemas de generación eólica. En el primero de ellos, Figura 3.1 a), la máquina se conecta directamente a la red utilizando un banco de condensadores para compensar el factor de potencia de este tipo de generadores. En la segunda, Figura 3.1 b), se conecta el generador a través de un convertidor de potencia por el cual pasa la totalidad de la energía recuperada del viento. Este convertidor se encarga de la magnetización de la máquina y de la extracción de potencia a través de las corrientes del estátor. En el segundo caso es posible modificar la velocidad de giro del generador por lo que su rango de funcionamiento es mucho mayor.

3.2.2. Máquinas de inducción de rotor bobinado (*Wound Rotor Induction Machine - WRIM*).

Aunque este tipo de generador tiene una construcción muy similar al de un generador asíncrono doblemente alimentado, el cual será tratado más adelante, el uso de los devanados del rotor es diferente. En un generador asíncrono de rotor bobinado estos devanados se utilizan exclusivamente para modificar la resistencia del rotor, lo que permite adaptar el deslizamiento de la máquina obteniendo un rango de velocidad más amplio.

El estátor de este tipo de generadores es similar al de las máquinas de inducción con rotor de jaula de ardilla, sin embargo, el rotor tiene un devanado accesible generalmente a través de anillos rozantes que puede conectarse a un convertidor de potencia, típicamente basado en un rectificador de diodos y un *chopper* [18],

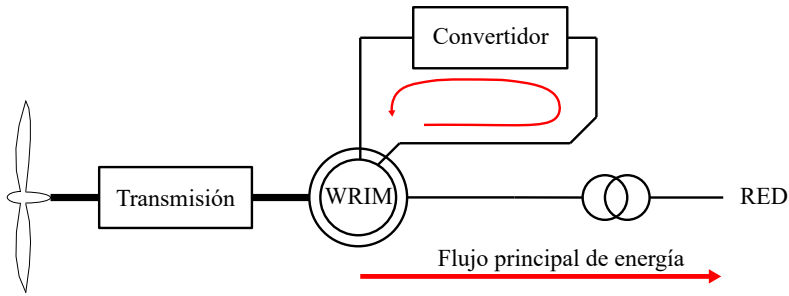


Figura 3.2: Esquemas de conexión a red de un generador síncrono de rotor bobinado controlado por convertidor de potencia.

con lo que es posible modificar la resistencia del rotor y controlar la excitación magnética de la máquina. El estátor de estas máquinas se conecta directamente a la red entregando potencia a la misma, mientras que las corrientes inducidas en el devanado del rotor son disipadas en forma de calor [19, 13]. Para ajustar las velocidades de giro de la turbina y del generador suele utilizarse una multiplicadora de engranajes.

Con el convertidor de potencia utilizado en la resistencia del devanado del rotor, es posible conseguir un rango de velocidades de giro más amplio, al poder modificar la impedancia del devanado del rotor, pudiendo alcanzar una rango de velocidad del 10% de la velocidad de sincronismo. Cuando se modifica la impedancia del rotor, es posible modificar la velocidad de giro del rotor de la turbina, permitiendo ajustar la potencia que es extraída del viento.

En la Figura 3.2 se puede ver un esquema de la conexión a red de un sistema de generación que utiliza un generador síncrono de rotor bobinado, donde un convertidor de potencia se encarga de controlar la excitación de la máquina.

Los anillos rozantes utilizados para alimentar el bobinado del rotor pueden eliminarse si se embebe tanto la resistencia como el convertidor dentro del cuerpo del rotor, evitando así el mantenimiento de los anillos rozantes. En este caso el diseño del rotor deberá adecuarse para una correcta refrigeración de los componentes.

El control de este tipo de máquinas consiste en controlar la corriente que es extraída a través del rotor del generador para lo que existen varias estrategias de control a seguir: control directo de la potencia extraída del viento; control de la potencia consumida en las resistencias del rotor (tanto internas como externas); y control de par [20].

Este tipo de generadores ha sido utilizado por Vestas durante la década de 1990. Suzlon también ha llegado a utilizar este tipo de generadores [13]. Actualmente este tipo de generadores está en desuso debido al desarrollo de otras tecnologías con un rendimiento y prestaciones superiores.

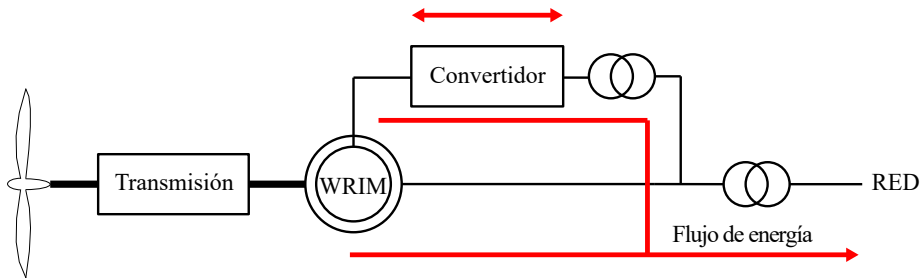


Figura 3.3: Esquema de conexión a red de un generador de inducción doblemente alimentado.

3.2.3. Máquinas de Inducción Doblemente Alimentadas (*Doubly Feed Induction Machine - DFIM*).

Las máquinas de inducción doblemente alimentadas son muy comunes en las turbinas de gran tamaño dada su capacidad para variar su velocidad de giro.

Estos generadores están basados en máquinas de inducción de rotor bobinado, donde este se conecta a un convertidor de potencia que gestiona una parte importante de la energía capturada por la turbina eólica. Este convertidor se encarga de modificar la frecuencia de las corrientes de los devanados del rotor mientras que el estátor entrega potencia directamente a la red.

Al modificar la frecuencia de las corrientes del rotor, es posible incrementar el rango de velocidades del generador llegando a velocidades de $\pm 25 - 30 \%$ de la velocidad de sincronismo [13, 21]. La entrega de potencia se realiza principalmente a través de los devanados del estátor. Cuando la velocidad de giro del generador está por debajo de la velocidad de sincronismo, el convertidor de potencia conectado a los devanados del rotor entrega potencia de la red hacia el rotor. Cuando la velocidad de giro es superior a la velocidad de sincronismo, el generador entrega potencia tanto por los devanados del estátor como por los del rotor. En cualquier caso, el balance total de potencia va del generador hacia la red a cualquier velocidad, al ser mayor la potencia entregada por el estátor que la consumida por el rotor.

En la Figura 3.3 se muestra el esquema de conexión para un sistema que utiliza este tipo de generadores. En este caso el estátor está conectado directamente a la red mientras que las corrientes del rotor se controlan mediante un convertidor bidireccional con conexión a red.

Uno de los grandes atractivos que presentan este tipo de máquinas es que el convertidor de potencia utilizado para el control de las mismas solo tiene que manejar valores de hasta un 30% de la energía capturada por la turbina, por lo que el coste del convertidor se reduce, obteniendo una mejora sustancial en el rendimiento de la turbina respecto al uso de máquinas asíncronas sin acceso a los devanados del rotor al permitir modificar su velocidad de giro. Esta ventaja es un gran atractivo para las máquinas de gran potencia ya que el coste del convertidor

de potencia es elevado.

Aparte del incremento en el rendimiento que supone trabajar con velocidad variable, el convertidor del rotor permite compensar la potencia reactiva consumida por la máquina, eliminando la necesidad de disponer de bancos de condensadores. Además, el convertidor permite realizar otras funciones enfocadas al soporte de la red. Por otro lado, el arranque de este tipo de generadores es más suave que el de una máquina de inducción con rotor de jaula de ardilla.

El mayor inconveniente de estas máquinas reside en la necesidad de incorporar anillos rozantes, necesarios para acceder a los devanados del rotor lo cual reduce la fiabilidad del sistema incrementando su mantenimiento [22]. Además, los anillos rozantes son componentes de alta emisión electromagnética lo que podría dar lugar a problemas de compatibilidad electromagnética.

Al igual que en otros sistemas con generadores asíncronos, las turbinas eólicas que utilizan generadores asíncronos doblemente alimentados también suelen utilizar cajas de engranajes para ajustar la velocidad del rodete con la del generador.

Gracias al convertidor utilizado para el control de las corrientes del rotor, estas máquinas permiten reaccionar ante posibles fallos ocasionados en la red, pudiendo adaptar la potencia reactiva consumida/generada ante huecos de tensión (*Ride Through Capabilities*) [23, 24] o realizar funciones de regulación de frecuencia [25].

Aunque el uso de estas máquinas suele estar reservado para turbinas de gran potencia también es posible encontrarlas también en turbinas de baja potencia [26].

3.2.4. Máquinas Síncronas de Imanes Permanentes (Permanent Magnet Synchronous Machines PMSM).

Los generadores síncronos de imanes permanentes son máquinas de corriente alterna que no necesitan de magnetización externa, si no que esta es generada por imanes dispuestos en el rotor. El estátor de estos generadores es similar al utilizado en las máquinas de inducción. Dependiendo de la tecnología de los imanes utilizada, se puede incrementar de forma notable la densidad de potencia consiguiendo máquinas de menor tamaño que el resto desarrollando una potencia similar [13].

Al no haber corrientes a través del rotor, las pérdidas se ven reducidas de forma considerable, siendo las corrientes de Foucault (*eddy currents*) las únicas presentes en el rotor. Por este motivo, las pérdidas en el rotor se ven limitadas a las corrientes parásitas a través de las láminas del rotor y a las corrientes que se inducen en el interior de los imanes. La fiabilidad de estas máquinas es muy alta, siendo comparable a la de una máquina de inducción de rotor bobinado (o DFIM) al no necesitar escobillas.

El principal inconveniente de esta tecnología es su elevado precio, siendo más elevado que otros tipos de generadores debido al precio de los imanes, sobre todo en generadores con una elevada densidad de potencia. Además, la construcción de estas es más compleja y los imanes pueden perder su magnetización si estos sobrepasan su temperatura de Curie. Una característica propia de estas máquinas es el *cogging torque*, el cual es un par que se aparece debido a la interacción de

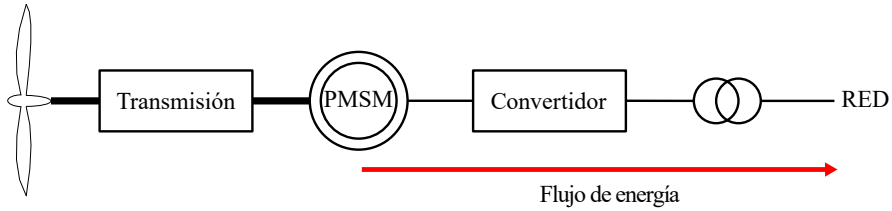


Figura 3.4: Esquemas de conexión a red de un generador síncrono de imanes.

los imanes permanentes con los dientes de las ranuras del estátor. Este par es predominante a bajas velocidades de giro, aunque cuando la máquina trabaja a velocidad nominal puede dar lugar a un rizado de par significativo. Un valor muy elevado de este *cogging torque* podría provocar que la turbina no sea capaz de arrancar al no crearse un par lo suficientemente alto como para vencerlo. Para reducir el efecto del *cogging torque* se pueden recurrir a técnicas como el *skewing* en el paquete magnético del estátor. Estas técnicas hacen que se produzca una transición más suave en el paso de los imanes frente a las ranuras de estátor reduciendo el *cogging torque* generado [27].

Este tipo de generadores permiten prescindir de multiplicadores mecánicos de velocidad, pudiendo acoplarse directamente al eje de la turbina [28, 29]. Es necesario utilizar un convertidor de potencia para gestionar el total de la energía entregada por la turbina, del tal modo que la velocidad de giro de la turbina sea independiente de la frecuencia de la red a la que se vierta la energía.

Este tipo de generadores necesita un convertidor de potencia para su correcto funcionamiento que permita el flujo de corriente del generador hacia la red ya que este tipo de máquinas no necesitan de magnetización externa. Debido a esto es posible realizar funciones de respaldo de red tales como mitigar fallos de tipo *ride-through* o control de tensión y frecuencia [30].

En la Figura 3.4 se muestra el esquema de conexión a red de un generador síncrono de imanes. En el caso mostrado toda la energía atraviesa el convertidor de potencia, lo que permite que el rango de velocidad de giro de la turbina sea muy amplio.

Debido a su alto rendimiento y su capacidad de autoexcitación este tipo de generador es el más adecuado para su uso en sistemas de generación eólica de poca potencia. La libertad a la hora de diseñar este tipo de generadores permite adoptar configuraciones que no necesiten caja de engranajes (*direct drive*) utilizando generadores con un número de polos elevado manteniendo un buen rendimiento. La baja estandarización de estas máquinas permite el desarrollo de máquinas que adapten sus valores de potencia y de tensión a la aplicación final del sistema de generación, pudiendo ser este para conexión y vertido de energía a red, sistemas aislados, sistemas con almacenamiento de energía, etc.

Al tratarse de máquinas con un bajo nivel de estandarización, la geometría de los diseños es muy flexible, favoreciendo el diseño de turbinas con un alto grado de integración. Este tipo de generadores puede clasificarse atendiendo a la dirección

principal del flujo: radial, axial o transversal [31].

3.2.4.1. PMSM de flujo radial.

En las máquinas de flujo radial, el flujo creado por los imanes permanentes está orientado radialmente. Estas máquinas son de construcción simple, pegando o embebiendo los imanes en la superficie del rotor, pudiendo alcanzar un número de polos muy elevado.

En este tipo de generadores el diámetro y la longitud del rotor puede ser elegido libremente en función del par y potencia a desarrollar por la máquina.

Existen dos tipos configuración para los imanes en las máquinas de flujo radial: máquinas de imanes superficiales y máquinas de imanes enterrados.

En las máquinas de imanes superficiales, los imanes se encuentran sobre la superficie del rotor. Con esta configuración los imanes se ven expuestos a las fuerzas centrífugas producidas por el movimiento del rotor y se debe de prestar especial atención a la hora de su diseño para evitar que los imanes se desprendan de la superficie del rotor. Por esta razón esta configuración no es recomendable para su uso en máquinas de alta velocidad. Esta configuración facilita el diseño de máquinas de rotor exterior con un número de polos elevado. Una ventaja de las máquinas de imanes de rotor exterior es su facilidad de refrigeración, lo que dificulta la des-magnetización de los imanes a causa de una temperatura elevada.

En el caso de que los imanes se encuentren enterrados o embebidos en el cuerpo del rotor, la velocidad de funcionamiento de la máquina puede verse aumentada sustancialmente al no haber riesgo que estos se desprendan de la superficie del rotor debido a las fuerzas centrífugas.

En la Figura 3.5 se puede ver la sección de un generador síncrono de imanes permanentes. En la Figura 3.5 a) se muestra un generador con los imanes distribuidos en la superficie del rotor. En la Figura 3.5 b) se muestra un generador con los imanes interiores o enterrados en el rotor.

3.2.4.2. PMSM de flujo axial.

En las máquinas de imanes de flujo axial, la dirección principal de flujo está orientada en la dirección del eje de giro de la máquina. Pueden distinguirse máquinas con y sin ranuras. En el caso de las máquinas sin ranuras los devanados del estátor son más sencillos que en el caso de una máquina de imanes de flujo radial, con menor *cogging torque* y menos ruido. Normalmente, este tipo de máquinas suele ser de menor tamaño que las de flujo radial, consiguiendo una mayor densidad de potencia por volumen.

En el caso de las máquinas con ranuras, el entrehierro no es uniforme, lo que implica que el par desarrollado por la máquina tendrá oscilaciones. Además, el ranurado dificulta su fabricación.

Como contrapartida, estas máquinas pueden desarrollar un par menor que las de flujo radial necesitando un tamaño mayor (tanto de máquina como de imanes) para desarrollar la misma cantidad de par.

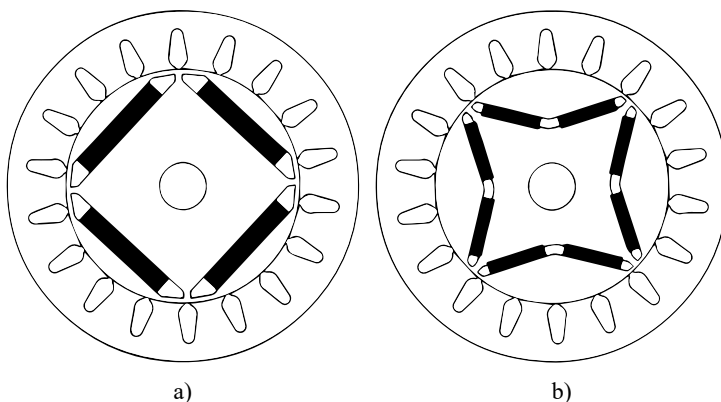


Figura 3.5: Sección de un generador de imanes permanentes: a) imanes superficiales; b) imanes enterrados.

La máquina toroidal es la máquina de flujo axial más común, la cual está compuesta de un único estátor enfrentado por un doble rotor. Ambos rotores están hechos con un acero de bajo contenido en carbono, con imanes en su superficie. El estátor, normalmente sin ranuras, se bobina toroidalmente. Las máquinas toroidales son máquinas muy compactas con una buena relación potencia/peso.

Existen muchos otros diseños: doble estátor ranurado, doble rotor ranurado, etc. El rendimiento de las máquinas de doble estátor/rotor suele ser mayor que las de un único estátor/rotor, sin embargo, las pérdidas por conducción son mayores al necesitar una cantidad de cobre mayor. Ya que el entrehierro crece con la potencia de la máquina, este tipo suele utilizarse en máquinas de baja potencia.

3.2.4.3. PMSM de flujo cruzado.

En este tipo de máquinas, el flujo producido por los imanes está orientado perpendicularmente a la dirección del rotor. Este tipo de configuración tiene una gran capacidad para generar par con menos pérdidas de conducción que el resto de las tipologías. Sin embargo, la construcción de estos generadores es difícil y costosa.

Comparada con otro tipo de configuraciones, las máquinas de flujo cruzado permiten incrementar el espacio utilizado para los devanados sin reducir el espacio del flujo principal, lo que permite utilizar secciones de conductor mayores en los devanados del estátor, reduciendo así las pérdidas por conducción. El espaciado entre los diferentes polos que constituyen el rotor es muy reducido lo que hace que la estructura electromagnética sea muy compleja.

El principal inconveniente de estas máquinas es su reducido factor de potencia, requiriendo convertidores de potencia más grandes para manejar los niveles de corriente necesarios.

3.2.5. Máquinas Síncronas de Reluctancia Conmutada (Switched Reluctance Synchronous Machine SRM).

Las máquinas de reluctancia conmutada son máquinas muy robustas presentando polos salientes tanto en el rotor como en el estátor lo que hace que sean consideradas como máquinas de doble reluctancia. El estátor está construido de tal modo que las bobinas de cada fase están devanadas alrededor de un solo diente saliente. El rotor consta de una serie de polos salientes sin devanados ni imanes [32].

Cuando se magnetiza una fase del estátor, el flujo producido en esta hace que los polos del rotor se alineen de tal forma que la reluctancia presentada por el circuito magnético sea mínima. Para hacer que el rotor continúe en movimiento es necesario que la fase ya alineada se desmagnetice pasando a alimentar la fase contigua. Esto hace que el rotor se mueva para buscar de nuevo la mínima reluctancia del circuito magnético. El funcionamiento como generador de esta máquina se produce al cambiar la posición angular del rotor con respecto a la fase que está siendo magnetizada [32].

Debido a las peculiaridades de estas máquinas, es necesario un convertidor de potencia específico para este tipo de máquinas con capacidad para convertir el total de la energía capturada.

3.2.6. Comparativa y clasificación de turbinas según el generador utilizado.

Como se ha visto anteriormente, cada generador tiene sus particularidades de funcionamiento. El tipo de convertidor y las capacidades de regulación de la turbina estarán impuestas por la tecnología de generador utilizado. De este modo, atendiendo al tipo de generador utilizado pueden distinguirse hasta 4 tipos de turbina [33]:

- **Tipo 1:** Turbinas de velocidad fija (1 % sobre velocidad nominal) con generadores de inducción (SCIM)
- **Tipo 2:** Turbinas de velocidad limitada (10 % sobre velocidad nominal) con generadores de inducción de rotor bobinado (WRIM)
- **Tipo 3:** Turbinas de velocidad limitada (30 % sobre velocidad nominal) con generadores doblemente alimentados (DFIM)
- **Tipo 4:** Turbinas de velocidad variable (100 % sobre velocidad nominal) con generadores de inducción (SCIM), de imanes permanentes (PMSM), de reluctancia conmutada (SRM).

En la tabla 3.1 se muestra una comparativa de las características propias de las turbinas en función del tipo de generador utilizado.

| | Velocidad fija | Velocidad limitada | | Velocidad Variable | |
|--------------------------------------|----------------|--------------------|---------------|--------------------|-------------------------|
| Tipo de turbina | Tipo 1 | Tipo 2 | Tipo 3 | Tipo 4 | |
| Generador | SCIM | WRIM | DFIG | SCIM | PMSM |
| Rango de velocidad | $\pm 1\%$ | $\pm 10\%$ | $\pm 30\%$ | 100% | 100% |
| Convertidor de potencia | No | Diodo + Chopper | AC/DC + DC/AC | AC/DC + DC/AC | AC/DC + (DC/DC) + DC/AC |
| Potencia manejada por el convertidor | 0% | 10% | 30% | 100% | 100% |
| Estado de la tecnología | Obsoleta | Obsoleta | Madura | Madura | Madura |

Tabla 3.1: Comparativa de los tipos de generador utilizados en turbinas eólicas.

3.3. Convertidores de potencia más utilizados en turbinas eólicas.

Como se ha visto en la sección anterior, cada tipo de generador tiene unas características de funcionamiento propias que deben de ser tenidas en cuenta a la hora de diseñar los sistemas de generación. En el caso de los generadores asíncronos de inducción, estos pueden conectarse directamente a la red eléctrica con una penalización en la potencia extraída, mientras que otro tipo de generadores necesitan forzosamente la concurrencia de convertidores electrónicos de potencia para un funcionamiento correcto.

En esta sección se analizan los convertidores de potencia más comunes para su uso en sistemas eólicos de baja potencia, enfocado a equipos con conexión a red, donde se identifican sus características principales.

3.3.1. *Soft-starter*.

El *soft-starter* es un tipo de convertidor muy básico utilizado en sistemas basados en máquinas de inducción conectadas directamente a red. Este convertidor es muy robusto y de coste reducido. Se utiliza en generadores de inducción de alta potencia y no permite ningún tipo de regulación de velocidad de la turbina. Su función es reducir las elevadas corrientes que se producen en el momento de conexión a red en un proceso de arranque directo de la máquina.

El *soft-starter* está formado por dos tiristores por fase colocados en anti-paralelo, tal como puede verse en la figure 3.6. Una vez que la máquina se encuentra magnetizada, el convertidor se anula (mediante *by-pass*) conectando el generador directamente a red evitando así las pérdidas producidas en el convertidor. Habitualmente se utiliza un contactor para realizar este *by-pass*. El control de

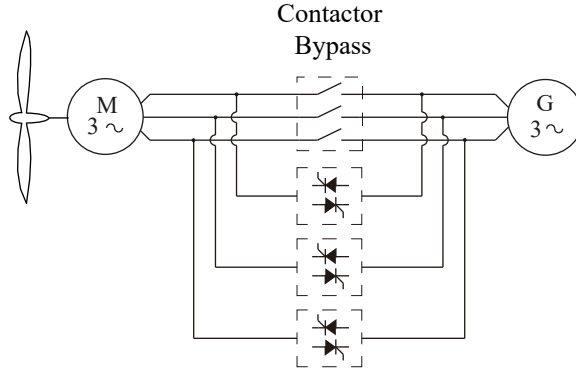


Figura 3.6: Esquema general de un convertidor *soft-starter* con contactor de bypass.

esta topología se basa en el ajuste del ángulo de disparo de los tiristores, haciendo que la tensión aplicada a los devanados del rotor aumente progresivamente. Esto evita los transitorios bruscos de corriente [34].

Actualmente este convertidor ha quedado en desuso y puede considerarse obsoleto. Su uso se reduce a turbinas con generadores asíncronos conectados directamente a red (modelo danés) donde su función es la de reducir las corrientes que se producen en el momento de conexión a red.

3.3.2. Convertidor *back-to-back*.

El convertidor *back-to-back* es un convertidor de potencia bidireccional consistente en dos convertidores de puente completo enfrentados entre sí, compartiendo el mismo bus de corriente continua. El esquema de este convertidor se muestra en la Figura 3.7. Un inversor en el lado de red hace las funciones de intercambio de energía con la red, mientras que, en el otro lado, un convertidor idéntico al anterior funciona como rectificador activo encargándose de controlar la energía extraída de la turbina.

El hecho de tener dos convertidores hace que el sistema de potencia sea bidireccional permitiendo el flujo de energía desde la turbina hacia la red y viceversa. Al contar con convertidores de puente completo es posible controlar la forma de las corrientes tanto del lado de la turbina como del lado de red, lo que permite reducir enormemente su contenido armónico en comparación con otro tipo de convertidores.

La estrategia de control más común para este tipo de convertidor utiliza un esquema de control en cascada independiente para cada inversor. Un lazo de control se encarga de mantener constante la tensión en el bus de continua que une los dos inversores, intercambiando potencia activa con la red. En caso de ser necesario este convertidor también permite el intercambio de energía reactiva con la red [35] especialmente útil para funciones de soporte de red (*grid supporting control*).

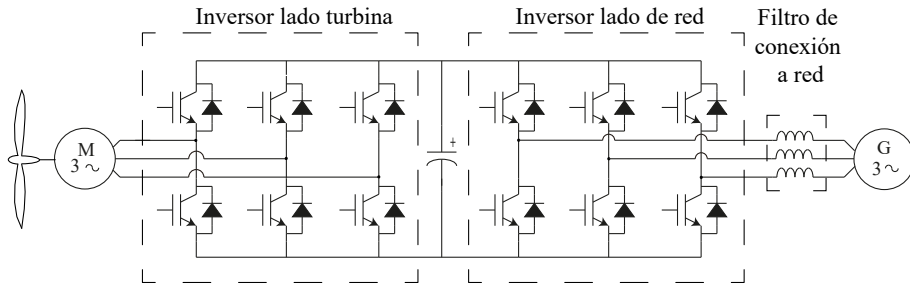


Figura 3.7: Esquema general de un convertidor *back-to-back*.

El inversor del lado del del generador eléctrico regula la energía que se extrae de la turbina, aportando la magnetización a la máquina en caso necesario. La corriente a través del generador crea un par de frenado que permite ajustar la velocidad de giro de la turbina, posibilitando de este modo la implementación de algoritmos de búsqueda del punto de máxima potencia.

Gracias a su gran versatilidad, este convertidor puede ser utilizado con casi todos los tipos de generadores presentados en este capítulo, exceptuando aquellas máquinas que por su diseño requieren el uso de convertidores de potencia especiales, como es el caso de los generadores de reluctancia conmutada.

Cuando se utiliza junto con generadores asíncronos de jaula de ardilla (SCIG) o con generadores síncronos de imanes permanentes (PMSG) [36, 37], el convertidor debe de dimensionarse para manejar el total de la energía generada. Sin embargo, esta topología se utiliza también para controlar la energía intercambiada a través del rotor en los generadores de inducción doblemente alimentados (DFIG) [38, 39].

A continuación, se describen las principales ventajas y desventajas que tiene el uso de este convertidor:

Ventajas:

- Convertidor bidireccional. Permite magnetizar las máquinas que lo requieran para su funcionamiento.
- Lado del generador y lado de red desacoplados por el bus de corriente continua, lo que permite un control independiente de inversor de red y del inversor del generador.
- El condensador intermedio permite que la tensión pueda elevarse a un valor superior al de red gracias al rectificador controlado, ampliando el rango de velocidades donde es posible la generación.
- Puede utilizarse con la mayoría de los tipos de generador.
- Permite que las corrientes a la entrada y a la salida del convertidor presenten un bajo contenido armónico.

Desventajas:

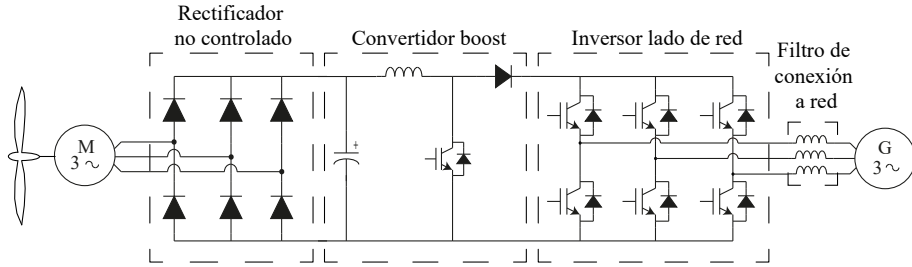


Figura 3.8: Esquema de un convertidor formado por un rectificador no controlado, convertidor DC/DC elevado, e inversor de puente completo.

- El uso de condensadores incrementa el tamaño y el peso del convertidor.
- Al integrar dos convertidores se incrementan las pérdidas de conmutación.

3.3.3. Convertidores basados en rectificador de diodos.

Los convertidores basados en puentes rectificadores de diodos suelen estar constituidos por un rectificador no controlado que convierte la tensión trifásica del generador en una tensión continua y un inversor que se encarga de convertir la energía extraída del generador en una tensión alterna que permita al usuario utilizar dicha energía o bien que ésta sea inyectada en la red eléctrica. En la Figura 3.8 se muestra el esquema eléctrico de esta topología. Este tipo de convertidores se utiliza junto con generadores auto-excitados ya que no es posible controlar de forma activa la corriente de estátor al tratarse de un convertidor unidireccional. Debido a que la tensión generada por este tipo de generadores es función de la velocidad de giro, suele utilizarse un convertidor DC/DC entre el rectificador y el inversor que permite desacoplar la tensión de salida del rectificador de la tensión continua de entrada al inversor [40]. El uso más habitual de este convertidor DC/DC en equipos conectados a red es el mantener una tensión estable en el inversor de un valor superior al de la tensión de red. Sin embargo, en equipos para almacenamiento de energía en baterías, este convertidor *boost* puede ser reemplazado por un convertidor de tipo *buck* permitiendo reducir la tensión del generador y adaptarla a la tensión de la batería [41].

Debido a la presencia del rectificador de diodos, el control de este convertidor es más sencillo que en el *back-to-back* al disponer de menos componentes activos. Como contrapartida, este convertidor no es bidireccional y no permite actuar sobre la forma de onda de las corrientes del generador. Debido a esto, el rendimiento puede reducirse ligeramente al tener mayor contenido armónico en las corrientes del generador y empeorando el factor de potencia.

Por otro lado, al tener un menor número de elementos activos que en un *back-to-back* hace que la fiabilidad del convertidor se vea favorecida. Del mismo modo, el precio se reduce al necesitar un menor número de componentes [42, 43].

Aparte de en sistemas conectados a red, este convertidor es utilizado en sistemas de almacenamiento en baterías gracias a su versatilidad y su reducido coste, donde la conversión DC/DC actúa directamente como interfaz con la batería [44].

La estrategia de control más habitual para este convertidor se basa en el empleo del convertidor DC/DC para regular la velocidad de la turbina, modificando el par del generador a través de la corriente demandada por el convertidor [45]. La energía extraída es inyectada a la red con el inversor. El bus de continua permite desacoplar de forma limitada el valor de la potencia instantánea en ambos lados del convertidor [40].

La tensión del bus DC se mantiene constante en un valor lo suficientemente elevado que permita la generación de una tensión alterna que pueda ser utilizada por el usuario o bien inyectada a red. Un regulador se encarga de dejar que la tensión en el bus de corriente continua alcance su valor de consigna y, una vez alcanzado, comienza a inyectar corriente en la red eléctrica para mantener el valor de tensión. De este modo, la tensión en el bus DC se mantiene constante y la energía que está siendo extraída del generador se iguala a la energía inyectada en la red haciendo que el balance de potencias esté equilibrado [46, 47]. En el caso de convertidores aislados, donde la energía generada puede no estar equilibrada con la potencia consumida, será necesario utilizar un sistema de almacenamiento de energía para ajustar el desequilibrio energético que pueda producirse.

A continuación, se describen las principales ventajas y desventajas que tiene el uso de este convertidor:

- Convertidor robusto.
- Menor número de semiconductores controlables que en otras topologías.
- Precio reducido.

Desventajas:

- No es bidireccional. Necesita generadores auto-excitados.
- Menos eficiente que otras topologías.
- Distorsión armónica elevada en las corrientes del generador.

3.3.4. Rectificador semi-controlado.

El rectificador de este convertidor es una solución intermedia entre un rectificador no controlado y un rectificador activo, donde en la parte superior de cada rama se mantienen los diodos de rectificación mientras que en la parte inferior de cada rama se utilizan semiconductores [48, 49]. Al igual que con el resto de los convertidores basados en rectificadores de diodos, este convertidor debe de ser usado con generadores que no dependan de magnetización externa. En la Figura 3.9 se puede ver un ejemplo de uso de este rectificador.

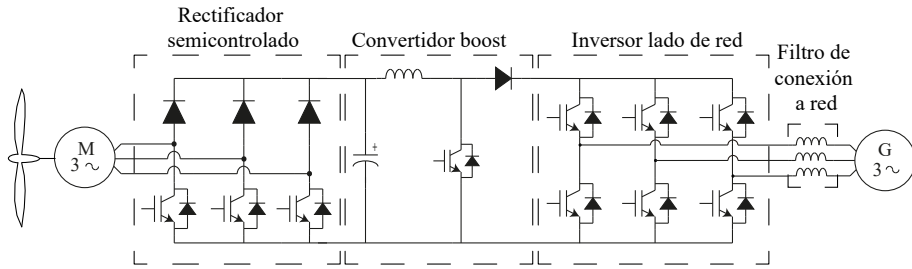


Figura 3.9: Esquema eléctrico de la topología con rectificador semicontrolado.

Existen dos estrategias de control válidas para este rectificador. La primera de ellas consiste en actuar simultáneamente sobre la señal de disparo de los semiconductores, de tal modo que todos entren en estado activo o pasen a estado de no conducción de forma simultánea. Esta estrategia de control es la más simple y permite un control de la tensión de salida mediante el *duty* de la señal PWM (*Pulse Width Modulation*, o modulación del ancho de pulso). Esta estrategia de control permite elevar tensión mediante el control de la señal PWM la cual sigue una relación lineal para valores del ciclo de trabajo o *duty* entre 0 y 0.65. Valores de *duty* superiores hacen que la tensión caiga de nuevo llegando incluso a 0 V cuando el *duty* es 1 al producirse un cortocircuito en los devanados del generador [49].

El segundo método de control permite la corrección del factor de potencia del convertidor. Para esta técnica es necesario medir la tensión existente entre las fases del generador para poder obtener el ángulo de fase instantáneo. También es necesario sensorizar la corriente por cada una de las fases. Mediante algoritmos de control vectorial es posible controlar la corriente que se demanda del generador con un factor de potencia cercano a la unidad. Sin embargo, debido a las asimetrías que presenta este convertidor, solo es posible obtener una forma de onda senoidal cuando dos de las fases del generador son positivas, por lo que aparecen distorsiones armónicas en las corrientes en intervalos alternos de 60° eléctricos.

- Convertidor robusto.
- Menor número de semiconductores controlables que en otras topologías.
- Posibilidad de elevar tensión.
- Posibilidad de controlar el factor de potencia.

Desventajas:

- No es bidireccional. Necesita generadores auto-excitados.
- No permite un control total sobre las corrientes del generador.

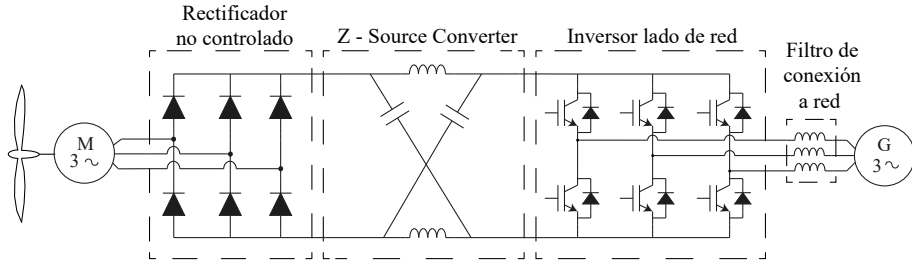


Figura 3.10: Esquema eléctrico de la topología z-source con inversor trifásico.

3.3.5. Inversor *Z-source*.

El convertidor *Z-source*, también llamado *impedance source* o *impedance fed power converter*, está basado en topologías de rectificadores de diodos. Este convertidor difiere de los anteriores en que el convertidor DC/DC es sustituido por una red de impedancias consistente en una inductancia dividida en dos cuerpos conectados entre sí a través de dos condensadores conectados en 'X' [50, 51]. En la Figura 3.10 se puede ver el circuito eléctrico de esta topología.

Una de las grandes ventajas de este convertidor es su versatilidad, pudiendo realizar conversiones DC/AC, AC/DC, AC/AC y DC/DC con capacidad para reducir tensión o aumentarla. En convertidores utilizados para generación eólica su uso suele ser el de un convertidor DC/AC donde la tensión continua se obtiene a través de un rectificador de diodos y es elevada hasta una tensión suficiente para que esta pueda ser inyecta en la red a través de un inversor [52, 53].

La estrategia de control para este tipo de convertidores está basada en el control de la tensión DC a la salida de la red de impedancias donde se regula la corriente que circula a través de esta red. La corriente se controla haciendo conmutar simultáneamente los IGBT superior e inferior de las ramas que conforman el puente inversor [54].

Ventajas:

- Capacidad *buck-boost* en la tensión de salida independientemente de la tensión de entrada.
- Reducción del número de componentes activos.
- Eficiencia elevada al tener pocos componentes activos.
- Convertidor de bajo coste.
- Robusto. No sufre cortocircuitos por disparos no deseados.

Desventajas:

- Convertidor unidireccional.
- Diseño más complejo de los elementos pasivos.

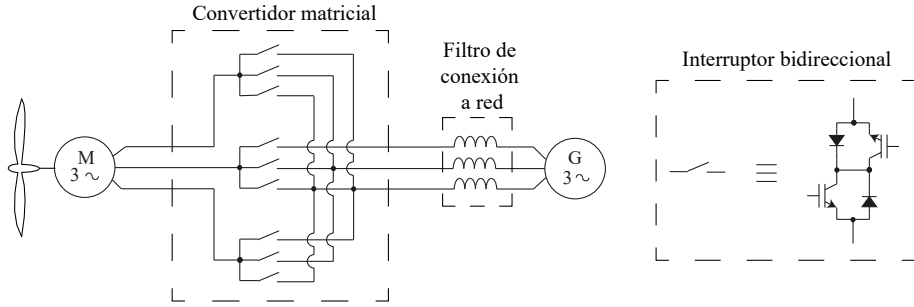


Figura 3.11: Esquema eléctrico de la topología de un convertidor matricial. Detalle de semiconductor bidireccional.

3.3.6. Convertidores matriciales.

Los convertidores matriciales son convertidores bidireccionales AC/AC que no necesitan ninguna conversión intermedia a corriente continua. Están constituidos por matrices de semiconductores bidireccionales (normalmente semiconductores unidireccionales conectados en antiparalelo) interconectados entre sí en los puntos de intersección de las fases de entrada y de salida al convertidor tal y como se puede ver en la Figura 3.11. Al no tener una etapa de conversión DC intermedia, no es necesario el almacenamiento temporal de energía (función realizada principalmente por condensadores en otras topologías), lo que hace que sean muy compactos. En la Figura 3.11 se muestra un ejemplo de esta topología junto con el detalle de un semiconductor bidireccional.

Su principio de funcionamiento se basa en la conmutación selectiva de los interruptores. Gracias a los filtros es posible obtener ondas con una baja distorsión armónica.

Debido a su carácter bidireccional este convertidor puede ser utilizado tanto por generadores de inducción como por generadores síncronos ya que son capaces de proporcionar la magnetización necesaria a aquellas máquinas que necesiten de ella.

Ventajas:

- Convertidores muy compactos ya que no necesitan de un almacenamiento intermedio, eliminando la necesidad de de condensadores para el bus DC.
- Al no tener condensadores en el bus DC la vida útil del convertidor aumenta, ya que los condensadores son los componentes que más sufren envejecimiento.
- Las pérdidas por conmutación pueden reducirse respecto a un *back-to-back* al poder realizarse conmutación natural de los dispositivos.
- Bajo contenido armónico en la entrada y en la salida

Desventajas:

- No dispone de capacidad para elevar tensión. Esto limita el rango de velocidades en los que se puede transferir energía.
- La tensión de salida del convertidor matricial no está desacoplada de la tensión de entrada lo cual puede dar lugar a distorsiones en la tensión de salida en caso de que la tensión de entrada esté desequilibrada o con un contenido armónico elevado, debido a algún fallo en el generador.
- Las técnicas de modulación son más complejas que el PWM convencional.
- No cuenta con una tolerancia a fallos tan elevada como un convertidor *back-to-back*.

3.4. Tipos de convertidor en función de su uso.

Los sistemas de generación eólica son muy versátiles en tanto estos pueden instalarse en diferentes lugares y la energía capturada puede utilizarse para múltiples fines. El convertidor de potencia utilizado para la conversión eléctrica deberá de adaptar la energía capturada a las necesidades de los equipos a lo que esta energía va destinada. Por este motivo la elección de un convertidor u otro no solo está definido por la tecnología de generación empleada, sino que debe de seleccionarse de acuerdo con el receptor de la energía recuperada del viento.

Dentro de los usos más comunes que se le pueden dar a la energía eólica destacan la alimentación de cargas aisladas en lugares sin conexión a red y los sistemas conectados que inyectan la energía extraída del viento en la red eléctrica. En muchas ocasiones, sobre todo en sistemas eléctricos que permiten aislarse de la red, es frecuente el uso de sistemas de almacenamiento para ajustar la demanda de energía con la producción.

Para aquellos sistemas que utilicen baterías como modo de almacenamiento es posible utilizar la mayoría de los convertidores presentados anteriormente donde de sustituye el inversor por un convertidor de tipo DC/DC para adaptar la tensión del bus DC a la tensión de la batería. En aquellas topologías que ya se incluya un convertidor DC/DC podría utilizarse este para ajustar la tensión del generador a la tensión de la batería.

En sistemas con conexión a red, en función del del uso final que se le vaya a dar al sistema, el comportamiento del convertidor deberá de ser uno u otro, existiendo convertidores exclusivos para alimentar equipos aislados, otros para dar soporte a la red, otros que tienen por objetivo inyectar toda la energía a la red o una mezcla de ambos. Aunque la topología empleada para el punto de conexión es común para todos ellos, su comportamiento es diferente entre ellos, al igual que el filtro de conexión a red utilizado. En función del uso que se le dé al convertidor distinguimos entre convertidores controlados en modo *grid-forming*, en modo *grid feeding* y en modo *grid-supporting*.

3.4.1. Convertidores controlados en modo *grid-forming*.

Este tipo de convertidores se utiliza en sistemas de alimentación de cargas aisladas de la red eléctrica, donde el sistema de generación eólica crea su propia red. En este tipo de convertidores, el sistema debe de proporcionar la potencia demandada por las cargas manteniendo la tensión de salida en unos márgenes adecuados en lo que respecta a frecuencia y amplitud [55, 56]. Es bastante habitual que este tipo de equipos vaya acompañado de un sistema de almacenamiento de energía, habitualmente baterías, para ajustar la energía consumida por las cargas del sistema con la energía disponible del viento. Esto requiere un convertidor de potencia adaptado que pueda trabajar de forma bidireccional con las baterías y se adapte a sus valores de tensión, normalmente una tensión continua de poco voltaje. Este tipo de convertidores también pueden utilizarse en sistemas eléctricos más complejos (*microgrids*) donde coexistan varios sistemas de generación. En estos casos suele requerirse la presencia de un único convertidor *grid-forming* que será el encargado de controlar la amplitud y la frecuencia de la tensión del sistema, actuado a modo de generador maestro con el cual el resto de los convertidores debe de sincronizarse [57].

En este tipo de convertidores el parámetro de control suele ser la tensión y la frecuencia de salida [58]. En algunas ocasiones, en vez de controlar directamente la tensión de salida se implementa un control en cascada, donde el lazo exterior es el control de tensión (normalmente implementado con un regulador de tipo PI) que genera una referencia de corriente para el bucle interno de corriente. Este bucle de corriente (normalmente también suele ser implementado como un regulador PI) controla la corriente a través del filtro de conexión a red.

El filtro de salida es necesario para reducir el contenido armónico de la tensión de salida PWM del inversor. El tipo de filtro más adecuado para este tipo de sistemas es tipo LCL [59].

3.4.2. Convertidores controlados en modo *grid-feeding*.

Este tipo de convertidores funcionan siempre conectados a red. Su comportamiento dentro del sistema eléctrico es el de actuar como fuente de potencia donde inyectan a red toda la energía capturada del viento. Este tipo de sistemas necesitan de la presencia de una fuente de tensión que haga las funciones de maestro. Esta fuente de tensión puede ser la propia red eléctrica, un generador o incluso otro inversor en modo de funcionamiento *grid forming* [60, 61]. Para inyectar la potencia extraída del viento es necesario que el convertidor se sincronice con la fuente de tensión del sistema, de este modo se permite que el convertidor controle la cantidad de potencia activa y reactiva que inyecta al sistema [57].

El control básico de estos convertidores suele estar basado en controladores PI síncronos de corriente que controlan la forma de onda y magnitud de la corriente que se inyecta al sistema eléctrico. El filtro de conexión a red debe de tener un carácter marcadamente inductivo para filtrar las componentes de corriente de alta frecuencia propios de la modulación. Es muy común el uso de filtros LCL, ya que

ofrecen una atenuación superior a los filtros L o LC para un volumen de filtro similar [62, 63].

3.4.3. Convertidores controlados en modo *grid-supporting*.

Los convertidores controlados con el método denominado *grid-supporting*, se comportan como fuentes de alimentación de tensión de frecuencia variable, ajustándose la potencia activa y reactiva entregada a la red mediante controles *droop* de tensión y frecuencia. Este tipo de reguladores tratan de emular la regulación de potencia propia de los generadores síncronos de las grandes centrales [64, 65].

3.5. Descripción del convertidor de potencia utilizado.

Una de las motivaciones para el desarrollo de esta tesis es el estudio y mejora de los sistemas de generación eólica aplicables a turbinas de baja potencia. Con el objetivo de probar y validar las mejoras propuestas a lo largo del desarrollo de esta tesis, de entre las topologías de electrónica de potencia presentadas anteriormente se ha seleccionado la más conveniente para el propósito de este trabajo, atendiendo a los criterios de baja potencia, robustez y bajo coste de los componentes del convertidor.

Esta tesis se centra en el uso de convertidores basados en rectificadores de diodos junto con máquinas de imanes permanentes debido al bajo coste que presenta el convertidor y su alta robustez sin que ello suponga una pérdida de rendimiento importante. Aunque comparativamente con una topología basada en convertidores *back-to-back* el rendimiento de la topología seleccionada tiene menor rendimiento y prestaciones, el hecho de disponer de menos componentes activos hace que la robustez del convertidor sea superior y el control de este más sencillo.

Debido al nivel de potencia de las turbinas eólicas estudiadas en este trabajo se ha optado por una topología para un sistema conectado a una red monofásica. Se ha optado una conexión monofásica ya se trata de una conexión muy versátil disponible en la mayoría de los lugares donde pueda plantearse la instalación de un equipo de generación micro-eólica (vivienda unifamiliar, comunidad de vecinos, edificios e instalaciones públicas, etc). La regulación eléctrica española permite conectar cargas y dispositivos de generación de hasta 5 kVA en este tipo de instalaciones lo cual es una potencia razonable para este tipo de instalaciones, tanto en potencia como tamaño.

En la Figura 3.12 se puede ver el esquema de la topología seleccionada como base para el desarrollo de esta tesis. La turbina eólica de álabes fijos (*fixed-pitch*) se encuentra conectada a un generador síncrono de imanes permanentes (PMSG) de 12 polos en una configuración *direct drive* donde el rotor de la turbina está conectada directamente al rotor del generador sin el empleo de multiplicadoras/reductoras intermedias. La tensión alterna generada por el movimiento de la turbina es convertida a una tensión continua a través de un rectificador no controlado de diodos.

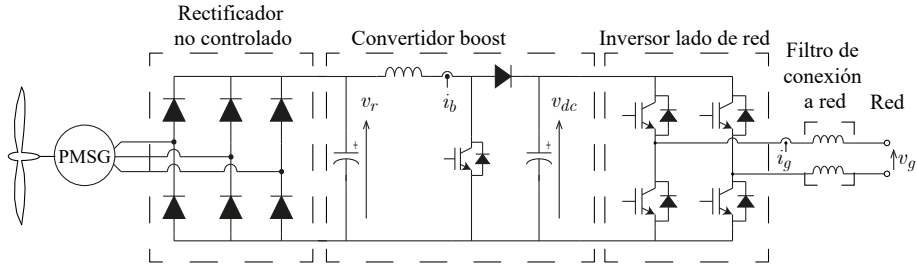


Figura 3.12: Topología utilizada para el desarrollo de esta tesis junto con las señales de los sensores utilizados.

Un convertidor DC/DC *boost* se encarga de adaptar esta tensión a un valor adecuado para poder inyectar potencia a la red eléctrica, a través de un inversor de puente completo monofásico y un filtro de conexión a red.

Se busca minimizar el número de sensores utilizados para el control del sistema, para disminuir el coste y aumentar la fiabilidad del sistema. Como se puede ver en la Figura 3.12, se mide la tensión de salida del rectificador v_r , necesaria para el control del convertidor DC/DC y para la estimación de la velocidad de giro del generador, la corriente a través de la inductancia del convertidor *boost* i_b la cual es una medida indirecta del par impuesto por el generador. También se mide la tensión del bus DC v_{dc} , necesaria para el correcto funcionamiento tanto del inversor como de convertidor *boost*. Es necesario medir también la tensión v_g y la corriente de red i_g para sincronizar el equipo con la red eléctrica y controlar el nivel y el factor de potencia de la corriente inyectada a red.

El hecho de ser un convertidor robusto y de bajo coste hace que este tipo de convertidores sea muy frecuente en sistemas de generación eólica de baja potencia. Debido al uso del rectificador pasivo, se usan generadores de imanes permanentes; este tipo de máquinas tiene un coste más elevado que otros, pero lleva aparejado una alta eficiencia en un rango de velocidad de giro muy amplio, con un bajo coste de mantenimiento.

En el apéndice A se puede encontrar una descripción más detallada de los componentes utilizados, así como sus características principales. También se incluye en este apéndice una descripción de los prototipos construidos.

3.5.1. Control de la topología seleccionada.

El control de este convertidor consta de dos esquemas de control independientes. Un sistema de control se encarga del convertidor *boost* que controla la turbina; el otro sistema de control actúa sobre el inversor monofásico que entrega energía a la red.

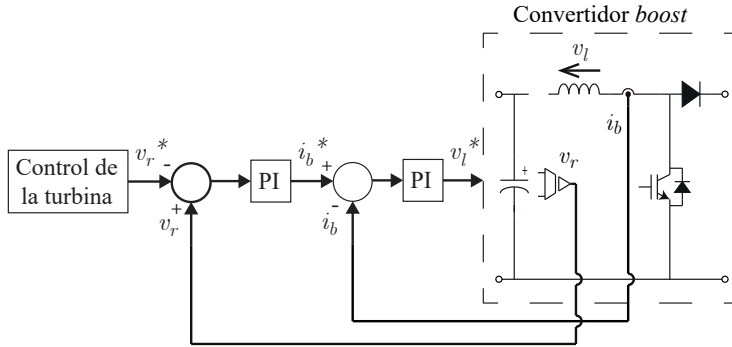


Figura 3.13: Diagrama de bloques del bucle de control del convertidor *boost*.

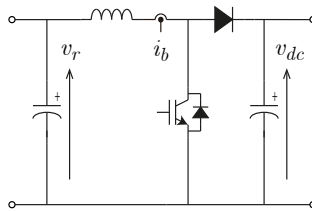


Figura 3.14: Representación del convertidor *boost*.

3.5.2. Control del convertidor *boost*.

El algoritmo de control del rectificador implementa el control de velocidad de la turbina utilizando una estructura de control en cascada. El lazo de control exterior regula la tensión del rectificador y puede ser considerado como un control indirecto de la velocidad de giro de la turbina, donde se utiliza la tensión medida en el rectificador como medida indirecta de la velocidad. El comando de tensión para este control dependerá principalmente del algoritmo MPPT que se implemente (ver capítulo 4). En el capítulo 6 se presentará una alternativa de control en la que se utiliza la velocidad de giro del generador como variable de control donde la velocidad de obtiene mediante el rizado de tensión a la salida del rectificador.

El lazo interno del control en cascada siempre se encarga de controlar la corriente por la bobina del convertidor *boost*, la cual es proporcional al par impuesto por el generador. En la Figura 3.13 se puede ver el diagrama de bloques del bucle de control del convertidor.

La topología convencional de un convertidor *boost* se muestra en la Figura 3.14, donde la caída de tensión a través de la bobina del *boost* v_l será impuesta por el convertidor *boost* mediante el ciclo de trabajo o *duty* del convertidor, utilizando para ello modulación PWM.

La función de transferencia entre la tensión sobre la bobina, v_l , y la corriente a través de ella, i_b (3.1), donde L_b y r_b son la inductancia y la resistencia se-

rie de la bobina del convertidor, respectivamente, será utilizada para el diseño y sintonización del regulador de corriente.

$$G(s) = \frac{i_b(s)}{v_l(s)} = \frac{1}{L_b s + r_b} \quad (3.1)$$

Debido a la topología de potencia seleccionada, el bucle de control de corriente del convertidor *boost* será común para todas las estrategias de control utilizadas en esta tesis, a excepción de la que utiliza la velocidad como parámetro de control (capítulo 6). Para obtener una buena respuesta dinámica y un buen rechazo de errores, se ha elegido un regulador de tipo PI cuyas ganancias se han calculado mediante el método de cancelación de polos para que el sistema responda con una dinámica adecuada (3.2). En este caso dicha dinámica se fija mediante el ancho de banda del regulador (3.3) y (3.4).

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (3.2)$$

$$k_p = 2\pi bw L_b \quad (3.3)$$

$$k_i = 2\pi bwr_b \quad (3.4)$$

donde bw es el ancho de banda deseado en Hz, k_p y k_i son la ganancia proporcional y la ganancia integral del regulador respectivamente.

La salida de este regulador es el comando de tensión que debe aplicarse a la bobina, v_l^* , para obtener la corriente deseada.

Considerando que el convertidor está funcionando en modo de conducción continuo, el ciclo de trabajo de convertidor, d , puede relacionarse con la tensión promedio en la bobina \bar{v}_l en un periodo de conmutación a través de la expresión (3.5)

$$\bar{v}_l = v_r + v_{dc} \cdot (d - 1) \text{ para } 0 \leq d \leq 1 \quad (3.5)$$

De esta forma, el comando del ciclo de trabajo PWM puede obtenerse a través del comando proporcionado por el regulador y las tensiones medidas (3.6).

$$d^* = 1 + \frac{v_l^* - v_r}{v_{dc}} \quad (3.6)$$

3.5.3. Control del inversor.

El lazo de control del inversor monofásico se encarga de inyectar a la red la energía que es extraída de la turbina. Para ello, tratará de mantener en un nivel promedio constante la tensión del bus DC. La tensión se eleva cuando la energía extraída del generador es superior a la inyectada a red, disminuyendo en el caso de que la potencia inyectada a red sea superior a la extraída del generador. El algoritmo de control sigue una estructura en cascada donde el lazo exterior controla

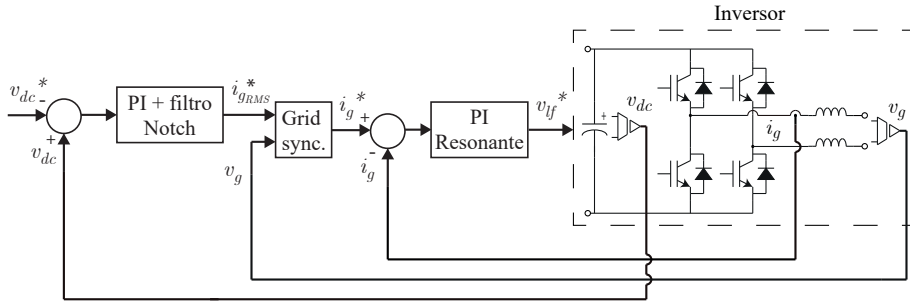


Figura 3.15: Diagrama de bloques del bucle de control del inversor monofásico.

la tensión del bus DC, y el lazo interior la corriente inyectada en la red. En la Figura 3.15 se puede ver el diagrama de bloques del bucle de control del inversor.

Al tratarse de una red monofásica, la potencia instantánea debe fluctuar a una frecuencia doble de la de red. Esto hace que, al utilizar un generador trifásico donde la potencia es prácticamente constante en régimen permanente, la fluctuación de potencia deba absorberse en el bus DC. Su tensión presentará, por tanto, un rizado de frecuencia doble de la frecuencia de la red. La magnitud de este rizado dependerá del valor de la capacidad de los condensadores utilizados en el bus DC, siendo necesario contar con este efecto a la hora de dimensionarlos. Al tratarse de un rizado que forma parte del propio funcionamiento del convertidor, el regulador utilizado para el balance energético debe tener en cuenta este comportamiento y no tomarlo como perturbación. En la literatura es habitual encontrar una disminución del ancho de banda del regulador para resolver esta situación, junto a un incremento de la capacidad de los condensadores. En este trabajo se propone incluir junto a un regulador de tensión de tipo PI, un filtro de tipo *notch* o de rechazo de banda que disminuya la ganancia del regulador a esa determinada frecuencia. Esto permite sintonizar el regulador para que tenga una respuesta más rápida ante perturbaciones distintas del rizado natural de tensión. La salida de este regulador es la corriente eficaz que debe ser inyectada en la red [66, 67, 68, 69].

La ganancia del regulador de tensión se ha ajustado para que responda con un ancho de banda de 50 Hz, con una sobre oscilación máxima de 5%. En serie a este regulador de tipo PI se ha incluido un filtro *notch* ajustado para una frecuencia de 100 Hz (el doble de la frecuencia de red) y una profundidad de -20 dB. En la Figura 3.16 se puede ver la respuesta en frecuencia del regulador de tensión del bus de corriente continua junto con el filtro *notch*.

Para inyectar corriente a la red es necesario un mecanismo de sincronización con la tensión de red, permitiendo así controlar el factor de potencia de la potencia entregada. El método de sincronización empleado se detallará a continuación, en la sección 3.5.4. Una vez que se ha obtenido el valor instantáneo de la corriente a inyectar a red teniendo en cuenta el factor de potencia deseado y la magnitud de corriente a inyectar, se utiliza un regulador de tipo PI resonante ajustado al filtro de conexión de red para inyectar la corriente de comando a través del inversor

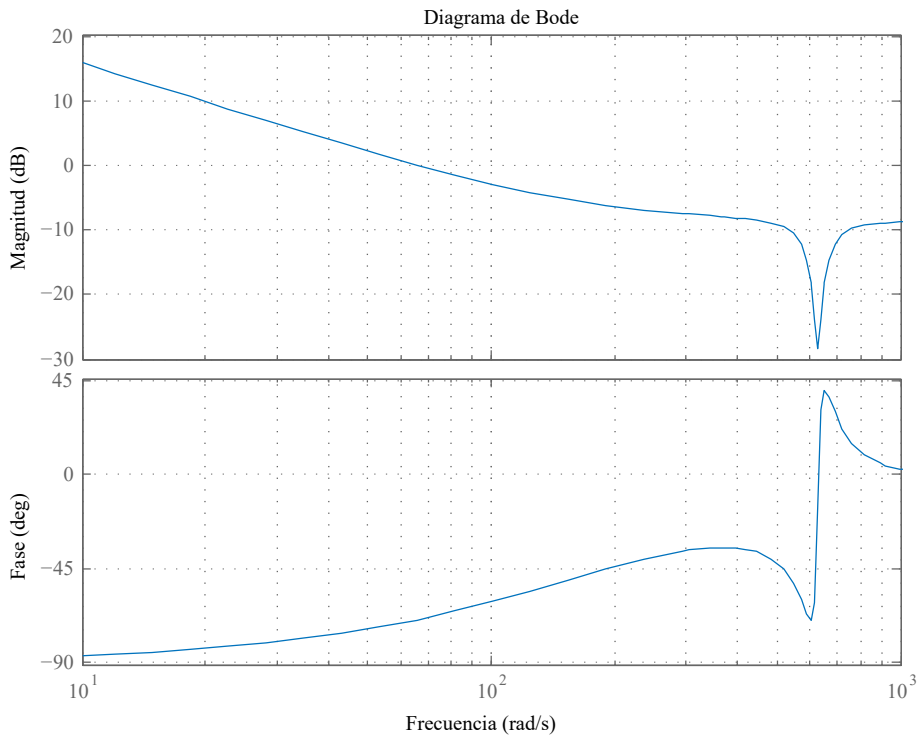


Figura 3.16: Diagrama de Bode del regulador de tensión DC junto con filtro notch.

monofásico como se muestra en la Figura 3.15.

3.5.4. Sincronización con la red eléctrica.

Uno de los puntos más relevantes en los convertidores conectados a la red eléctrica es su sincronización con la red eléctrica. Una buena sincronización permite al convertidor inyectar potencia en la red evitando sobre corrientes.

Conocer la amplitud y la frecuencia de la red permite detectar fallos y cambios en el sistema eléctrico como pueden ser fluctuaciones en la frecuencia de red, detección de huecos de tensión, o funcionamiento en modo isla, lo cual suele ser un requisito para cumplir con la normativa eléctrica de cada país.

En la literatura existen diferentes métodos de sincronización con la red. Los más populares son los métodos basados en la detección de pasos consecutivos por tensión cero o los métodos basados en lazos de seguimiento de fase o PLL (*Phase-Locked Loops*) [70, 71, 72, 73].

En el caso del convertidor seleccionado, el algoritmo de sincronización utilizado está basado en un PLL trifásico que utiliza las componentes $\alpha\beta$ del vector de tensión complejo expresado en coordenadas estacionarias. La magnitud de las componentes de este vector se obtiene generalmente a partir de la medida de la tensión trifásica a la que se aplica la transformación de Clarke (3.7) (3.8). Esta transformación permite obtener el vector de tensión en coordenadas estacionarias a través de los valores instantáneos de la tensión de red. Cuando la transformación de Clarke es aplicada a un sistema trifásico equilibrado los valores de las componentes v_α y v_β son dos señales idealmente senoidales, desfasadas 90° , de la misma amplitud y frecuencia. Típicamente el valor de la componente v_α se corresponde con el valor de la tensión de la fase a v_a .

$$\vec{v}_{\alpha\beta 0} = [\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}] \vec{v}_{abc} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Al tratarse de un sistema monofásico no puede aplicarse directamente este tipo de transformaciones ya que solo se dispone un valor de tensión instantánea. Para el uso de este PLL es necesario virtualizar un sistema trifásico emulando el resto de las fases como si se tratase de un sistema equilibrado [74]. En la literatura se pueden encontrar varias alternativas para esta virtualización entre las que destaca el uso de la señal original como el valor de la fase a (por tanto, v_α tomará su valor) y obteniendo el valor de v_β al aplicar un retardo puro correspondiente a 90° eléctricos, obteniendo así una señal ortogonal a la señal de tensión original y de la misma magnitud [75, 76]. Otra de las opciones utilizadas para obtener el valor de v_β es mediante derivación de la componente v_α .

Para obtener estas componentes se ha utilizado el algoritmo descrito por (3.9) - (3.14) donde se obtienen v_α y v_β a partir de la tensión de red instantánea. Con

este algoritmo la componente v_β se obtiene derivando la tensión de red instantánea [77]. Para suavizar el resultado de esta derivada se ha utilizado la tensión obtenida en dos instantes no consecutivos k y $k - 2$, siendo k el instante actual y $k - 2$ el valor de la tensión tomado hace dos periodos de muestreo, y normalizando por la frecuencia de red ω . v_α se obtiene directamente del valor instantáneo de red obtenido en el instante $k - 1$ [77].

$$v_{s_k} = v_L \cos(\omega t T_s) \quad (3.9)$$

$$v_{s_{k-1}} = v_L \cos[\omega(t - T_s)] = v_\alpha \quad (3.10)$$

$$v_{s_{k-2}} = v_L \cos[\omega(t - 2T_s)] \quad (3.11)$$

$$\cos(u) - \cos(v) = -2 \sin\left(\frac{u+v}{2}\right) \sin\left(\frac{u-v}{2}\right) \quad (3.12)$$

Derivando (3.9) y (3.11) y aplicando la función trigonométrica (3.12)

$$v_{s_{k-2}} - v_{s_k} = v_L \{ \cos[\omega(t - 2T_s)] - \cos[\omega t] \} = v_L \{ 2 \sin[\omega T_s] \sin[\omega(t - T_s)] \} \quad (3.13)$$

$$v_\beta = \frac{v_{s_{k-2}} - v_{s_k}}{2\omega T_s} = \frac{v_L}{\omega T_s} \{ \sin[\omega T_s] \sin[\omega(t - T_s)] \} = v_L \sin[\omega(t - T_s)] \quad (3.14)$$

donde $v_{s_{k-x}}$ hace referencia a la tensión de red leída hace x periodos de muestreo, v_L es la amplitud de la tensión de red y T_s es el periodo de muestreo de la tensión de red.

El uso de un retardo puro para la obtención de una señal ortogonal a la tensión de red proporcionaría una señal más limpia de ruido que la calculada mediante la derivada, sin embargo, es más sensible a cambios en la frecuencia de red. En la literatura existen otros métodos para virtualizar esta tensión, como la transformada de Hilbert (o filtro de cuadratura) [78, 79, 80] que, aunque que ofrece una señal muy estable y libre de ruido, lleva asociado un coste computacional elevado.

Se ha considerado el método de cálculo por derivada para la obtención del vector complejo de tensión en coordenadas estacionarias debido a la estabilidad y rapidez de cálculo que ofrece esta opción, no resultando problemático el ruido en el entorno del laboratorio. No obstante, para uso en campo se han probado otras opciones como el *All-Pass Filter*, un filtro de magnitud unidad y desfase 90° a la frecuencia de red [81]. Este filtro también se ha utilizado en la tesis para la estimación de la velocidad del generador, como se describirá en el capítulo 6.

Para la obtención del ángulo del vector de tensión de red existen dos opciones: utilizando el arco tangente entre las dos componentes del vector complejo de tensión en coordenadas estacionarias v_α y v_β , o bien usar algún PLL.

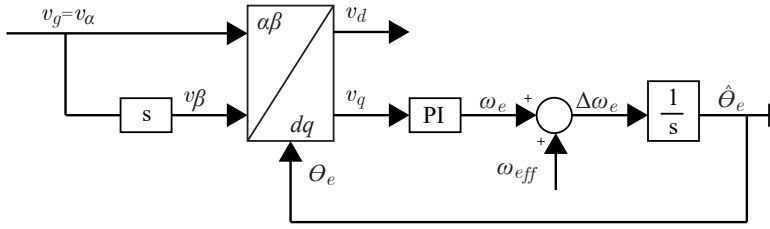


Figura 3.17: Diagrama de bloques del método de sincronización utilizado (PLL trifásico).

Aunque a lo largo de esta tesis se han utilizado las dos alternativas, se ha primado el uso del PLL sobre el cálculo del arco tangente para el desarrollo de este trabajo. Sus ventajas son una menor carga computacional, una tolerancia maro al ruido de las señales, y permite obtener, además de la fase instantánea, la frecuencia de red y la amplitud de la tensión. Estas variables son necesarias para el cumplimiento de la mayoría de la normativa eléctrica, permitiendo detectar fluctuaciones de frecuencia, huecos de tensión o modo isla [64, 82].

En la Figura 3.17 se muestra el diagrama de bloques utilizado para la sincronización con la red. El PLL parte de la transformación del vector complejo de tensión de red desde coordenadas estacionarias a coordenadas síncronas mediante la transformada de Park (3.15), utilizando la fase estimada de la red para orientar el sistema de coordenadas. Cuando la transformación se realiza correctamente porque la fase está correctamente estimada, el eje d del sistema de coordenadas se alinea con el vector complejo de tensión, haciendo que la componente q converja a cero. Para mejorar la velocidad de convergencia del algoritmo, se ha prealimentado la frecuencia de red con el valor nominal de la misma ω_{eff} .

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

La componente v_q se utilizará por tanto como señal de error de un regulador PI que forzará la convergencia de la magnitud de esta componente a 0 V. La salida del regulador será la desviación de la frecuencia de red frente a la nominal. Tras sumar la frecuencia nominal a modo de prealimentación, se tendrá una estimación de la frecuencia de red actual, $\hat{\omega}_s$. Un integrador proporcionará la fase de la tensión que, cuando sea correcta, hará cero la componente v_q . La componente v_d será un indicador de la amplitud de la tensión de red. La frecuencia de red estimada puede utilizarse para detectar comportamientos anómalos de la red. Aunque no se muestra en la figura, es habitual normalizar el valor de las componentes d y q en base a la magnitud de la tensión. De este modo no es necesario modificar el ancho de banda del PLL en función de la magnitud de la tensión.

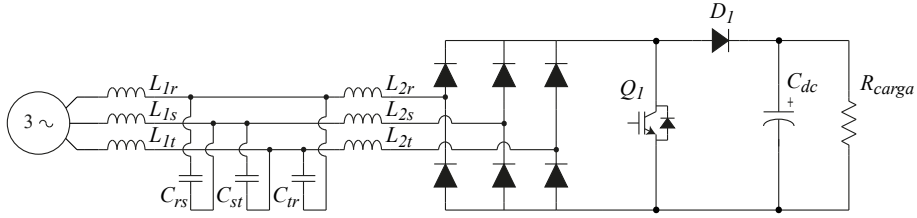


Figura 3.18: Esquema eléctrico de la modificación para la corrección del factor de potencia en convertidores AC/DC basados en rectificadores de diodos.

3.6. Modificación del convertidor: Eliminación de la inductancia del convertidor *boost*.

Existen varias modificaciones sobre el convertidor de potencia más habitual para turbinas de bajo coste (rectificados no controlado + convertidor *boost* + inversor) que han sido propuestos por diversos investigadores con las que buscan de reducir el tamaño del convertidor o de incrementar su eficiencia.

En [83] y en [84], la bobina del convertidor *boost* y el condensador de filtro colocado a la salida del rectificador han sido trasladados a la parte de tensión alterna del rectificador, añadiendo dos inductancias de línea trifásicas y una batería de condensadores conectados en triángulo. El objetivo de esta modificación es obtener corrientes de carácter senoidal a la entrada del rectificador, corrigiendo así el factor de potencia del convertidor y reduciendo el contenido armónico de las corrientes. El esquema eléctrico de esta modificación se puede ver en la Figura 3.18.

Este mismo concepto ha sido adoptado por [85] donde se ha aplicado a generadores eólicos, donde se busca reducir las pérdidas en la máquina eléctrica al disminuir el contenido armónico de las corrientes del generador. De este modo es posible mejorar su eficiencia y su fiabilidad ya que la temperatura alcanzada por los imanes del rotor del generador es menor. En [86] se presenta un método donde se pretende reducir el contenido armónico de las corrientes del generador haciendo que el convertidor trabaje en modo de conducción discontinuo. También se discute la ubicación de los sensores de corriente dando una respuesta mejor cuando éstos son colocados en el lado del generador.

En la Figura 3.18 se muestra el esquema eléctrico propuesto por [45] donde se estudia el rizado de par producido en el generador al utilizar un convertidor convencional, y se propone eliminar el condensador a la salida del rectificador de diodos para reducir el rizado.

La sustitución de la inductancia del convertidor *boost* por la inductancia de fase del generador se propone en [87]. Esto es posible en aquellos casos en los que la inductancia del generador sea lo suficientemente grande. La capacidad del uso de la inductancia del generador para elevar tensión también se ha estudiado en otros convertidores [88, 89, 90, 91, 92].

En [88] se propone el uso de un convertidor tipo *back-to-back* para controlar

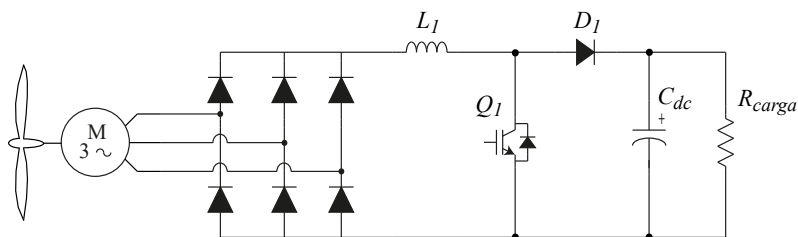


Figura 3.19: Esquema eléctrico de la modificación para reducir el rizado de par en el generador propuesto en [45] donde se elimina el condensador de filtrado a la salida del rectificador.

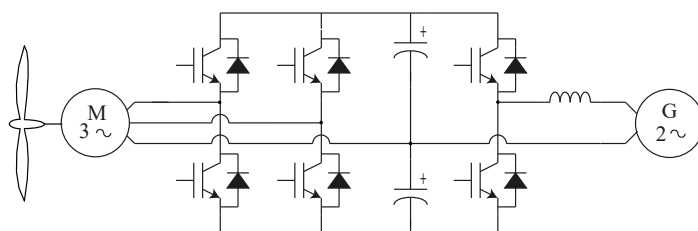


Figura 3.20: Esquema del convertidor simplificado propuesto por [90].

un sistema de generación eólica donde el generador es controlado mediante el convertidor del lado del generador. Este convertidor se apoya en las inductancias del generador para controlar las corrientes del generador. No se utiliza ninguna inductancia adicional para elevar la tensión en el bus de corriente continua.

En [89] se realiza un estudio en generadores de imanes permanentes superficiales con el objetivo de maximizar la potencia que el generador puede desarrollar a baja velocidad. En este artículo se propone una modulación denominada *phase advance modulation* que permite obtener con un rectificador semi-controlado el rendimiento de un inversor de puente completo.

El uso de un nuevo convertidor se propone en [90] donde la corriente del generador es a través de un inversor utilizando únicamente dos de las tres fases del generador, mientras que la fase restante se conecta directamente a la red. El esquema de este convertidor puede verse en la Figura 3.20. Ésta configuración reduce enormemente la cantidad de componentes necesarios para el control del generador reduciendo de este modo su coste, peso y tamaño. La mayor desventaja de este convertidor es su poca capacidad de control sobre las corrientes del generador las cuales presentan un alto contenido armónicos al igual que las corrientes de red.

Otra de las modificaciones propuestas consiste en la eliminación del condensador que forma parte del bus de corriente continua [91, 92]. Este convertidor tiene una configuración similar a la de un convertidor *back-to-back* en el que el convertidor del lado del generador es un inversor controlado en tensión mientras que el convertidor del lado de red es un inversor controlado en corriente. La inductancia

necesaria para el inversor controlado en corriente es sustituida por las inductancias propias del generador eléctrico. Al utilizar un inversor controlado en corriente la respuesta dinámica del convertidor es más limitada que en el caso de los inversores controlador en tensión. Además, presenta un mayor contenido armónico con menor factor de potencia [93].

Con las modificaciones del circuito de potencia mencionadas anteriormente es posible reducir el tamaño, y el peso del convertidor en comparación con el convertidor clásico, reduciendo de este modo el coste del equipo de generación eólica. En este capítulo se estudian estas modificaciones y se presentan diferentes estructuras de control para el control de esta topología de potencia modificada.

3.6.1. Descripción del convertidor de potencia modificado.

El convertidor de potencia tomado como referencia parte de la base del convertidor más común en los sistemas de generación eólica de baja potencia, en el cual la turbina eólica está acoplada directamente a un generador trifásico de imanes permanentes, su tensión es rectificadora mediante un rectificador de diodos no controlado, un convertidor *boost* eleva la tensión y un inversor suministra potencia a la carga.

El convertidor *boost* es imprescindible cuando el rango de velocidades del generador produce valores de tensión inferiores al requerido en el bus DC. En sistemas conectados a red este valor debe ser superior a la magnitud de la tensión de red rectificadora, para posibilitar la inyección de corriente a red mediante el inversor. En los casos en los que la tensión nominal del generador sea superior a la tensión de red rectificadora, el convertidor *boost* es necesario solamente cuando el generador está en funcionamiento a baja velocidad.

La estrategia de control propuesta está enfocada al control de un convertidor donde la función de elevar tensión típica de la inductancia de un convertidor *boost* se traslada a las inductancias de fase del generador donde estas hacen las funciones de almacenamiento de energía que permiten elevar la tensión. En los generadores de baja potencia, el valor de estas inductancias de fase suele ser lo suficientemente elevado para permitir las funciones de elevación requeridas por el convertidor. Al eliminar esta bobina en el convertidor supone una reducción en el coste y en el tamaño del sistema completo, siendo posible su implementación en convertidores existentes.

Al eliminar la bobina del convertidor *boost*, es necesario eliminar también el condensador que actúa de filtro a la salida del rectificador ya que, de otro modo se producirían cortocircuitos indeseados cuando el *switch* del convertidor entre en modo de conducción. Al eliminar este condensador, aparte de una reducción aún mayor en el tamaño del convertidor, se consigue aumentar la fiabilidad del sistema ya que este condensador suele ser electrolítico con un tiempo de vida determinado.

Para el control del convertidor solo es necesario incluir los sensores habituales en el convertidor convencional:

- Tensión del rectificador, v_r .

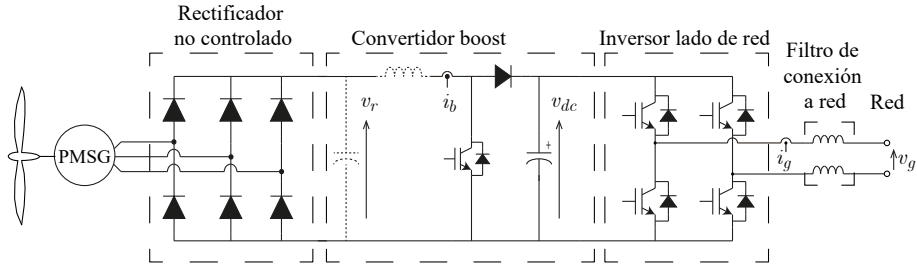


Figura 3.21: Esquema eléctrico del convertidor donde se ha eliminado el filtro de entrada y la bobina del convertidor *boost*. Se incluye el conjunto de los sensores necesarios para la implementación del control propuesto.

- Corriente por el convertidor *boost*, i_b .
- Tensión en el bus DC, v_{dc} .
- Corriente de red, i_g (sólo en sistemas conectados a red).
- Tensión de red, v_g (sólo en sistemas conectados a red).

A nivel de sensorización del convertidor modificado la única diferencia radica en la lectura de la tensión a la salida del rectificador la cual deja de ser una señal continua pasando a ser una tensión pulsante de alta frecuencia debido a que el *switch* del convertidor *boost* está conectado directamente a la salida del rectificador. El mismo filtro antialiasing del conversor A/D es suficiente para filtrar esta componente pulsante. En caso de no disponer de filtro antialiasing, un simple filtro RC es suficiente para la medida de esta tensión.

En la Figura 3.21 puede verse el esquema eléctrico del convertidor con las modificaciones estudiadas, junto con la sensorización necesaria para la implementación del control propuesto. En esta figura se muestran en trazo discontinuo los elementos eliminados respecto al convertidor original.

Para evaluar la reducción en coste que supondría eliminar la inductancia del convertidor *boost* se ha hecho un estudio del coste que supondría la fabricación de esta inductancia de acuerdo con las condiciones mostradas en la tabla 3.6.1. Los valores reflejados en esta tabla han sido los utilizados para el diseño y construcción de las inductancias utilizadas en los prototipos derivados de esta tesis, donde todos los diseños utilizan un núcleo de tipo E como el mostrado en la Figura 3.22. Para el estudio presentado en esta tabla se ha considerado una corriente media de 5 A con un rizado máximo de 1 A pico-pico y una frecuencia de conmutación de 20 kHz. Valores utilizados en la fabricación de los prototipos (apéndice A) Se excluyen los costes de fabricación y montaje.

En el caso de estudio utilizado en esta tesis, el valor de inductancia empleado es de 5 mH, por lo que de acuerdo con la tabla 3.6.1, el coste ahorrado solo en materiales sería de 34.1 € mientras que el peso del convertidor se reduciría en 2.29

| L (mH) | Altura (mm) | Largo (mm) | Ancho (mm) | Peso (g) | Núcleo | Nº Espiras | Cable \varnothing (mm) | Coste núcleo (€) | Coste cobre (€) | Coste total (€) |
|-----------|----------------|---------------|---------------|-------------|--------|---------------|--------------------------------|------------------------|-----------------------|-----------------------|
| 1 | 42.2 | 42.8 | 59 | 554 | 4321C | 65 | 3x1.6 | 8 | 1.7 | 9.7 |
| 2.5 | 55,2 | 54.9 | 82.4 | 1292 | 5528A | 81 | 3x1.64 | 18 | 2.65 | 20.65 |
| 5 | 65 | 65.1 | 105.2 | 2291 | 6533A | 98 | 3x1.75 | 30 | 4.1 | 34.1 |
| 7.5 | 65 | 65.1 | 132.2 | 3079 | 6533A | 108 | 3x1.68 | 40 | 5.7 | 45.7 |
| 10 | 65 | 65.1 | 159.2 | 3867 | 6533A | 114 | 3x1.64 | 50 | 7.3 | 57.3 |

Tabla 3.2: Coste y dimensiones de la inductancia de un convertidor *boost* tipo.

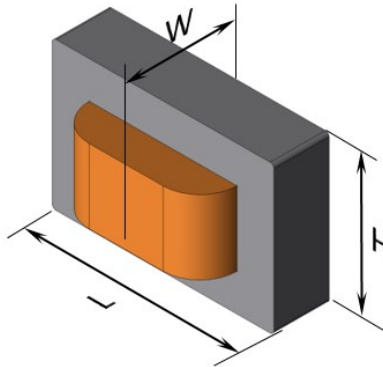


Figura 3.22: Dimensiones de la inductancia correspondientes a la tabla 3.6.1.

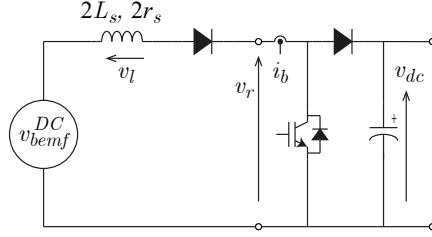


Figura 3.23: Representación esquemática del convertidor *boost* modificado.

kg. A estos números habría que sumarle el ahorro tanto en coste de materiales como en peso que supondría la eliminación de los condensadores electrolíticos de filtrado a la salida del rectificador.

3.6.1.1. Estrategia de control.

Las modificaciones introducidas en el hardware del convertidor *boost* no incurren en un cambio significativo en la estrategia de control utilizada respecto a la topología original, la cual ha sido presentada anteriormente en este capítulo. Únicamente el control de corriente podría ser susceptible de cambios al haber eliminado la bobina del convertidor *boost* y el filtro de entrada. En la Figura 3.23 se muestra una representación esquemática del convertidor *boost* una vez eliminados la inductancia y el condensador.

En un rectificador de diodos no controlado, las dos fases AC con más tensión de línea se conectan.^a la parte DC, por tanto, se puede considerar un modelo DC equivalente de la máquina AC como el representado en la Figura 3.23, donde v_{bemf}^{DC} viene dada por (3.16) [94], y las dos fases en conducción pueden representarse por una única bobina formada por la suma de los valores de inductancia y resistencia de dos fases.

$$v_{bemf}^{DC} = \max(v_{as}, v_{bs}, v_{cs}) - \min(v_{as}, v_{bs}, v_{cs}) = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{bemf} \left(1 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{36k^2 - 1} \cos(6n\omega_r t) \right) \quad (3.16)$$

donde v_{as} , v_{bs} y v_{cs} son las tensiones de fase del generador, V_{bemf} es el valor pico de la fuerza contraelectromotriz del generador, ω_r es la pulsación de la tensión del generador y n es el orden del armónico.

La función de transferencia utilizada para modelar el convertidor *boost* original (3.1) sigue siendo válida en este caso, con la salvedad de que los valores de inductancia y resistencia se ven sustituidos por los correspondientes a dos de las fases del generador, $2L_s$ y $2R_s$ respectivamente 3.17.

$$G(s) = \frac{i_b(s)}{v_l(s)} = \frac{1}{2L_s s + 2R_s} \quad (3.17)$$

Para el cálculo del regulador puede utilizarse el mismo procedimiento que el utilizado anteriormente, pero teniendo en cuenta en este caso los nuevos valores de resistencia e inductancia (3.18).

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s}; \quad k_p = 2\pi bw2L_s; \quad k_i = 2\pi bw2R_s \quad (3.18)$$

La tensión media a través de la inductancia equivalente del generador en función del ciclo de trabajo del convertidor durante un ciclo de modulación PWM, suponiendo que el convertidor trabaja en modo de conducción continuo puede expresarse como (3.19).

$$v_l = v_{bemf}^{DC} + v_{dc} \cdot (d - 1); 0 \leq d \leq 1 \quad (3.19)$$

En este caso, la tensión del generador equivalente v_{bemf}^{DC} no puede ser medida directamente por lo que es una aproximación de este valor para el cálculo del ciclo de trabajo del convertidor, una vez la caída de tensión en la inductancia v_l es calculada por el regulador PI. Para realizar esta estimación se han probado 3 aproximaciones diferentes:

1. Medida directa de la tensión a la salida del rectificador, v_r .
2. Medida de la tensión a la salida del rectificador a través de un filtro paso-bajo, v_{r_LPF} .
3. Estimación del valor medio (DC) de v_{bemf}^{DC} obtenida a partir de v_{r_DSC} y de la corriente a través del convertidor *boost*, i_{b_DSC} medida a través de un filtro paso-bajo.

La primera de las opciones proporciona un resultado significativamente peor respecto a los demás métodos debido a la magnitud del rizado de tensión a la salida del rectificador. La segunda y la tercera opción dan un resultado muy similar ya que el bajo ancho de banda de la estimación produce una señal que puede ser conseguida fácilmente por el regulador PI de corriente, siempre y cuando se utilice el valor filtrado de la tensión del rectificador. Por tanto, la caída de tensión en los devanados de generador puede ser calculada de acuerdo con (3.20), donde \hat{v}_l es la caída de tensión estimada en los devanados del generador.

$$\hat{v}_l = v_{r_LPF} + v_{dc} \cdot (d - 1); 0 \leq d \leq 1 \quad (3.20)$$

El hecho de utilizar una aproximación para calcular la caída de tensión en los devanados de las inductancias de fase del generador puede provocar oscilaciones que seconsiderarán como perturbaciones en el diseño de los reguladores.

3.6.2. Comportamiento de los reguladores de corriente.

Para evaluar el comportamiento de estos reguladores, se han realizado varias simulaciones con Matlab/Simulink, utilizando los mismos parámetros de los componentes del prototipo de ensayos. Estos parámetros pueden consultarse en la

tablas del apéndice A. Para que las condiciones simuladas sean lo más realistas posibles se han utilizado reguladores en tiempo discreto, cuya implementación se ha realizado mediante el mismo código C que en el controlador digital de señal (DSC) utilizado para los ensayos experimentales.

En la Figura 3.24 se muestra la respuesta simulada del regulador de corriente. Durante la simulación el generador gira a una velocidad constante de 400 rpm y el comando de corriente se incrementa desde 0 A a 6 A en escalones de 1 A de medio segundo de duración. Los reguladores de corriente se han ajustado mediante el método de cancelación de polos, sintonizado para un ancho de banda de 400 Hz. Las frecuencias de conmutación y de muestreo son de 20 kHz. En la Figura 3.24 a) se muestra la evolución de la corriente de salida del rectificador, i_b . En la Figura 3.24 b) se muestra la misma variable después de haber sido filtrada y muestreada, i_{b_DSC} . En la Figura 3.24 c) muestra el par creado en el generador, T_g . Las componentes i_{ds} y i_{qs} que conforman el vector complejo de corriente del generador expresado en coordenadas síncronas respecto a la posición del rotor, se muestran en la Figura 3.24 d). En la la Figura 3.24 e) se muestra la tensión muestreada a la salida del rectificador una vez filtrada mediante un filtro pasabajos, v_{r_DSC} . En la Figura 3.25 se puede ver de forma ampliada la evolución de las señales cuando se produce el cambio en el comando de corriente de 1 a 2 A, donde se muestra: i_b e i_{b_DSC} en la Figura 3.25 a), el par del generador T_g en la Figura 3.25 b) y la tensión rectificadora leída por el sistema de control v_{r_DSC} en la Figura 3.25 c).

El grosor de las líneas de la corriente a través del convertidor *boost* real i_b y muestreada i_{b_DSC} de la Figura 3.24 es similar y corresponde al rizado AC de baja frecuencia presente en esta corriente. En la Figura 3.25 puede verse de forma más clara. Además, se observa que el rizado de conmutación del convertidor *boost* es inapreciable, debido al elevado valor de la inductancia de línea del generador utilizado. El origen de este rizado de baja frecuencia se debe a la oscilación de la tensión del rectificador v_{r_DSC} .

Respecto al par creado en el generador, puede verse como se ve afectado por la misma componente de frecuencia que la corriente, salvo que en este caso la magnitud de este rizado aumenta conforme aumenta la carga del generador. Esto se debe a la distribución de las corrientes i_{ds} e i_{qs} que pueden verse en la Figura 3.25. Sin embargo, este rizado del par, aunque no es deseable, no causa ningún efecto negativo en el control de velocidad de la turbina al ser filtrado por la propia inercia del rodete de la turbina eólica.

En cuanto a la tensión a la salida del rectificador, se puede ver que cuando no hay demanda de corriente, el convertidor *boost* no conmuta y la fuerza contraelectromotriz del generador se transfiere inalterada a la salida del rectificador. Cuando el convertidor comienza a conmutar, a la salida del rectificador aparece una tensión que varía entre 0 V y la tensión del bus DC, v_{dc} .

El regulador de corriente presenta un buen comportamiento dinámico de acuerdo con la sintonización realizada, lo que permite realizar un control de la velocidad de la turbina a través del par creado por esta corriente.

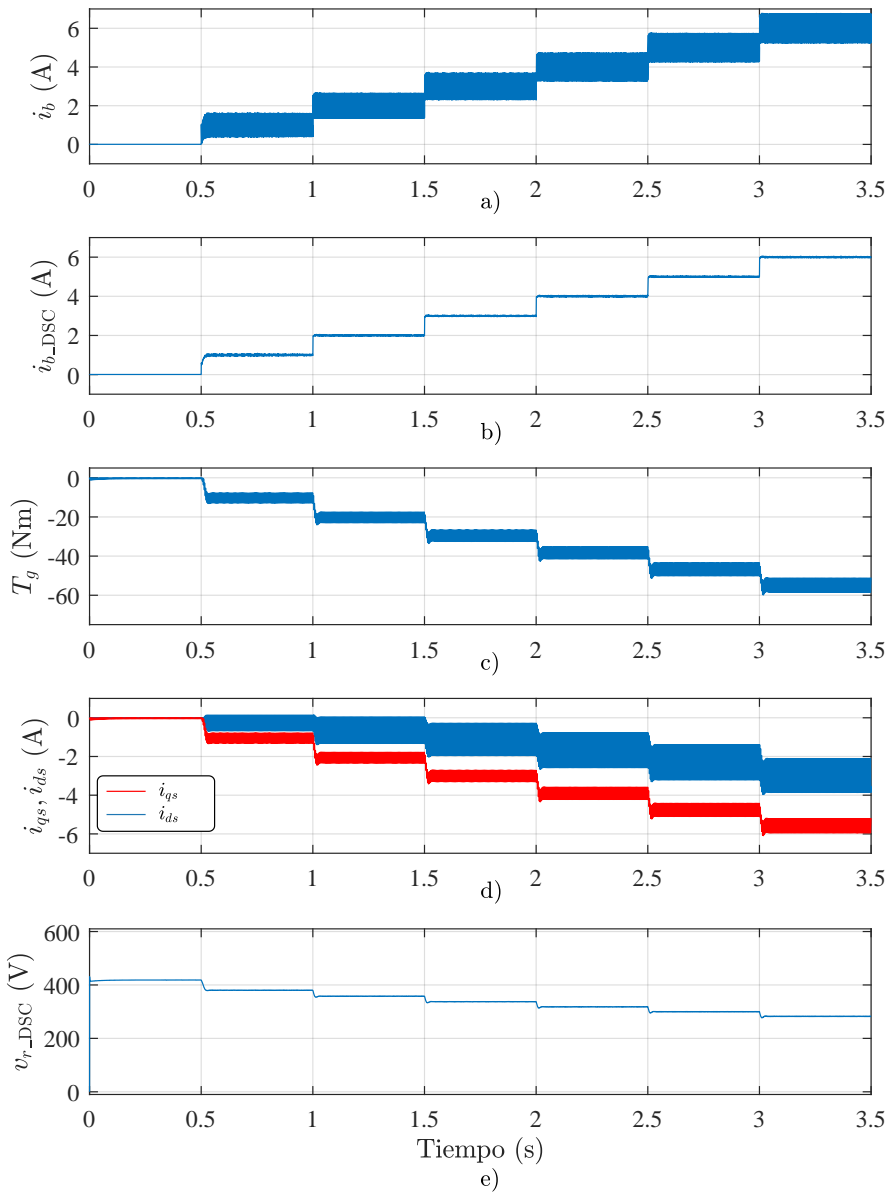


Figura 3.24: Simulación de la respuesta del control del convertidor *boost* sin inductancia ni filtro de entrada.

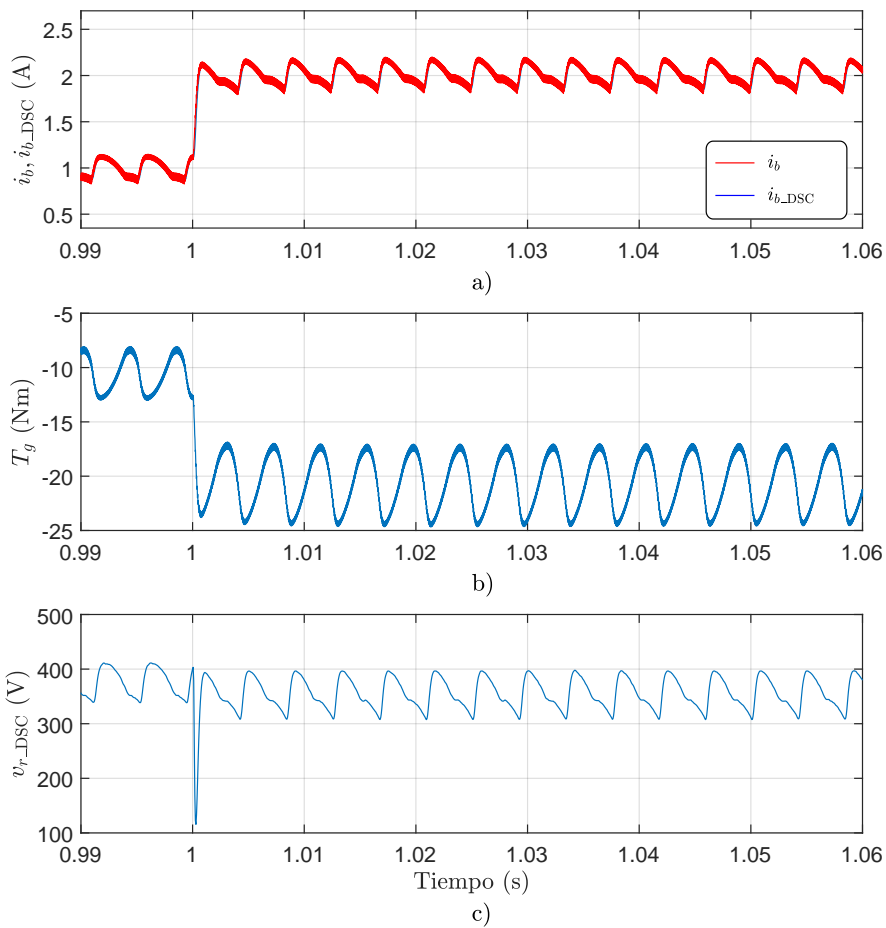


Figura 3.25: Simulación de la respuesta del control del convertidor *boost* sin inductancia ni filtro de entrada. Ampliación del instante en el que se produce un cambio de 1 a 2 A.

3.6.3. Comparación con el convertidor convencional.

Para evaluar el comportamiento y el rendimiento del convertidor modificado frente a un convertidor con bobina *boost* y condensador de entrada, se ha atendido a parámetros como el comportamiento del control de corriente, el rizado de par, el contenido armónico de las corrientes del generador y las pérdidas del convertidor.

3.6.3.1. Control de corriente y par producido por el generador.

Para comparar el comportamiento del control de corriente frente a un convertidor convencional, se han realizado simulaciones bajo las mismas condiciones de funcionamiento. El resultado de estas simulaciones puede verse en la Figura 3.26 donde el comando de corriente se va aumentando de forma escalonada. En la Figura 3.27 se muestra de forma ampliada la transición del comando de corriente de 1 a 2 A.

En las Figuras 3.26 a) y b) se muestra la corriente a través de la bobina del convertidor *boost*, i_b y el muestreo de dicha corriente, i_{b_DSC} . En el caso del convertidor *boost* convencional se puede ver como en la corriente aparece un rizado mayor que en la muestreada. Este rizado corresponde a la componente de alta frecuencia provocada por la conmutación del *switch*. Al ser la frecuencia de conmutación múltiplo de la frecuencia utilizada para el muestreo, este rizado no es visible para el sistema de control.

En la Figura 3.26 c) y en la Figura 3.27 b) se muestra el par creado en el generador. En este caso se puede ver que el valor medio es similar en los dos convertidores y aunque en el convertidor convencional la corriente del generador no depende de los armónicos de la tensión del generador, el par sí que lo hace. Esto es debido a que las componentes d y q de las corrientes de fase del generador (Figura 3.26 d)) sí que presentan contenido armónico de baja frecuencia. En cuanto al rizado de corriente en función del nivel de carga del generador, éste es de menor magnitud en el generador con inductancia, sobre todo en la componente i_{qs} , presentando un rizado menor que en el caso del convertidor sin inductancia en cargas medias y altas. Esto es debido al efecto del condensador de entrada que evita que se transmita el rizado provocado por la conmutación del convertidor a las corrientes de fase del generador.

En cuanto a la dinámica de los reguladores de corriente, ésta presenta una respuesta similar en ambos casos. Sin embargo, en el convertidor convencional la respuesta en el par del generador es más lenta que en el convertidor modificado. Esto es debido a que el condensador de entrada desacopla en cierta medida la corriente de fase del generador de la corriente a través del convertidor *boost* haciendo que la respuesta en el par sea más lenta, como puede verse comparando las Figuras 3.26 y 3.24.

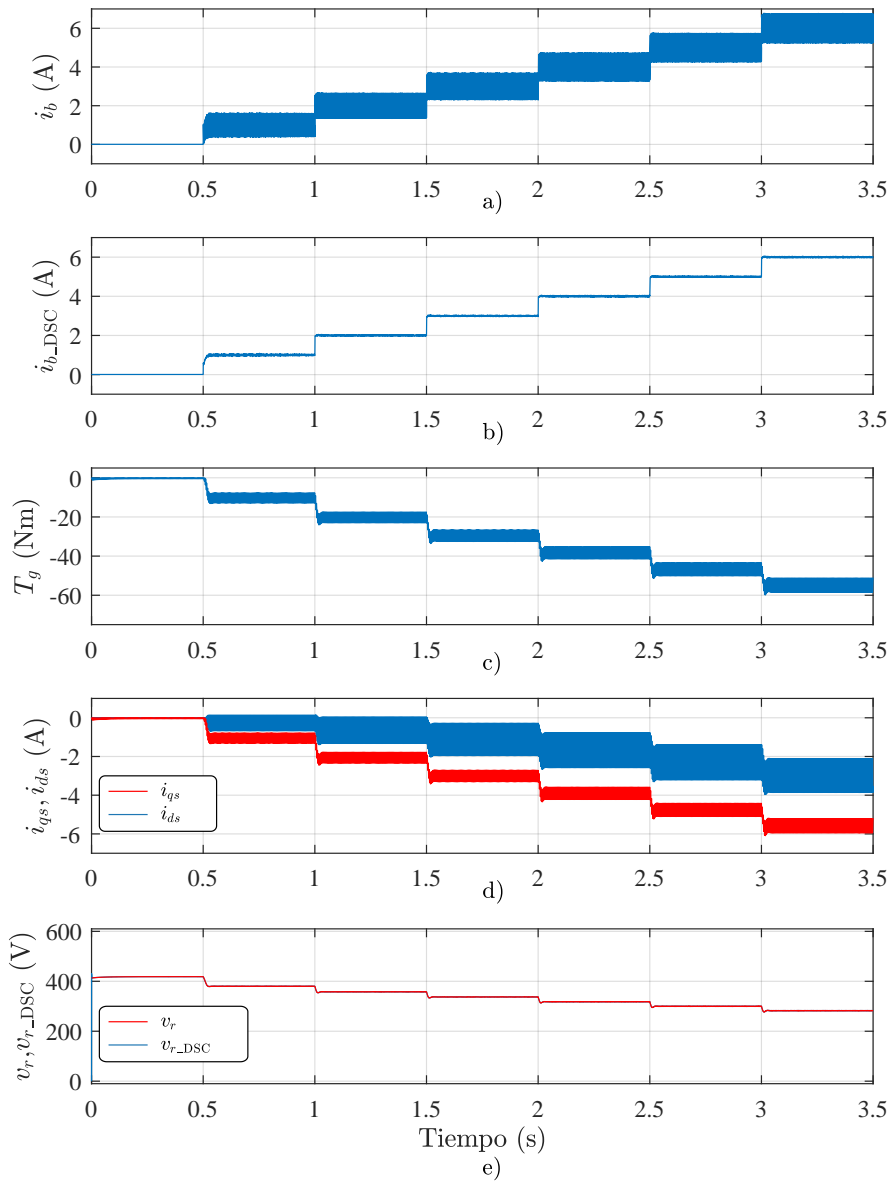


Figura 3.26: Simulación de la respuesta del control de corriente en un convertidor *boost* convencional.

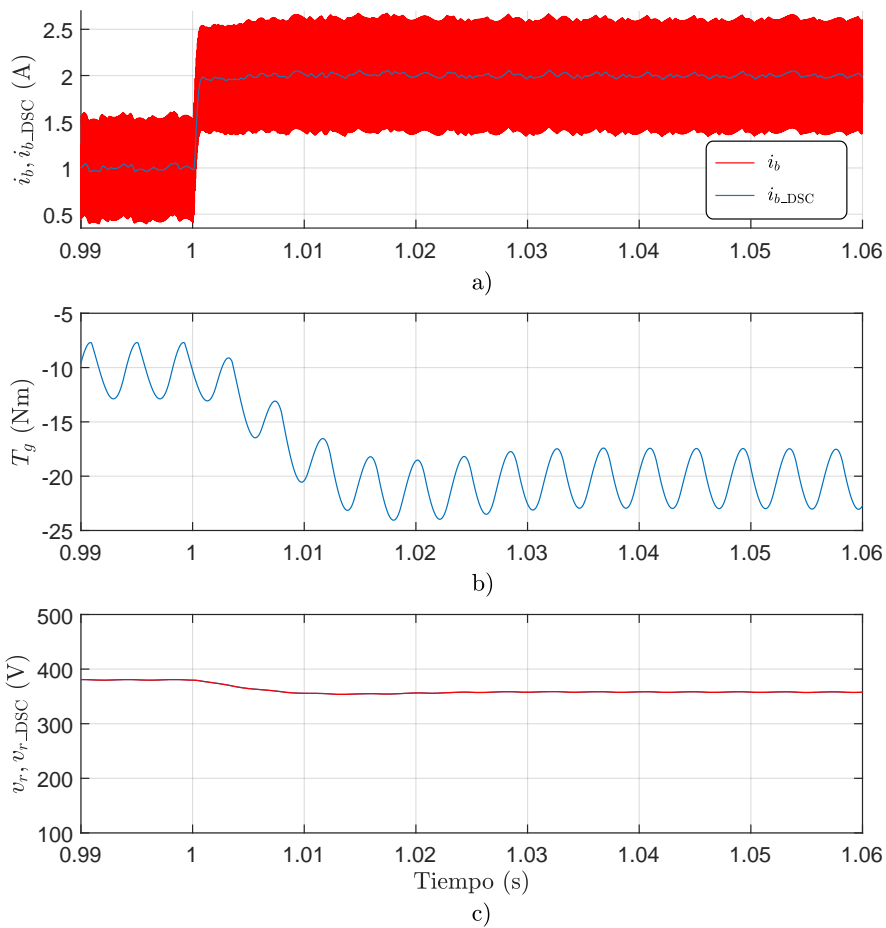


Figura 3.27: Simulación de la respuesta del control de corriente en un convertidor *boost* convencional. Ampliación del instante en el que se produce un cambio en la referencia de corriente de 1 a 2 A.

3.6.3.2. Contenido armónico en la corriente del generador y pérdidas en el convertidor.

Otro de los parámetros a contrastar entre el convertidor modificado y el convertidor original es el contenido armónico de las corrientes del generador y de las pérdidas producidas en este. En esta sección se realizará una comparativa de rendimiento entre los dos convertidores (con y sin inductancia).

En la Figura 3.28 a) se muestran dos periodos de de la corriente de fase a cuando el valor de referencia dado a los reguladores es de 2 A. La velocidad de giro del generador es de 400 rpm constantes. Esta velocidad de giro se traduce en una pulsación de 40 Hz eléctricos. En ambos convertidores se aprecia una distorsión armónica muy similar, tanto en amplitud como en forma. En la Figura 3.28 b) se muestra la transformada rápida de Fourier, FFT de estas corrientes, donde la amplitud de estas corrientes (p.u.) se ha normalizado a su componente fundamental de 40 Hz. En esta figura solo se muestran los armónicos que superan el 0.01 p.u. respecto a la componente fundamental. La componente que corresponde a la conmutación del convertidor no se muestra al tener un valor de $6,2 \cdot 10^{-3}$ p.u. en el caso del convertidor propuesto y un valor despreciable para en el caso del convertidor convencional. Ambos convertidores muestran un valor de distorsión armónica muy similar para este valor de corriente lo que se puede relacionar con el rizado de par que se aprecia en las Figuras 3.26 y 3.25.

Para evaluar los efectos de las corrientes armónicas producidas por la conmutación, en la Figura 3.28 c) se muestra el espectro de la señal junto con el valor calculado de la distorsión armónica total (THD) para frecuencias hasta 45 kHz. Por encima de esta frecuencia no hay cambios significativos en la THD. En el caso del convertidor sin inductancia se puede ver como el impacto producido en el par producido por el generador es muy bajo, siendo inexistente en el convertidor convencional. No obstante, un valor más alto de distorsión armónica produce que las pérdidas en el hierro aumenten.

Cuando se incrementa el valor de esta corriente, el contenido armónico de la corriente disminuye con relación a su componente fundamental. Este efecto puede verse claramente en la Figura 3.29 En esta figura se mantienen las mismas condiciones de operación que las mostradas en la Figura 3.28 con la salvedad que esta vez se ha incrementado la corriente a través del convertidor *boost* hasta los 3.7 A (el cual es el valor nominal de la corriente del convertidor utilizado). En este caso se aprecia que el contenido armónico del convertidor modificado es ligeramente superior al del convertidor convencional, lo cual es coherente con el aumento en el rizado de par identificado anteriormente. No obstante, la diferencia en el contenido armónico en ambos convertidores no presente grandes diferencias por lo que el rendimiento eléctrico del generador está en el mismo orden de magnitud para los dos convertidores. Tal y como puede verse en la Figura 3.29 c) el contenido armónico de alta frecuencia se mantiene valores similares.

Para evaluar las pérdidas que se producen en el generador eléctrico se han realizado simulaciones mediante el software de cálculo numérico ANSYS Maxwell, mediante el que se han podido obtener de forma más precisa las pérdidas produ-

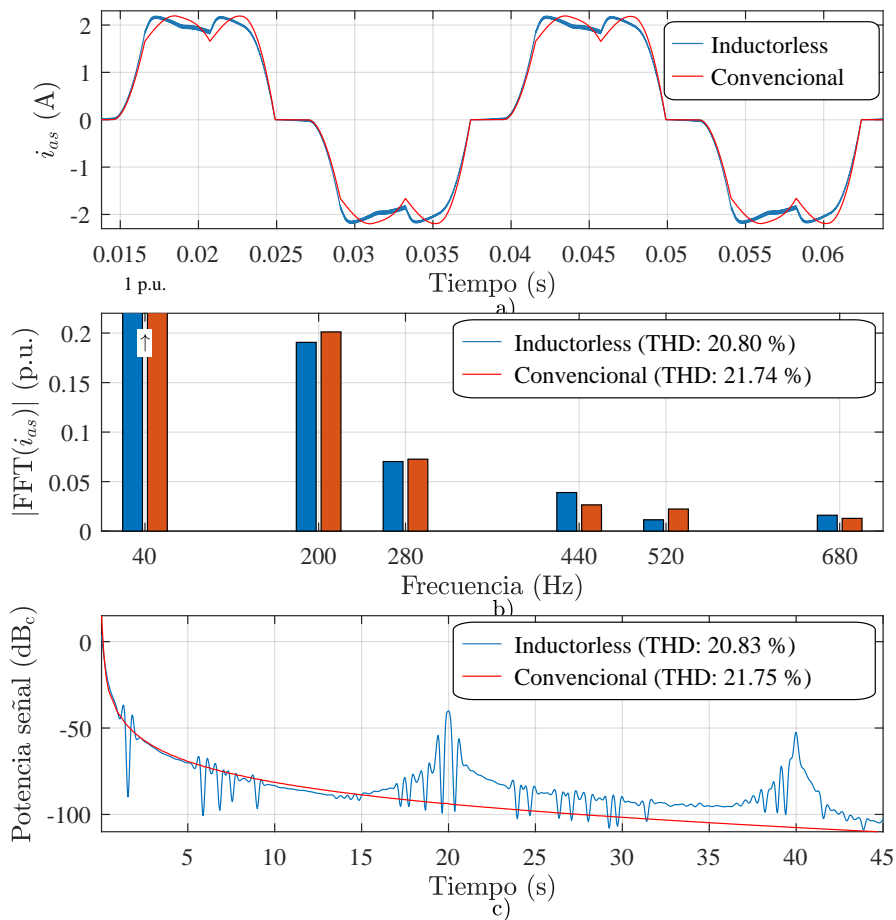


Figura 3.28: Corriente de la fase A del generador cuando la corriente por el convertidor *boost* es de $i_b = 2$ A. Velocidad del generador $\omega_r = 400$ rpm. Tensión en el bus DC $v_{dc} = 575$ V.

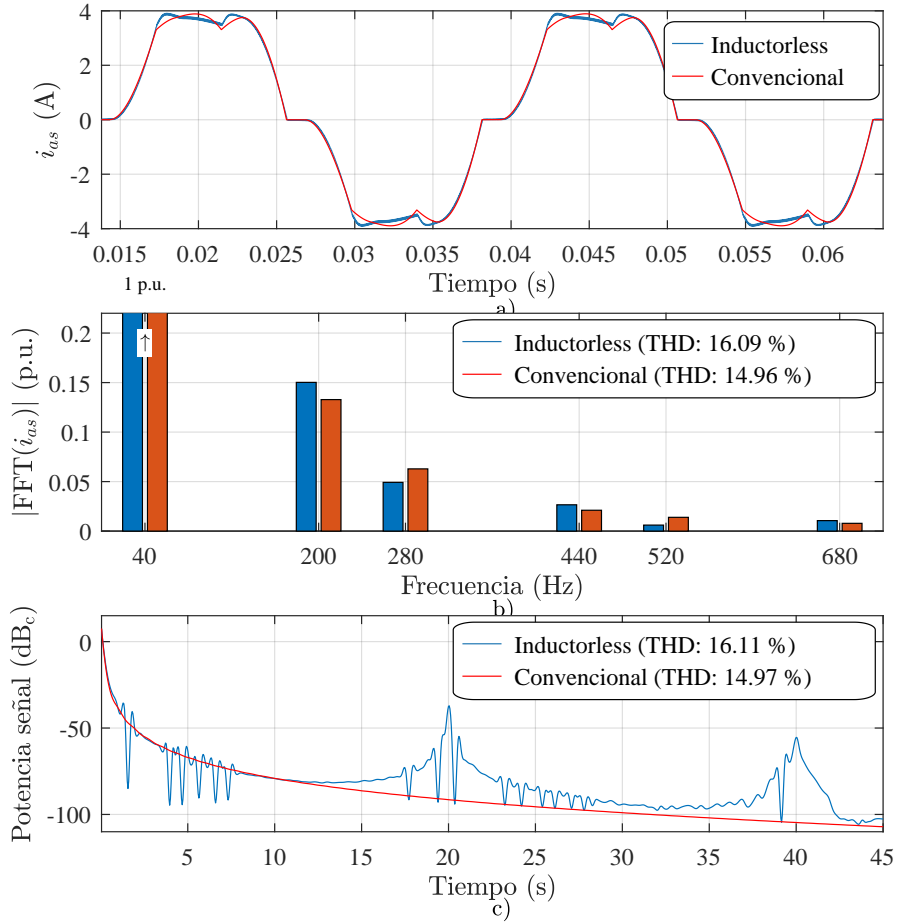


Figura 3.29: Corriente de la fase A del generador cuando la corriente por el convertidor *boost* es de $i_b = 3.7$ A. Velocidad del generador $\omega_r = 400$ rpm. Tensión en el bus DC $v_{dc} = 575$ V.

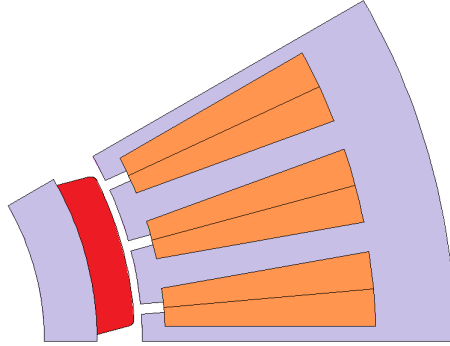


Figura 3.30: Sección transversal del modelo del generador utilizado para las simulaciones mediante el método de los elementos finitos.

cidas en los devanados del generador y en el circuito magnético mediante análisis por elementos finitos (*Finite Element Analysis*, FEA). Para evaluar su rendimiento se ha modelado el generador utilizado en ambos convertidores, así como la inductancia del convertidor *boost* para modelar el comportamiento del convertidor convencional. En la Figura 3.30 se muestra la sección transversal del generador modelado.

En la Figura 3.31 se muestra la distribución de las pérdidas eléctricas en ambos convertidores al imponer distintos niveles de corriente: 2, 4 y 6 A. Para estas simulaciones se ha tomado una velocidad del generador constante de 400 rpm. Para el estudio de las pérdidas del convertidor solo se han incluido las pérdidas en el generador y en la bobina del convertidor *boost* (en el caso del convertidor convencional), no se han tenido en cuenta las pérdidas producidas en el condensador del rectificador. En la Figura 3.31 a) se muestran las pérdidas en el cobre para ambos convertidores, en la Figura 3.31 b) se muestran las pérdidas por histéresis y en la Figura 3.31 c) se muestra las pérdidas por corrientes de Foucault y d) muestra el cómputo total de pérdidas.

Tal y como se puede ver en la Figura 3.31 a), las pérdidas en el cobre del generador son similares utilizando ambos convertidores, siendo ligeramente inferiores las pérdidas por efecto Joule totales en el caso del convertidor sin inductancia *boost* ni condensador de entrada. Las pérdidas producidas por histéresis, Figura 3.31 b), en los circuitos magnéticos del generador son similares en ambos casos. Las pérdidas totales son menores al utilizar el convertidor propuesto al no tener bobina en el convertidor *boost*, y por tanto no contar con las pérdidas producidas por este elemento. En cuanto a las pérdidas producidas por corrientes de Foucault, Figura 3.31 c), las pérdidas en el generador se incrementan ligeramente al utilizar el convertidor con las modificaciones propuestas. Esto es debido a que las corrientes de fase del generador tienen mayor contenido armónico que el convertidor convencional. No obstante, en cuanto a las pérdidas totales producidas por corrientes de Foucault, el convertidor más perjudicado es el convencional al tener más pérdidas

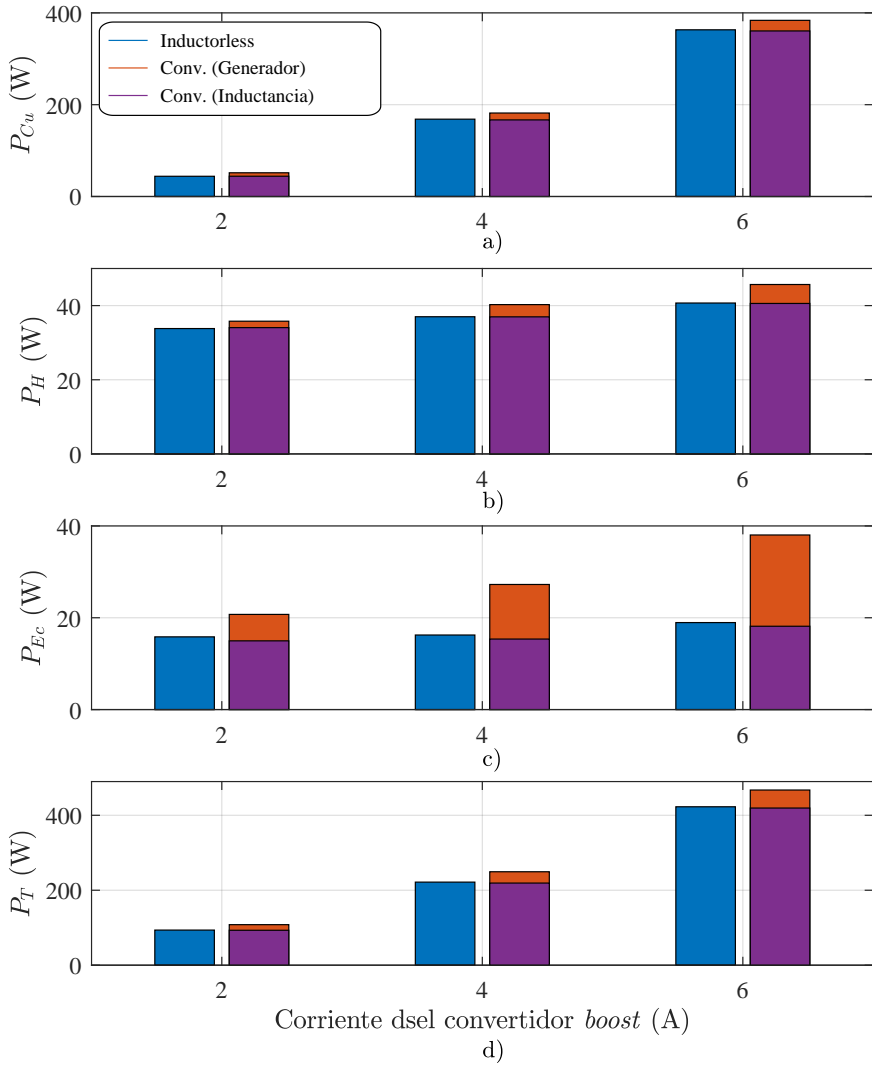


Figura 3.31: Distribución de pérdidas en ambos convertidores para distintos valores de carga. Velocidad de giro del generador $\omega_r = 400$ rpm. a) Pérdidas en el cobre. b) Pérdidas por histéresis. c) Pérdidas por corrientes de Foucault. d) Pérdidas totales.

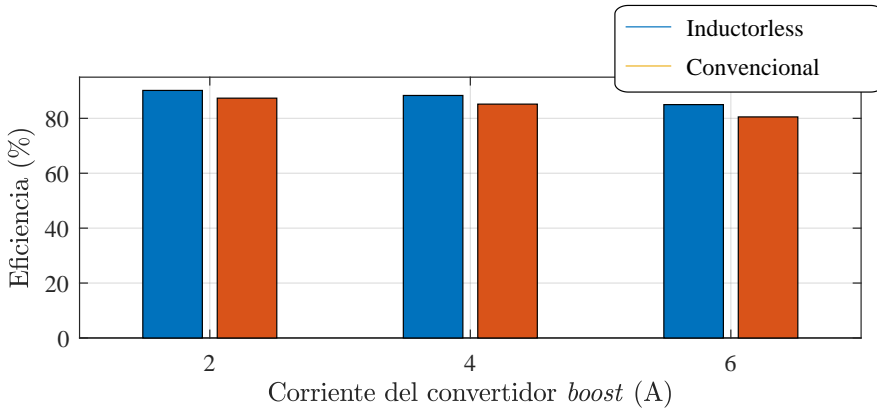


Figura 3.32: Eficiencia del conjunto generador y convertidor para una velocidad de giro del generador de $\omega_r = 400$ rpm y distintos niveles de carga.

debido a las componentes de conmutación en la corriente por la bobina.

Atendiendo al cómputo total de pérdidas mostrado en la Figura 3.31 d), se puede ver que las pérdidas producidas en el generador son ligeramente superiores trabajando en cargas medias y altas cuando se utiliza el convertidor propuesto. Sin embargo, si tenemos en cuentas las pérdidas producidas tanto en el generador como en el convertidor de potencia, el convertidor propuesto supone una clara ventaja sobre el convertidor convencional al tener menos pérdidas totales.

En la Figura 3.32 se muestra la eficiencia total del sistema, sin tener en cuenta las pérdidas por conmutación, donde se ha utilizado la expresión (3.21) para calcular la eficiencia del sistema. Tal y como se puede ver en esta figura, el convertidor propuesto tiene una eficiencia mejor que el convertidor convencional, cuya diferencia es más acusada en cargas medias y altas.

$$\eta = \frac{P_{mecanica} - P_T}{P_{mecanica}} \quad (3.21)$$

donde la potencia mecánica $P_{mecanica}$ se ha obtenido con el par medio y la velocidad de giro del motor. Las pérdidas totales P_T son las pérdidas mostradas en la Figura 3.31.

3.6.3.3. Comportamiento del convertidor modificado en sistemas de generación eólica.

Para evaluar el comportamiento y la validez del convertidor sin inductancia en un sistema de generación eólica se ha puesto a prueba mediante simulación junto con los algoritmos de control propuestos, que serán presentados con más detalle en los capítulos 4 y 5. En la simulación realizada se han utilizado los mismos algoritmos de control que se utilizarían con un convertidor convencional, a excepción del regulador de corriente que se ha sustituido por el propuesto anteriormente.

En la Figura 3.33 se muestra un ejemplo de funcionamiento donde el sistema trabaja dentro de la zona de seguimiento MPPT. La turbina comienza desde el reposo, donde se le aplica el siguiente perfil de viento: se comienza con una velocidad de viento de 11 m/s, velocidad que se reduce a los 8 m/s a los 8 s de simulación, creciendo nuevamente hasta una velocidad de 10 m/s 4 s más tarde. La turbina eólica debe seguir la velocidad de comando ω_{rm}^* mostrada en la Figura 3.33 a) la cual es calculada por el bloque de control para el seguimiento MPPT. Como puede verse en la figura, utilizando el convertidor modificado, la evolución de la velocidad de giro ω_{rm} sigue el comando de velocidad de una forma adecuada, sin verse afectada por el rizado de par ya que este es filtrado por la elevada inercia de la turbina. En la Figura 3.33 b) se muestra el par desarrollado por el generador y el par estimado por el algoritmo de control, como se explicará en el capítulo XXX. La corriente a través del convertidor *boost* junto con su comando de corriente se muestra en la Figura 3.33 c) donde puede verse como el control de corriente funciona de forma adecuada. En la Figura 3.33 d) puede verse la tensión del rectificador una filtrada mediante el filtro antialiasing. Aunque esta tensión presenta aún un rizado de una magnitud considerable puede utilizarse igualmente para el cálculo de los comandos de velocidad permitiendo estimar correctamente tanto la velocidad como el par creado por el generador.

De los resultados obtenidos mediante las simulaciones puede concluirse que el convertidor modificado donde se usan las inductancias de línea del generador a modo inductancia del convertidor *boost* junto a la eliminación de los condensadores a la salida del rectificador es puede ser utilizado en sistemas de generación eólica obteniendo un rendimiento superior al de un convertidor convencional. En cuanto a la estrategia de control de este convertidor, esta no requiere de una modificación sustancial, tan solo es necesario una resintonización de los reguladores de corriente para adaptarlos a los valores de inductancia y resistencia del generador para la misma respuesta dinámica que la de un convertidor sin modificar.

3.6.4. Resultados experimentales.

Se ha comprobado también la validez del convertidor modificado mediante ensayos de laboratorio. Para esta tarea se ha utilizado el sistema de pruebas mostrado en el apéndice A.

En primer lugar, se ha comprobado el funcionamiento del convertidor modificado para comprobar la capacidad del mismo junto con el generador de elevar tensión. En la Figura 3.34 se muestran los valores de corriente y de tensión del convertidor tal y como son leídas por el DSC. Para obtener estas señales se han almacenado en la memoria del controlador según se han ido leyendo, para representar estas señales se ha volcado la memoria directamente y no se ha aplicado ningún tipo de postprocesado. En la Figura 3.34 a) se muestra la corriente a través del convertidor *boost* cuando se produce un cambio en el comando de corriente de 1 a 2 A pasando de nuevo a 1 A transcurridos 30 s. La velocidad de giro del generador es de 400 rpm constantes y el regulador de corriente se ha ajustado para un ancho de banda de 400 Hz, similar al ajuste utilizado en las simulaciones. En

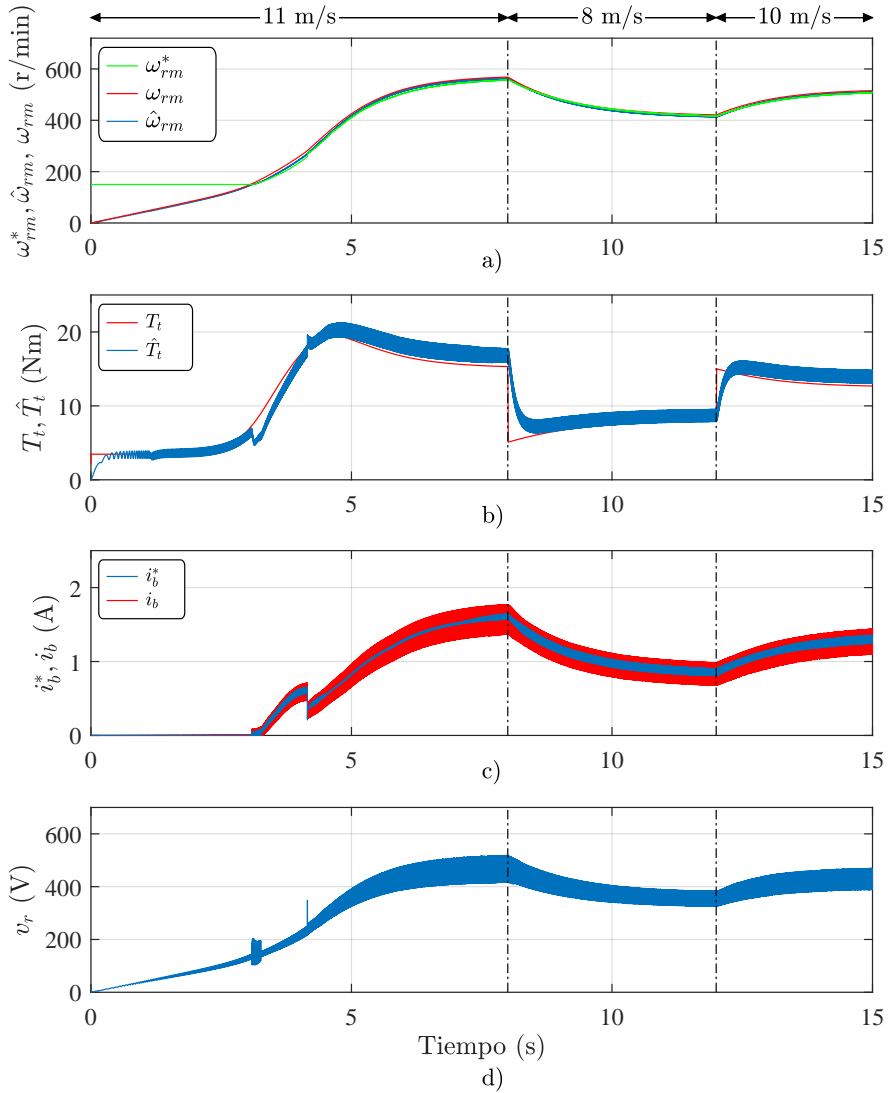


Figura 3.33: Comportamiento del convertidor modificado ante condiciones de viento cambiantes.

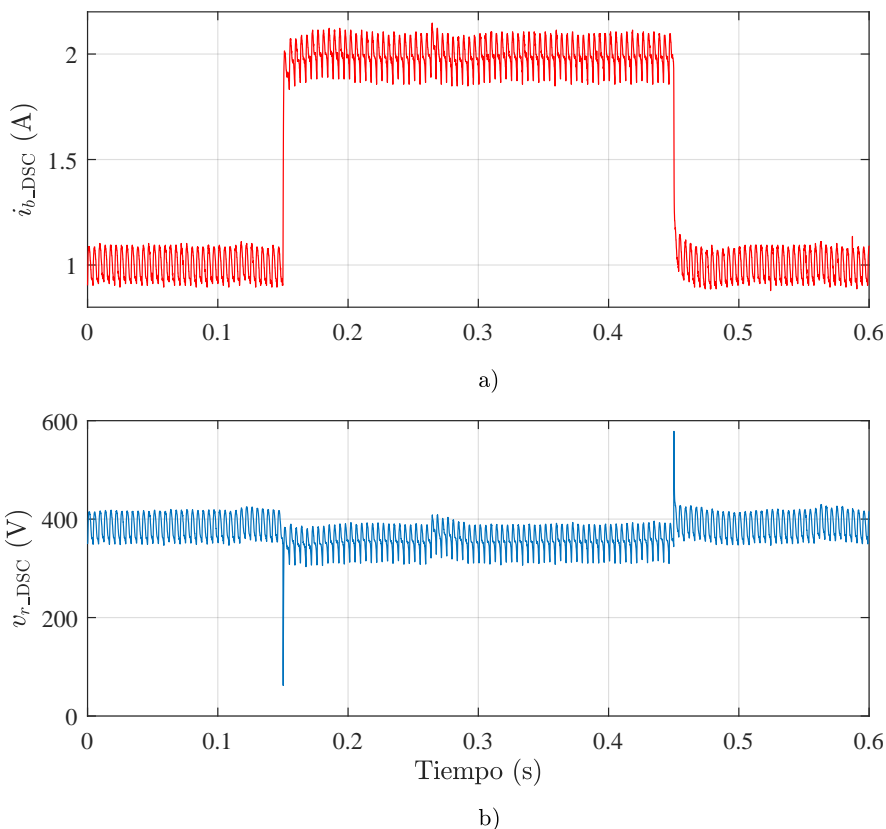
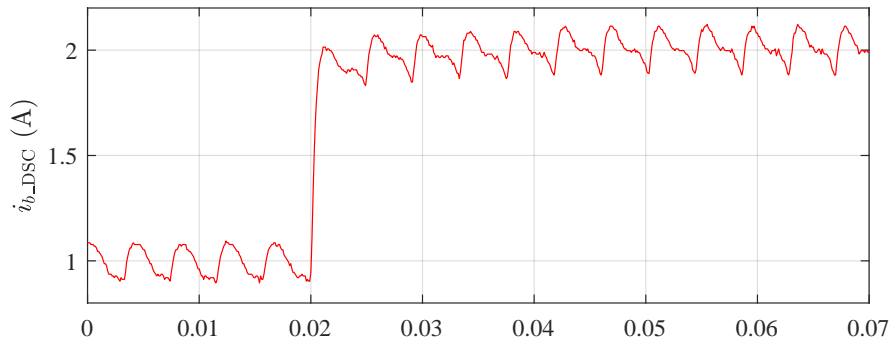


Figura 3.34: Resultados experimentales del convertidor modificado. Control de corriente. Escalón de corriente de 1 a 2 A con velocidad constante de 400 rpm.

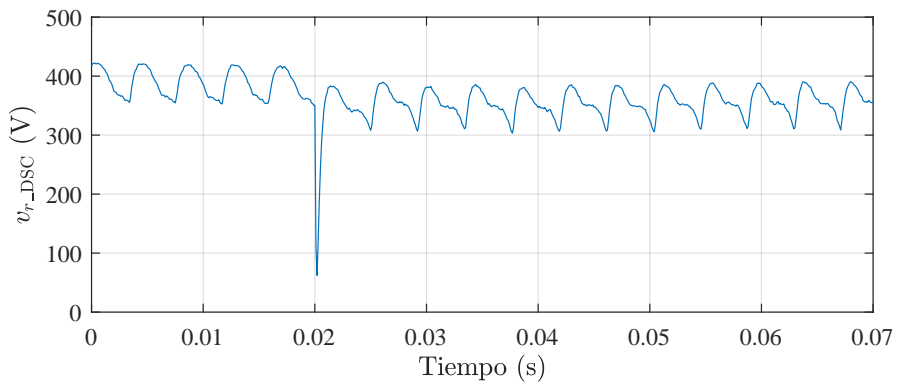
la Figura 3.34 b) se muestra la tensión a la salida del rectificador tal y como es leída por el DSC, después de pasar por el filtro antialiasing. Aunque esta tensión aún presenta un rizado apreciable, es válida para el control.

En la Figura 3.35 se muestra una ampliación del cambio producido en la corriente donde puede observarse con más detalle el rizado presente en la corriente y en la tensión. El resultado obtenido es muy similar al obtenido mediante simulación en la Figura 3.25.

1. El valor del contenido armónico es ligeramente inferior al obtenido por simulación debido a que los parámetros utilizados en el modelo de simulación se desvían ligeramente de los valores reales.
2. El espectro de alta frecuencia presenta valores en los múltiplos de 10 kHz.



a)



b)

Figura 3.35: Detalle de los resultados experimentales del convertidor modificado. Control de corriente. Escalón de corriente de 1 a 2 A. Velocidad constante de 400 rpm.

Esto es debido al ruido inducido sobre la sonda del osciloscopio proveniente de la conmutación del inversor monofásico.

Para evaluar el comportamiento del generador se ha comparado la tensión de una de sus fases en el convertidor modificado y un convertidor convencional de forma similar a como se ha realizado mediante simulación (Figuras 3.28 y 3.29). En las Figuras 3.36 y 3.37 se muestra el análisis realizado en una de las fases del generador cuando se impone una corriente de 2 y de 3.7 A respectivamente. Los resultados obtenidos son similares a los obtenidos por simulación, aunque se presentan ligeras diferencias:

Una vez comprobada la validez del convertidor y del generador se ha probado el comportamiento de este para el control de un sistema eólico. Se ha aplicado el mismo perfil de viento que el utilizado en la simulación de la Figura 3.33. Para obtener las variables de tensión y corriente internas del DSC ha sido necesario reducir la frecuencia de grabación de estas variables a 250 muestras/s ya que la memoria del DSC es limitada y no puede almacenar los datos a la frecuencia de muestreo utilizada para el control. En la Figura 3.38 se muestran los resultados obtenidos donde en la Figura 3.38 a) se muestra la velocidad de la turbina ω_{rm} junto con su comando de referencia ω_{rm}^* donde ω_{rm} se obtiene mediante un encoder colocado en el motor de arrastre y ω_{rm}^* se obtiene del cálculo interno realizado en el DSC. La evolución de la velocidad de giro muestra un comportamiento correcto siguiendo el comando de referencia impuesto por el seguidor MPPT. El par que ejerce la turbina T_t así como el valor estimado del mismo calculado por el DSC \hat{T}_t se muestran en la Figura 3.38 b) donde se puede ver cómo es posible obtener una buena estimación del par de los parámetros eléctricos del generador. La obtención de esta estimación será presentada con más detalle en el capítulo 5. En las Figuras 3.38 c) y d) se muestra la corriente del convertidor *boost* i_{b_DSC} y la tensión a la salida del rectificador v_{r_DSC} respectivamente, tal y como se han obtenido del DSC. A la vista de los resultados obtenidos se puede ver como la corriente muestra un comportamiento adecuado durante el seguimiento de los algoritmos MPPT y la señal de tensión puede ser utilizada como señal de control para una turbina eólica.

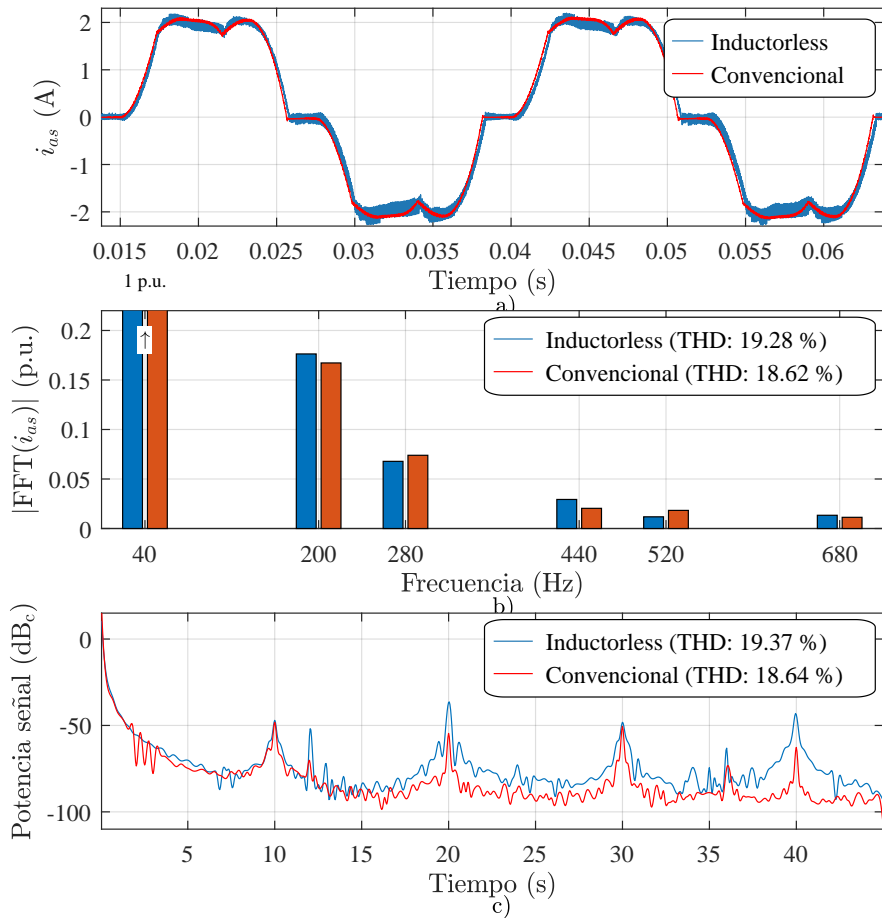


Figura 3.36: Comparación experimental de la tensión de línea del generador con el convertidor modificado y con el convertidor convencional. $i_b = 2$ A, $v_{DC} = 575$ V, $\omega_{rm} = 400$ rpm.

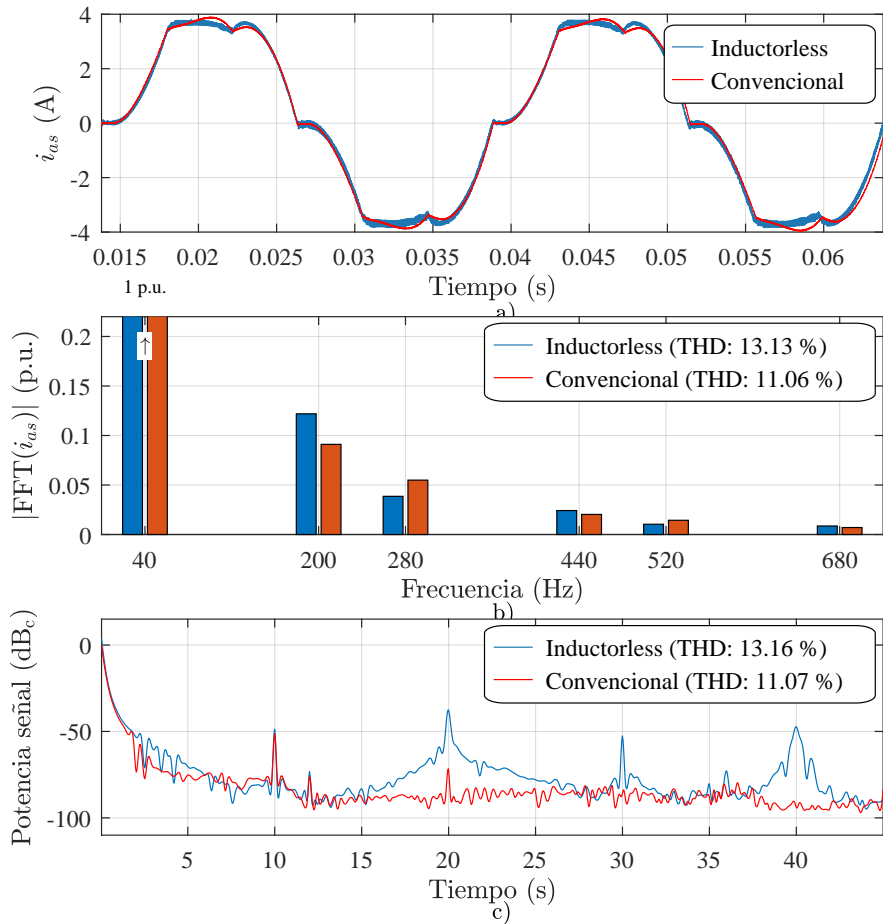


Figura 3.37: Comparación experimental de la tensión de línea del generador con el convertidor modificado y con el convertidor convencional. $i_b = 3.7$ A, $v_{DC} = 575$ V, $\omega_{rm} = 400$ rpm.

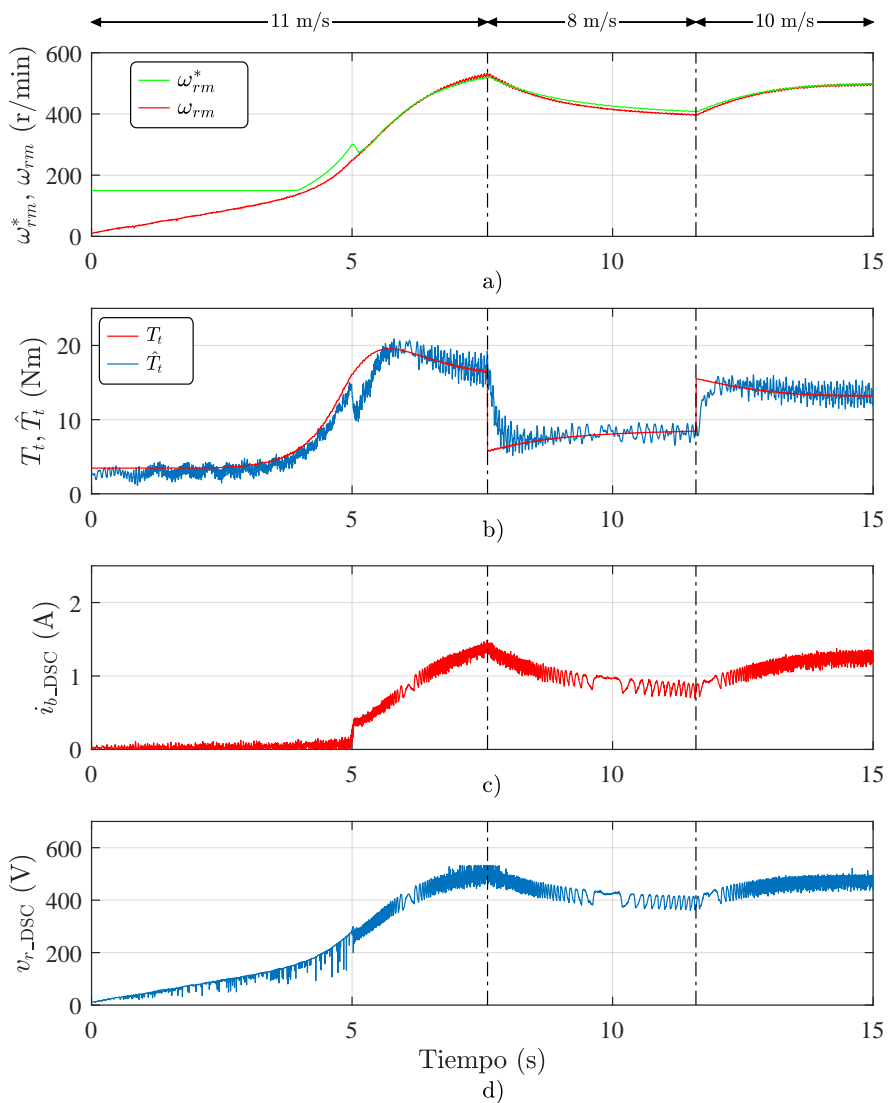


Figura 3.38: Resultados experimentales. Comportamiento del convertidor modificado ante condiciones de viento cambiantes.

3.7. Conclusiones.

Uno de los componentes más importantes en los sistemas de generación es el generador. Existen varios tipos de máquinas eléctricas que pueden trabajar como generador para turbinas eólicas. Cada generador tiene unas características propias que unido al convertidor de potencia utilizado marcarán el comportamiento de la turbina eólica. Generadores como los síncronos de imanes permanentes o de inducción necesitarán de convertidores de potencia capaces de manejar toda la potencia extraída para obtener un rango de velocidad de funcionamiento amplio, mientras que generadores de inducción doblemente alimentados necesitarán de un convertidor de potencia más pequeño a cambio de limitar su rango de velocidad de funcionamiento.

El tipo de generador seleccionado determinará en gran medida el tipo de convertidor de potencia a utilizar, aunque también el uso final de la energía capturada tiene un peso importante en la selección del convertidor. Existen convertidores específicos para sistemas aislados basados en baterías y para sistemas conectados a red.

Los sistemas conectados a red pueden tener diversas funciones dentro del sistema eléctrico. Estos pueden verter toda su energía en una red ya existente, pueden crear una red en lugares remotos para la alimentación de equipos o pueden hacer funciones de respaldo de la red inyectando energía en el sistema cuando este funcione con normalidad o creando una red de respaldo en caso de que la red principal falle.

En este capítulo se ha descrito la topología de potencia utilizada para el desarrollo de esta tesis la cual está basada en un rectificador de diodos, un convertidor *boost* y un inversor monofásico. También se han descrito los algoritmos de control para un funcionamiento básico del mismo, el cual está basado en dos bucles de control independientes. Uno de ellos controlará la energía que es extraída del generador a través del rectificador y el convertidor *boost* permitiendo controlar la corriente que es extraída del generador creando un par resistente que a su vez permite controlar la velocidad de la turbina. Otro bucle de control se encarga del control de la inyección de corriente a red.

En la parte final de este capítulo se han analizado las modificaciones existentes en la literatura sobre el convertidor de potencia utilizado con vistas a reducir el tamaño y el coste de este. Este capítulo se ha centrado en la sustitución de la inductancia del convertidor *boost* por las inductancias del generador. Se ha comparado su rendimiento respecto al convertidor original dando como resultado una reducción de las pérdidas en el convertidor modificado, pero presentando mayores oscilaciones de par y una distorsión armónica mayor, las cuales son más acusadas con cargas elevadas. También se ha comprobado su validez para su uso en sistemas de generación eólica mediante simulaciones y ensayos experimentales dando como resultado un comportamiento adecuado.

Capítulo 4

Algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT).

En este capítulo se describen los métodos más utilizados para hacer trabajar a la turbina en su punto de máximo rendimiento. Tal y como ocurre con otras fuentes de energía renovables, las turbinas eólicas presentan unas curvas de potencia que dependen tanto de los agentes ambientales que intervienen en la producción de energía (el viento en este caso) como de parámetros propios del sistema de captura de energía. Como ya se ha visto en el capítulo 2 la potencia que es posible capturar del viento es función de la velocidad del viento y del rendimiento de la turbina (4.1).

$$P_t = \frac{1}{2} C_p \rho A v_w^3 \quad (4.1)$$

La potencia máxima a la que es posible extraer energía del viento está impuesta por el límite de Betz (ver capítulo 2).

El rendimiento de la turbina eólica depende de parámetros constructivos de la turbina como el perfil aerodinámico utilizado para la construcción, del número de álabes, o de su ángulo de ataque. Estos parámetros constructivos suelen ser estáticos y no es habitual encontrar turbinas de poca potencia donde puedan modificarse. En turbinas de mayor potencia, no obstante, puede utilizarse la variación del ángulo de ataque de los álabes (*pitch control*) como método de regulación de potencia.

Otro de los parámetros que tiene gran influencia en el rendimiento de la turbina es el cociente entre la velocidad lineal de la punta de los álabes y la velocidad del viento, denominado *tip speed ratio*, λ , parámetro ya introducido en el capítulo 2. Esto se traduce en que la potencia generada varía para una misma velocidad de viento en función de la velocidad de giro.

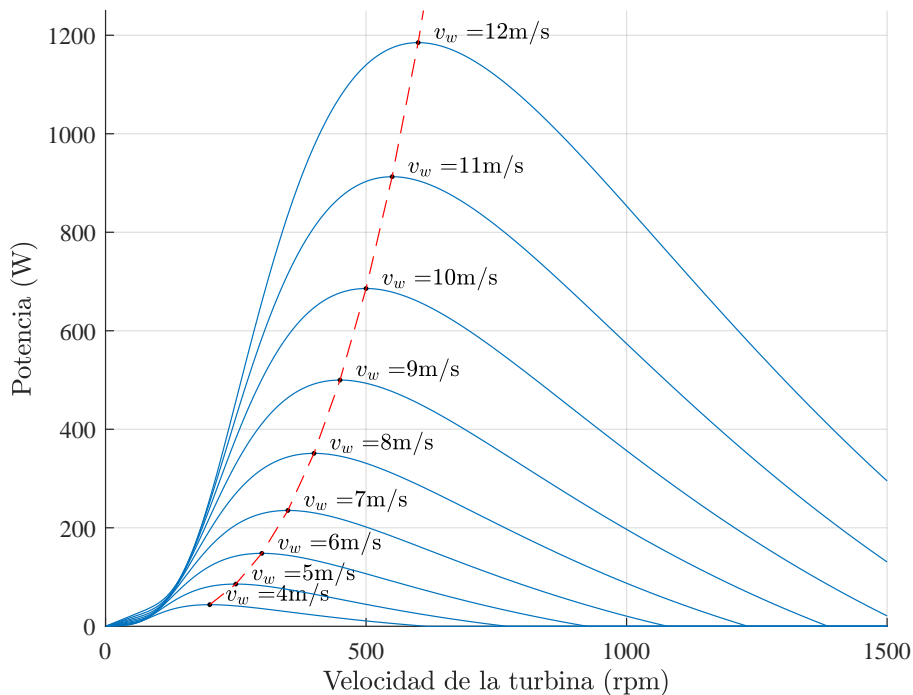


Figura 4.1: Curvas de potencia típicas de una turbina eólica de baja potencia.

La forma típica de las curvas de potencia en una turbina eólica de baja potencia se muestra en la Figura 4.1, donde la potencia extraída se ve afectada únicamente por el *tip speed ratio*, al mantener constante el ángulo de ataque de los álabes. Las curvas de la Figura 4.1 se corresponden con las de la turbina de referencia que se ha utilizado para el desarrollo experimental de esta tesis. En este rango de potencias, la única variable de control para modificar el punto de funcionamiento es la velocidad de giro de la turbina ya que otros mecanismos, como puede ser la variación del ángulo de ataque de los álabes, quedan reservados para turbinas de alta potencia, donde el sobre coste de estos mecanismos se compensa por su elevada capacidad de producción.

El objetivo principal del control de la turbina es capturar la máxima energía del viento, maximizando su rendimiento. Para ello, debe ajustarse la velocidad de giro en función de la velocidad del viento. Los algoritmos utilizados para obtener una velocidad de giro adecuada son los denominados algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia, o en inglés, *Maximum Power Point Tracking* (MPPT). Cuando la velocidad de la turbina está por debajo de la óptima, el sistema de control reduce el par demandado por el generador, provocando que la turbina

acelere y aumente, por tanto, la potencia capturada por esta. En caso de que la velocidad de giro sea superior a la óptima, el sistema de control impondrá al generador un par mayor que el generado por el viento, disminuyendo su velocidad hasta converger con la velocidad óptima.

Existen varios tipos de algoritmos en función de cómo se determina el punto de funcionamiento en el que está trabajando la turbina. De este modo podemos diferenciar métodos basados en las curvas características, métodos de tipo *perturb and observe* o *hill climbing*, métodos basados en algoritmos de lógica difusa y métodos basados en redes neuronales.

En este capítulo se presentarán los algoritmos de seguimiento del punto de máxima potencia más comunes en sistemas de microgeneración eólica y se presentará la solución empleada en el sistema de generación utilizado en esta tesis.

4.1. Métodos basados en curvas características.

Los métodos de seguimiento del punto de máxima potencia basados en curvas pueden aplicarse cuando se conocen de antemano las características de la turbina, ya que dependen de los parámetros constructivos del rodete de esta. Este tipo de métodos está basado en el mapeo de las curvas de potencia de la turbina. Normalmente, este tipo de algoritmos se implementan en forma de tablas o ecuaciones de ajuste, a partir de las cuales se obtiene el punto de funcionamiento óptimo para unas condiciones de la turbina dadas. Los datos de entrada para estas tablas o ecuaciones de ajuste pueden ser la velocidad del viento leída mediante anemómetros, la velocidad de giro de la turbina, y/o la potencia eléctrica que está siendo capturada.

Al ser métodos basados en las curvas de potencia de la turbina, estos algoritmos son sensibles a errores de medida/estimación de la velocidad de giro de la turbina y de caracterización de las curvas de potencia. En función de la forma de las curvas, un pequeño error en la medida puede ocasionar una desviación significativa respecto al punto de máxima potencia, sobre todos en curvas que tengan una zona de máxima potencia muy abrupta. En aquellas turbinas cuyas curvas de potencia presenten su máximo en una zona más plana, son más tolerantes a posibles fallos de medida o parametrización, ya que una desviación sobre el valor máximo no provoca una caída muy drástica en el rendimiento de la turbina. Esto se puede observar en la Figura 4.2 donde la zona sombreada en rojo oscuro representa una desviación de velocidad de giro del $\pm 10\%$, y en rojo claro del $\pm 5\%$ sobre la velocidad óptima. En la Tabla 4.1 se muestra la potencia máxima de la turbina para distintas velocidades de viento y la potencia que se conseguiría con un error del $\pm 5\%$ y del $\pm 10\%$ sobre su velocidad óptima. De acuerdo con esta tabla, una desviación máxima sobre la velocidad de giro óptima de $\pm 5\%$ supone una pérdida de rendimiento de 0.3% , siendo de 1.3% si la desviación es de hasta $\pm 10\%$. Por tanto, para una turbina con la característica de la Figura 4.2, un método basado en tablas no estaría desaconsejado.

Una desventaja de estos métodos es que para su implementación se requiere

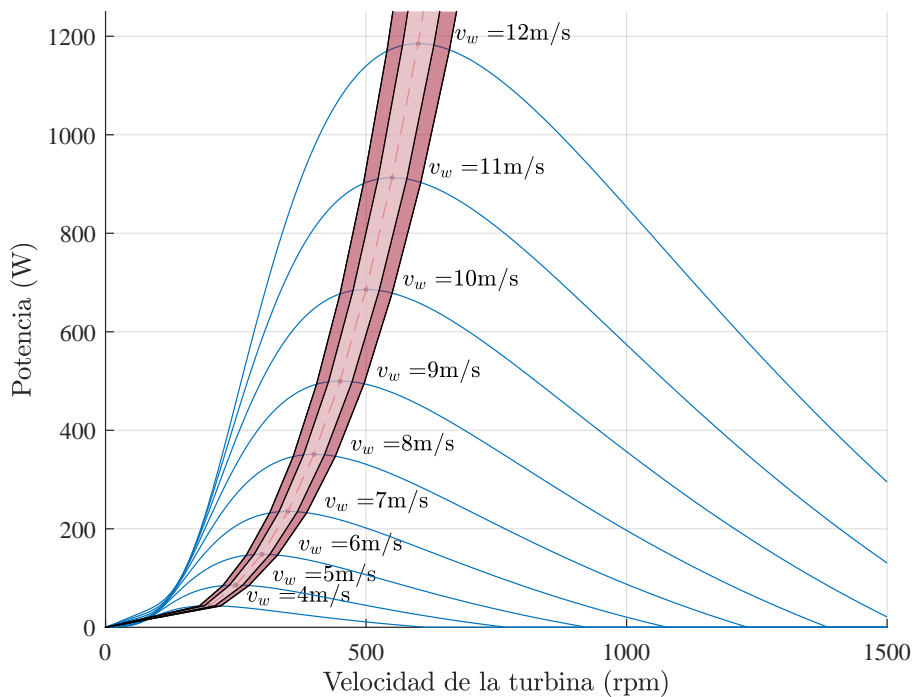


Figura 4.2: Desviación del punto de máxima potencia debido a variaciones de la velocidad de giro respecto de la velocidad óptima. Rojo oscuro: variación de velocidad de $\pm 10\%$. Rojo claro: variación de velocidad de $\pm 5\%$.

| v_w [m/s] | P_{max} [W] | $P_{\pm 5\%}$ [W] | $P_{\pm 10\%}$ [W] |
|-------------|---------------|-------------------|--------------------|
| 4 | 43 | 43 | 43 |
| 6 | 148 | 147 | 146 |
| 8 | 351 | 350 | 346 |
| 10 | 685 | 683 | 676 |
| 12 | 1185 | 1181 | 1169 |
| 14 | 1881 | 1875 | 1857 |
| 16 | 2808 | 2800 | 2772 |

Tabla 4.1: Potencia máxima a distintas velocidades de viento.

el conocimiento previo de las curvas de potencia de la turbina. Estas curvas no siempre son accesibles, y cuando lo están, solo se dispone de la potencia para ciertos niveles de velocidad de viento. Esto implica la necesidad interpolar para otras velocidades de viento.

Dentro de este tipo de métodos basados en curvas, se puede distinguir entre aquellos que utilizan variables del generador para obtener la referencia de potencia y los que utilizan directamente la velocidad del viento.

4.1.1. Métodos basados en la velocidad de giro del generador.

El objetivo de estos métodos basados en una caracterización previa del funcionamiento de la turbina es buscar el punto de funcionamiento óptimo basándose en la velocidad de giro del generador [95, 96, 97]. En función de esta velocidad se calcula, en base al modelo prefijado, la referencia de par óptima para el generador. Para unas condiciones de viento determinadas, si la velocidad de giro del generador está por debajo de la óptima, el par del generador será inferior al realizado por el viento, por lo que la turbina acelera. Si por el contrario la velocidad de giro está por encima de su valor óptimo, el par calculado será superior al ejercido por el viento, y la turbina decelera. De este modo se converge a la velocidad de giro óptima.

Al igual que en los algoritmos basados en las curvas de la turbina, se puede producir una ligera desviación sobre el punto de funcionamiento óptimo debido a una posible falta de precisión tanto en los cálculos (basados en aproximaciones) como en la medida de los sensores. Por regla general esta falta de precisión no suele ser determinante en turbinas de poca potencia ya que, aunque el punto de funcionamiento de desvíe de su óptimo, la pérdida de potencia obtenida es mínima [97].

Este tipo de MPPT tiene una implementación sencilla, apenas requiere potencia de cálculo, y no necesita un sensor para medir la velocidad del viento. Su mayor inconveniente radica en la necesidad de una buena caracterización de la turbina para su uso.

4.1.2. Métodos basados en la velocidad del viento.

Los métodos basados en la velocidad del viento usan anemómetros para obtener la velocidad de giro de máxima eficiencia, utilizando las curvas de potencia de la turbina.

Al igual que todos los métodos basados en curvas, es necesario tener una buena caracterización de la turbina para un correcto funcionamiento. La mayor desventaja de estos métodos es la necesidad de un sensor externo al sistema, el anemómetro. Esto exige la construcción de un soporte para poder colocarlo lo cual, junto con el sensor en sí mismo, complica y encarece la instalación. Además, la fiabilidad del sistema puede verse comprometida al ser sensores con partes móviles colocadas a la intemperie.

Este tipo de MPPT no suele utilizarse en turbinas de baja potencia modernas debido al sobrecoste que presenta; no obstante, existen implementaciones del mismo [97, 98].

4.2. Métodos *Perturb and Observe* (P&O).

Los métodos conocidos como *Perturb and Observe* (P&O) o *Hill Climbing Searching* (HCS), son métodos basados en técnicas de optimización matemáticas utilizadas para buscar el punto óptimo de una función determinada. Este tipo de métodos no requieren conocimiento previo de las curvas de potencia de la turbina, por lo que son algoritmos que pueden utilizarse en cualquier turbina, independientemente del tipo de rodete utilizado, lo que hace que estos métodos sean muy flexibles en cuanto a su uso [99].

Su funcionamiento está basado en realizar pequeñas variaciones en una variable de control y analizar el efecto que este cambio produce en la respuesta del sistema, en el caso de las turbinas eólicas en la potencia extraída [100, 101, 102]. Tal y como se puede ver en la Figura 4.1, cuando el punto de funcionamiento de la turbina se encuentra a la izquierda del punto de máxima potencia (baja velocidad) la pendiente de la curva es positiva. Si este punto se encuentra en parte la derecha respecto al punto de máxima potencia, la pendiente de la curva es negativa. Realizando pequeñas modificaciones sobre una de las variables de control, el sistema cambiará el punto de funcionamiento alejándose o acercándose al punto de máxima potencia. Por ejemplo, si inicialmente la turbina se encuentra funcionando en un punto a la izquierda del punto de máxima potencia, un pequeño incremento de la velocidad provocará un incremento en la potencia extraída, por lo que el algoritmo deberá de continuar incrementando la velocidad para alcanzar el punto de máxima potencia. Si una vez alcanzado el punto de máxima potencia el sistema continúa incrementando la velocidad, esto provocará que el punto de funcionamiento se sitúe en la parte de la curva con pendiente negativa y la potencia comience a disminuir con cada incremento de la velocidad. El objetivo de estos métodos es realizar pequeños cambios de tal modo que converjan en aquel punto en el que la pendiente de la curva de potencia sea cero. En la Figura 4.3 se puede ver un ejemplo de la implementación de este método cuando el sistema se encuentra inicialmente a la izquierda del punto de máxima potencia.

No existe una única estrategia para implementar este tipo de algoritmos, es posible encontrar diferencias en función de la variable de control elegida para realizar las perturbaciones (*duty*, corriente, tensión, etc.) o de la magnitud en la perturbación, pudiendo ser constante a lo largo de todo el algoritmo o ser adaptativa en función de la variación observada en iteraciones anteriores, realizando perturbaciones de menor magnitud cuanto más cerca del punto de máxima potencia se encuentre[103, 104].

Uno de los inconvenientes de este tipo de métodos MPPT es que puede fallar ante variaciones bruscas del viento. La elección del paso de la perturbación de una iteración a otra tampoco es trivial, pudiendo provocar oscilaciones si es demasiado

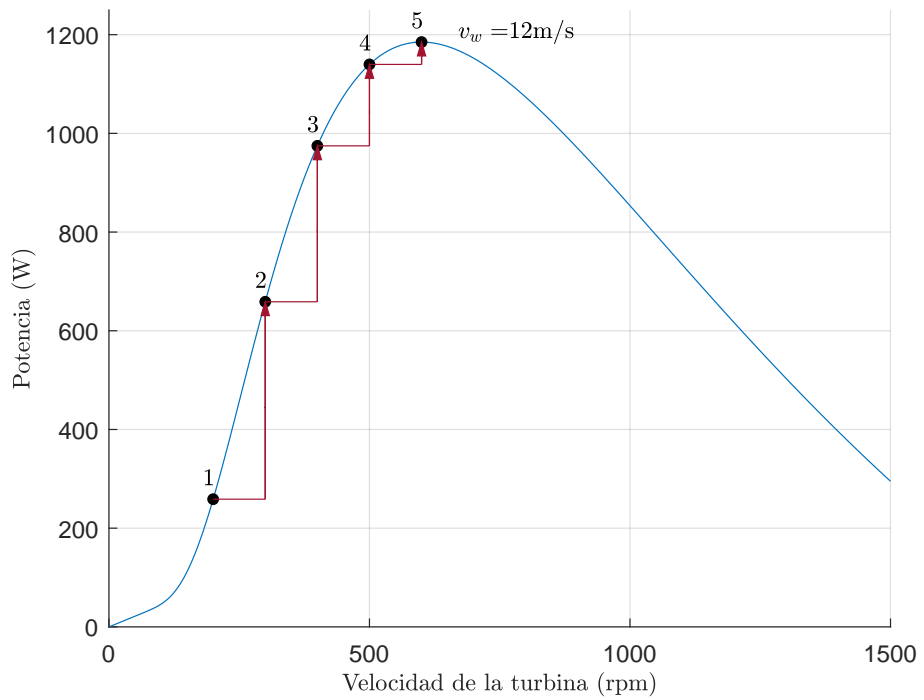


Figura 4.3: Ejemplo de funcionamiento del método *Perturb and Observe* (P&O) partiendo de una velocidad de giro inferior a la de máxima eficiencia.

grande o haciendo un método lento si se elige un paso demasiado pequeño. Sin embargo, el mayor inconveniente de este tipo de algoritmos (pudiendo incluso dar lugar a fallos) es la imposibilidad de distinguir si un cambio en la potencia es debido a un cambio en la velocidad de viento o a la perturbación realizada en una iteración anterior. El efecto de estos inconvenientes puede reducirse al utilizar algoritmos con un paso adaptativo [105]. En cualquier caso, la convergencia de estos sistemas al punto de máxima potencia es más lenta que los basados en tablas [106].

4.3. Algoritmo MPPT implementado.

Para el caso de estudio desarrollado a lo largo de esta tesis, se ha optado por un algoritmo MPPT basado en las curvas de potencia-tensión y potencia-velocidad de la turbina.

Aunque una solución válida es utilizar directamente las curvas de potencia mecánica de la turbina para implementar el algoritmo MPPT, en este caso se ha optado por combinar estas curvas con el modelo del generador de imanes permanentes utilizado. De este modo es posible incluir dentro del algoritmo MPPT la compensación de las pérdidas que se ocasionen en el generador. Estas pérdidas se reflejan en un ligero desplazamiento del punto de máxima potencia.

Del mismo modo se ha tenido en cuenta el efecto producido por el rectificador trifásico por lo que es posible convertir las curvas de potencia-velocidad en potencia-tensión las cuales son convenientes ya que es más sencillo medir la tensión continua en el rectificador que la velocidad de giro de la turbina.

En la Figura 4.4 se pueden ver las curvas de potencia-velocidad del caso de estudio de este trabajo, donde en azul se muestran las curvas de potencia mecánica de la turbina y en rojo las curvas de potencia eléctrica teniendo en cuenta el efecto del generador. Como se puede observar, la potencia máxima es inferior a la de la turbina debido a las pérdidas, y puede verse como el punto de máxima potencia se desplaza ligeramente hacia velocidades de giro más altas.

El algoritmo MPPT se ha implementado en forma de tabla de interpolación donde el parámetro de entrada es la tensión a la salida del rectificador (a modo de medida indirecta de la velocidad de giro) y la salida es la potencia máxima que correspondería a dicha velocidad. Para la obtención de estas tablas se ha realizado una aproximación por interpolación de cuatro puntos de la curva de máxima potencia. Aunque esto supone que la potencia de salida de las tablas sea una aproximación de la potencia máxima real, no supone un cambio significativo en la misma tal y como se puede ver en la Figura 4.5.

Para el caso de estudio presentado, la velocidad de corte de la turbina es de 5 m/s, lo cual se corresponde con una tensión a la salida del rectificador de 280 V, siendo la tensión máxima de 650 V, la cual viene impuesta por la tensión máxima que pueden soportar los condensadores y los componentes electrónicos del convertidor de potencia. Si la tensión está por encima de este valor máximo, el sistema no podrá seguir trabajando en el punto de máxima potencia por riesgo de

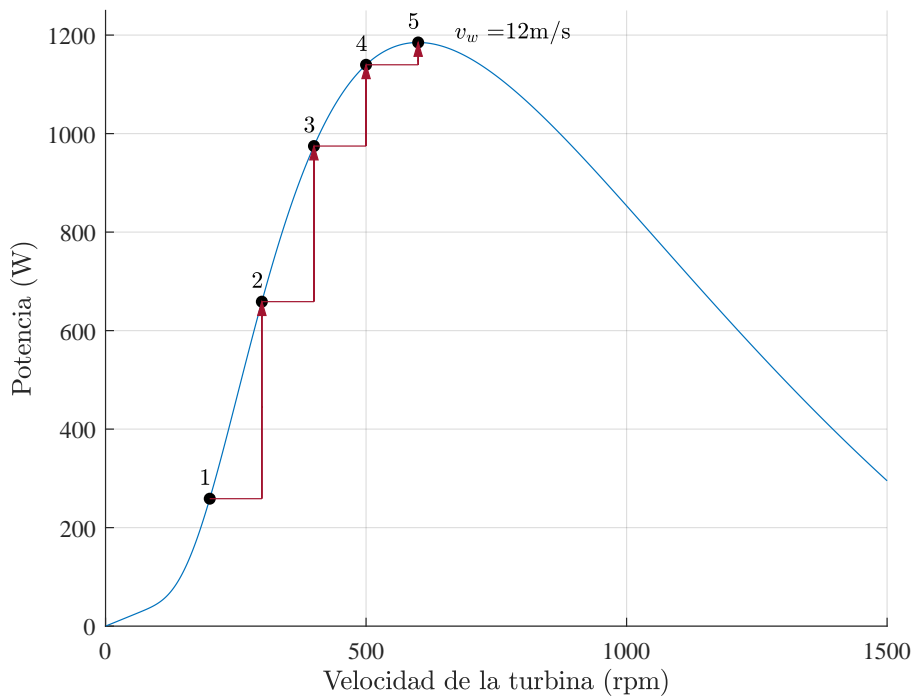


Figura 4.4: Curvas de potencia de turbina (en azul) y turbina más generador (en rojo) en función de la velocidad de giro.

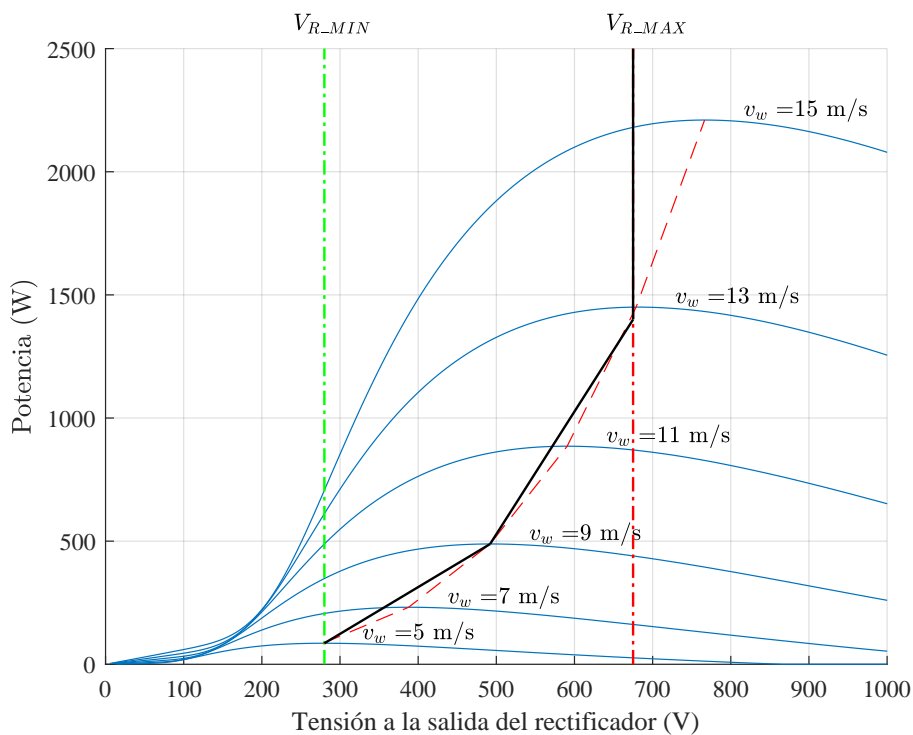


Figura 4.5: Algoritmo MPPT utilizado superpuesto a las curvas potencia-tensión del conjunto turbina-generator. En negro discontinuo la trayectoria MPPT y en negro sólido la aproximación empleada.

superar la tensión máxima de diseño.

Con el algoritmo MPPT utilizado se obtendrá la potencia que el sistema deberá de aplicar para la velocidad de giro actual. Esta potencia se impondrá en el generador a través del convertidor *boost*, para lo cual será necesario traducir esta potencia a un valor de corriente por el convertidor. Si esta potencia es inferior a la que le correspondería a la velocidad del viento actual, la turbina se acelerará, y por tanto el sistema de control requerirá cada vez más potencia. Si la potencia impuesta por el controlador MPPT es superior a la máxima para la velocidad del viento existente, el sistema reducirá su velocidad. De este modo es posible converger al punto de máxima potencia. Este, a priori sencillo, esquema de control se combinará con la protección ante velocidades de viento alta, como se describirá en el siguiente capítulo.

4.4. Conclusiones.

En este capítulo se han incluido los métodos de rastreo del punto de máxima potencia más utilizados en sistemas de generación eólica como los basados en las curvas de la turbina, *Perturb and Observe* (P&O) o *Hill Climbing Searching* (HCS).

También se ha presentado el algoritmo MPPT utilizado en el desarrollo de esta tesis y cómo las curvas de potencia de la turbina se ven desplazadas cuando se tienen en cuenta las pérdidas ocasionadas en el generador eléctrico.

Capítulo 5

Protección ante velocidades de viento elevadas.

Uno de los principales retos que presentan las turbinas eólicas de pequeña potencia es su control bajo condiciones de viento muy elevadas. Cuando la turbina está expuesta a una velocidad de viento muy superior a su velocidad de funcionamiento nominal, la potencia disponible en el viento puede exceder en gran medida la capacidad del sistema para absorber potencia. En estos casos la turbina puede perder el control y alcanzar velocidades de giro que pueden ser peligrosas para la integridad de la turbina y para las personas debido a fallos eléctricos o mecánicos. Una velocidad de giro muy elevada puede crear problemas estructurales en la turbina, pudiendo incluso llegar al colapso con su consecuente destrucción. En general, las turbinas tienen cierta autoprotección, pues al subir la velocidad de giro, la pérdida de eficiencia hace que la fuerza ejercida por el viento disminuya. Sin embargo, en turbinas equipadas con generadores de imanes permanentes, una velocidad de giro muy elevada puede dar lugar a tensiones en bornes del generador que sobrepasen los límites de diseño. Al sobrepasar los niveles de tensión máxima de los componentes se pueden provocar perforaciones en el dieléctrico de los condensadores electrolíticos, o dañar los semiconductores que conforman el circuito de potencia del convertidor. Además, una tensión muy elevada podría llegar a provocar arcos eléctricos con riesgo para las personas o dañar el barniz aislante de los devanados del generador dando lugar a la aparición de cortocircuitos.

Las velocidades de giro elevadas se producen principalmente por rachas de viento fuertes, aunque pueden existir otros motivos:

- Porque la potencia disponible en el rotor sea superior a la que el sistema puede absorber (típicamente aquellas turbinas con cargas fijas).
- Porque la carga de la turbina disminuya bruscamente (posible desconexión de equipos en una instalación aislada de la red).
- Porque en sistemas conectados a red se pierda la conexión con la red.

- Porque se superan los niveles de tensión o corriente para dicha potencia que el convertidor o el generador pueden manejar y la fuerza del viento no puede ser contrarrestada.

Ante cualquiera de estas situaciones, el conjunto convertidor/generador de la turbina perderá la capacidad de crear un par resistente capaz de compensar el par creado por el viento, y la turbina se acelerará. Por ello, es necesario disponer de un sistema de frenado que evite que la turbina alcance una velocidad de giro elevada. Los métodos de frenado utilizados son muy variados. Estos pueden ser desde una resistencia de frenado [107, 108], un cortocircuito en los devanados del generador [109] (método preferido en máquinas de imanes de poca potencia debido a su sencillez y su bajo coste) o un freno mecánico [110]. Una vez que las condiciones de viento superan la capacidad del convertidor, pueden utilizarse técnicas para sacar la turbina de su punto de máxima eficiencia moviéndose a un punto de eficiencia más reducida. Esto puede conseguirse reduciendo la velocidad de la turbina de tal modo que el punto de funcionamiento se encuentre fuera de la línea de máxima potencia, esta estrategia se denomina *stall-control*. En turbinas de gran potencia, suele ser posible actuar sobre el ángulo de ataque de los álabes (*pitch-control*) haciendo que la potencia se reduzca aun estando en el punto de máxima eficiencia sin necesidad de que la turbina se estanque (funcionamiento fuera de su zona de funcionamiento óptimo) [11, 111, 112, 113, 114, 47, 106].

Los métodos de reducción de la eficiencia de la turbina no pueden usarse en todas las situaciones. Cuando el par que ejerce el viento sobre la turbina es superior al que el convertidor puede desarrollar de forma sostenida, debe activarse un freno de seguridad que permita crear este par de frenado extra. Una vez que la turbina es detenida, es necesario definir una estrategia de control para volver a reactivarla pasado un tiempo. La elección de este tiempo de reactivación no es trivial y puede depender de varios factores: la causa por la que la turbina ha tenido que ser parada, el tiempo transcurrido desde la última parada, etc. Una estrategia basada en arranques y paradas sucesivas para la reactivación de la turbina puede acarrear problemas mecánicos y eléctricos por el estrés que esto supone. Por otro lado, mantener la turbina parada más tiempo de lo normal es contraproducente para el rendimiento global de la turbina ya que el tiempo que la turbina está parada es tiempo durante el cual la producción es nula.

Tal y como se ha visto en capítulo anterior, cuando los álabes de la turbina son sometidos a grandes fuerzas, estos tienen a deformarse lo que hace que el ángulo de ataque se modifique. Este es un mecanismo de seguridad pasivo y hace que la turbina pierda eficiencia ante vientos muy elevados [115, 116]. Este mecanismo de seguridad habitualmente no es suficiente por lo que debe complementarse con otros métodos de frenado, sobre todo en sistemas basados en generadores basados en imanes permanentes donde un fallo por sobre-velocidad puede producir tensiones peligrosas.

A lo largo de este capítulo se desarrollan dos métodos de reducción de la eficiencia de la turbina que permiten mantener la generación de la turbina bajo condiciones de viento elevadas y, en caso de que la turbina necesite ser frenada de

forma externa por un exceso de potencia, ambos permiten un arranque inmediato posibilitando continuar con la generación de energía.

5.1. Estado del arte de los sistemas de frenado eléctricos.

5.1.1. Frenado por cortocircuito del generador.

Un método de frenado habitual para turbinas de baja potencia con generadores de imanes permanentes es cortocircuitar los devanados del generador. Esto provoca la aparición de corrientes a través de los devanados del estátor lo suficientemente elevadas como para crear un par que permite frenar la turbina con rapidez. Aunque es un método efectivo, puede provocar daños en el rotor de la turbina o en las palas, debido a la retención tan brusca que se produce al utilizar este método. Aparte, debido a la magnitud de la corriente de cortocircuito, puede dañarse el aislamiento de las bobinas del estátor por sobrecalentamiento. Esta estrategia de frenado suele reservarse para casos de emergencia o para mantener la turbina retenida una vez que su velocidad de haya reducido utilizando cualquier otro método.

Para que la parada del generador no sea tan brusca existen algunas propuestas que tratan de limitar los esfuerzos a los que se ve sometida la turbina cuando se aplica un cortocircuito en bornes del generador. Estos métodos están basados en modulaciones PWM de manera que se limite la corriente máxima. Autores como [109] utilizan semiconductores FET como dispositivo de frenado que permiten aumentar la corriente del generador de manera progresiva hasta cortocircuitar completamente los devanados del generador. En la Figura 5.1 a) se muestra de forma esquemática el frenado mediante cortocircuito.

5.1.2. Frenado por NTC.

Dentro de los métodos de frenado que utilizan las corrientes del estátor para frenar la turbina, se encuentran los que están basados en resistencias NTC. Estos métodos se basan en una idea similar a la de cortocircuitar las bornas del generador, pero en este caso utilizando resistencias para limitar la corriente inicial.

Al conectar resistencias NTC directamente a los bornes del generador, debido a su relativamente alto valor óhmico (supuestamente estas se encuentran a temperatura ambiente) la corriente inicial estará limitada. A medida que dicha corriente caliente las resistencias por efecto Joule, su valor óhmico disminuirá lo que, junto con la reducción paulatina de la tensión del generador provocará la pérdida progresiva de velocidad del generador. De este modo es posible conseguir que la turbina disminuya gradualmente su velocidad sin la aparición de corrientes elevadas ni cambios bruscos de par, creando de este modo un cortocircuito gradual en los devanados del generador [107, 108]. En la Figura 5.1 b) se muestra de forma esquemática el frenado mediante resistencias NTC.

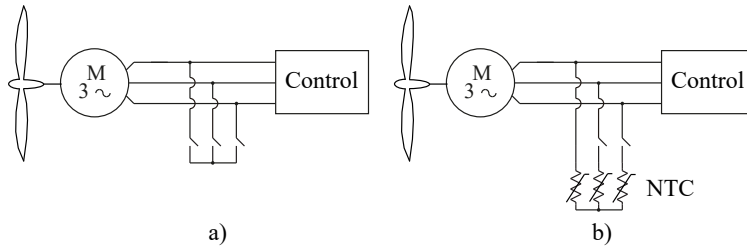


Figura 5.1: a) Frenado por cortocircuito de los devanados del generador. b) Frenado mediante NTC.

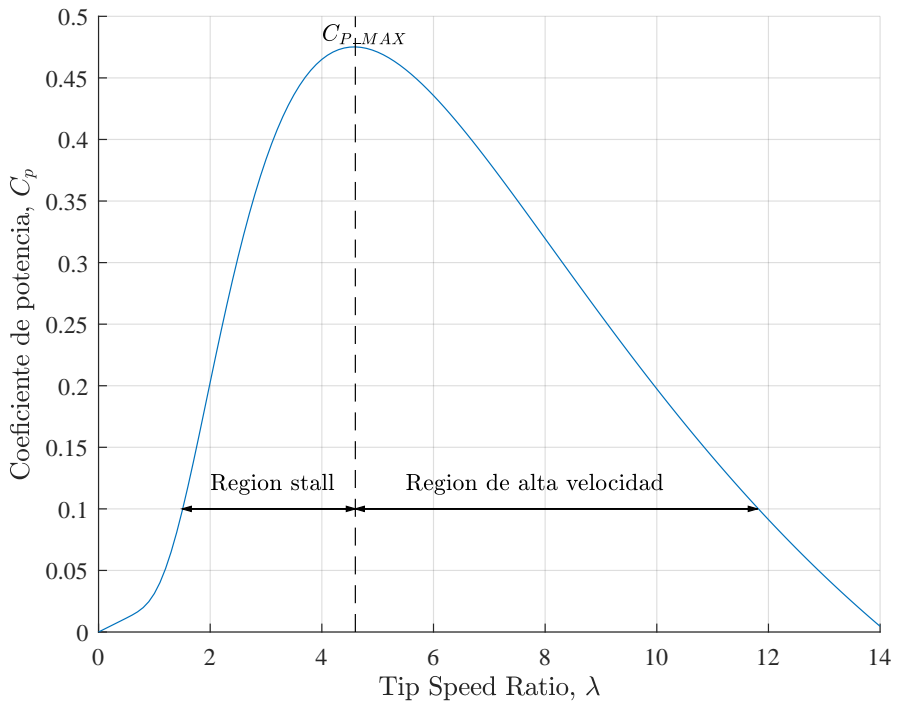


Figura 5.2: Concepto de los métodos *soft-stall* o de estancamiento.

5.1.3. Métodos basados en estancamiento (*soft-stall*).

Otro de los métodos para limitar o reducir la potencia que es extraída del viento son los denominados métodos *soft-stall* o de estancamiento, que consisten en reducir la velocidad de giro de la turbina haciendo que salga de su óptimo de potencia 5.2. Al reducir la velocidad de giro de la turbina, es posible reducir el *tip speed ratio* λ , reduciendo por tanto la eficiencia de la turbina. Cuando la turbina funciona con velocidades de viento dentro de su rango de funcionamiento, los algoritmos de control del aerogenerador tratan de obtener la máxima potencia del viento siguiendo la curva de máxima potencia (MPPT). Sin embargo, cuando el viento es muy elevado y sobrepasa su rango de funcionamiento, la velocidad de giro del rotor se reduce haciendo que la turbina se desvíe de su punto de funcionamiento óptimo. De este modo, esta funciona en una zona de menor eficiencia reduciendo así la potencia capturada del viento. Fuera de la curva de máxima potencia, existen dos puntos de velocidad que producen una misma potencia, uno por encima del punto de máxima potencia y otro por debajo. Para mantener la turbina en unos niveles de velocidad seguros es necesario moverse al punto de baja velocidad, ya que moverse hacia el otro puede provocar la avería de la turbina bien por fallo mecánico o por una tensión inducida en bornes de generador muy elevada.

Los primeros métodos *soft-stall* desarrollados simplemente limitan la velocidad de giro una vez alcanzada una determinada velocidad considerada límite por razones de seguridad mecánica o eléctrica. Esto, en la práctica, se traduce en que la constante de potencia de la turbina, C_p , disminuye para velocidades de viento altas [11, 111]. Estos métodos más básicos de protección solo bloquean la velocidad de la turbina limitando la potencia extraída del viento, pero sin tener en cuenta ninguna otra variable. En los casos en los que la potencia del viento supere a la potencia que el convertidor puede manejar, la velocidad aumentará y será inútil la protección de sobre-velocidad. En la Figura 5.3 se muestra este concepto básico de *soft-stall* de forma gráfica, donde se puede ver como el sistema sigue la curva de máxima potencia hasta llegar a la velocidad máxima, donde esta queda limitada; la potencia puede seguir incrementándose con velocidades de viento más elevadas.

Una mejora consiste en limitar la potencia cuando supera a la nominal del equipo [112, 113, 114, 47, 106]. De esta forma el sistema de control limita tanto la velocidad máxima de giro como la potencia máxima que produce la turbina. En la Figura 5.4 se puede ver este comportamiento de forma gráfica, donde el sistema sigue la curva de MPPT hasta la velocidad máxima donde se mantiene constante hasta alcanzar la potencia máxima. Una vez alcanzada esta potencia máxima, la velocidad del sistema se reduce manteniendo el nivel de potencia.

Los métodos *soft-stall* desarrollados en la literatura asumen que tanto el generador eléctrico como el convertidor de potencia pueden producir en todo momento el par necesario para contrarrestar el par generado por el viento en la turbina. En turbinas para sistemas aislados, carga de baterías, o alimentación de cargas aisladas, la potencia máxima que el sistema puede generar suele estar limitada por la potencia que las cargas conectadas al sistema pueden absorber. Sin embargo, en sistemas conectados a red, la potencia máxima que es posible generar, salvo en

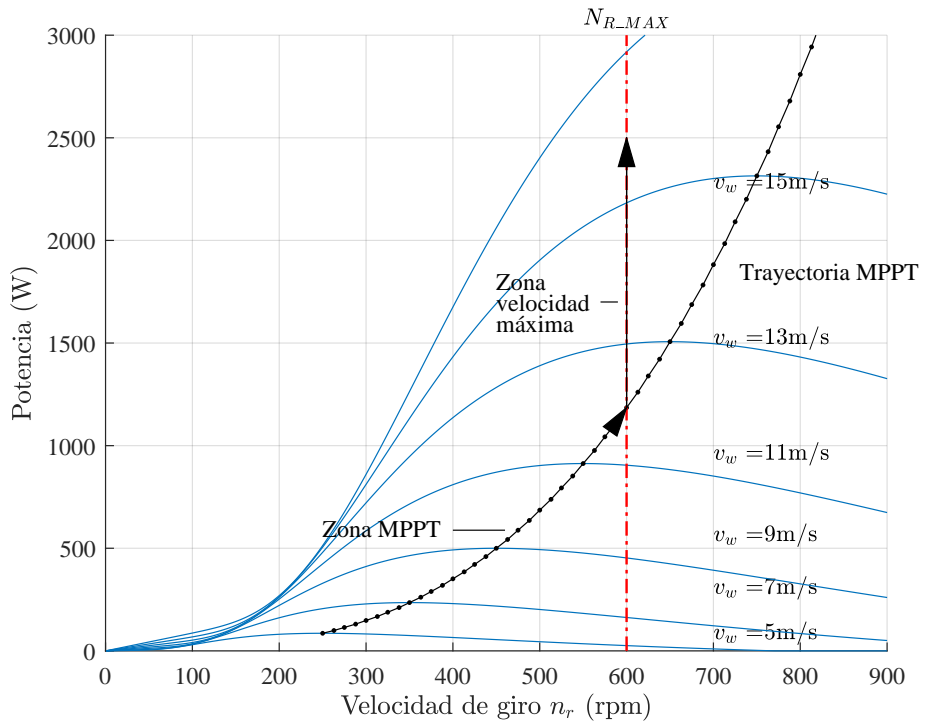


Figura 5.3: Representación de los métodos *Soft-stall* básicos. Las flechas indican la trayectoria que sigue el sistema con velocidades de viento ascendentes.

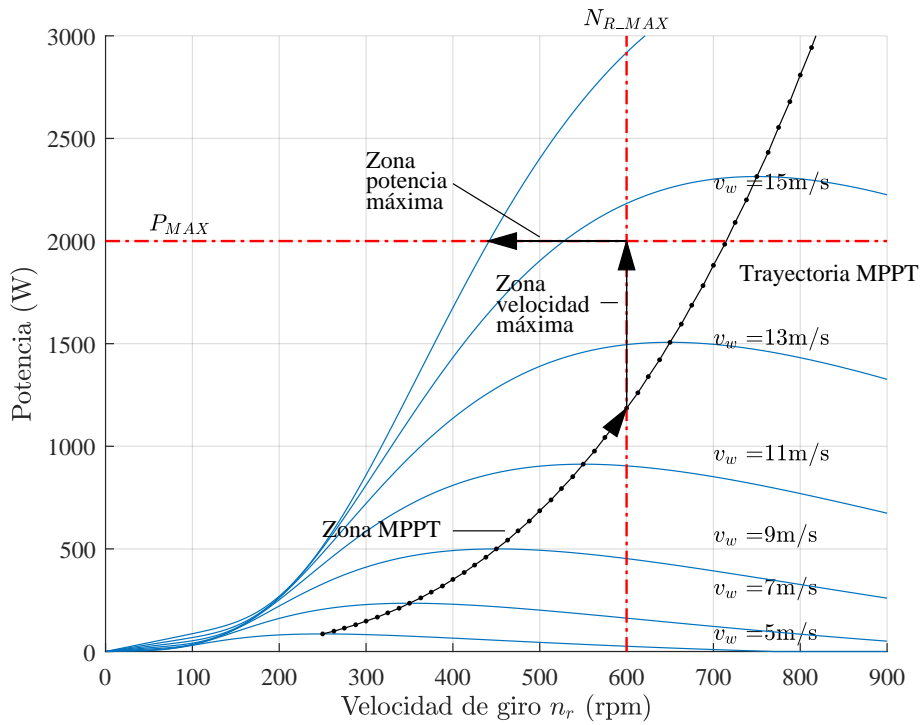


Figura 5.4: Representación de los métodos *Soft-stall* limitados en potencia. Las flechas indican la trayectoria que sigue el sistema con velocidades de viento ascendentes.

caso de fallo de la red, solo está limitada por su potencia de diseño. En estos casos, la variable relevante a la hora de analizar la capacidad de controlar el sistema bajo condiciones de viento desfavorables es el par que es capaz de desarrollar el generador. En este caso puede considerarse como condición de viento desfavorable aquellas velocidades de viento cuyo par supera el par nominal del generador cuando este opera dentro de su rango de funcionamiento.

En este capítulo se propone dos métodos de control para la protección de turbinas eólicas a partir de algoritmos de tipo *soft-stall*. El objetivo de estos métodos es mantener la turbina en funcionamiento bajo condiciones de viento altas sin la necesidad de activar frenos mecánicos o eléctricos. Además, ambos métodos proponen una solución para el arranque de la turbina de forma inmediata tras una parada brusca forzada por un viento elevado.

5.2. Descripción general método de protección *soft-stall* propuesto.

El algoritmo que se propone en este capítulo es una modificación de los métodos *soft-stall* utilizados para reducir el rendimiento de la turbina de forma puntual, permitiendo que la turbina se mantenga en funcionamiento cuando la velocidad del viento es elevada, como se ha descrito en la sección anterior. El algoritmo que se propone es necesario en los sistemas de generación conectado a red, donde la potencia a inyectar no está limitada, en condiciones normales, a valores por debajo de la nominal de la turbina. A diferencia de los sistemas aislados de la red, en que una situación de baja carga puede imponer un límite de generación de potencia (cargas aisladas, sistemas de almacenamiento, etc.) los sistemas conectados a red pueden generar la potencia de diseño de forma continua, salvo fallos de red. Además, siempre que no se supere la potencia de la instalación, se pueden generar picos de potencia superiores a la potencia nominal del generador en periodos cortos. En estos casos, la variable que limita la capacidad del sistema para funcionar en condiciones de viento elevadas es el par que puede desarrollar el generador, que a su vez depende la corriente por el generador y el convertidor. En este método se consideran vientos fuertes para la turbina aquellos cuya curva de par/velocidad sobrepase en algún punto el par nominal que es posible desarrollar con el generador.

Con todos los métodos *soft-stall* existentes, incluido el propuesto, si se produce una racha de viento fuerte a velocidades de giro elevadas, la potencia/par del viento puede sobrepasar eventualmente la capacidad de frenado del sistema. Esto daría lugar a una condición de sobre-velocidad que obligaría al empleo de frenos externos al circuito de control, pudiendo ser estos mecánicos o eléctricos. Una vez que la turbina se ha detenido, tal y como se ha expuesto anteriormente, es necesario disponer de una estrategia que permita la reactivación del sistema sin comprometer su integridad ni detener la generación durante periodos de tiempo excesivamente largos. El método que se propone en este capítulo soluciona este problema con una estimación indirecta de la velocidad del viento. Al ser capaz de detectar situaciones

con velocidades de viento muy elevadas durante el arranque, mantiene la turbina a velocidades de giro bajas que impiden a la turbina desarrollar un par excesivo.

El método propuesto utiliza los sensores de tensión y corriente que suelen encontrarse en cualquier sistema eólico de bajo coste. No se utilizan ni sensores para la medida de la velocidad del viento, ni para la medida de la velocidad de giro de la turbina. Aunque para su desarrollo se han utilizado algoritmos MPPT basados en las curvas de la turbina, es compatible con otros algoritmos MPPT.

En la Figura 5.5 puede verse el diagrama de bloques correspondiente al método de protección propuesto en este capítulo. Tal y como puede verse en esta figura, este algoritmo está dividido en diversos subsistemas o bloques que permiten supervisar y controlar el sistema bajo diferentes condiciones de operación. A grandes rasgos este algoritmo está basado en el control de velocidad de la turbina, cuyo comando de velocidad se ajustará según la evolución de la propia velocidad y del par creado por el generador. Aunque este método ha sido ideado para su implementación en sistemas de generación basados en un generador de imanes permanentes conectado a un convertidor compuesto por rectificador, convertidor *boost* e inversor, puede ser adaptado para ser utilizado con cualquier otra topología de potencia que permita el control de velocidad del generador. En el caso particular del sistema utilizado como referencia, la velocidad de giro y el par creado en el generador se obtendrá de forma indirecta a través de la tensión del rectificador v_r y de la corriente a través del convertidor *boost* i_b . De este modo, el resultado de este algoritmo, v_r^* , será una referencia de control indirecta de la velocidad de giro de la turbina.

Tal y como puede verse en la Figura 5.5, la referencia de tensión v_r^* está compuesta por dos componentes, $v_{r_min}^*$ y Δv^* . La componente $v_{r_min}^*$ permite controlar el sistema durante condiciones de viento muy elevadas tanto en el arranque como en el propio funcionamiento del sistema mientras que la componente variable Δv^* permite que el sistema siga el algoritmo MPPT hasta el límite de velocidad de giro máxima.

El método propuesto está compuesto de varios bloques funcionales para el cálculo de la referencia de velocidad de la turbina, como son el cálculo del MPPT basado en las curvas de la turbina a través del bloque denominado "*MPPT Tracker*", el cálculo de valores límite para el control de la corriente "*i_limitLUT*", detector de sobre-corrientes "*Over-current detector*" un bloque para el cálculo de la componente fija de la referencia de tensión $v_{r_min}^*$ a través del bloque "*v_{r_min}^* Generator*". Todos estos bloques serán desarrollados a lo largo de este capítulo.

5.2.1. Descripción de los bloques utilizados.

5.2.1.1. Filtros paso-bajo

Debido a la conmutación del convertidor *boost* y de los diodos del rectificador trifásico, las señales de tensión rectificadas v_r y de corriente a través del convertidor DC i_b tienen un rizado superpuesto. Como se verá más adelante, el método propuesto está basado en tablas cuya entrada es el valor medio de estas señales. Por este motivo se han filtrado ambas señales utilizando filtros paso-bajo de primer

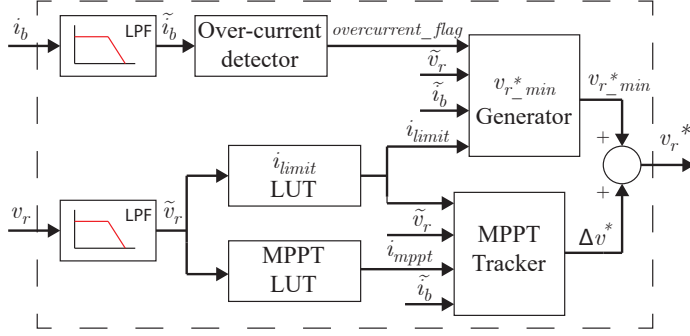


Figura 5.5: Esquema general del método propuesto. Cálculo de la referencia de tensión del rectificador en función de los algoritmos MPPT y las protecciones contra sobre-velocidad.

orden (5.1) dando lugar a las componentes filtradas de estas señales, \tilde{v}_r y \tilde{i}_b .

$$LPF(s) = \frac{\omega_{co}}{s + \omega_{co}} \quad (5.1)$$

donde ω_{co} es la frecuencia de corte del filtro expresada en rad/s.

Para el caso de estudio en el que se basa esta tesis, la frecuencia de corte del filtro para la tensión a la salida del rectificador v_r se ha fijado en 2 Hz, mientras que la frecuencia de corte para la señal de corriente por la inductancia *boost* i_b se ha ajustado a 100 Hz.

5.2.1.2. Seguidor del punto de máxima potencia (MPPT).

Como ya se ha comentado anteriormente, el algoritmo utilizado para el seguimiento del punto de máxima potencia (MPPT) está basado en una tabla que contiene los valores máximos aproximados del punto de máxima eficiencia, los cuales han sido obtenidos a través de las curvas características de la turbina. En la Figura 4.5 del capítulo 4, pueden verse las curvas de potencia de la turbina utilizada, así como la trayectoria de máxima potencia.

La entrada para este bloque de cálculo del punto MPPT instantáneo es la tensión filtrada a la salida del rectificador \tilde{v}_r . Esta tensión se utiliza para obtener la corriente a través del convertidor *boost* i_{mppst} necesaria para obtener la potencia máxima correspondiente con dicho nivel de entrada. Aunque lo habitual en los MPPT basados en curvas es que la salida de la tabla sea directamente la potencia máxima correspondiente a este punto, para implementar el esquema de protección es necesario calcular la corriente necesaria para obtener dicha potencia, la cual se obtiene dividiendo el valor de potencia máxima entre la tensión media del rectificador, \tilde{v}_r .

Aunque para el desarrollo de este método se ha utilizado un MPPT basado en las curvas de la turbina, este bloque puede ser sustituido por otras técnicas de seguimiento que den como resultado la referencia de potencia óptima.

5.2.1.3. Detección de condiciones de viento elevadas en régimen permanente.

El bloque etiquetado como i_{limit} LUT en la Figura 5.5 es una función de interpolación que proporciona una referencia de corriente límite en función del valor de tensión del rectificador. Esta corriente límite se utiliza para determinar si la turbina está trabajando bajo velocidades de viento admisibles o en condiciones de sobre-velocidad que puedan requerir en algún momento un par de frenado mayor de lo que el sistema puede proporcionar.

La función de interpolación se ha ajustado en base a la curva tensión-corriente correspondiente a la velocidad de viento máxima cuya corriente nunca excede la nominal de la turbina a ninguna velocidad de giro (tensión del rectificador). En el caso de la turbina de referencia, este valor se corresponde con el de una velocidad de viento de 14.8 m/s. En la Figura 5.6 se muestran las curvas de corriente a través del convertidor $boost$ i_b y tensión del rectificador v_r para diversas velocidades de viento. La corriente es la necesaria para que el generador contrarreste el par ejercido por el viento, y la tensión rectificadora es la resultante de la fuerza contraelectromotriz (omitiendo las pérdidas), por tanto proporcional a la velocidad de giro. Como puede verse en la figura, el par generado en la turbina para una velocidad de viento de 14.8 m/s puede ser igualado por el generador sin sobrepasar la corriente nominal (I_{BRATED}) a ninguna velocidad de giro (tensión del rectificador). Sin embargo, si se quisiera igualar el par generado por un viento de, por ejemplo, 21 m/s, se necesitaría sobrepasar la corriente nominal a partir de cierta velocidad de giro (o tensión en el rectificador) como puede verse la Figura 5.6. Si la corriente creada por el generador en régimen permanente es superior al valor límite definido por " i_{limit} LUT", quiere decir que la turbina está trabajando en una condiciones de viento superiores a las nominales y sería necesario frenarla.

Cuando la turbina funciona a muy baja velocidad, equivalente a tensiones inferiores a V_{R_SAFE} en la Figura 5.6, el valor de la corriente límite se ajusta a valores correspondientes a una velocidad de viento algo superior, para permitir acelerar la turbina hasta una velocidad de giro mínima sin activar ninguna protección. En el caso estudiado la velocidad de viento límite utilizada para baja velocidad de giro es de unos 21 m/s. La función de interpolación, mostrada como una línea negra en Figura 5.6, se ha aproximado por cinco puntos.

5.2.1.4. Detector de sobre-corriente.

Este detector se representa en la Figura 5.5 como *over-current detector* y está implementado en forma de contador ascendente/descendente. El valor del contador se incrementará cuando la corriente sea superior al valor nominal del convertidor y disminuirá cuando sea inferior. Cuando el contador alcance un umbral preestablecido, se activará una señal de aviso que solo será reiniciada cuando el contador vuelva a 0. Para la implementación de este contador se propone utilizar un contador asimétrico con dos ritmos incrementales, uno para la cuenta ascendente, otro para la cuenta descendente. En el caso aquí presentado la ratio de decremento es cuatro veces mayor que el de incremento. El umbral que determina cuando la señal

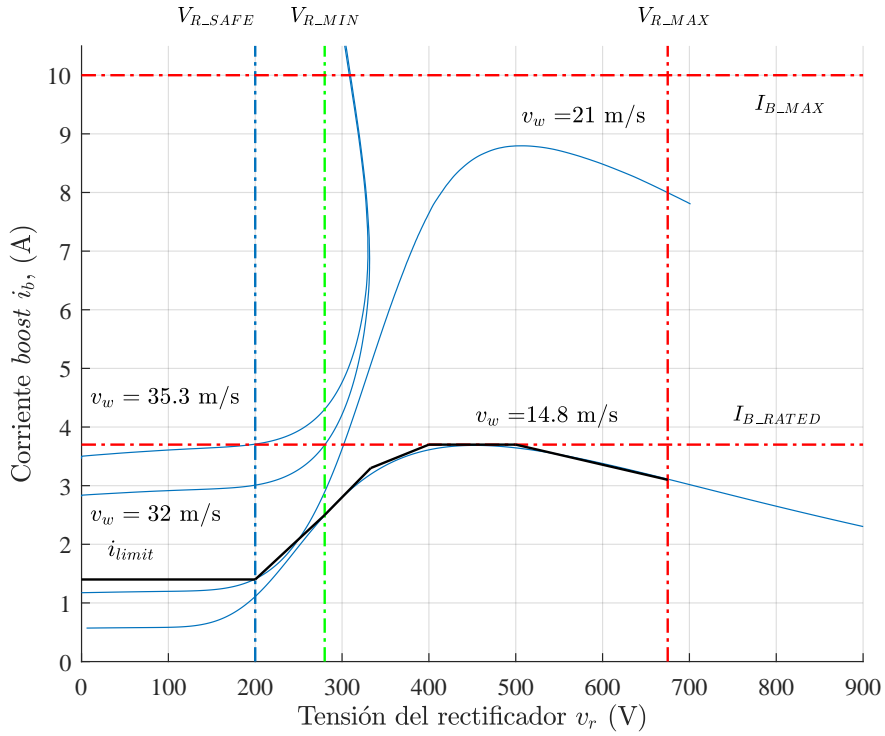


Figura 5.6: Corriente para producir el par necesario para contrarrestar la turbina en función de la tensión a la salida del rectificador para diferentes velocidades de viento. La línea negra muestra el valor de i_{limit} utilizado para la protección de sobrevelocidad.

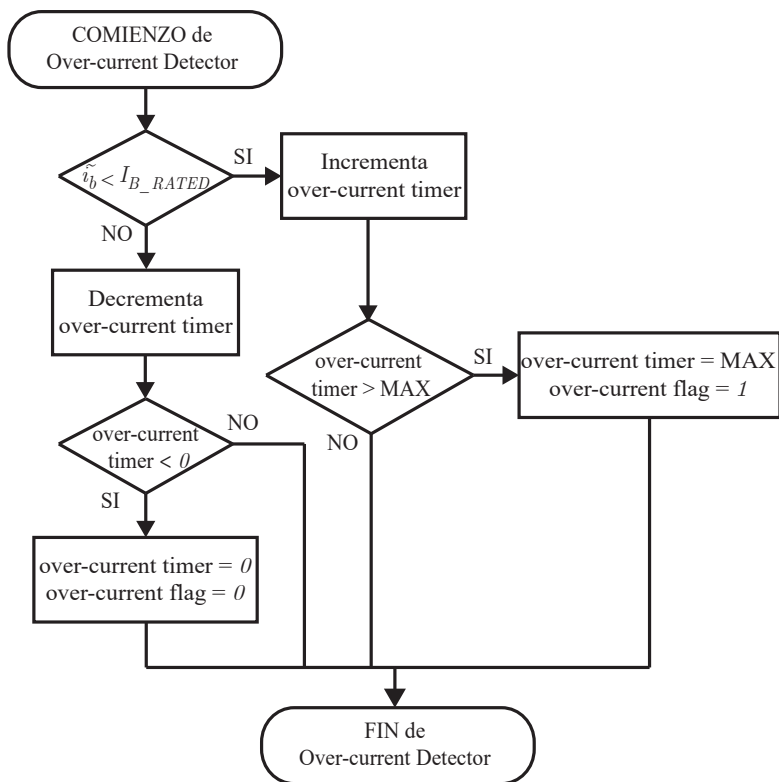


Figura 5.7: Diagrama de flujo del detector de sobre-corriente.

de aviso es generada puede establecerse como el tiempo necesario para el sistema reduzca la velocidad desde la velocidad máxima de giro a la velocidad N_{R_MIN} para aquella velocidad de viento máxima que pueda ser frenada por el generador desde cualquier velocidad de giro, sobrepasando el valor nominal de corriente del convertidor de forma temporal. En la Figura 5.7 se muestra el diagrama de bloques de este contador.

El objetivo de este contador es permitir un exceso de corriente sobre la corriente nominal del convertidor por un periodo de tiempo determinado. Esto posibilita crear un valor de par elevado con el objetivo de reducir rápidamente la velocidad de la turbina. La duración de este periodo de tiempo está determinada por el valor máximo alcanzado por este contador. Este periodo debe de ajustarse en base al nivel de calentamiento alcanzado en los componentes del convertidor, permitiendo que estos se calienten, pero sin alcanzar temperaturas críticas.

5.2.1.5. Generador de referencia de la tensión mínima del rectificador.

El bloque etiquetado como $V_{r,min}^*$ en la Figura 5.5 se encarga de generar una rampa de tensión desde 0 V hasta $V_{R,MIN}$, que es el valor en el cual el sistema comienza a hacer el seguimiento del punto de máxima potencia. El objetivo de esta rampa de tensión es detectar velocidades de viento muy elevadas durante el arranque de la turbina sin que sea necesario que esta alcance velocidades de giro que puedan ser peligrosas. Cuando la velocidad de viento es elevada y la velocidad de giro de la turbina aún es baja (*tip speed ratio* bajos), el par generado por el viento no es muy elevado, por lo que todavía es posible controlar la turbina con el par creado por el generador. Sí, por el contrario, la velocidad del viento se eleva mientras la turbina gira a una velocidad cercana al óptimo, el par generado por la turbina excederá el par máximo que el generador puede imponer por lo que deberá de activarse un freno mecánico o tipo *crowbar* para detener la turbina.

El principio de funcionamiento detrás de este método de detección consiste en no permitir que la turbina acelere de forma descontrolada antes de llegar a la velocidad $N_{R,MIN}$, determinada por la tensión equivalente $V_{R,MIN}$, limitando de este modo la aceleración máxima de la turbina durante el arranque. En el caso de estudio de esta tesis, la rampa se ha ajustado en función de la curva de aceleración para una velocidad de viento de 14.8 m/s. Se ha elegido este valor ya que, como se ha explicado anteriormente, es el valor de velocidad de viento más alto que no sobrepasa para ninguna velocidad de giro el par máximo del generador 5.6. Esta rampa de referencia forzará que la velocidad de la turbina evolucione como si el viento fuera de 14.8 m/s, haciendo que la turbina comience a frenar antes de llegar a la velocidad $N_{R,MIN}$, en caso de velocidades de viento superiores. En caso de que la velocidad de viento sea inferior al valor de ajuste de la rampa, la turbina acelerará de forma natural con la aceleración correspondiente a la velocidad de viento a la que esté sometida la turbina.

La generación de esta rampa no es trivial ya que, para un funcionamiento correcto, esta rampa solo debe generarse cuando exista viento que mueva la turbina. En la Figura 5.8 puede verse el algoritmo propuesto representado en forma de diagrama de flujo. Cuando la tensión del rectificador está por debajo de $V_{R,SAFE}$ (5.8a) el algoritmo comprueba si la tensión está incrementándose (5.8i). Si se da esta situación, la referencia de la rampa de tensión mínima se incrementa (5.8l). Si una vez incrementada la rampa de tensión, su valor está por encima de $V_{R,SAFE}$ y la corriente a través del convertidor elevador es superior a i_{limit} (5.8m), ver 5.2.1.3, entonces el valor máximo de la rampa de tensión se limita a $V_{R,SAFE}$ (5.8n). En este punto, la referencia se mantiene constante siempre y cuando la corriente a través de convertidor elevador sea superior a i_{limit} , lo cual es indicativo que la velocidad del viento supera la velocidad establecida por el algoritmo de limitación de corriente para este nivel de tensión ($V_{R,SAFE}$) y evita que estas velocidades de viento tan elevadas desarrollen un par elevado que impida la controlabilidad del sistema. En el caso de estudio utilizado para el desarrollo de esta tesis, los valores de ajuste utilizados impiden que la turbina supere la velocidad de giro correspondiente a $V_{R,SAFE}$ para velocidades superiores a 31 m/s.

Si durante el arranque de la turbina se detecta que el viento cesa, bien porque la tensión del rectificador se mantenga constante o bien porque disminuya, esta será comparada con V_{R_SAFE} (5.8j). Si el valor de la tensión rectificadora es considerablemente inferior (25 V en el caso de estudio), la rampa de tensión se igualará a dicha tensión (5.8k). Este ajuste en la rampa de velocidad es necesario para evitar una aceleración descontrolada en el caso de que el viento comience a soplar de nuevo. En caso contrario la referencia de tensión se mantendrá constante.

Una vez que la tensión del rectificador sea superior a V_{R_SAFE} , si no se ha detectado una velocidad de viento excesiva se comprobará la señal de aviso de sobre-corriente (5.8b). Si no se ha producido una condición de sobre-corriente, se comprueba si la velocidad de giro se incrementa (5.8c). En caso afirmativo la rampa de tensión se continúa incrementando hasta llegar a la velocidad N_{R_MIN} la cual está determinada por V_{R_MIN} (5.8g). En caso contrario, la referencia se mantiene constante o se iguala a la tensión rectificadora (5.8h) en función de los niveles de tensión y de corriente (5.8d).

Si durante el proceso de arranque se detecta una condición de sobre-corriente debido a una velocidad de viento excesiva, la rampa de tensión se decrementará hasta la tensión de seguridad V_{R_SAFE} (5.8e). Esto hará que la corriente disminuya una vez se alcance el régimen permanente.

En caso de velocidades de viento muy elevadas, la corriente a través del convertidor *boost* podría sobrepasar el valor máximo que puede soportar. En este caso es necesario utilizar otros métodos de frenado alternativos como frenos mecánicos o *crowbars* para reducir la velocidad de la turbina evitando que el convertidor se destruya. Una vez que un método de frenado de este tipo se ha activado, es complicado determinar una regla que decida cuando la turbina debe de ser arrancada de nuevo al no disponer de sensores de velocidad del viento. Una mala estrategia podría provocar que la turbina arranque y pare de forma continuada o que por el contrario, la turbina permanezca parada mucho más tiempo del necesario. Con el algoritmo propuesto, el arranque de la turbina tras una parada de emergencia puede ser inmediato, ya que evitará que se alcancen velocidades de giro muy elevadas en las que una velocidad de viento excesiva no pueda ser controlada.

5.2.1.6. Algoritmo rastreador del punto de máxima potencia (MPPT).

Una vez que el valor de la tensión del rectificador ha sobrepasado la tensión V_{R_MIN} sin que se haya producido ninguna condición de sobre-corriente (activándose la señal correspondiente), el algoritmo de seguimiento MPPT genera una referencia variable Δv_r^* que se sumará a la referencia proporcionada por el generador de referencia de la tensión mínima del rectificador (5.2.1.5) y que permitirá al sistema realizar la búsqueda del punto de máxima potencia en el rango de velocidades comprendido entre la velocidad correspondiente con la tensión V_{R_MIN} y la tensión máxima del sistema V_{R_MAX} . La referencia de tensión generada por este bloque se incrementará o decrementará en función de si la corriente a través del convertidor *boost* es superior o inferior al nivel de corriente especificado en la tabla de MPPT (ver 5.2.1.2). El ratio según el cual se incrementa esta referencia

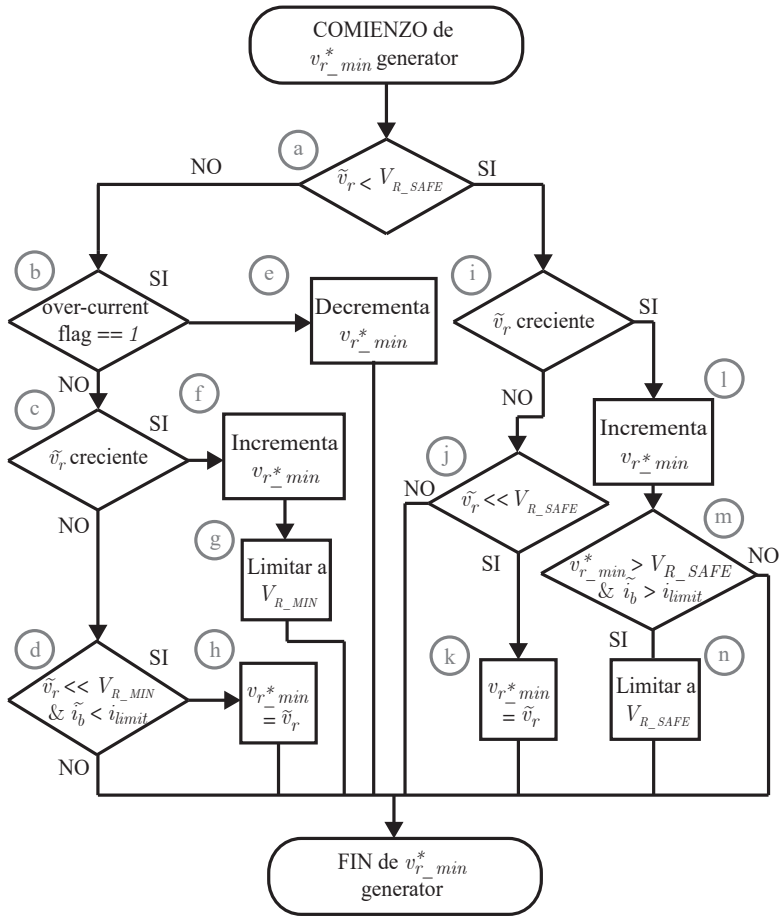


Figura 5.8: Diagrama de flujo del generador de referencia de la tensión mínima del rectificador ($V_{r_min}^*$ generator).

de tensión variable debe de ser el adecuado para no incurrir en retrasos importantes en el seguimiento del MPPT ni tener una respuesta tan alta que haga que la corriente demandada por el MPPT sea transitoriamente muy elevada ya que esto provocaría la activación de la señal de sobrecorriente en casos en los que no es necesario. El diagrama de flujo correspondiente a este bloque de control está representado en la Figura 5.9.

Aparte de ser un mecanismo de implementación del algoritmo MPPT elegido, este subsistema introduce protecciones ante condiciones de viento elevadas que se puedan producir cuando se está realizando el seguimiento del MPPT. Cuando la corriente a través del convertidor *boost* es mayor a la impuesta por el límite de corriente i_{limit} , la referencia de tensión se mantiene constante. En el caso de estudio presentado, esta situación se produce cuando la velocidad del viento es mayor de 14.8 m/s, valor para el cual se ha ajustado el limitador de corriente (ver 5.2.1.3). En caso de continuar aumentando la tensión, la corriente por el convertidor *boost* podría sobrepasar el valor nominal del equipo, lo que podría provocar la pérdida de control del sistema al perder la capacidad de crear par. Al mantener constante la referencia de tensión es posible evitar esta situación.

Si, debido a una velocidad de viento muy elevada se supera la corriente nominal del sistema, la referencia de tensión del MPPT se decrementará de forma progresiva. Para reducir la velocidad en estas condiciones, es necesario aumentar transitoriamente el par creado por el generador, lo que se traduce en un incremento transitorio de la corriente demandada por el sistema. Esto dará lugar a una condición de sobre-corriente la cual solo puede mantenerse durante un cierto periodo de tiempo. Si esta condición se mantiene en el tiempo será necesario detener la turbina utilizando otro sistema de frenado. Por este motivo, la pendiente con la que esta reducción de tensión debe de ajustarse cuidadosamente considerando el tiempo máximo en el que el frenado debe de producirse teniendo en cuenta las limitaciones dinámicas impuestas por el regulador de tensión del rectificador.

5.2.2. Resultados de simulación.

Para probar el comportamiento del método de protección propuesto, se han realizado diversas simulaciones donde se prueban diversas condiciones de viento. Para estas simulaciones se ha utilizado el software PSIM donde se han utilizado modelos de la turbina, el generador y los convertidores con los valores del equipo experimental. Los parámetros utilizados para estos modelos se pueden ver en apéndice A.

Se ha utilizado una frecuencia de conmutación del convertidor *boost* de 20 kHz y de 10 kHz en el inversor. Todos los algoritmos de control se han implementado de forma discreta utilizando el bloque de programación en código C, siguiendo un esquema *software-in-the-loop* (SIL). La generación de las referencias descritas se realiza a 10 kHz, donde los valores limitantes se han ajustado a los valores de la curva de 21 m/s. El paso de simulación es de 1 μ s.

A continuación, se presentan los resultados más representativos de las simulaciones llevadas a cabo. La primera se ha realizado con condiciones de viento

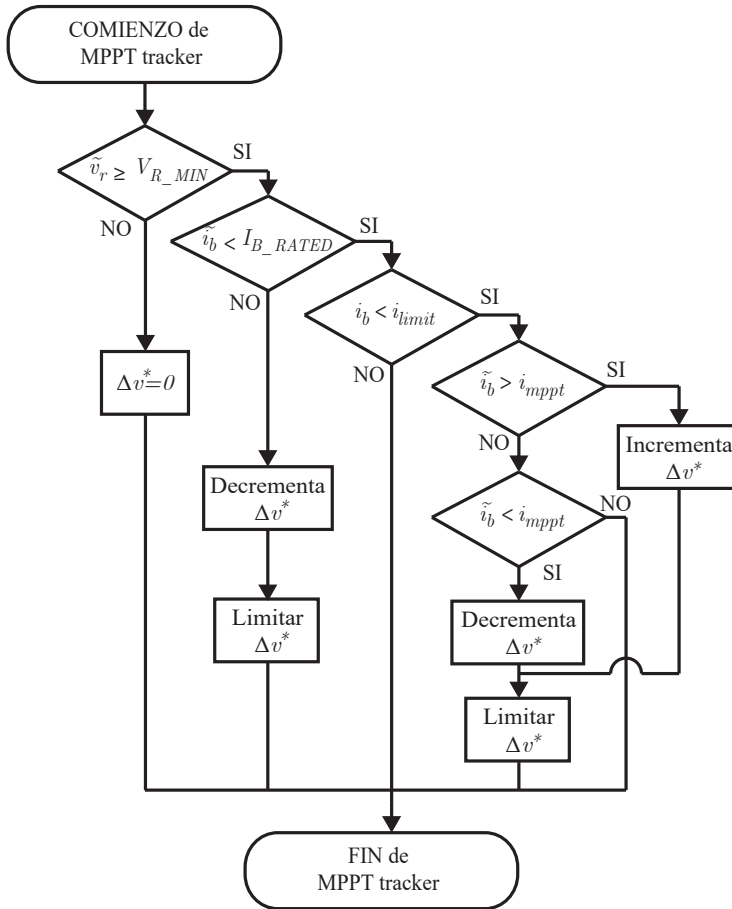


Figura 5.9: Diagrama de flujo del controlador MPPT.

creciente donde la turbina arranca con unas condiciones de viento controlables y se van elevando hasta que las protecciones entran en funcionamiento. La otra presenta unas condiciones de viento decreciente, donde la turbina se arranca con condiciones de viento muy desfavorables para ir disminuyendo según avanza la simulación hasta una velocidad donde el sistema puede recuperar su funcionamiento normal siguiendo el punto de máxima potencia.

5.2.2.1. Simulación bajo condiciones de viento creciente.

En la Figura 5.10 se muestra el comportamiento de la turbina cuando se somete a unas condiciones de viento creciente arrancando desde cero. La velocidad de viento en el instante del arranque es de 10 m/s, condición que se mantiene hasta que han transcurrido 10 s. Una vez que han transcurrido este tiempo la velocidad de viento se incrementa a 17 m/s, velocidad que puede ser controlada por el sistema sobrepasando temporalmente los límites de par (corriente). Una vez que han transcurrido 13 s desde el comienzo de la simulación, la velocidad del viento se incrementa hasta los 33 m/s, velocidad que produce un par superior al máximo que puede manejar el sistema.

Cuando la turbina es sometida a una velocidad de viento de 10 m/s desde un estado de reposo, el viento produce un par sobre los álabes que provocan que la turbina se acelere. El sistema de control detecta que la turbina está en funcionamiento a través de la tensión del rectificador y comienza a incrementar la referencia de tensión del control del rectificador $v_{r.min}^*$. Como esta referencia de tensión es superior a la tensión vista por el rectificador, la velocidad de la turbina se deja evolucionar libremente ya que no se ha detectado una velocidad de viento elevada durante el arranque, por lo que la referencia de corriente del convertidor *boost* se mantiene en 0.

Una vez que la tensión del rectificador alcanza el valor mínimo para comenzar a generar ($V_{R.MIN} = 280$ V), el bloque de control del punto de máxima potencia se activa y se comienza a demandar corriente del generador. El regulador de corriente del MPPT hace converger la corriente del convertidor *boost* i_b con la corriente de MPPT i_{mppt} tal y como se muestra en la Figura 5.10b).

Una vez transcurridos 10 segundos desde el inicio de la simulación, la velocidad del viento cambia de los 10 m/s a una velocidad de 17 m/s. Este aumento en la velocidad del viento hace que aumente el par de la turbina. Para evitar que la turbina se acelere en exceso, la corriente del convertidor *boost* se eleva para crear el par necesario. Esta corriente es superior a la corriente nominal por lo que el control de sobre-velocidad reduce el comando de tensión $V_{R.MIN}$ con el objetivo de reducir la velocidad de la turbina y que el par necesario para controlar la turbina sea menor tal y como se ve en la Figura 5.10c-d. Como se puede ver en esta figura, para crear un par lo suficientemente grande como para reducir la velocidad del generador la corriente aumenta aún más su valor durante el transitorio producido. Esta condición de sobrecarga puede mantenerse durante un corto periodo de tiempo que, si se sobrepasa, la turbina debe de ser detenida por otro medio ya que el convertidor entra en riesgo de quemarse. En este caso se puede ver como la

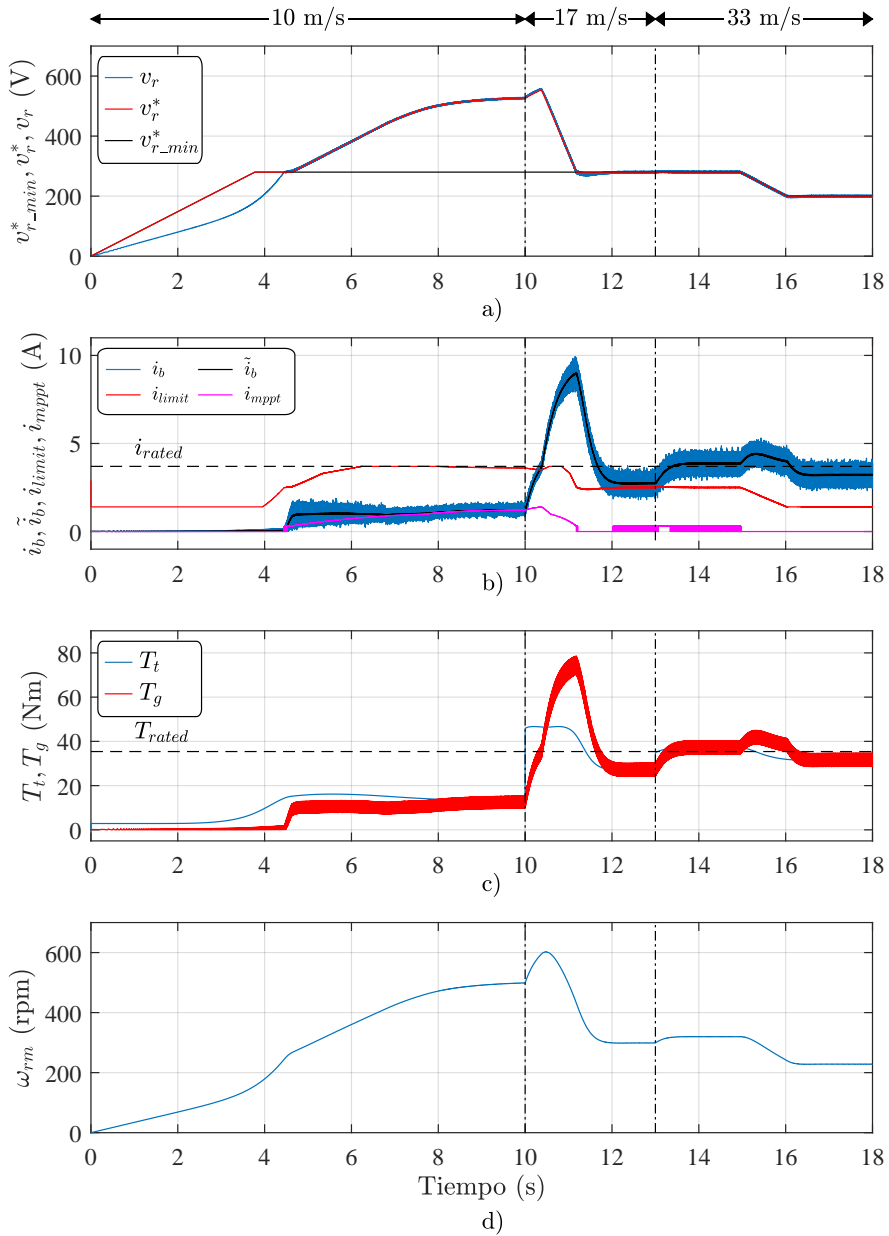


Figura 5.10: Resultados de simulación bajo condiciones de viento creciente.

corriente vuelve a valores nominales transcurrido un tiempo.

Cuando han transcurrido 13 segundos desde el comienzo de la simulación la velocidad del viento se eleva de 17 m/s a 33 m/s. Esta velocidad de viento solo es controlable por el sistema a una velocidad de giro muy reducida por lo que el comando de tensión se reduce a V_{R_SAFE} por el sistema de control de sobre-velocidad. Esta condición se detecta gracias al detector de sobre-corriente, ya que la corriente del convertidor *boost* está por encima de su valor nominal i_{rated} por más tiempo del programado, lo que hace que la tensión de referencia se reduzca tal y como se puede ver en la Figura 5.10a-b.

5.2.2.2. Simulación bajo condiciones de viento decreciente.

En la Figura 5.11 se muestra el comportamiento de la turbina cuando se somete a unas condiciones de viento decreciente, mostrando un arranque con condiciones de viento muy fuertes. Durante los primeros 4.5 s se simula una velocidad de viento de 33 m/s. Transcurridos estos 4.5 s, la velocidad disminuye a 21 m/s manteniéndose así hasta transcurridos 9 s desde el inicio de la simulación. Transcurrido este tiempo el viento baja a 8.5 m/s. Tanto la velocidad de 33 m/s como la de 21 m/s no pueden ser controladas por el convertidor en su zona de MPPT ya que exceden los límites del convertidor y del generador.

Al inicio de la simulación, la turbina comienza a acelerarse a un ritmo muy elevado. El bloque $v_{r_min}^*$ *generator* detecta que el ritmo de subida de la tensión del rectificador es superior al establecido por lo que comienza a drenar corriente del generador para limitar la aceleración de la turbina como puede verse en la Figura 5.11 a) y b). Como la corriente necesaria para limitar esta aceleración es superior a la establecida por i_{limit} , el sistema interpreta que la velocidad del viento es muy elevada por lo que el comando de tensión deja de incrementarse una vez alcanzado V_{R_SAFE} . Este punto de funcionamiento mantiene la turbina en funcionamiento aún con vientos muy elevados, evitando que se produzcan continuas situaciones de arranque y parada. Esto permite que la turbina se mantenga suministrando energía aún bajo condiciones de viento muy fuertes.

Una vez transcurridos 4.5 segundos desde el inicio de la simulación la velocidad del viento baja a 21 m/s. Con esta velocidad, la corriente para mantenerse en V_{R_SAFE} es inferior a i_{limit} , por lo que el controlador permite elevar la tensión hasta la tensión V_{R_MIN} . Una vez alcanzada esta tensión, el sistema intenta seguir la curva de máxima potencia haciendo converger i_b con la referencia i_{mppt} . Como el viento produce un par superior al nominal del generador, la corriente supera el límite impuesto por i_{limit} , lo que permite que el sistema detecte unas condiciones de viento elevadas sin que la corriente llegue siquiera a alcanzar el valor nominal del convertidor tal y como se muestra en 5.11 b. Esta detección temprana permite al sistema actuar antes de que se superen los límites del convertidor.

Cuando la velocidad del viento se reduce a los 8.5 segundos, la corriente para mantener el generador en V_{R_MIN} disminuye. La condición de sobre-corriente alcanzada anteriormente es eliminada y se reactiva el control del seguimiento MPPT haciendo que el sistema suba su velocidad y la corriente del convertidor *boost* i_b

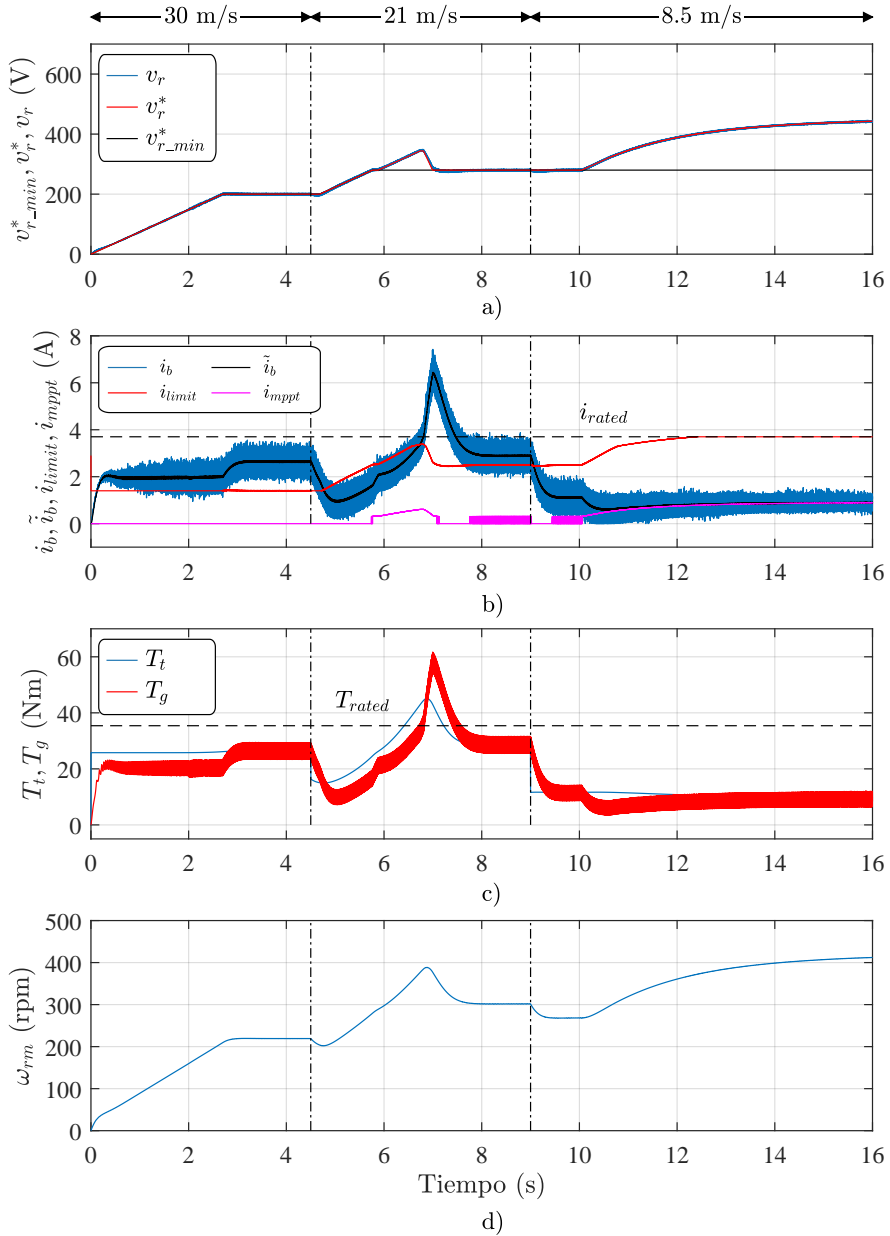


Figura 5.11: Resultados de simulación bajo condiciones de viento decreciente.

converja con la del regulador MPPT i_{mppt} .

5.2.3. Resultados experimentales.

Para validar los resultados obtenidos mediante simulaciones, las estructuras de control propuestas se han realizado ensayos experimentales en una bancada de pruebas.

Esta bancada de pruebas consta de un motor de inducción controlado a través de un variador de frecuencia acoplado directamente al generador del sistema eólico. Los parámetros del convertidor y del generador utilizados pueden verse en el Apéndice A.

Para que sean comparables con las pruebas hechas mediante simulación, lo ensayos experimentales recrean unas condiciones similares. A continuación, se muestran los resultados obtenidos cuando la turbina es sometida a unas condiciones de viento crecientes y a unas condiciones decrecientes.

5.2.3.1. Resultados experimentales frente a condiciones de viento creciente.

En la Figura 5.12 se muestra el comportamiento del sistema ante un perfil de viento creciente. Los resultados obtenidos están en concordancia con los obtenidos previamente mediante simulaciones. En el caso de los resultados experimentales mostrados la constante de inercia del sistema es menor a la utilizada para las simulaciones, ya que no incluye la inercia de los álabes. Por este motivo las pendientes de aceleración difieren entre el caso real y el simulado. Esto hace que, durante el comienzo del ensayo, la turbina no evoluciones de forma libre si no que se demanda cierta corriente desde el arranque. Una vez alcanzada la zona de seguimiento MPPT, el rastreo del punto de funcionamiento objetivo es más rápido por la misma razón. En el capítulo 7 se explicará como incluir la inercia de la turbina en la bancada de pruebas.

Cuando la velocidad del viento cambia a 17 m/s, se puede observar el mismo comportamiento que en las simulaciones. La diferencia entre ambos radica en la corriente producida durante los transitorios.

Cuando el viento sube a 33 m/s, el sistema reduce la velocidad de la turbina de forma similar a lo obtenido mediante simulación, manteniéndose estable cuando se alcanza una tensión en el rectificador de V_{R_SAFE}

5.2.3.2. Resultados experimentales frente a condiciones de viento decreciente.

En la Figura 5.13 se muestra el comportamiento del sistema cuando se somete a un perfil de viento decreciente. Al igual que en el caso simulado, la turbina arranca desde velocidad 0 con una velocidad de viento muy elevada. El sistema de control evita que la turbina aumente de velocidad con una aceleración elevada y la mantiene estable en un punto de baja eficiencia, donde puede permanecer de manera continuada.

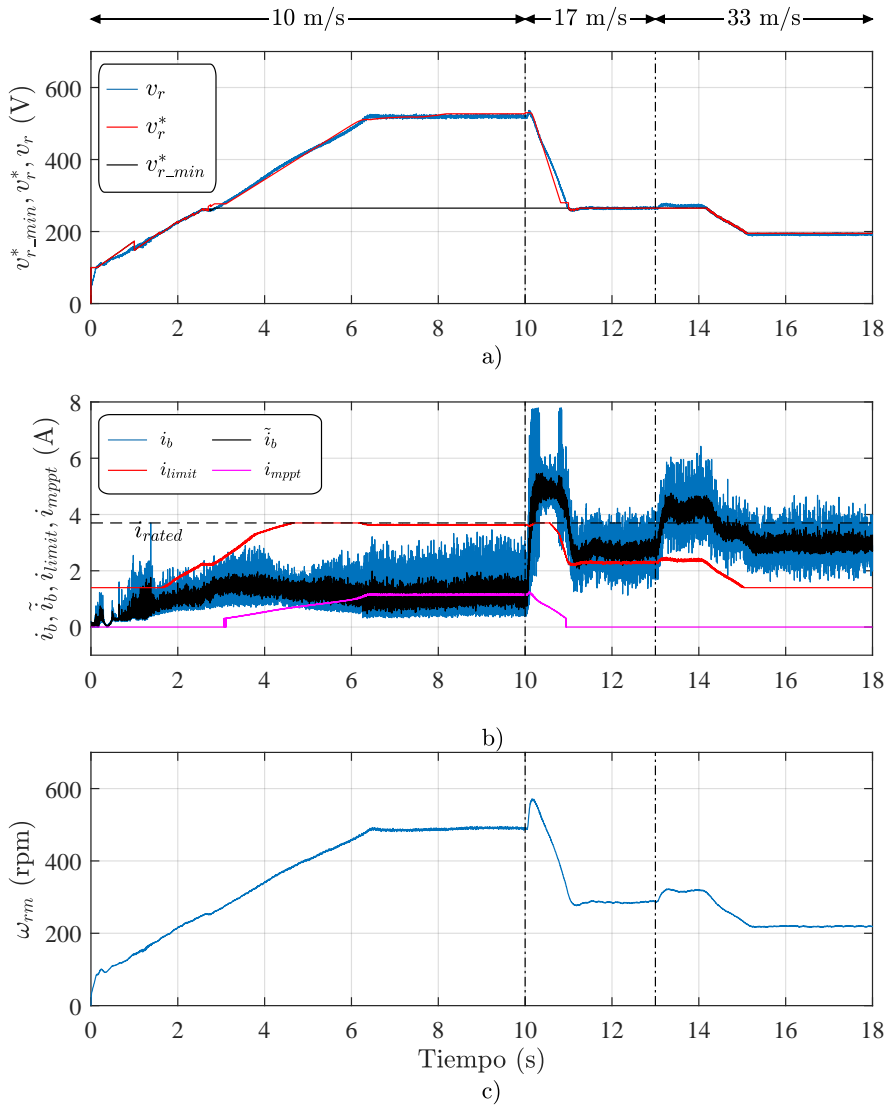


Figura 5.12: Resultados experimentales bajo condiciones de viento creciente.

Cuando la velocidad de viento disminuye hasta los 21 m/s, la corriente requerida disminuye por debajo de i_{limit} , por lo que la turbina aumenta su velocidad hasta que la tensión del rectificador llega a la tensión V_{R_MIN} , donde se mantiene ya que la corriente de *boost* es superior a i_{limit} .

Una vez el viento baja a 8.5 m/s la corriente de *boost* es inferior a i_{limit} lo que permite que se active el controlador de seguimiento del punto de máxima potencia y la velocidad de la turbina aumenta hasta que i_b converge a i_{mppt} , de forma similar a lo obtenido mediante simulación

Los resultados obtenidos a través de los experimentos demuestran que el método presentado es válido y puede ser implementado en sistemas reales, presentado valores muy similares a los obtenidos mediante simulación.

5.3. Descripción general del método propuesto para el control de la turbina basado en estimadores de par.

El principal inconveniente del método anterior es la existencia de transitorios de corriente muy elevados cuando se detecta una velocidad de viento elevada. Además, para situaciones de velocidad de viento elevadas, el sistema lleva a la turbina hasta límites de velocidad inferiores, independientemente de la velocidad. Esto reduce la eficiencia, ya que lo ideal sería llevar la velocidad de la turbina hasta que produjera el par nominal.

Para mejorar esto, se propone una alternativa de control basada en la detección del par mecánico de la turbina y de la velocidad de giro del generador por medio del uso de estimadores. El objetivo de estos estimadores es mejorar la precisión y la velocidad con la que son detectadas condiciones de viento elevadas de modo que el transitorio de corriente/par que se produce durante el frenado sea más suave, evitando que el convertidor de potencia esté sometido a transitorios bruscos. Al disponer de estimadores de par, la información proporcionada por estos será más precisa que en el método anterior lo que permite hacer que el generador trabaje cerca de sus límites de par, incrementando el rendimiento del sistema. Adicionalmente la alternativa de control propuesta tiene una implementación más sencilla que el algoritmo presentado anteriormente.

Al igual que en el caso anterior, se asume que la turbina eólica estará conectada a una red eléctrica relativamente fuerte en la que es posible asumir que toda la potencia producida por la turbina puede ser absorbida en casi todos los casos. Por este motivo, con el objetivo de proteger la turbina, las variables que deben de ser tenidas en cuenta para saber si el sistema está en riesgo de perder el control son los valores de par y corriente que es capaz de soportar el equipo (electrónica de potencia y generador).

Esta alternativa de control para sistema de generación eólica se ha ideado para ser utilizado junto con la topología de potencia en la que se basa esta tesis: un generador de imanes permanentes (PMSG) conectado a un rectificador pasivo,

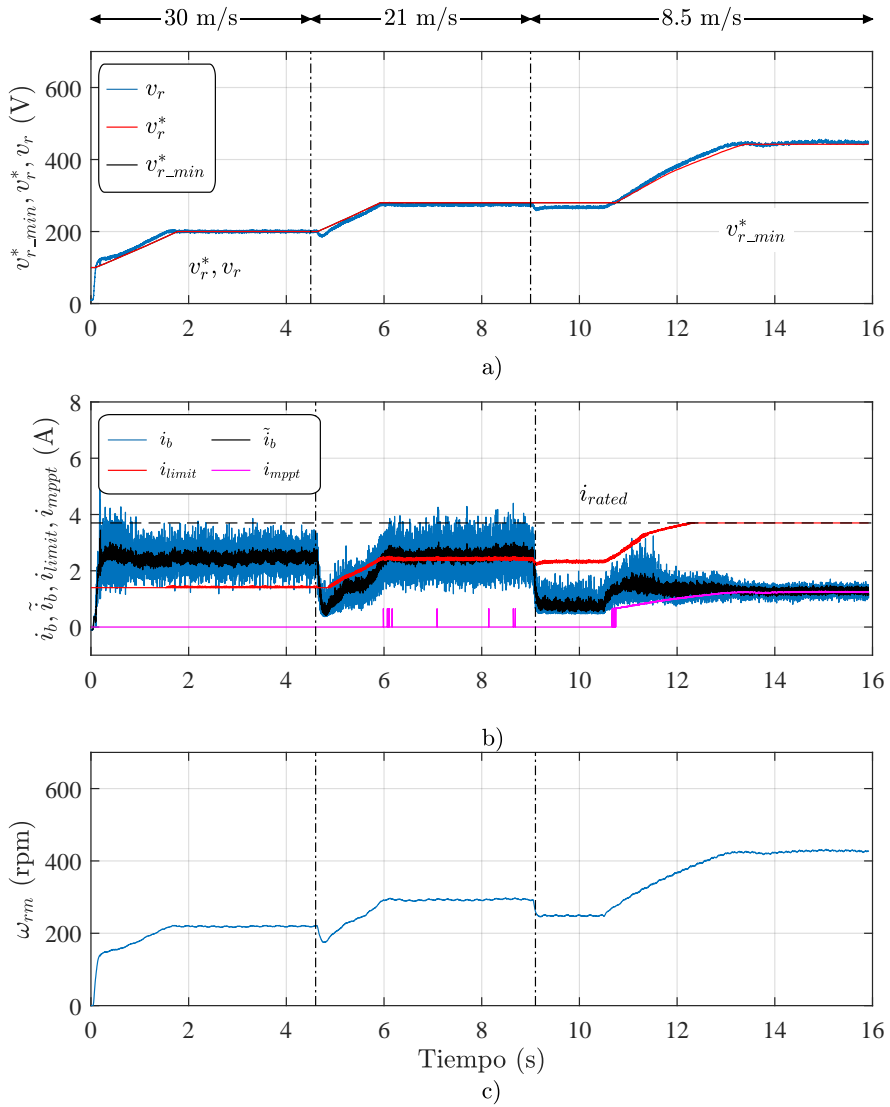


Figura 5.13: Resultados experimentales bajo condiciones de viento decreciente.

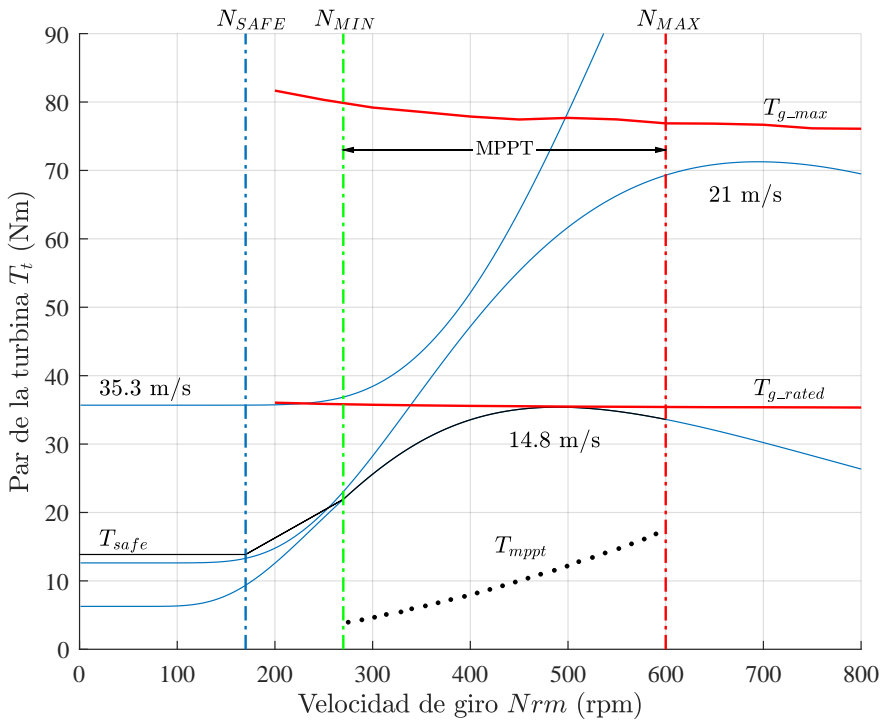


Figura 5.14: Curvas de par-velocidad de giro de la turbina ante distintas velocidades de viento, con indicación de los modos y límites de funcionamiento de la turbina.

donde el par producido por el generador es función de la corriente del convertidor y de la velocidad de giro del generador donde la energía extraída del viento es inyectada a red a través de un inversor.

Al igual que en el método de protección propuesto en este capítulo, el algoritmo MPPT utilizado se basa en las curvas predefinidas, donde la entrada es la potencia eléctrica del convertidor y la salida, en este caso, es el comando de velocidad de giro de la turbina. No obstante, la estrategia de control propuesta es válida con la mayoría de algoritmos MPPT.

Para la estimación del par mecánico se utilizan el par electromagnético y la velocidad de giro de la turbina, que, a su vez, para evitar el uso de sensores, serán estimados a partir de las variables eléctricas disponibles.

Los límites de funcionamiento establecidos para la protección del sistema son los mismos que en el método propuesto anteriormente. En la Figura 5.14 se muestran las curvas de funcionamiento de la turbina que relacionan el par mecánico y la velocidad a distintas velocidades de viento. En esta figura se pueden observar algunas diferencias respecto a la Figura 5.6 la cual estaba expresada en unidades

de corriente y tensión. Como puede verse en la figura, el par máximo del generador $T_{g,max}$ es constante para todo el rango de velocidad del generador, si no que a velocidades de giro elevadas este par máximo se ve reducido debido a que a altas velocidades el factor de potencia del conjunto formado por el generador y el rectificador es más pobre.

Al igual que en el método anterior, la velocidad de viento máxima que puede ser controlada sin que se exceda ningún límite es de 14.8 m/s . De la misma forma y tal como puede verse en la Figura 5.14 la velocidad de viento máxima que el generador puede contrarrestar es de 21 m/s , condición que solo podrá mantenerse por breves periodos de tiempo al estar en valores superiores al par nominal del sistema $T_{g,rated}$.

Del mismo modo, la velocidad máxima de viento que el sistema podría soportar durante un arranque es de 35.3 m/s estando esta velocidad en los límites del par nominal cuando la turbina gira a velocidad mínima N_{SAFE} .

El valor de velocidad denotado como N_{MIN} , es la velocidad a partir de la cual la turbina comienza a rastrear el punto de máxima potencia. N_{MAX} es el valor máximo de velocidad que puede alcanzar la turbina y a partir de la cual el funcionamiento de esta no es seguro.

5.3.1. Estimación del par y la velocidad de la turbina.

Debido al uso del rectificador pasivo no controlado, la relación entre el par en el generador y la corriente a través del rectificador no es lineal. Esto se debe a que el uso de un rectificador no controlado no garantiza un factor de potencia unitario en su rango de operación, si no que este se aleja de la unidad conforme aumenta la corriente. Esto se debe a la aparición de corriente alineada con la dirección principal del flujo, lo que provoca un debilitamiento de este y por tanto que la constante de tensión y par del generador sea inferior.

Para tener en cuenta este efecto producido por el uso del rectificador, es necesario caracterizar el generador cuando este es sometido a diferentes condiciones de velocidad y de carga. En el caso de estudio de esta tesis el generador se ha caracterizado haciendo girar este, con un motor de carga, a velocidades comprendidas entre las 200 y 900 rpm en escalones de 50 rpm. La corriente se ajusta con el convertidor *boost* en el rango 0.5 a 10 A en escalones de 0.5 A para cada velocidad de giro. En la Figura 5.15 se puede ver el comportamiento del generador tomado como referencia en esta tesis, donde en la Figura 5.15 a) se muestra la velocidad del generador en función de la tensión del rectificador y la corriente del convertidor *boost* y en la Figura 5.15 b) el par en función de ambas variables. La caracterización de la Figura 5.15 se ha realizado mediante simulación.

Las superficies mostradas en la Figura 5.15 corresponden a un ajuste polinómico realizado a partir de los datos obtenidos durante los ensayos del generador, que son los puntos mostrados en dicha figura. Tal y como se puede observar, para la obtención de la velocidad es necesario tener en cuenta tanto la tensión del rectificador como la corriente del convertidor *boost*. Una función polinómica de

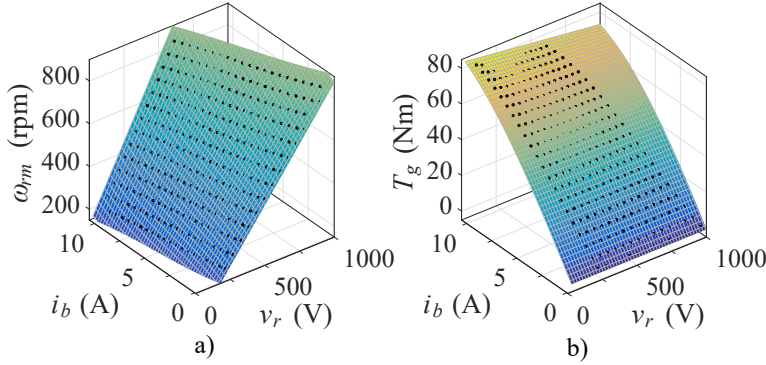


Figura 5.15: Caracterización del generador en función de la tensión del rectificador y corriente del convertidor *boost*.

tercer orden proporciona buenos resultados (5.2).

$$\hat{\omega}_{rm}(v_r, i_b) = a_{00} + a_{10}v_r + a_{01}i_b + a_{11}v_r i_b + a_{02}i_b^2 + a_{12}v_r i_b^2 + a_{03}i_b^3 \quad (5.2)$$

Para la obtención del par es suficiente con utilizar un ajuste basado en la corriente del generador ya que, como se puede ver en la Figura 5.15 b) la tensión apenas tiene un efecto notable sobre el par producido. Se propone un ajuste como el representado en la ecuación (5.3).

$$\hat{T}_g(i_b) = a_1 i_b + a_2 i_b^2 \quad (5.3)$$

De forma inversa puede obtenerse el comando de corriente *boost* necesario para producir un par determinado (5.4). La constante de esta expresión viene del ajuste realizado, y debe igualarse a cero cuando el par demandado es bajo.

$$i_b^* = b_0 + b_1 T_g^* + b_2 T_g^{*2} \quad (5.4)$$

El par producido por la turbina eólica puede ser estimado utilizando el observador mostrado en la Figura 5.16. Este observador es una de las contribuciones propuestas en esta tesis y permite la obtención del par que el viento ejerce sobre la turbina sin necesidad de introducir sensores adicionales. Para la obtención del par se utilizan las medidas de tensión y corriente ya existentes y necesarias para el control del convertidor *boost*. Una de las ventajas introducidas con el uso de este observador es la velocidad de detección de condiciones de viento elevadas, lo que permite que el sistema responda más rápido evitando que se produzcan transitorios bruscos que puedan comprometer la fiabilidad del sistema. También permite que el generador opere más cerca de sus límites de producción de par por lo que es posible capturar más potencia que con otros métodos.

Para obtener el par creado por el viento sobre la turbina, es necesario filtrar la tensión del rectificador v_r y la corriente del convertidor *boost* i_b a través de un

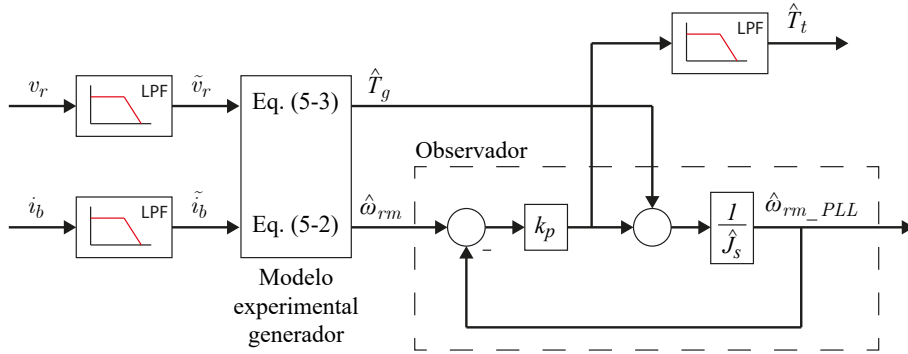


Figura 5.16: Diagrama de bloques del observador de par de la turbina.

filtro paso-bajo. Las variables resultantes \tilde{v}_r y \tilde{i}_b se usan como entrada al modelo experimental del generador para realizar la interpolación polinómica expresada en (5.2) y (5.3). Con el uso de las variables eléctricas mencionadas y el modelo calibrado del generador se puede obtener tanto la velocidad de giro $\hat{\omega}_{rm}$ como el par estimado del generador \hat{T}_g .

Las estimaciones de par y de velocidad del generador se toman como entradas al observador de par mostrado en la Figura 5.16. Un regulador proporcional se encarga de hacer converger la velocidad obtenida con el observador $\hat{\omega}_{rm_PLL}$ con la velocidad de giro estimada $\hat{\omega}_{rm}$, la cual es utilizada como referencia en el observador. El par estimado del generador se utiliza como perturbación del sistema mecánico, el cual está modelado como un sistema inercial cuya dinámica está marcada por la inercia total del sistema J . La salida del regulador proporcional será por tanto el valor de par de la turbina. Esta señal se filtra mediante un filtro pasa bajos para suavizar la señal de par obtenida dando lugar finalmente a \hat{T}_t .

Autores como [114] utilizan un concepto similar para obtener la potencia aerodinámica, evitando de este modo inestabilidades que puedan darse al producirse el estancamiento de la turbina (*soft-stall*). En el caso presentado en [114] la velocidad es estimada a través de una relación directa con la fuerza contra-electromotriz del generador lo cual da una respuesta menos precisa sobre todo cuando el generador opera con una carga elevada. El par del generador se estima dividiendo la potencia eléctrica del generador entre su velocidad, lo cual da lugar a errores de cálculo aún mayores.

El uso de un regulador de tipo proporcional (P) para el observador en lugar de un proporcional-integral (PI) como el utilizado en [114] es debida a que el regulador tipo P ofrece una respuesta con una dinámica más rápida y menos oscilatoria. Si el valor de la ganancia de este regulador se mantiene en valores medios, el error en régimen permanente de la estimación de velocidad es despreciable, permitiendo obtener una estimación del par de la turbina muy preciso.

Una de las limitaciones que presenta este método de estimación de la velocidad y del par del generador es la sensibilidad del mismo a una variación de los paráme-

tros del generador debido a los cambios de temperatura, ya que las medidas para la caracterización del generador son tomadas a una temperatura determinada. Una mejora que puede implementarse es la inclusión de diferentes modelos empleando un sensor de temperatura para interpolar entre la respuesta de los diferentes modelos. El uso de estos sensores de temperatura no implica un coste muy elevado y su uso es frecuente para la implementación de las protecciones del sistema. Más adelante en este capítulo se estudiará el efecto que produce esta variación de los parámetros por temperatura sobre la estimación de par y sobre el control de la turbina.

5.3.2. Control de velocidad y de par.

Al igual que en el método presentado anteriormente, el control del sistema está basado en el control de la velocidad de giro de la turbina, pero en este caso se hará de forma directa, y no a través de la tensión de salida del rectificador en régimen permanente. El diagrama de bloques del sistema de control propuesto puede verse en la Figura 5.17 donde la estrategia de control propuesta para la implementación de este método está dividida en tres bloques: un bucle principal para el control de la velocidad, un seguidor del punto de máxima potencia (MPPT) y un lazo de control de par.

El lazo de control principal para el control de la velocidad se muestra en la parte derecha de la Figura 5.17. La salida de este bloque de control (5.5) es una combinación de la señal proveniente del control de seguimiento MPPT y del controlador de par. Como señal de realimentación se utiliza la velocidad estimada (5.2). El regulador utilizado para el control de velocidad es un regulador de tipo PI con *anti-windup*. El sistema *anti-windup* se utiliza para limitar la salida del regulador cuando el comando de par que proporciona supera el par máximo T_{max} , o es inferior al par MPPT T_{mppt} . Tal y como se describirá posteriormente, este límite de par inferior garantiza que se demande al menos el par correspondiente al punto de máxima de potencia para la velocidad de giro de la turbina. El par de referencia resultante se traduce a un comando de corriente por el convertidor *boost* según la expresión (5.4). Un regulador de corriente de tipo PI se encarga de imponer este par en el generador, contrarrestando el par producido por el viento con el objetivo de alcanzar la velocidad de giro de referencia.

$$\omega_{rm}^* = \omega'_{rm} + \Delta\omega_{rm}^* \quad (5.5)$$

5.3.2.1. Arranque.

Durante el arranque de la turbina, el regulador de velocidad se deshabilita hasta que la velocidad de giro estimada se iguala con una velocidad mínima de funcionamiento, ω_{free} tal como puede verse en la Figura 5.17. Al dejar la turbina libre se consigue que se alcance una tensión en el rectificador suficiente para controlar el sistema con un balance energético positivo, a la vez que permite la convergencia inicial de los estimadores de par y velocidad. Una vez alcanzada esta velocidad, el

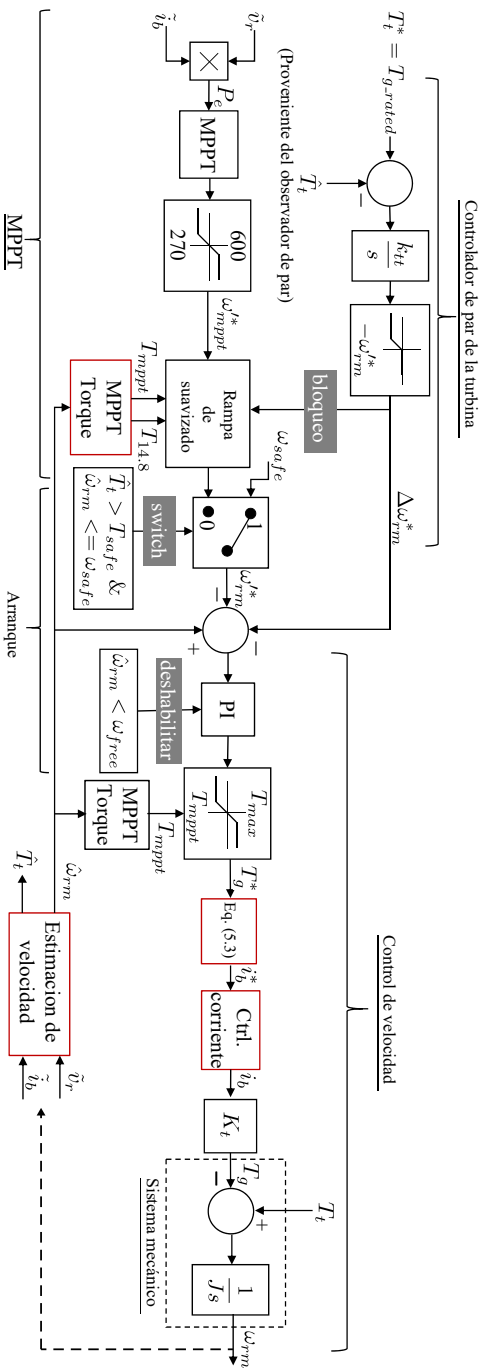


Figura 5.17: Diagrama de bloques del control de par y velocidad.

regulador de velocidad se habilita, siendo el comando de velocidad mínima ω_{safe} (velocidad mínima de seguridad en la que se pueden retener velocidades de viento elevadas sin exceder el par nominal del sistema.).

Durante el proceso de arranque, el par estimado de la turbina se supervisa de tal modo que, si el par mecánico es superior a T_{safe} , el comando de velocidad se limita a ω_{safe} . Esta comprobación asegura que si la velocidad del viento es superior a la velocidad que el generador puede frenar con una sobrecarga momentánea (21 m/s en el sistema experimental), la turbina se mantenga a baja velocidad. De lo contrario el generador no podría contrarrestar el par creado por el viento perdiendo así el control de esta. Si se cumplen estas condiciones el sistema mantendrá la turbina en esta velocidad de seguridad hasta que el par sea inferior a T_{safe} , momento en el que la referencia de velocidad será la dictaminada por el controlador MPPT (ver Figura 5.14).

5.3.2.2. Controlador MPPT.

La potencia que se extrae de la turbina P_e se calcula a través de las señales filtradas de la tensión del rectificador \tilde{v}_r y de la corriente del convertidor *boost* \tilde{i}_b . Con esta potencia se obtiene la velocidad de giro óptima correspondiente a dicha potencia, la cual se utiliza como referencia. Esta velocidad se transfiere directamente al controlador de velocidad, sino que se suaviza mediante una rampa (5.6) para evitar fluctuaciones de velocidad y facilitar la convergencia del controlador MPPT.

$$\omega_{mppt}^*(k) = \omega_{mppt}^*(k-1) \pm \Delta\omega_{mppt}^*(k) \quad (5.6)$$

El valor del incremento (o decremento), $\Delta\omega_{mppt}^*$, se calcula en base a la curva de par/velocidad correspondiente a la velocidad de viento máxima que puede controlarse sin exceder los valores nominales del sistema. En el sistema experimental esta velocidad del viento es de 14.8 m/s (Figura 5.14). Esta velocidad de viento puede ejercer un par máximo en la turbina que no supera el valor nominal del generador/convertidor. En un caso general debe buscarse la velocidad de viento cuya curva de par tenga un pico que no supere el nominal del sistema. El cálculo de este valor se muestra en la expresión (5.7) donde \hat{J} es la contante de inercia mecánica del sistema y T_s el periodo de muestreo del sistema de control.

$$\Delta\omega_{mppt}^*(k) = (T_{14,8} - T_{mppt}) T_s / \hat{J} \quad (5.7)$$

Para velocidades de viento que inferiores a 14.8 m/s, el rotor acelerará a un ritmo inferior al impuesto por la referencia de velocidad, ya que el par generado por la turbina será inferior al correspondiente a la curva de 14.8 m/s, $T_t < T_{v,max}$, y el regulador PI generará una salida que saturaría a cero. Para forzar a que el sistema extraiga potencia durante los transitorios ocasionados en la zona de control MPPT, se impondrá un comando de par mínimo dado por la curva de MPPT T_{mppt} tal y como se muestra en la Figura 5.18 donde la línea de puntos muestra la trayectoria de máxima potencia que sigue el par. Esta curva delimita el par mínimo que se impondrá cuando la turbina opere en la región de MPPT.

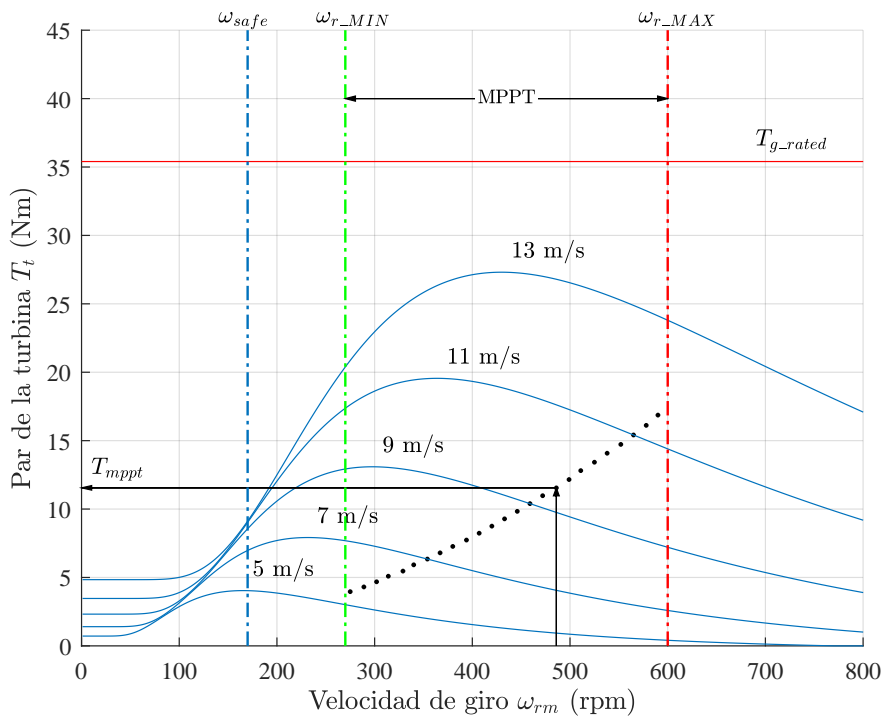


Figura 5.18: Curva de par mecánico frente a velocidad de la turbina en función de la velocidad de viento. En línea de puntos se indica la trayectoria MPPT.

Si la velocidad del viento es superior a la velocidad de control máxima (14.8 m/s), el par producido por la turbina puede superar al par nominal del generador a partir de cierta velocidad de giro del rotor. En este caso el comando de velocidad será controlado por el regulador de par de la turbina. La rampa de velocidad dada por (5.6) permite anticipar esta situación haciendo que el regulador PI incremente el par generador para limitar el ritmo de aceleración del rotor a $(T_{v_max} - T_{mppt})/J$. Esto hará que se reduzca la sobre-oscilación en la velocidad del rotor cuando la velocidad coincide con el comando de velocidad reduciendo la posibilidad de que el par de la turbina sobrepase ampliamente el par del generador.

5.3.2.3. Control de par mecánico de la turbina.

Para controlar aquellas situaciones en las que el par de la turbina supera momentáneamente par nominal el generador se utiliza el control de par mecánico de la turbina. La función de este control es reducir el comando de velocidad únicamente si el par de la turbina supera el par nominal del generador no teniendo ningún efecto en caso contrario.

Este control está representado en la parte superior izquierda de la Figura 5.17 y consiste en un regulador de tipo integral (I) junto con un bloque anti-windup para una correcta saturación del regulador. En este caso es preferible un regulador de tipo integral (I) a un proporcional-integral (PI) al tener una velocidad de respuesta más lenta. Una dinámica demasiado rápida podría producir magnitudes de par electromagnético elevadas en el generador, que es lo que se busca reducir. Si el par estimado de la turbina es menor que el par nominal del generador, la salida del regulador convergerá a 0, deshabilitando este control. Cuando el par estimado de la turbina sobrepase el par nominal del generador, el regulador hará que el comando de velocidad se reduzca a través de $\Delta\omega_{rm}^*$. En esta situación se deshabilitará la rampa de suavizado del comando de MPPT para evitar que ambos controladores entren en conflicto.

5.3.3. Análisis de estabilidad.

A continuación, se muestra el estudio de estabilidad realizado tanto para los lazos de control de velocidad como de par. Para realizar este análisis se han utilizado modelos de pequeña señal de ambos lazos de control, donde se ha estudiado como afectan a la estabilidad del sistema errores producidos en la estimación de los parámetros del generador. Los motivos considerados por los que estos errores en la parametrización se pueden dar son;

1. Cambios en la densidad de aire provocados por cambios en la humedad, temperatura y presión. Estas alteraciones en la densidad del aire pueden provocar cambios en las curvas de potencia de la turbina haciendo que para una misma velocidad de viento se incremente o se reduzca la potencia máxima. Esto producirá errores en el seguimiento MPPT los cuales pueden subsanarse substituyendo o complementando los métodos de rastreo basados en tablas con métodos de tipo *Perturb and Observe (P&O)*.

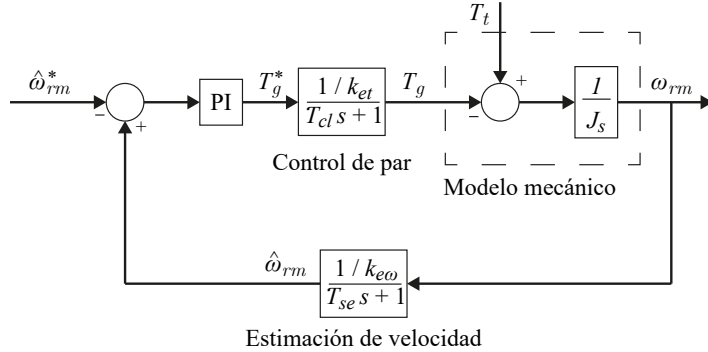


Figura 5.19: Modelo de pequeña señal del lazo de control de velocidad.

2. El estancamiento pasivo que sufre la turbina a altas velocidades. Esto puede ser beneficioso para la protección de la turbina ya que cuando esta entra en pérdida el par disminuye respecto a lo predicho por las curvas de potencia.
3. Durante frenadas bruscas en velocidad de giro, el comportamiento dinámico de la turbina puede verse afectado y afectar al par producido por la turbina. Estas variaciones no afectan a la estabilidad de los lazos de control del sistema ya que estos cambios del comportamiento de la turbina son filtrados por la propia inercia del rodete al igual que sucede con las rachas de viento.

Las variaciones en la estimación de los parámetros de la turbina no se han considerado, ya que estas producirán errores en el seguimiento de máxima potencia, pero no afectan a la estabilidad de los controladores propuestos ni a la protección contra velocidades de viento elevadas.

5.3.3.1. Análisis de estabilidad del regulador de velocidad.

En la Figura 5.19 se muestra es diagrama de bloques del modelo de pequeña señal utilizado para el análisis de estabilidad del lazo de control de velocidad. El regulador de par del generador puede modelarse como un sistema de primer orden con un polo en $1/\tau_{cl}$, correspondiendo con el ancho de banda del regulador de corriente. La ganancia del sistema $1/k_{et}$ representa el error entre el comando de par y el par realmente obtenido en régimen permanente.

$$e_{et} = 1 - k_{et}, \text{ siendo } k_{et} = \frac{T_{g\infty}^*}{T_{g\infty}} \quad (5.8)$$

La dinámica del estimador de velocidad está determinada por los filtros de tensión y corriente de la Figura 5.16, siendo $1/\tau_{se}$ la frecuencia de corte. La ganancia $k_{e\omega}$ representa el error obtenido en régimen permanente de la estimación

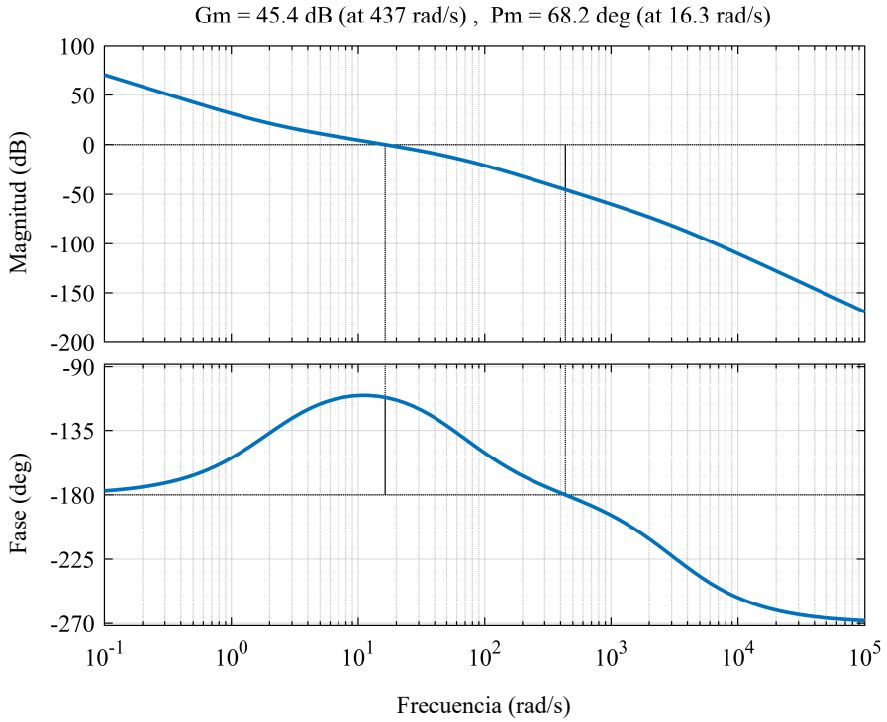


Figura 5.20: Diagrama de Bode del bucle de control de velocidad junto con sus márgenes de estabilidad de fase y de magnitud.

de velocidad del rotor.

$$e_{ew} = 1 - k_{ew}, \text{ siendo } k_{ew} = \frac{\hat{\omega}_{rm\infty}}{\omega_{rm\infty}} \quad (5.9)$$

Los márgenes de estabilidad del regulador pueden obtenerse del diagrama de Bode de las funciones de transferencia del regulador. En la Figura 5.20 se muestra este diagrama de Bode con regulador PI sintonizado para un ancho de banda de 2 Hz y un 5 % de sobre-oscilación ante una entrada de tipo escalón. Los reguladores de corriente se han ajustado para un ancho de banda de 500 Hz y los filtro pasabajos se han ajustado para una frecuencia de corte de 10 Hz.

Como se puede ver en la Figura 5.20 se necesita un incremento en la ganancia de 45.4 dB (186 p.u.) para hacer que el sistema se vuelva inestable, por lo que es muy poco probable que los errores en la estimación del par y velocidad hagan que el sistema pierda la estabilidad.

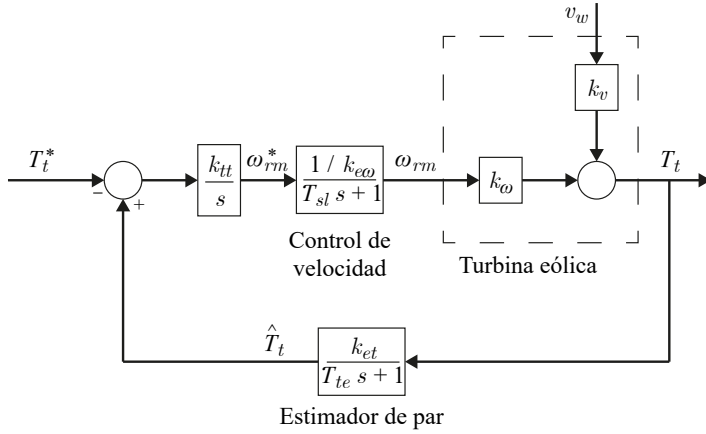


Figura 5.21: Modelo de pequeña señal del lazo de control de par.

5.3.3.2. Análisis de estabilidad de bucle de control de par.

De forma análoga al análisis de estabilidad del regulador de velocidad, se ha utilizado un modelo de pequeña señal para el análisis de estabilidad del regulador de par de la turbina. En la Figura 5.21 se muestra el diagrama bloques del modelo de pequeña señal lazo de control de par.

Dado que la parte integral del regulador está ajustada para un ancho de banda bajo, el regulador de par se puede modelar como un sistema de primer orden con un ancho de banda de $1/\tau_{sl}$ y ganancia $1/k_{e\omega}$. La dinámica del observador de par de la turbina está limitada por la dinámica de los filtros paso-bajo utilizados para filtrar la tensión del rectificador y la corriente del convertidor *boost* (ver Figura 5.16), siendo $1/\tau_{te}$ la frecuencia de corte de estos filtros. El error en régimen permanente de los estimadores de par es igual al error del estimador de par de la turbina k_{et} (5.8) ya que el par del generador y de la turbina deben de ser de la misma magnitud para mantener la turbina en una velocidad constante. Por tanto, el efecto de los estimadores de par y velocidad en la estabilidad del regulador en bucle cerrado se puede analizar de forma análoga al regulador de velocidad.

Debido a que el control de la turbina está marcado por un comportamiento no lineal tal y como se muestra en las Figuras 5.18 y 5.14 (funcionamiento a baja velocidad, seguimiento MPPT y funcionamiento en condiciones de viento desfavorables), para estudiar la estabilidad del sistema se ha obtenido un modelo linealizado a partir de las expresiones (5.10)-(5.11) que relacionan para un punto de funcionamiento determinado el par mecánico de la turbina con la velocidad de giro y velocidad del viento respectivamente.

$$k_{\omega} = \left. \frac{\partial T_t(\omega_{rm}, v_w)}{\partial \omega_{rm}} \right|_{op} \quad (5.10)$$

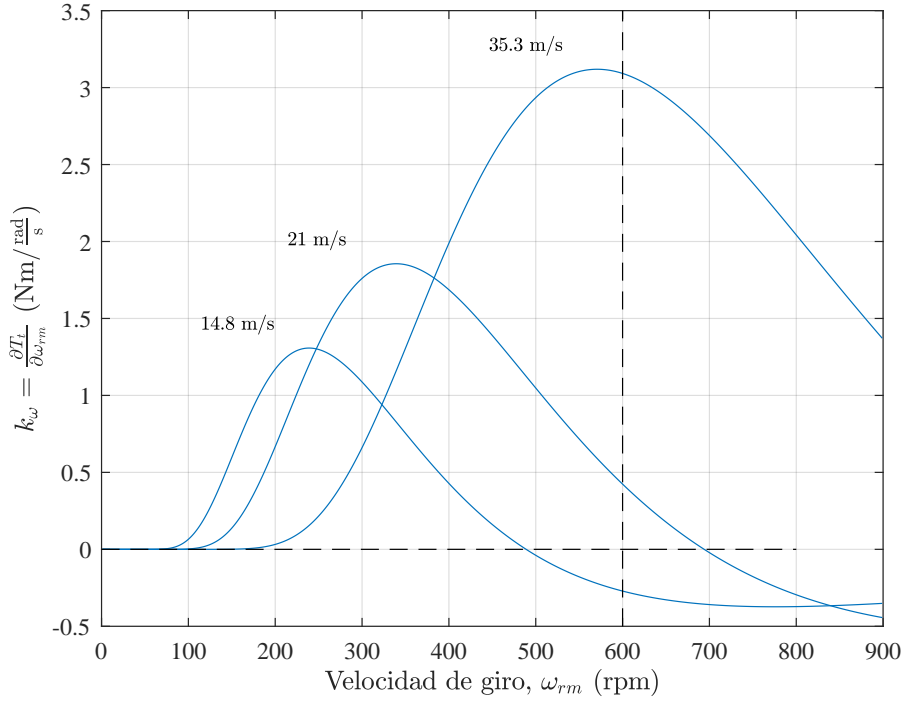


Figura 5.22: Derivada parcial del par de la turbina para diferentes velocidades de giro y de viento.

$$k_v = \left. \frac{\partial T_t(\omega_{rm}, v_w)}{\partial v_w} \right|_{op} \quad (5.11)$$

donde ‘op’ indica el punto de funcionamiento (*operating point*).

El valor de k_v es irrelevante para el análisis de estabilidad de sistema ya que no afecta al bucle de control. Por otro lado, la constante dependiente de la velocidad de del rotor k_{ω} tiene un impacto significativo en la estabilidad y en la dinámica del sistema en bucle cerrado. Para una velocidad de viento dada, esta constante refleja la pendiente de la curva par - velocidad (Figuras 5.14 y 5.18). Para mayor claridad en la Figura 5.22 se muestra el cálculo de k_{ω} para las mismas velocidades de viento que las mostradas en la Figura 5.14.

Se podrían dar las siguientes situaciones:

1. $k_{\omega} < 0$. Esto se corresponde con la zona de pendiente negativa en las curvas mostradas en las Figuras 5.14 y 5.18. En esta situación, la realimentación positiva hace que el regulador de par sea inestable. Esto es debido a que puede alcanzarse el mismo par mecánico dos velocidades de giro distintas, a

izquierda y derecha del punto de par máximo. Sin embargo, el algoritmo de control propuesto nunca podría alcanzar el equilibrio en la zona de alta velocidad. En la práctica, el signo negativo significa que disminuir la velocidad de la turbina hace que el par aumente hasta que se alcanza su valor máximo, momento en que k_w tomaría el valor cero.

2. $k_w = 0$. Esta situación se da tanto en el pico de las curvas de par como a muy baja velocidad. El sistema en este punto es marginalmente estable. La dinámica del bucle de control se vuelve lenta ya que una pequeña variación en la velocidad del rotor no tiene un gran impacto en el par de la turbina debido a la baja ganancia del sistema cerca de este punto de funcionamiento.
3. $k_w > 0$. Esta situación se corresponde con la parte de pendiente positiva de las curvas mostradas en las Figuras 5.14 y 5.18. En este caso la estabilidad del sistema puede ser analizada en función de los errores de estimación.

Para el ajuste del regulador integral se ha elegido un valor de k_w acorde con el máximo de la curva correspondiente a la velocidad máxima que puede controlarse en todo el rango de velocidad de la turbina (21 m/s para el caso de estudio de esta tesis, ver Figura 5.22). El regulador integral se ha ajustado para un ancho de banda de 0.25 Hz. El ancho de banda del bucle de control de velocidad es de 2 Hz y el ancho de banda del estimador de par de la turbina se ha ajustado a 10 Hz. El diagrama de Bode correspondiente se puede ver en la Figura 5.23.

El margen de ganancia del controlador de par es de 34.5 dB (53 p.u.), lo que significa que la estabilidad del sistema no se ve comprometida ante una gran variación en los parámetros del generador ni un mal cálculo de la velocidad del viento.

5.3.4. Resultados de simulación.

En esta sección se presentan los resultados de las simulaciones llevadas a cabo para comprobar la validez del método de control presentado en este capítulo. Para las simulaciones se ha utilizado un modelo del sistema electromecánico utilizando Matlab/Simulink. Para estudiar la validez de este método se ha simulado el sistema bajo dos condiciones de funcionamiento distintas, una a la temperatura bajo la cual se han medido los parámetros de los modelos empleados y otra bajo condiciones de temperatura más elevadas a las de medida.

5.3.4.1. Funcionamiento del sistema bajo condiciones nominales.

Para simular el comportamiento del sistema en condiciones de temperatura nominal (20 °C) se hacen coincidir los parámetros del modelo del generador con los utilizados en los estimadores de par y velocidad. Los parámetros nominales pueden encontrarse en el apéndice A, donde se ha descrito el equipo experimental.

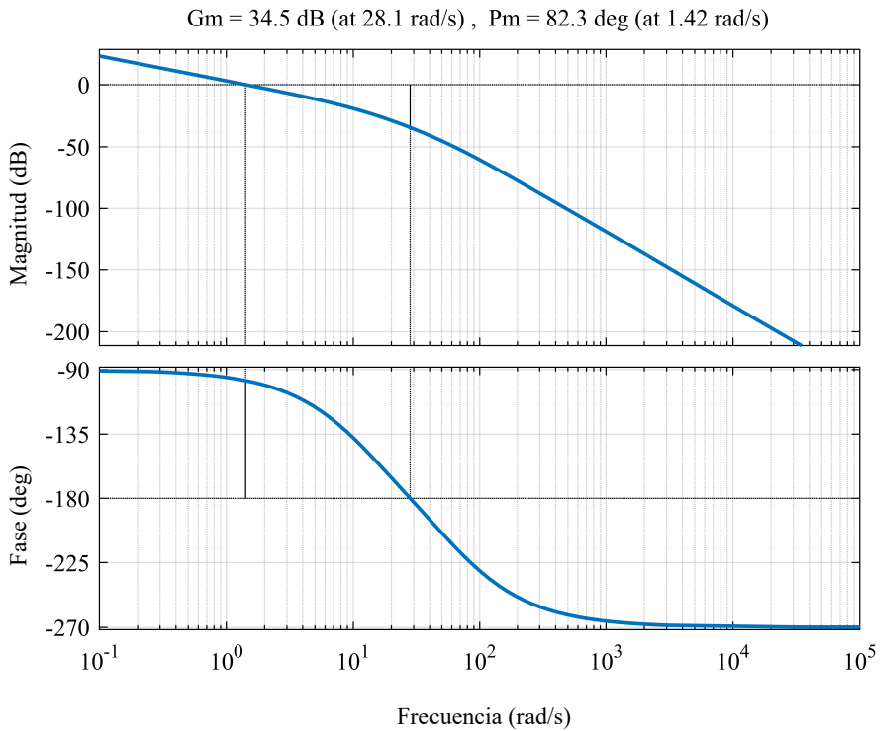


Figura 5.23: Diagrama de Bode del bucle de control de par junto con sus márgenes de estabilidad de fase y de magnitud.

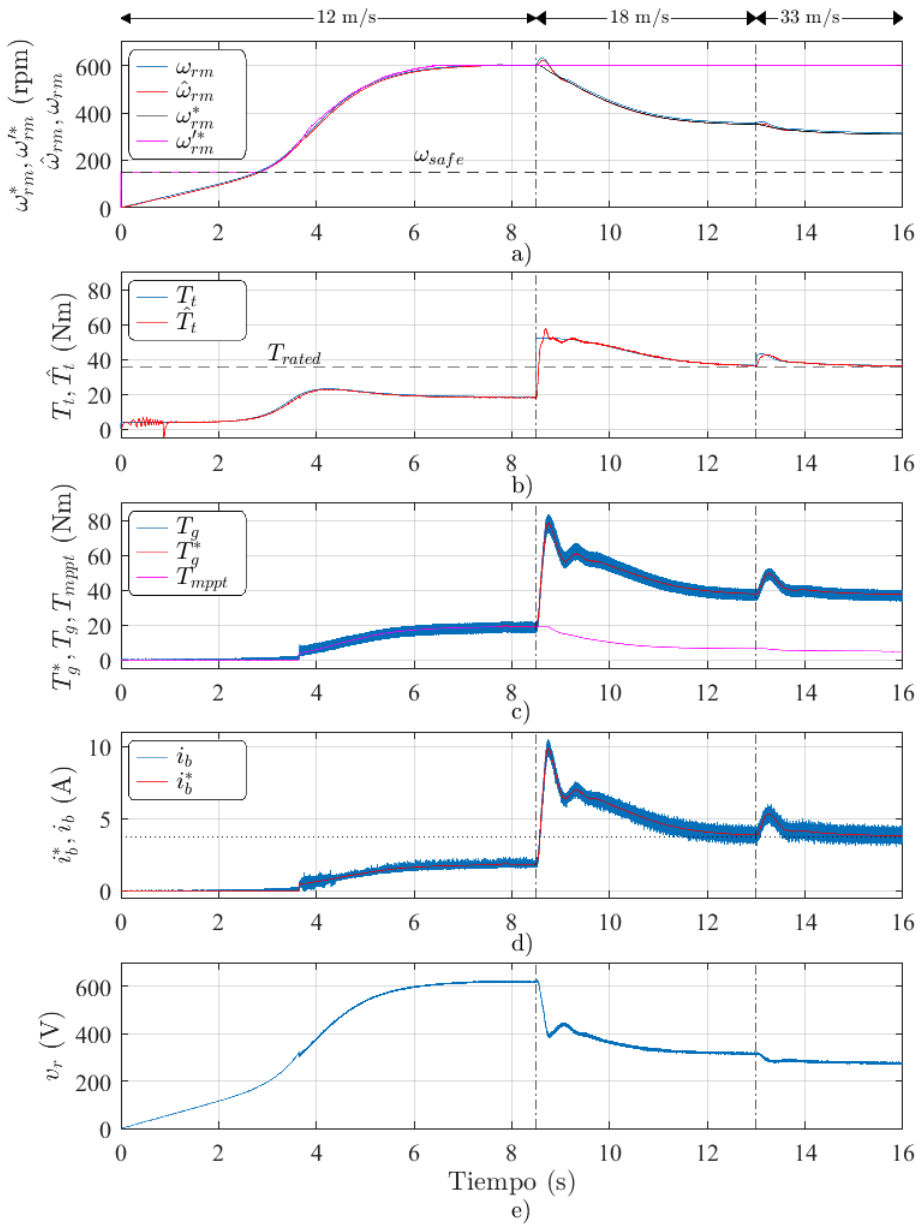


Figura 5.24: Simulación con una estimación de parámetros adecuada. Respuesta bajo condiciones de viento creciente (12, 18 y 33 m/s).

En la Figura 5.24 pueden verse los resultados de la simulación del sistema cuando se somete al sistema a unas condiciones de velocidad de viento crecientes. En la Figura 5.24 a) se muestra la velocidad de giro del rotor de la turbina. En color azul se muestra la velocidad de giro ω_{rm} , en rojo se muestra la velocidad estimada por el sistema de control $\hat{\omega}_{rm}$, en negro se muestra el comando de velocidad impuesto por los bucles de control ω_{rm}^* y en color magenta el comando de velocidad impuesto por el control del seguidor MPPT ω_{mppt}^* . En la Figura 5.24 b) se muestran los valores de par que ejerce el viento sobre la turbina, en azul el par que está siendo ejercido T_t y en rojo el par estimado por el algoritmo de control \hat{T}_t . En la Figura 5.24 c) de esta Figura se muestra la evolución del par ejercido por el generador, en azul el par ejercido T_g y en rojo el comando de par T_g^* . En la Figura 5.24 d) se presenta la corriente a través del convertidor elevador donde en azul se muestra el valor de esta corriente i_b y en rojo el comando de control para esta corriente i_b^* . En la parte e se muestra la tensión a la salida del rectificador v_r .

Con la turbina en reposo, se aplica un perfil de velocidades de viento que comienza con una velocidad de 12 m/s. Una vez que han transcurrido 8.5 s la velocidad del viento aumenta bruscamente hasta los 18 m/s manteniéndose así durante 4.5 s. Una vez transcurridos 13 segundos desde el inicio de la simulación la velocidad del viento aumenta hasta los 33 m/s, manteniéndose así hasta el final de la simulación. Aunque estos cambios en la velocidad de viento no representan fielmente la dinámica del viento racheado, presentan un escenario muy desfavorable para la protección de la turbina y permite analizar con detalle el comportamiento dinámico del sistema de control.

Al comienzo de la simulación, el sistema parte del reposo por lo que la referencia de velocidad del sistema se encuentra en su valor más bajo posible ($\omega_{rm}^* = \omega_{safe}$). La turbina acelerará impulsada por el par ejercido por el viento aumentando así su velocidad (Fig. 5.24 a)). Para estas condiciones de viento el sistema no supera las limitaciones de par del generador (Fig. 5.24 b)), lo que permite que este aumente su velocidad de forma natural siguiendo la dinámica marcada por la inercia del conjunto rotor-generador. Una vez que se ha alcanzado la velocidad de seguridad ω_{safe} sin que se haya sobrepasado límite de par del generador T_{limit} , la referencia de velocidad se incrementará hasta la velocidad N_{R_MIN} de la turbina, limitando su respuesta a la dinámica del sistema cuando este está sometido a su máxima velocidad de servicio (14.8 m/s para el caso de estudio). Como en este caso no se supera la velocidad máxima de servicio, el sistema continúa acelerando de forma natural hasta llegar a la velocidad N_{R_MIN} . Una vez alcanzado esta velocidad sin haberse alcanzado ningún valor límite de par ni de velocidad el control comenzará a demandar un mínimo par T_{min} del generador, el cual es el par correspondiente a la curva de máxima potencia.

Cuando la velocidad se incrementa hasta 18 m/s una vez que han transcurrido 8.5 segundos desde el comienzo de la simulación, el par ejercido por el viento sobre el rotor de la turbina sobrepasa los valores límites del sistema (ver Fig. 5.24 b)). Una vez que el estimador del par de la turbina detecta esta situación, se activa el control de par de la turbina el cual reduce el comando de velocidad de la turbina. Para evitar que el controlador MPPT entre en conflicto con el controlador de par, la

referencia de velocidad ω_{mppt}^* del controlador MPPT se mantiene constante hasta que las condiciones viento se encuentren de nuevo en unas condiciones normales. Al reducir la velocidad de giro de la turbina, se consigue el que el par desarrollado por el viento converja con el par nominal del generador.

Una vez que han transcurrido 13 segundos desde el comienzo de la simulación, el viento se incrementa de nuevo alcanzado 33 m/s. Esto provoca que el par ejercido por el viento supere de nuevo el valor límite, haciendo que el controlador de par reduzca aún más la velocidad de giro para que tanto el par de la turbina T_t , el par del generador T_g y la corriente del convertidor elevador i_b converjan a los valores nominales.

Para reducir la velocidad es necesario que el par ejercido por el generador supere de forma transitoria sus valores límites, ya que debe ser superior al par de la turbina. Esta sobrecarga del generador puede mantenerse durante un corto periodo de tiempo, si esta sobrecarga es continua en el tiempo el generador podría resultar dañado por lo que es necesario limitar este tipo de sobrecargas bien mediante el uso de contadores de tiempo o bien con sondas de temperatura en los devanados del generador. Si en la simulación presentada el primer cambio de velocidad de viento hubiese sido de 33 m/s en lugar de 18 m/s, la sobrecarga a la que se vería sometido el generador sería demasiado elevada y el sistema no sería capaz de frenar la turbina por debería de activar un sistema de frenado externo. Esta función, aunque prevista, no se ha implementado en este trabajo.

En lo que respecta a la estimación de la velocidad de giro $\hat{\omega}_{rm}$ y par de la turbina \hat{T}_t , puede apreciarse su precisión en las figuras 5.24 a) y b). La estimación de velocidad es muy precisa en todo el rango simulado. La estimación de par presenta cierto retardo cuando se produce un cambio brusco del par en la turbina. Esto es debido al ancho de banda del observador y al filtro paso-bajo utilizado para reducir oscilaciones. Sin embargo, este retardo no afecta de forma significativa a la protección, debido a la inercia de la turbina. Debe tenerse en cuenta, además, que un cambio de par tan brusco como el simulado no es previsible en un caso real.

Con relación al uso de las tablas utilizadas para convertir el comando de corriente a par, puede verse como la respuesta del sistema sigue con precisión su comando de control cuando los parámetros utilizados para la tabla coinciden con los utilizados para el modelo de simulación. De igual forma, aunque para los lazos de control se ha utilizado como variable de realimentación la velocidad de giro estimada $\hat{\omega}_{rm}$, la tensión a la salida del rectificador se controla indirectamente.

En la Figura 5.25 se muestra la respuesta del método propuesto bajo condiciones de viento decreciente. La simulación comienza con la turbina en reposo y es sometida a una velocidad de viento de 33 m/s. La velocidad de giro tiende a incrementarse rápidamente hasta alcanzar ω_{safe} . Dado que el par estimado está por encima de T_{safe} , la referencia de tensión se mantiene constante para evitar que la turbina se acelere en exceso e impida su control (5.25 a)- b)). En la Figura 5.25 b) se puede ver que tras un transitorio producido durante el arranque el par estimado sigue el par creado por el viento en la turbina. Transcurridos 4 segundos del comienzo de la simulación, la velocidad de viento se reduce a 18 m/s, lo que produce que el par producido sobre la turbina sea menor. La veloci-

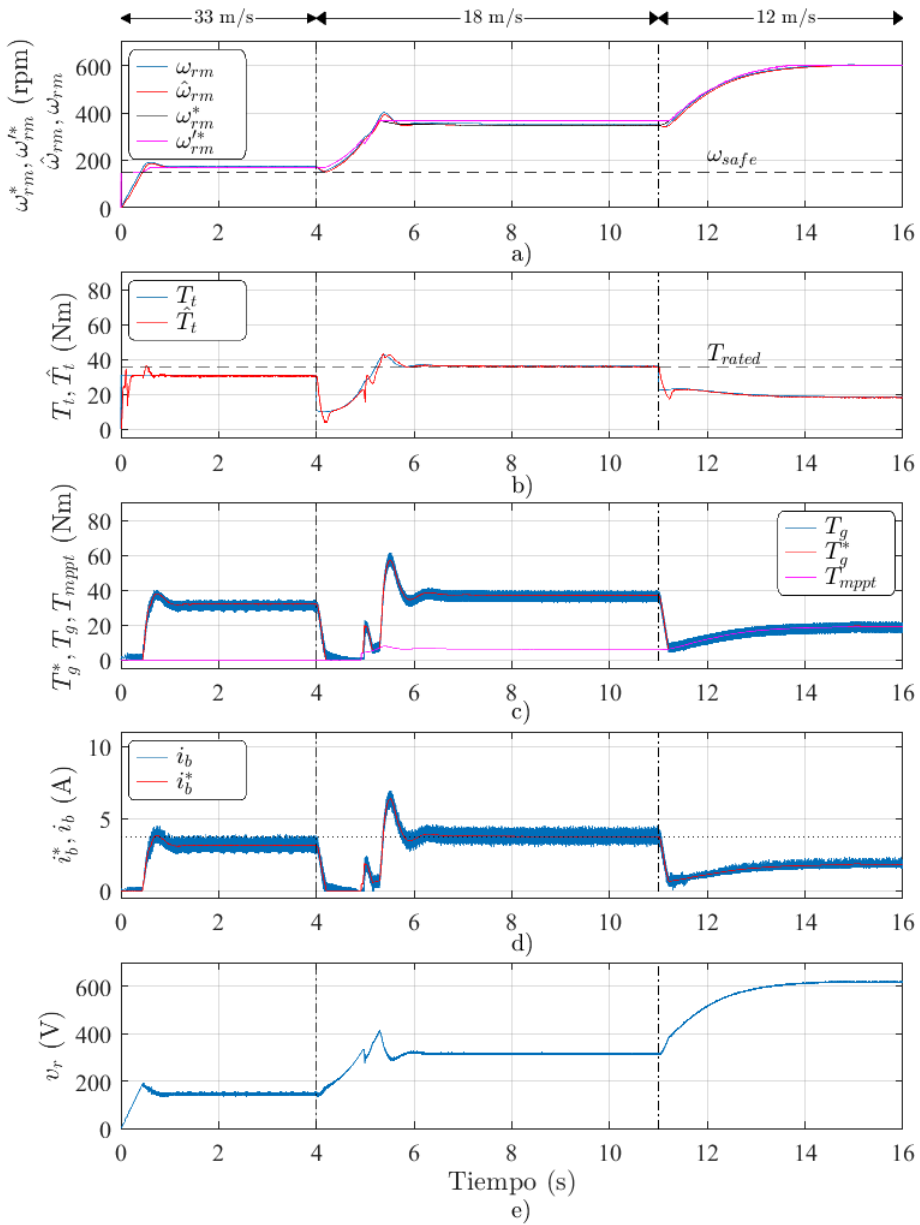


Figura 5.25: Simulación con una estimación de parámetros adecuada. Respuesta bajo condiciones de viento decreciente (33, 18 y 12 m/s).

dad de referencia se incrementa para tratar de seguir la trayectoria del MPPT. Al incrementarse la velocidad de la turbina, el par de la turbina también lo hace hasta que se supera el par nominal de la turbina. En este momento la referencia de velocidad deja de incrementarse habilitándose de nuevo el control de par para reducir la velocidad hasta que el par producido por el viento se iguala de nuevo al par nominal de sistema. Cuando han pasado 11 segundos desde el inicio de la simulación la velocidad de viento se reduce a 12 m/s, haciendo que el par de la turbina sea inferior al par nominal de la turbina lo que permite que se deshabilite el control de par y se reactive el seguimiento MPPT.

5.3.4.2. Funcionamiento del sistema en condiciones de variación de los parámetros eléctricos.

Como ya se ha visto de forma teórica, la estabilidad relativa es elevada. Para evaluar el comportamiento del método propuesto cuando los parámetros reales difieren, de forma realista, de los introducidos en el modelo se ha realizado una simulación similar a la anterior. Esta discordancia de los parámetros reales con los del modelo puede producirse por errores en la estimación o durante el propio funcionamiento del equipo por el calentamiento de los componentes eléctricos y electrónicos.

El calentamiento del generador eléctrico conlleva un aumento de la resistencia de los devanados de este. Además, los imanes del rotor sufren un descenso del nivel de flujo magnético que desarrollan. Esto afecta a la capacidad del generador de producir par, afecta negativamente a la saturación magnética del generador y consecuentemente a las inductancias [117, 118, 119].

Para evaluar el efecto que produce el calentamiento en el generador, se ha estudiado el generador mediante software de cálculo por elementos finitos (FEA) considerando temperaturas homogéneas en la máquina de 20, 60 y 100 °C. El modelo de máquina utilizado se ha desarrollado a partir de las dimensiones del generador utilizado en las pruebas experimentales. Los materiales de la máquina real (cobre, imanes y laminado) se han aproximado con los disponibles en el programa de elementos finitos. En la Figura 3.30 se muestra un corte de la sección del modelo del generador utilizado para estas simulaciones, las cuales se han realizado con el software de simulación ANSYS/Maxwell. Los parámetros obtenidos se muestran en la Tabla 5.3.4.2.

En la Tabla 5.3.4.2 se puede observar como un incremento de temperatura en el generador de 80 °C repercute en un aumento de 32.3 % de la resistencia de los devanados del generador y en una reducción de 9.6 % de la constante de fuerza contra-electromotriz k_e , lo que se refleja en una variación de $\approx 0,22$ % en el valor de la inductancia L_q y $\approx 1,11$ % en L_d .

Del estudio realizado mediante estas simulaciones se puede concluir que la temperatura tiene un efecto notable el valor de la resistencia de los devanados y apreciable en la constante de fuerza contraelectromotriz (flujo del imán) pero despreciable, a efectos del control, en las inductancias.

En la Figura 5.26 se muestran los resultados de la simulación donde se han

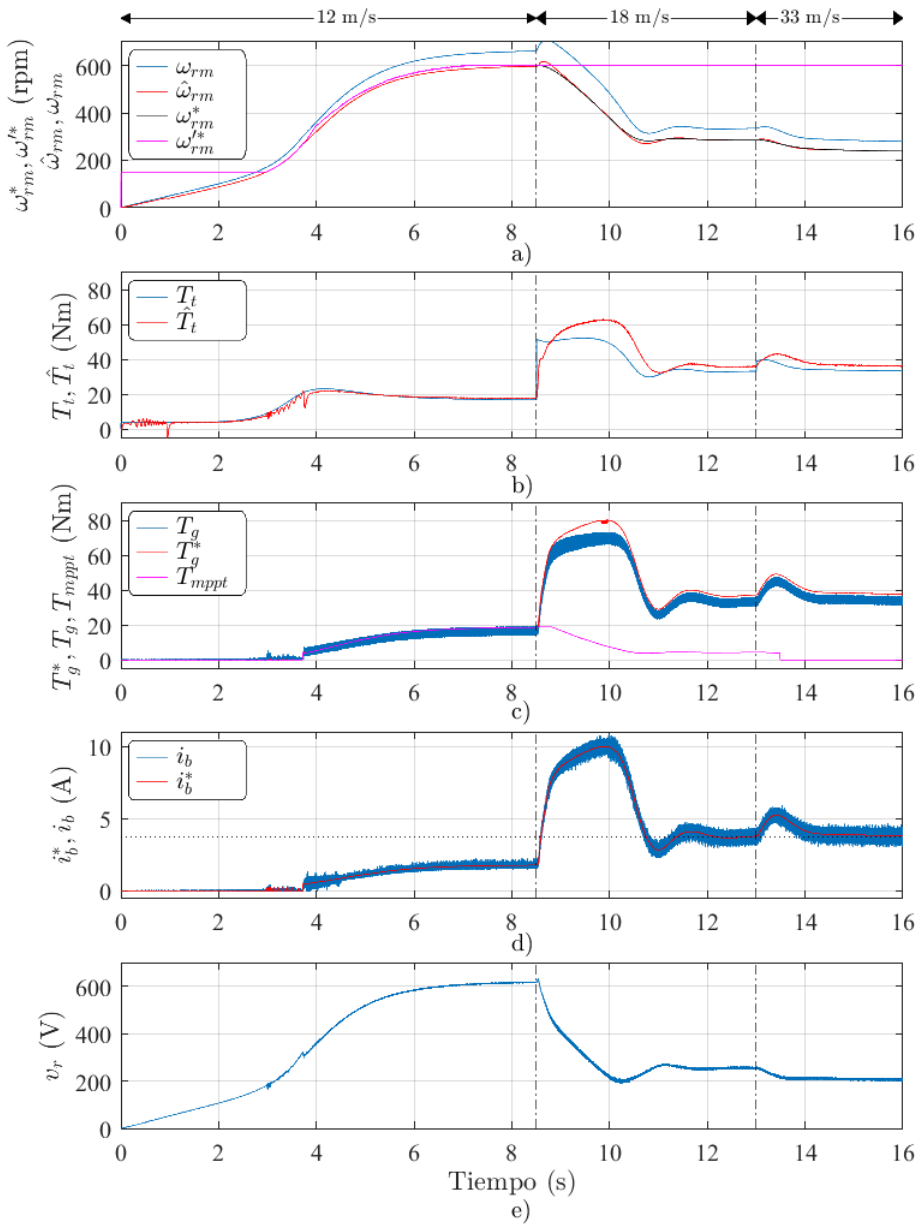


Figura 5.26: Simulación cuando el generador opera a una temperatura de 100°C
 Respuesta bajo condiciones de viento creciente (12, 18 y 33 m/s).

| Temperatura (°C) | 20 | 60 | 100 |
|---------------------------------|-------|-------|-------|
| k_e (V _{peak} /rpm) | 1,188 | 1,131 | 1,074 |
| R_s (Ω) | 6,3 | 7,32 | 8,35 |
| L_q (mH) | 67,32 | 67,42 | 67,47 |
| L_d (mH) | 65,8 | 66,23 | 66,54 |

Tabla 5.1: Variación de los parámetros del generador en función de la temperatura (Resultados FEA).

introducido variaciones en los parámetros de la máquina frente a los nominales, considerando una temperatura de la máquina de 100 °C. El sistema de control, incluyendo los ajustes de los reguladores, se ha mantenido sin variaciones con el objeto de evaluar la sensibilidad a variaciones de los parámetros.

Como se puede ver en la Figura 5.26, el control es estable y en régimen permanente alcanza valores muy próximos al caso nominal. Sin embargo, se pueden observar algunas diferencias respecto a los resultados obtenidos en la simulación anterior (ver Figura 5.24). La estimación de la velocidad de giro del rotor se ve alterada, siendo su valor inferior a la velocidad real $\hat{\omega}_{rm} < \omega_{rm}$ (Figura 5.26 a)). No obstante, sigue la misma dinámica que en el sistema nominal. La estimación del par de la turbina sigue correctamente la evolución del par real producido por la máquina excepto cuando se producen valores de par muy elevados (Figura 5.26 b)). El par producido por el generador es ligeramente inferior al par de referencia solicitado por el regulador de velocidad, haciéndose este hecho más notable con valores de par elevados (Figura 5.26 c)). Esto produce errores en la estimación del par de la turbina. Debido a que el par producido por el generador es inferior al esperado, la corriente de frenado se mantiene en un valor alto durante más tiempo que en el caso anterior. Debido a la reducción de la constante de tensión del generador y al aumento de la resistencia de los devanados, se puede ver como en este caso se produce una sobre-oscilación en la velocidad del generador superando las 600 rpm (Figura 5.26 e)) sin que esto suponga una sobre-oscilación en la tensión del rectificador.

5.4. Comparación de ambos métodos.

En este capítulo se han propuesto dos métodos para proteger la turbina ante condiciones de viento desfavorables. El primero de ellos utiliza las variables eléctricas de tensión y corriente a través del convertidor de potencia para predecir cuándo las condiciones de funcionamiento pueden sobrepasar el máximo que el sistema puede manejar. El segundo método utiliza un observador del par mecánico para poder reconocer unas condiciones de funcionamiento desfavorables en un menor periodo de tiempo, detectando antes situaciones de tiempo elevadas.

Para comparar el rendimiento de ambos métodos se han realizado simulaciones

que permiten comparar el tiempo y las variables de corriente y de par alcanzadas cuando se aplica un mismo perfil de viento a ambos métodos.

En la Figura 5.27 se muestra el comportamiento de ambos métodos cuándo se produce un cambio de viento desde 12 m/s a 18 m/s. En ambos casos el sistema parte de una situación estable donde el sistema de generación se encuentra trabajando en el punto de máxima eficiencia correspondiente a 12 m/s. A los 15 segundos la velocidad del viento cambia a 18 m/s, que eventualmente puede producir un par que supera los límites de sistema. Una vez que se produce el cambio de la velocidad de viento, el par en la turbina crece y hace que aumente la velocidad de giro. Esto hace que el sistema de control reaccione disminuyendo la velocidad hacia un punto de eficiencia reducida para protegerse. En la Figura 5.27 se puede ver cómo el método 2 comienza a reaccionar antes que el método 1. Mientras que el método 1 comienza a reaccionar cuando la corriente a través del convertidor *boost* supera el valor proporcionado por i_{limit} , el método 2 reacciona antes al detectar que el par de la turbina sobrepasa el valor de par nominal del sistema T_{rated} .

En la Figura 5.27 a) se puede ver como la velocidad alcanzada por el método 1 llega a un valor superior al reaccionar más tarde. En la Figura 5.27 b) se ve como en ambos métodos la corriente se eleva hasta el valor máximo que el convertidor puede manejar. El tiempo en que esta corriente se mantiene en este máximo es superior en el método 1 ya que, al reaccionar más tarde, la energía que necesita para reducir la velocidad de la turbina es mayor.

En la Figura 5.27 puede verse como el método 1 converge a un valor donde la corriente a través del convertidor *boost* es la dictaminada por i_{limit} , mientras que en el método 2 el punto de convergencia se sitúa cuando el par de la turbina alcanza el valor nominal del generador $T_t = T_{rated}$. Esto hace que el método 2 converja hacia un punto de mayor rendimiento que el método 1.

De la simulación presentada se puede concluir que el método 2 mejora al método 1 tanto en la velocidad de respuesta como en el punto de convergencia estabilizándose en un punto de mayor rendimiento que en el método 1.

5.5. Conclusiones.

En este capítulo se ha expuesto la problemática que presentan las turbinas eólicas cuando estas operan bajo unas condiciones de viento superiores a su potencia nominal. Es muy importante dotar las turbinas con sistemas de protección que eviten que la turbina se acelere demasiado ya que esto podría ocasionar problemas estructurales por una velocidad de giro elevada o producirse sobretensiones que comprometan la integridad y la seguridad de la turbina. En este capítulo se han presentado dos métodos de protección basado en *soft-stall* capaz de reducir la velocidad de la turbina con el objetivo de reducir el par que el viento ejerce sobre el rodete. Ambos métodos se diferencian de otros métodos existentes ya que estos son capaces de detectar unas condiciones de viento excesivas desde que la turbina arranca, lo que permite detectar unas condiciones de viento excesivas sin llegar a una velocidad de giro donde el par creado por el viento supere al par del generador

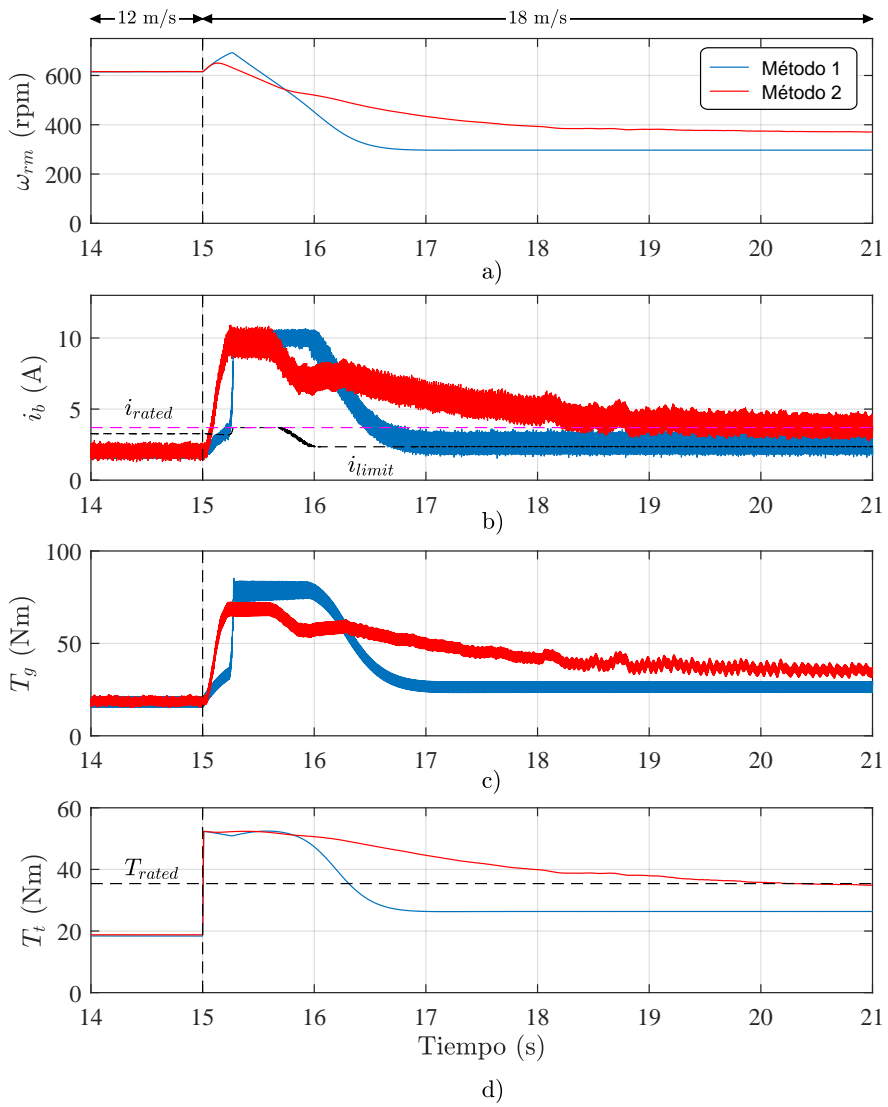


Figura 5.27: Comparativa de los dos métodos *soft-stall* propuestos.

siendo posible controlar la turbina sin necesidad de pararla. Con este algoritmo también es posible detectar cuando las condiciones de sobre-velocidad del viento se han relajado y automáticamente vuelve a realizar el seguimiento MPPT en cuanto detecta unas condiciones aptas para ello.

En el primero de los métodos presentados, la protección del sistema está determinado por la magnitud de las variables eléctricas del convertidor mientras que el segundo método se propone el uso de estimadores para obtener las variables mecánicas del generador y de la turbina. Ambos métodos contemplan tanto el funcionamiento de las turbinas para la búsqueda del punto de máxima eficiencia como las protecciones necesarias para evitar perder la controlabilidad del sistema ante condiciones de viento adversas.

El uso de una estrategia de control basada en estimadores de par complementa al primer método de protección de turbinas presentado ya que permite un control del sistema más suave, evitando transitorios bruscos de par. Adicionalmente, esta estrategia de control facilita la implementación de los métodos de protección al estar basada en el uso de funciones continuas.

Ambos métodos han sido puestos a prueba mediante simulaciones y ensayos experimentales demostrando la validez de ambos métodos en una implementación real. Adicionalmente en este capítulo se incluye una sección comparativa de los dos métodos presentados donde puede verse como utilizando estimadores de par es posible mejorar la eficiencia del sistema y su velocidad de respuesta bajo condiciones de viento desfavorables.

Capítulo 6

Estimación de la velocidad del rotor.

En el capítulo anterior se ha tratado el control de las turbinas eólicas utilizando como variable de control la estimación de la velocidad de giro, o indirectamente, el valor de la tensión del generador rectificadora. La velocidad es utilizada tanto para el seguimiento del punto de máxima potencia como para la implementación de las protecciones para velocidades de viento elevadas. La estimación de la velocidad se realiza a través de un modelo cuyos parámetros se ajustan a unas condiciones de funcionamiento determinadas. Cuando esas condiciones cambian, la estimación contendrá errores.

En este capítulo se presenta un algoritmo para la estimación de la velocidad de giro a través de la pulsación de tensión existente al rectificar la tensión del generador. La medida obtenida a partir de esta pulsación incurre en un menor error que la estimada a partir de los valores medios de tensión (valor utilizado generalmente por el procedimiento de cálculo basado en modelos matemáticos del generador) ya que esta pulsación depende únicamente de la velocidad de giro del rotor del generador, siendo un método al que no le afectan los cambios de los parámetros del generador (mala caracterización, desvío de parámetros por la temperatura de operación, etc.) o de sus condiciones de carga.

6.1. Métodos existentes para la estimación de la velocidad de giro.

En esta sección se presentarán los métodos más relevantes ya existentes en la literatura utilizados para la estimación de la velocidad de giro de la turbina en aquellos sistemas basados en generadores de imanes permanentes seguidos de un rectificador.

6.1.1. Estimación mediante la tensión de salida media del rectificador.

La obtención de la velocidad de giro a través de la medida de la tensión media del rectificador es una práctica muy habitual en sistemas basados en generadores de imanes permanentes conectados a un rectificador pasivo. Sin embargo, esta aproximación pierde precisión debido al desacople producido entre tensión y velocidad generado a altas cargas, debidas a la caída de tensión en las impedancias del generador y del rectificador. Esto hace que algunos métodos tengan un comportamiento inestable y sea difícil la implementación de algoritmos de control basados en la velocidad de giro del generador.

La mayoría de estos métodos utiliza la tensión del rectificador como única variable a la hora de obtener la velocidad de giro de la turbina. Autores como [114, 113] aproximan la velocidad de giro como una variable directamente proporcional a la tensión a la salida del rectificador (6.1). Esta aproximación es buena cuando el generador está en vacío, pero pierde exactitud a medida que aumenta la carga del generador al no tener en cuenta el efecto que produce la corriente de carga en la estimación de velocidad.

$$\omega_{rm} = \frac{v_r}{k_e} \quad (6.1)$$

En el capítulo anterior se ha presentado una aproximación basada en los parámetros eléctricos de la parte de continua donde se ha utilizado tanto la tensión a la salida del rectificador como la corriente a través del convertidor *boost* que, junto con una caracterización del generador, se utilizan para estimar tanto la velocidad de giro como el par creado por el generador [120].

Autores como [121] estiman la velocidad de giro del generador a partir de la tensión a la salida del rectificador. Esta predicción de la frecuencia eléctrica se obtiene al sustituir las expresiones (6.1) y (6.2) en las ecuaciones de tensión del generador (6.3). Esta simplificación asume que el generador tiene un factor de potencia unitario en todo su rango de funcionamiento, lo cual no es siempre cierto.

$$T = K_T I \quad (6.2)$$

$$V = E + I(R + j\omega L_s) \quad (6.3)$$

6.1.2. Sensorless sliding-mode.

En [122] se presenta un algoritmo para la obtención de la velocidad de giro de la turbina mediante observadores SMO (Sliding-Mode Observers), los cuales son métodos robustos para la obtención de variables de estado a través de modelos matemáticos. En el caso presentado en [122] se utilizan las ecuaciones de tensión de un generador de imanes permanentes como modelo matemático donde la velocidad es estimada a través de las tensiones y corrientes de fase del generador.

Aunque el resultado de estos observadores es adecuado, su comportamiento depende mucho de una buena caracterización del generador siendo muy dependiente de la variación de los parámetros utilizados en el modelo del generador. Estos parámetros pueden desviarse de su valor original debido a un incremento en la temperatura de operación (con la temperatura los devanados del generador aumentan su resistencia y disminuye el flujo creado) o por una mala caracterización del generador. Por otro lado, la mayor desventaja del método presentado en [122] es la necesidad de incluir sensores de tensión y corriente adicionales, lo que hace que el coste de los equipos se incremente.

6.2. Estimación de la velocidad del rotor mediante la pulsación producida en el rectificador.

La tensión a la salida de un rectificador trifásico de diodos alimentado desde un generador trifásico es una tensión con un valor medio positivo a la que se le superpone una pulsación de tensión cuya frecuencia es seis veces la frecuencia de la señal original (6.4) [94].

$$v_r = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} v_g \left(1 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{(6n)^2 - 1} \cos(6n\omega_r t) \right) \quad (6.4)$$

donde v_g es la amplitud de la tensión de red, ω_r es la frecuencia de la tensión trifásica y n es el número del armónico. Cabe destacar que v_g puede contener armónicos adicionales provenientes de factores constructivos del generador (asimetrías, tolerancias, etc.).

Existen varias alternativas para el control de la velocidad del generador. Ésta puede ser controlada indirectamente a través de la componente de tensión continua de la expresión (6.4) [113, 123, 45], puede controlarse directamente estimando la velocidad del rotor mediante la componente de tensión continua [106, 114], o puede controlarse a través de la pulsación producida en el rectificador como se verá en este capítulo. Este método es válido para aquellos sistemas basados en generadores de imanes donde se utiliza un rectificador de diodos para convertir la tensión trifásica del mismo en una tensión continua.

A través de v_r (6.4), la mayoría de los métodos obtienen v_g de la componente continua para determinar la velocidad del generador. v_g depende de la fuerza contraelectromotriz del generador (*back-emf*), que es función de la velocidad de giro del rotor. Sin embargo, también es función de la carga del generador por la caída de tensión en los devanados del generador. Como se ha comentado, hay métodos que no tienen en cuenta esta caída y otros que modelan la relación tensión/velocidad a lo largo de la curva MPPT. Para obtener una estimación de la velocidad adecuada puede utilizarse, por ejemplo, la ecuación polinomial (5.2) que se ha descrito en capítulo 5, donde se utiliza la componente de continua de la tensión del rectificador v_r y la corriente a través del convertidor *boost* i_b tras un proceso de ajuste de

parámetros. Sin embargo, los parámetros pueden variar durante el funcionamiento, principalmente por temperatura.

Otra alternativa es estimar la velocidad de giro mediante la pulsación de tensión a la salida del rectificador. La frecuencia de esta pulsación es directamente proporcional a la velocidad de giro del rotor y no se ve afectada por cambios en los parámetros de generador o su nivel de carga, lo que hace que sea un método robusto para estimar la velocidad de giro.

La expresión (6.4) asume que no se conecta ningún condensador a la salida del rectificador. Un condensador colocado en este punto hace que todas las componentes alternas presentes en la tensión se vean atenuadas, aunque éstas no son filtradas completamente. Este condensador puede ser eliminado tal y como se propone en [45], sin embargo, el método propuesto muestra un comportamiento adecuado hasta valores de capacidad de hasta 300 μF , un valor relativamente alto para la potencia de diseño del equipo de referencia utilizado en esta tesis. En general, la atenuación no debe ser tan alta que no permita detectar las variaciones AC por el sistema de adquisición (sensor y convertidor analógico/digital).

En la Figura 6.1 se muestra el espectro de frecuencia de la tensión rectificadora del generador correspondiente al equipo experimental cuando éste se encuentra girando a una velocidad constante de 300 rpm (5 Hz) para diferentes valores de carga. En este espectro se puede ver como el primer armónico de la expresión (6.4) con una frecuencia de $6\omega_r$ es claramente visible para todos los niveles de carga. En algunos casos de carga puede verse un segundo armónico significativamente menor, siendo apenas perceptible a bajos valores de carga. También pueden observarse varias componentes a bajas frecuencias, estas son debidas a asimetrías constructivas del generador y a oscilaciones del accionador de carga.

El método propuesto para la estimación de la velocidad utiliza el primer armónico de (6.4) el cual será denotado a partir de ahora como \tilde{v}_r para mayor claridad (6.5).

$$\tilde{v}_r = 6 \omega_r = 6 \frac{p}{2} \omega_{rm} \quad (6.5)$$

El diagrama de bloques de la Figura 6.2 muestra el proceso para obtener la velocidad de giro. Para extraer de v_r la componente \tilde{v}_r se utiliza un filtro paso banda adaptativo. Debido a que la amplitud de esta componente depende también de la velocidad de giro se utilizará un detector del valor máximo para normalizar esta tensión. La frecuencia de esta señal normalizada se obtiene mediante un algoritmo de tipo PLL (*Phase-Lock Loop*) donde se virtualiza la componente en cuadratura $\tilde{v}_{r-\beta}$ mediante un filtro paso todo (*All-Pass Filter* - APF). Finalmente, la velocidad de giro ω_{rm} se obtiene mediante la expresión (6.5). A continuación, se describen los bloques que componen el algoritmo propuesto.

6.2.1. Filtro adaptativo paso banda.

Este filtro se encarga de extraer la componente \tilde{v}_r de la tensión medida a la salida del rectificador. Extraer esta componente no es trivial, ya que se ve afectada por múltiples factores:

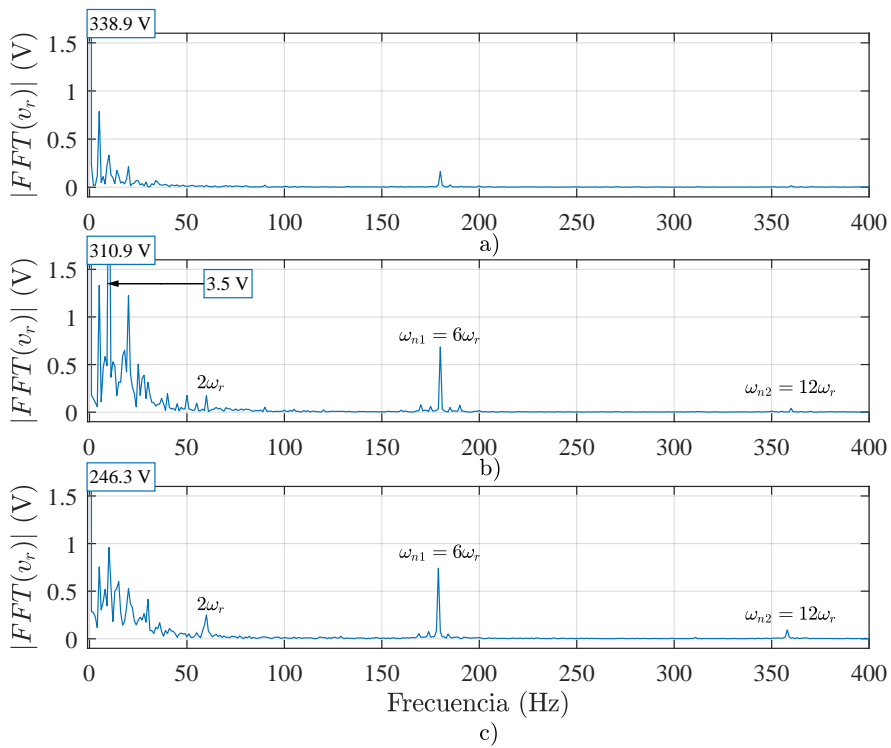


Figura 6.1: Resultados experimentales. Espectro en frecuencia de la tensión del rectificador para una velocidad de giro constante de 300 rpm (5 Hz).

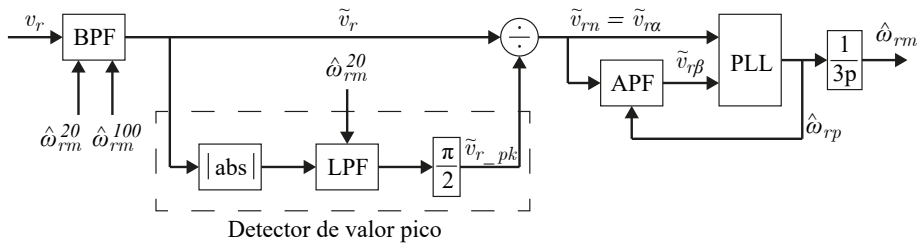


Figura 6.2: Diagrama de bloques del estimador de velocidad del rotor.

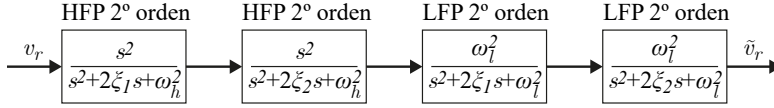


Figura 6.3: Diagrama de bloques de la estructura de tipo Butterworth de cuarto orden implementada.

- El amplio rango de frecuencias a tener en cuenta, el cual depende a su vez del rango de velocidad de funcionamiento de la turbina. En el sistema experimental de esta tesis, la turbina abarca velocidades de 0 a 650 rpm, lo que supone frecuencias entre 0 y 390 Hz.
- La variación simultanea de magnitud y frecuencia y su dinámica asociada.
- La presencia de armónicos adicionales tanto dependientes como no dependientes de la velocidad de giro.

El filtrado de las componentes de baja frecuencia es necesario para eliminar la tensión continua del rectificador y componentes AC de baja frecuencia. Ya que la magnitud de esta tensión no es constante, una frecuencia de corte para este filtro que sea demasiado baja podría distorsionar la extracción de la frecuencia de interés durante los transitorios de tensión. Por el contrario, una frecuencia de corte demasiado alta dificultaría la extracción de esta componente cuando el generador funciona a baja velocidad.

También es necesario el filtrado de componentes de alta frecuencia para eliminar el resto de los armónicos producidos en el rectificador (6.4) o por otros convertidores asociados (*boost*).

Para tener en cuenta toda esta casuística se ha implementado un filtro paso banda para el cual se ha utilizado una estructura de tipo Butterworth de cuarto orden. Este filtro está constituido por dos pares de filtros de segundo orden aplicados en cascada. Los dos filtros pasa altos tienen ω_h como frecuencia de corte mientras que la de los dos filtros paso bajos es ω_l . ξ_1 y ξ_2 son los factores de amortiguamiento de los filtros, tomando un valor de 0.9239 y 0.3827 respectivamente, de acuerdo con la distribución de polos de Butterworth. En la Figura 6.3 se puede ver el diagrama de bloques junto con las funciones de transferencia que conforman la estructura de este filtro. La respuesta en frecuencia de este filtro se muestra en la Figura 6.4.

Si realizamos una estimación basada en la componente continua de la tensión rectificadora, podemos compensar como se ha visto en el capítulo 5, el efecto de las caídas en las impedancias con el modelo de la expresión (5.2). Si la temperatura de funcionamiento es superior a la de caracterización del modelo, la velocidad estimada será menor que la real debido al incremento de la resistencia de estátor y a la disminución del flujo del imán con la temperatura. En caso contrario, si la temperatura es inferior a la de caracterización, la estimación dará un valor superior al

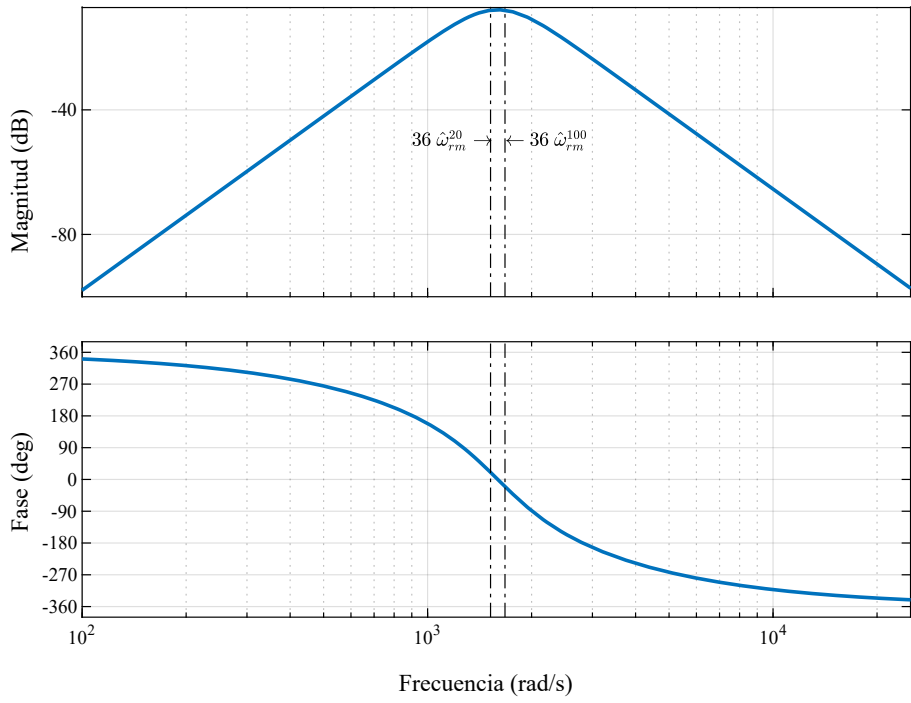
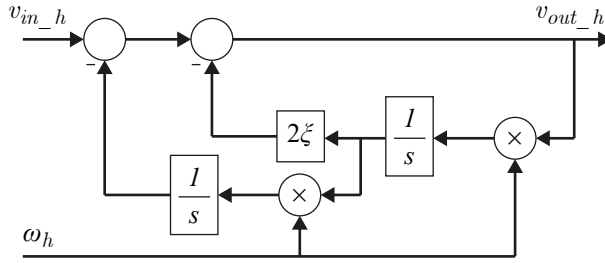
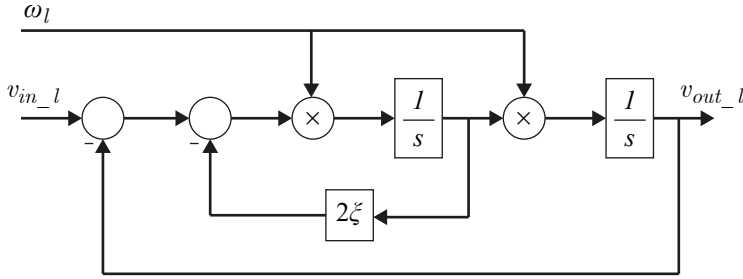


Figura 6.4: Diagrama de Bode del filtro pasa-banda cuando $\hat{\omega}_{rm}^{20} = 403$ rpm y $\hat{\omega}_{rm}^{100} = 440$ rpm.



(a) Filtro paso alto.



(b) Filtro paso bajo.

Figura 6.5: Diagrama de bloques de los filtros adaptativos.

real. Si sintonizamos dos estimadores basados en el modelo de la expresión (5.2) para las temperaturas de funcionamiento límite, la velocidad de giro real se encontrará entre los valores proporcionados por ambos estimadores. Al igual que en la metodología presentada en el capítulo 5, la caracterización del generador para una temperatura determinada puede realizarse mediante simulaciones o experimentalmente. Para caracterizar la curva de ajuste se propone una expresión polinómica de segundo orden (6.6) basada en (5.2) donde el superíndice T hace referencia a la temperatura del generador. En el caso estudiado el rango de temperatura de funcionamiento considerado está entre 20 y 100 °C en los devanados, lo que da lugar a los límites de velocidad ω_{rm}^{20} y ω_{rm}^{100} respectivamente, entre los cuales se encontrará la velocidad de giro objetivo. Estas velocidades serán las variables utilizadas para adaptar el comportamiento del filtro pasa-banda tal y como se puede ver en la Figura 6.5. Cabe destacar que las imprecisiones en el cálculo de estos límites no comportan error en la estimación de la velocidad, por lo que el rendimiento del método propuesto no se ve afectado. Aunque para el desarrollo de este trabajo se ha utilizado la expresión (5.2) para el cálculo de estos límites, se pueden utilizar otros métodos de estimación de la velocidad.

$$\hat{\omega}_{rm}^T = a_{00}^T + a_{10}^T v_r + a_{01}^T i_b + a_{11}^T v_r i_b + a_{02}^T i_b^2 \quad (6.6)$$

El mayor problema para extraer la componente de interés se presenta a bajas velocidades, debido a la coexistencia con otras componentes de baja frecuencia y

a la baja amplitud de las mismas. Debido a la existencia de una velocidad de corte del generador, este problema no interfiere en el control de la turbina ya que la velocidad a la que comienza el control de velocidad es sustancialmente más alta. Para el caso de estudio, la velocidad de corte de la turbina es de 150 rpm, que produce una pulsación de 90 Hz. El método propuesto da resultados satisfactorios a partir de velocidades de giro de 30 rpm (18 Hz).

6.2.2. Detector de amplitud.

Se utiliza un detector de amplitud para identificar la magnitud de la pulsación de tensión del rectificador. El diagrama de bloques de este detector se muestra en la Figura 6.2. Inicialmente se calcula el valor absoluto de la señal de forma análoga a como lo haría un rectificador de onda completa. La señal se filtra mediante un filtro paso bajo para eliminar la componente alterna de la señal. El valor de continua de dicha señal puede calcularse como $2/\pi$ de la amplitud de la señal alterna de entrada, de forma similar a un rectificador de onda completa. Por tanto, en la salida del filtro se invertirá este valor para obtener la magnitud.

El filtro paso bajo utilizado es un filtro de segundo orden adaptativo con la misma estructura que los utilizados para el filtro paso banda (Figura 6.3), donde el valor de la constante de amortiguamiento ξ es de 0.7071 de acuerdo con la distribución de polos de Butterworth. La frecuencia de corte se calcula de forma que sea $1/5$ de la frecuencia de la pulsación correspondiente. Esta se estima por un modelo basado en amplitud y en la temperatura de funcionamiento más baja, no necesitando gran precisión.

6.2.3. Filtro adaptativo paso todo.

Se utiliza un filtro paso todo para obtener una señal en cuadratura con la señal normalizada de pulsación de tensión \tilde{v}_{rn} , para posibilitar el uso de un PLL trifásico. La función de transferencia de este filtro (6.7) consta de un polo y de un cero de fase no mínima colocado a la misma frecuencia, de modo que la ganancia sea de 0 dB a todas las frecuencias y la fase sea de 90° en adelante a la frecuencia seleccionada.

$$APF(s) = \frac{s - \omega_q}{s + \omega_q} \quad (6.7)$$

La frecuencia de corte de este filtro es adaptativa con la pulsación de tensión por lo que $\omega_q = \hat{\omega}_{rp}$. Para mantener la estabilidad del sistema a baja velocidad es aconsejable utilizar el valor estimado de la velocidad de giro $\hat{\omega}_{rm}$ para velocidades inferiores a las 100 rpm.

En la Figura 6.6 se puede ver el diagrama de bloques de este filtro adaptativo pasa-todo.

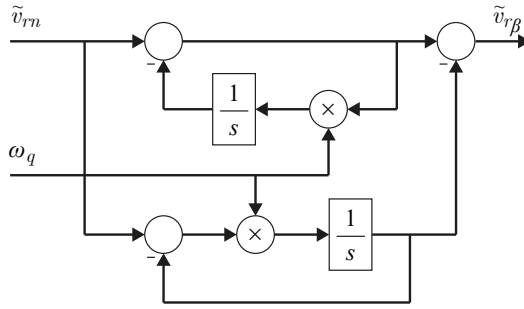


Figura 6.6: Diagrama de bloques del filtro pasa-todo adaptativo.

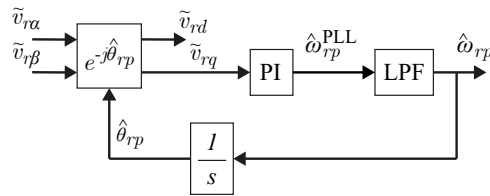


Figura 6.7: Diagrama de bloques del PLL para el cálculo de la frecuencia de la pulsación del rectificador.

6.2.4. Phase-Lock Loop (PLL).

Para obtener la frecuencia de la pulsación de tensión se utiliza un PLL trifásico similar al utilizado para la sincronización con la red eléctrica presentado en el capítulo 3. Las componentes α y β se transforman a coordenadas síncronas utilizando el valor estimado del ángulo de fase de la pulsación de tensión $\hat{\theta}_{rp}$. Se utiliza un regulador PI para minimizar la componente q \tilde{v}_{rq} a cero. La salida de este regulador es la frecuencia de la pulsación de tensión del rectificador, la cual es filtrada por un filtro pasa-bajos para reducir el ruido de esta señal y obtener $\hat{\omega}_{rp}$. La fase de la pulsación de tensión $\hat{\theta}_{rp}$ se obtiene integrando la frecuencia obtenida del regulador PI.

En la Figura 6.7 puede verse el diagrama de bloques del algoritmo PLL utilizado.

Para obtener la velocidad mecánica de giro, es necesario finalmente dividir esta frecuencia entre 3 veces el número de polos del generador.

6.3. Simulaciones.

Para comprobar el funcionamiento del método propuesto se han realizado diferentes simulaciones mediante Matlab/Simulink utilizando los modelos del generador y del convertidor de potencia cuyos parámetros se presentan en el apéndice

A. Todos los bloques utilizados para la implementación de este método han sido implementados en lenguaje C, siguiendo un esquema *software-in-the-loop*, con el fin de representar de la forma más fiel posible el comportamiento en un sistema de control en tiempo real. Para la discretización de los reguladores se ha utilizado una frecuencia de muestreo de 20 kHz. Debido a que este método se basa en las pequeñas variaciones de tensión presentes en la tensión del rectificador, la conversión analógico/digital puede tener un gran impacto en el correcto funcionamiento del sistema. Para simular la lectura de los sensores se han utilizado bloques de cuantización de 12 bits junto con un filtro anti-aliasing con una frecuencia de corte de 3 kHz. La resolución resultante para la medida de la tensión del rectificador es de 0.2931 V/LSB (bit menos significativo), la cual se corresponde con la que utilizará para los ensayos experimentales.

6.3.1. Comportamiento del control *sensorless* basado en el rizado de tensión.

A continuación, se presentan los resultados de las simulaciones realizadas para comprobar el funcionamiento del estimador propuesto donde se ha aplicado al sistema un perfil de viento ascendente donde se comprueben diferentes zonas de funcionamiento. Una zona de seguimiento MPPT y dos zonas de alta velocidad en las sea necesario activas los mecanismos de protección presentados en el capítulo 5. El resultado obtenido se comparará con la estimación de velocidad obtenida mediante el modelo del generador de la expresión (5.2).

En la Figura 6.8 se muestra el comportamiento del sistema con el estimador propuesto. La topología de control utilizada para la implementación de este método es la descrita en el capítulo 3.

Para esta simulación se ha considerado una temperatura de funcionamiento del generador de 60°C. Esta temperatura hace que la resistencia del estátor se incremente un +16 % y el flujo magnético se vea reducido un -4 % con respecto a los parámetros a 20 °C.

Los resultados mostrados en la Figura 6.8 reflejan el comportamiento del sistema bajo unas velocidades de viento de 12 m/s, donde el sistema puede seguir el punto de máxima potencia. Transcurridos 8 segundos la velocidad de viento se eleva a 17 m/s, subiendo hasta los 32 m/s a los 15 segundos.

La Figura 6.8 a) muestra el comando de velocidad de la turbina, el cual ha sido obtenido con el método de control propuesto en el capítulo 5. Como puede verse en la figura, el seguimiento de este comando por la velocidad de giro es correcto. En la misma figura también se muestra como la velocidad real de la turbina concuerda con la velocidad estimada mediante el uso del rizado de la tensión del rectificador. En esta figura también se muestra la estimación de velocidades ω_{rm}^{20} y ω_{rm}^{100} utilizadas como señales de adaptación de los filtros adaptativos para extraer el rizado, que presentan error frente a la real. En la Figura 6.8 b) se muestra el par de la turbina junto con el par estimado, el cual muestra un comportamiento adecuado y permite su uso para el control del sistema ante velocidades de viento elevadas.

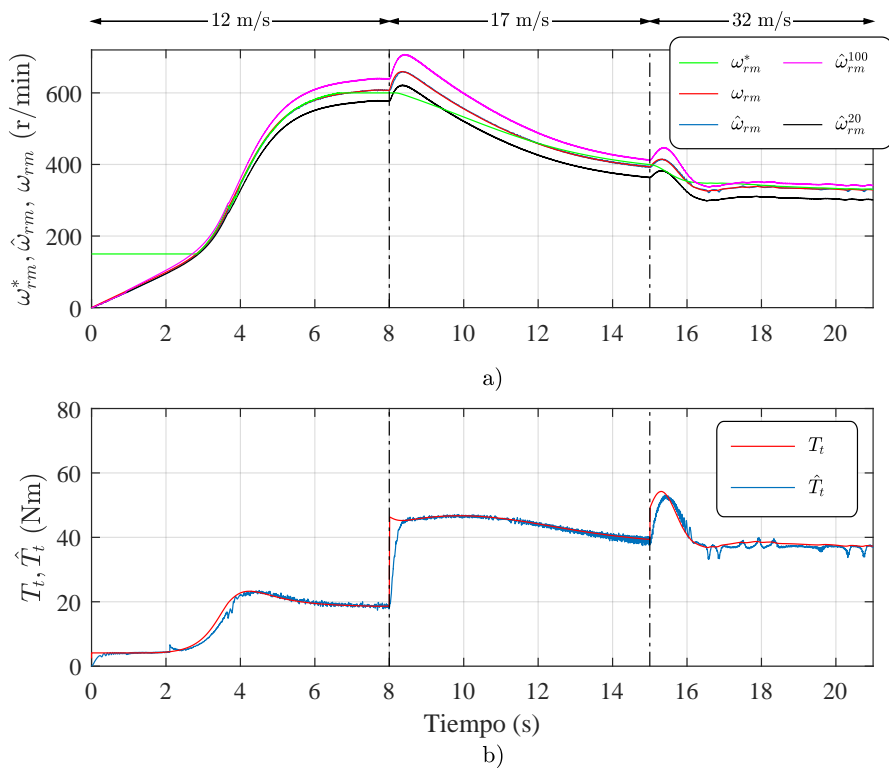


Figura 6.8: Resultados de simulación. Respuesta del método propuesto para la estimación de la velocidad de giro basado en el rizado de tensión del rectificador. Velocidades de viento ascendente de 12, 17 y 32 m/s. Temperatura del generador de 60°C.

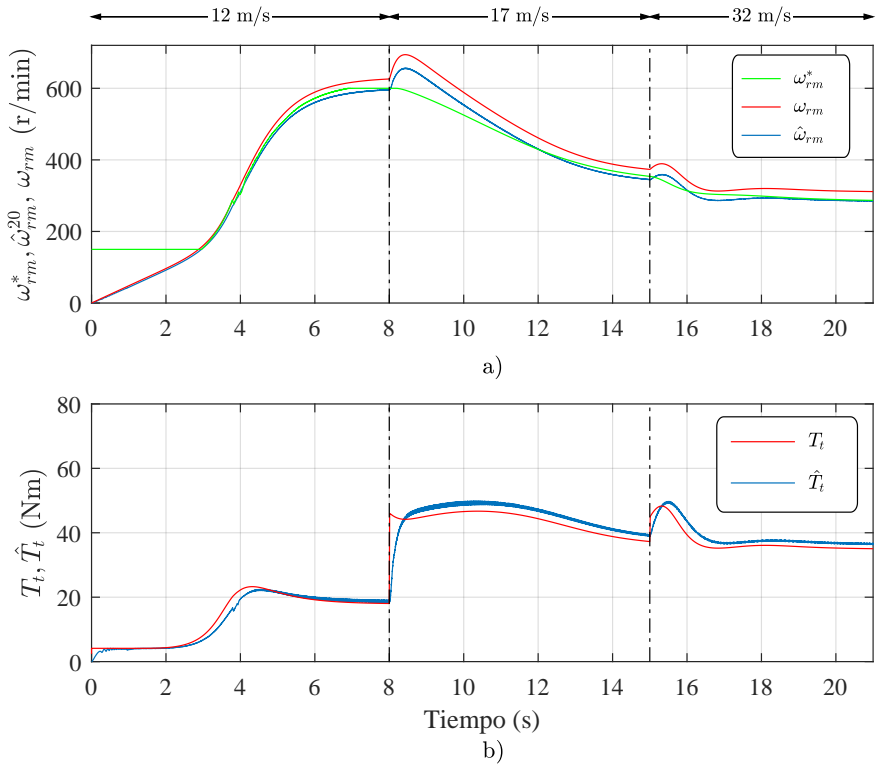


Figura 6.9: Resultados de simulación. Respuesta del método para la estimación de la velocidad de giro basado en el cálculo por modelo del generador utilizando v_r e i_b . Velocidades de viento ascendente de 12, 17 y 32 m/s. Temperatura del generador de 60°C.

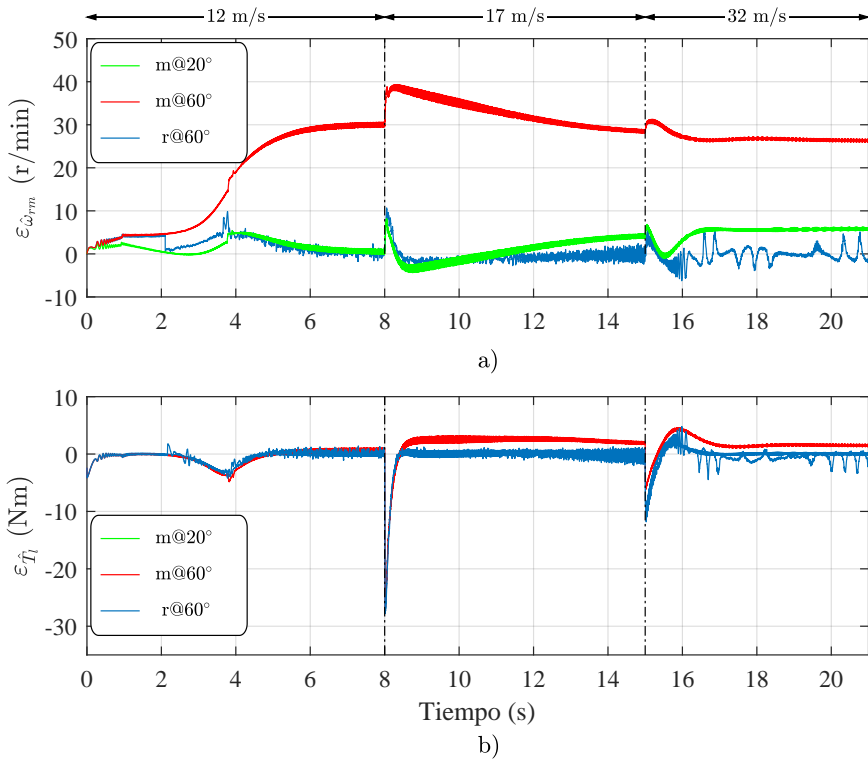


Figura 6.10: Resultados de simulación. a) Error en la estimación de velocidad del rotor. b) Error en la estimación de par. Método basado en rizado de tensión con el generador a 60°C y con parámetros del generador ajustados para temperatura ambiente (r@60°). Método basado en modelo del generador ajustado para temperatura ambiente con generador a 20°C (m@20°) y a 60°C (m@60°).

En la Figura 6.9 se muestra la respuesta del sistema bajo las mismas condiciones de funcionamiento, en este caso utilizando como realimentación la velocidad estimada con el modelo del generador a 20 °C, $\hat{\omega}_{rm}^{20}$. Se puede ver como existe una pequeña desviación entre la velocidad de referencia y la velocidad real del sistema, lo cual también se refleja en las curvas de par mostradas. Estos errores afectan de forma negativa a la eficiencia del sistema y hacen que la implementación de algoritmos de protección de velocidad sea menos robusta, esto se analizará en más detalle en la siguiente sección.

La comparación entre los errores producidos utilizando el método basado en el modelo del generador y utilizando el método basado en el rizado de tensión pueden verse de forma más detallada en la Figura 6.10 donde se muestra el error de velocidad 6.10 a) y de par 6.10 b). En esta figura puede verse que, aunque el estimador basado en el modelo funciona bien a la temperatura a la que fue

parametrizado (m@20°), tiene errores muy evidentes trabajando a distinta temperatura (m@60°). Por el contrario, el error cometido mediante el método basado en el rizado de tensión es bajo independientemente de la temperatura (r@60°).

6.3.2. Impacto de la estimación de velocidad en la eficiencia del sistema.

Un aspecto importante a tener en cuenta en los métodos de estimación de velocidad es como afecta dicha estimación al rendimiento de la turbina. En la Figura 6.11 se muestra cómo el rendimiento de la turbina se ve afectado por errores producidos en la estimación de velocidad. En esta figura se asume que la turbina puede seguir perfectamente el punto de máxima potencia (en ausencia de errores de estimación). El error de estimación mostrado es sobre la velocidad de giro óptima. El sistema experimental utilizado tiene una buena tolerancia a errores en la estimación de velocidad, tal y como puede verse en la Figura 6.11, donde un error en la velocidad del 9 % se traduce tan solo en una pérdida de eficiencia del 1 %. Sin embargo, esta tolerancia respecto a los errores en la estimación de velocidad puede verse disminuida en turbinas con una curva $C_p - \lambda$ más cerrada teniendo un impacto mayor en la pérdida de rendimiento.

En la Figura 6.12 se puede ver la curva de potencia/velocidad de la turbina estudiada y cómo esta se ve afectada con la temperatura. Se muestran las curvas de potencia a una temperatura de 20 °C y a una temperatura de 100 °C. Como puede observarse en esta figura estas curvas se ven desplazadas hacia abajo produciendo una potencia menor conforme aumenta la temperatura. También puede verse un desplazamiento del punto de máxima potencia, situándose este en una zona de mayor velocidad. Esto es debido a la pérdida de eficiencia del generador con la temperatura, ya que se ven modificados los valores de inductancia y resistencia del generador. Si esta modificación en los parámetros del generador no se compensa en la trayectoria MPPT, la pérdida de eficiencia podría llegar al ser notable al haberse modificado la velocidad de giro óptima a lo que se le añade la pérdida de eficiencia del generador con la temperatura. En el caso de estudio no se ha compensado este error debido a la planitud que presentan estas curvas en la zona cercana a su máximo, por lo que la pérdida de eficiencia en este caso es mínimo.

Para comparar el efecto que tiene un error en la parametrización del generador, en la Figura 6.13 se muestra una comparación de la potencia extraída mediante la obtención de la velocidad con un método basado en el modelo del generador (sensible a cambios en los parámetros del generador) y mediante el algoritmo propuesto en este capítulo. En esta figura se muestra el efecto de un viento racheado que pasa de los 7 m/s a 10 m/s. También se muestra el efecto que tiene al volver de nuevo a 7 m/s.

La Figura 6.13a) muestra la potencia generada ante un cambio en la velocidad del viento comparando la obtenida con la estimación basada en modelo y con el rizado de tensión. En la Figura 6.13b) se muestra la diferencia de potencia

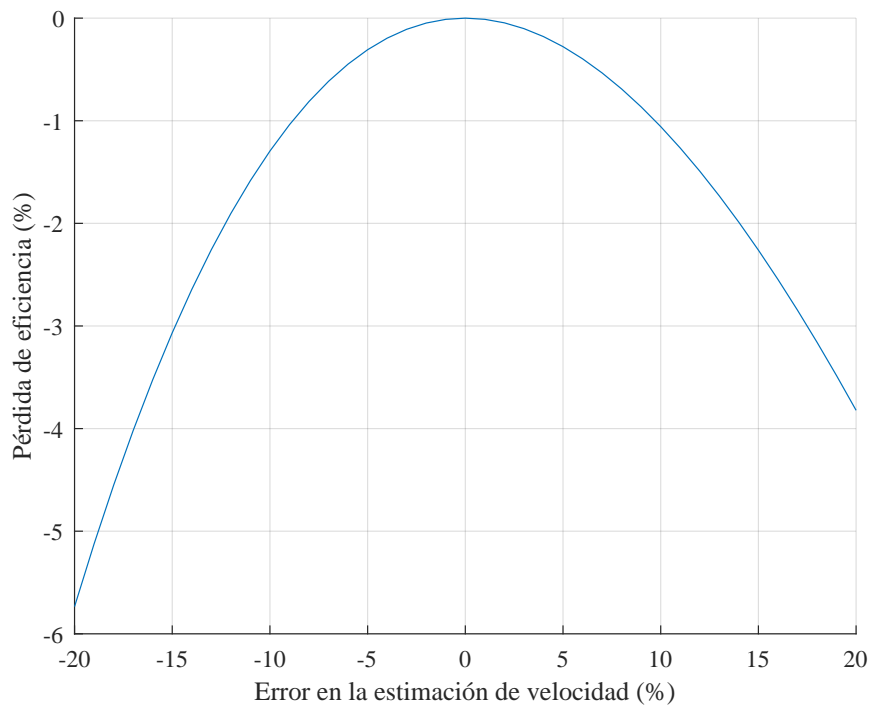


Figura 6.11: Pérdida de eficiencia causado por errores en la estimación de velocidad.

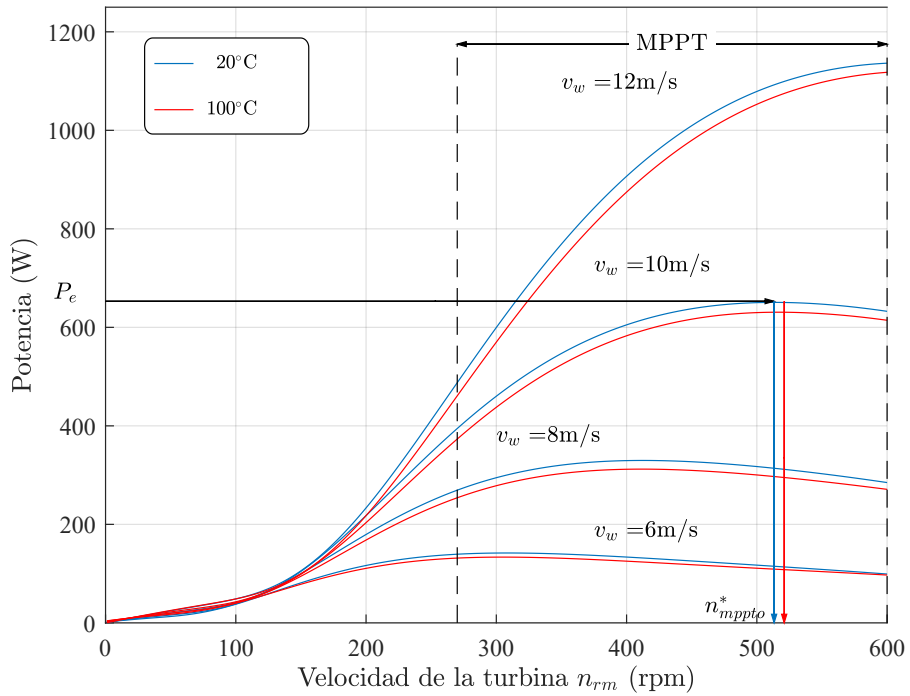


Figura 6.12: Resultados de simulación. Curva de potencia/velocidad del conjunto turbina generador a 20°C y a 100°C .

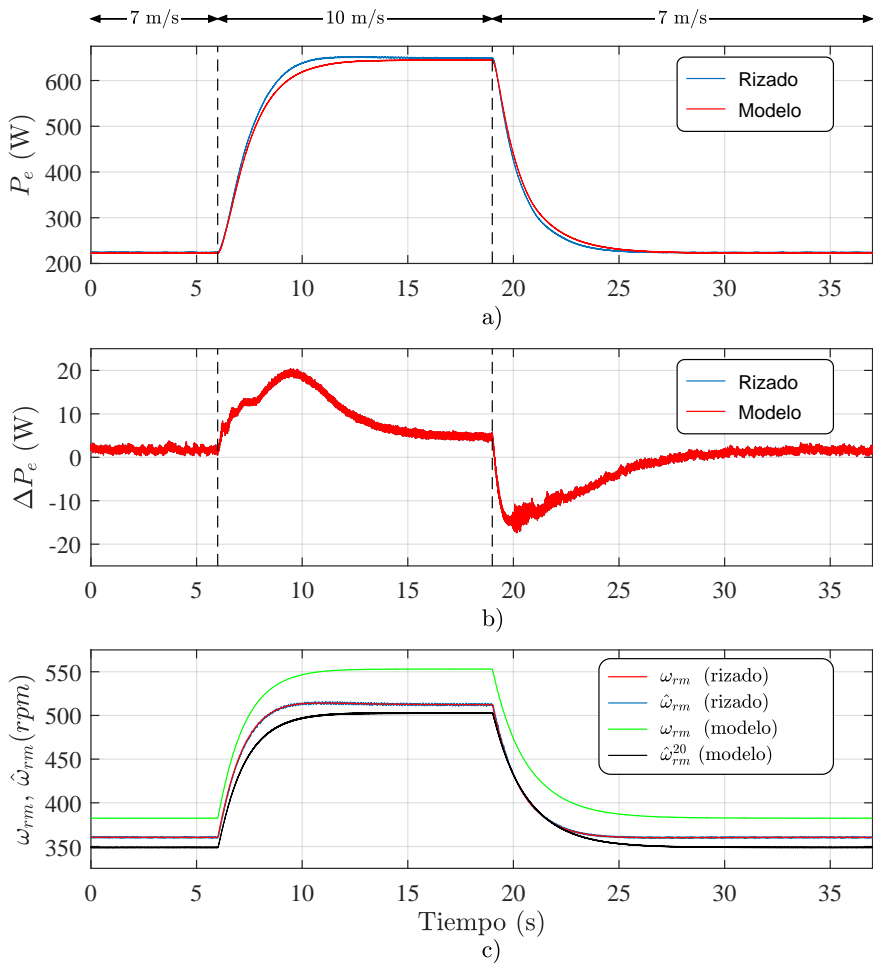


Figura 6.13: Resultados de simulación. Comparación de la energía extraída con el método de estimación de velocidad basado en el cálculo por modelo del generador y el obtenido mediante rizado de tensión. a una temperatura de operación de 100°C.

presentada entre ambos métodos utilizando la expresión (6.8)

$$\Delta P_e = P_{e_rizado} - P_{e_modelo} \quad (6.8)$$

Como puede verse en la Figura 6.13 b) la respuesta del método basado en el rizado de tensión presenta un incremento en la potencia generada en estado estacionario, antes de los cambios de velocidad del viento, el cual se vuelve más evidente a altas velocidades.

La Figura 6.13 también muestra el comportamiento de ambos métodos ante cambios transitorios de viento. Se puede ver como la potencia capturada mediante el método basado en el rizado de tensión es mayor cuando la turbina acelera su velocidad, siendo inferior al reducir la velocidad. Esto último es debido a la diferencia en la estimación de la velocidad mostrada en la Figura 6.13 c). Debido al error producido, la estimación basada en el modelo del generador hace que la turbina trabaje a una velocidad superior a la óptima, lo que resulta en un aumento en la energía cinética almacenada por la turbina, la cual es liberada al reducir la velocidad de giro. Si se tiene en consideración la energía capturada en un ciclo de subida y bajada, la energía capturada mediante el método basado en el rizado de tensión es superior al obtenido mediante el método basado en el modelo del generador.

6.4. Resultados experimentales.

Para validar el comportamiento del método presentado y comprobado previamente mediante simulación se han realizado ensayos experimentales. La turbina eólica se ha emulado utilizando un motor de inducción controlado por un variador de frecuencia acoplado con el generador de imanes. El método de emulación utilizado se presentará en el capítulo 7 de esta tesis. El convertidor utilizado junto con sus principales características puede ser consultado en el apéndice A.

Para comprobar que el método de estimación es posible, se realizaron ensayos experimentales a velocidad variable la cual estaba controlada por un accionamiento de carga. En ellas se mantenía una corriente constante a través del convertidor *boost*. Los resultados obtenidos de este ensayo se muestran en la Figura 6.14.

La tensión del rectificador v_r se muestra en la Figura 6.14 a). Esta tensión es filtrada con los filtros pasa banda adaptativos para obtener la tensión de rizado \tilde{v}_r (6.14 b). El rizado normalizado $v_{r_α}$ y $v_{r_β}$ se muestra en 6.14 c). En la Figura 6.14 d) se muestra la velocidad real ω_{rm} junto con la señal del PLL $\hat{\omega}_{rm}^{PLL}$ y en la Figura 6.14 e) se muestra la velocidad real ω_{rm} junto con la velocidad estimada una vez filtrada $\hat{\omega}_{rm}$.

En otro ensayo se comprobó también el efecto de la corriente por el rectificador en la estimación donde se compara el comportamiento de la estimación a diferentes niveles de carga. En la Figura 6.15 se muestra la velocidad real junto con la velocidad estimada y el error cometido en la estimación bajo tres condiciones de corriente a través del convertidor *boost* diferentes. En esta figura se puede ver como

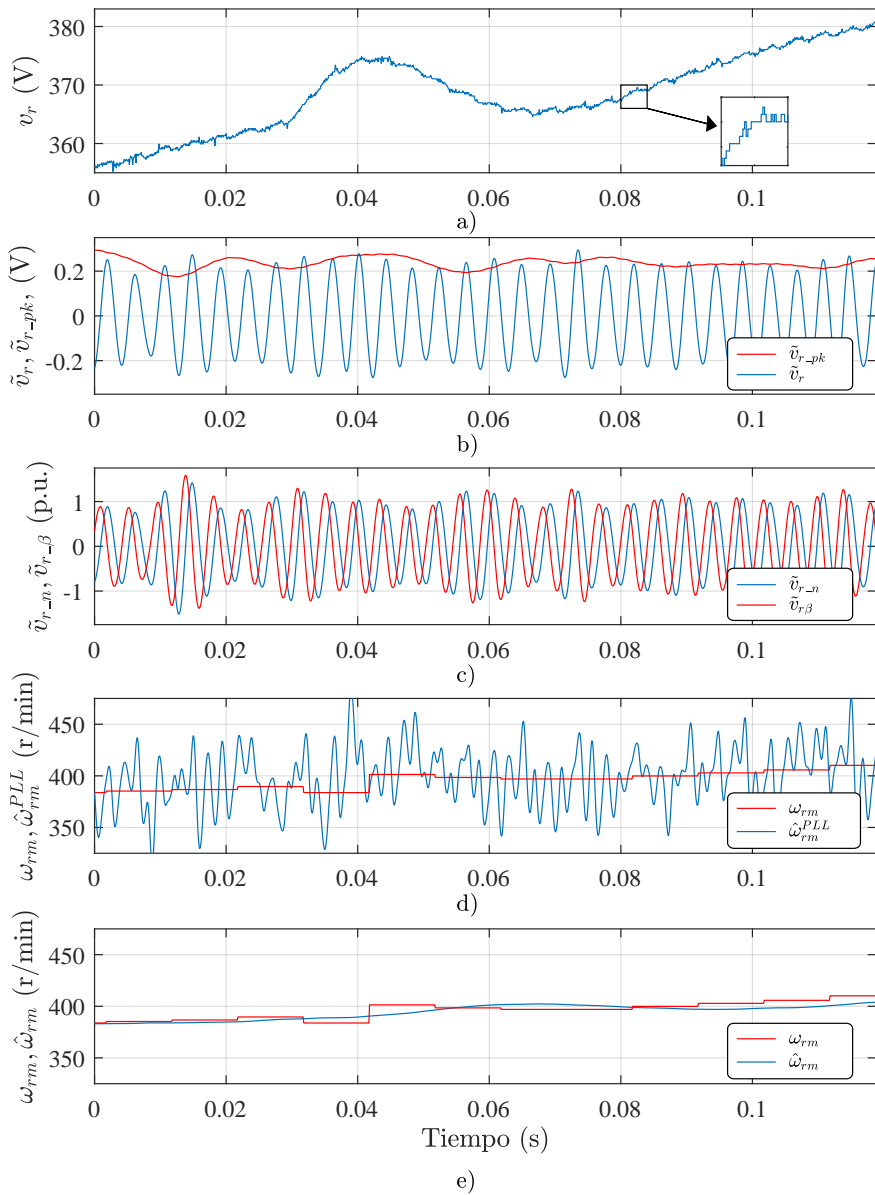


Figura 6.14: Resultados experimentales. Convertidor *boost* con corriente constante $i_b = 2.1$ A.

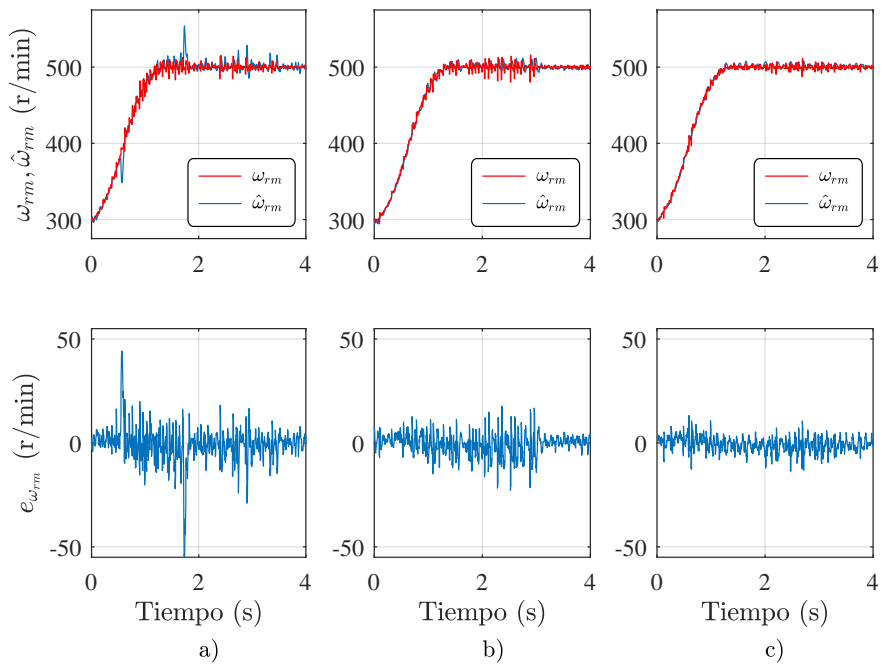


Figura 6.15: Resultados experimentales. Estimación de velocidad ante cambios en la tensión del convertidor *boost*.

el error cometido es menor para valores de corriente altos. Esto es debido a que la magnitud de la señal pulsante de tensión se incrementa a mayor carga.

En la Figura 6.16 se muestra el efecto de cambios transitorios en forma de escalón en la corriente a través del convertidor *boost* cuando se mantiene una velocidad constante. En esta figura puede verse como se produce una desviación transitoria en la estimación en el momento de cambio de la corriente. Esto es debido al cambio brusco sufrido por la tensión del rectificador al producirse el cambio de corriente lo que provoca una distorsión en el rizado de tensión, imperceptible a la escala de la Figura 6.16c). Aunque esta problemática existe no presenta un inconveniente en sistemas eólicos debido a que los cambios producidos en la corriente se producen de forma más suave debido a la dinámica del viento y al ancho de banda de los reguladores de par y velocidad.

Para comprobar la fiabilidad del método propuesto ante cambios de temperatura en el generador, en ensayo de la Figura 6.15 se ha ensayado de nuevo bajo tres temperaturas diferentes, en este caso manteniendo fija la corriente del convertidor *boost* en 2 A. La temperatura mostrada está medida en la carcasa del motor. Los resultados pueden verse en la Figura 6.17. Puede verse como los cambios de temperatura no presentan ninguna variación en la estimación de la velocidad, sin embargo, el cambio de temperatura sí que se refleja en la tensión media del rectificador, disminuyendo a media que sube la temperatura. Esta situación, que produciría error en un sistema basado en modelo, no afecta al estimador propuesto.

En la Figura 6.18 se muestra el caso estudiado mediante simulación implementado de forma experimental. La principal diferencia entre los resultados experimentales y los obtenidos mediante simulación es el rizado de la Figura 6.18 a)- b). Esto es debido a oscilaciones producidas por el accionador de carga debidas a la sujeción del encoder. No obstante, a excepción de ese detalle, el comportamiento obtenido demuestra un funcionamiento correcto del método propuesto, prácticamente idéntico al obtenido en simulación. Esto demuestra la viabilidad del método propuesto en el sistema real.

6.5. Estimación de la temperatura.

Además de estimar la velocidad de giro del generador, el método propuesto en este capítulo puede utilizarse para estimar la temperatura de los devanados del generador.

La diferencia entre la velocidad obtenida mediante una estimación basada en el modelo del generador y la estimación obtenida a través del rizado de tensión del rectificador puede usarse para obtener un valor aproximado de la temperatura del generador a través de una aproximación lineal. El método de estimación de temperatura propuesto se basa en una interpolación lineal de la velocidad obtenida mediante el rizado de tensión del rectificador $\hat{\omega}_{rm}$ y las velocidades estimadas mediante el modelo del generador a temperaturas de 20 y 100 °C, $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ y $\hat{\omega}_{rm}^{100}$ respectivamente. Un filtro paso bajo (LPF) suaviza el resultado de la estimación.

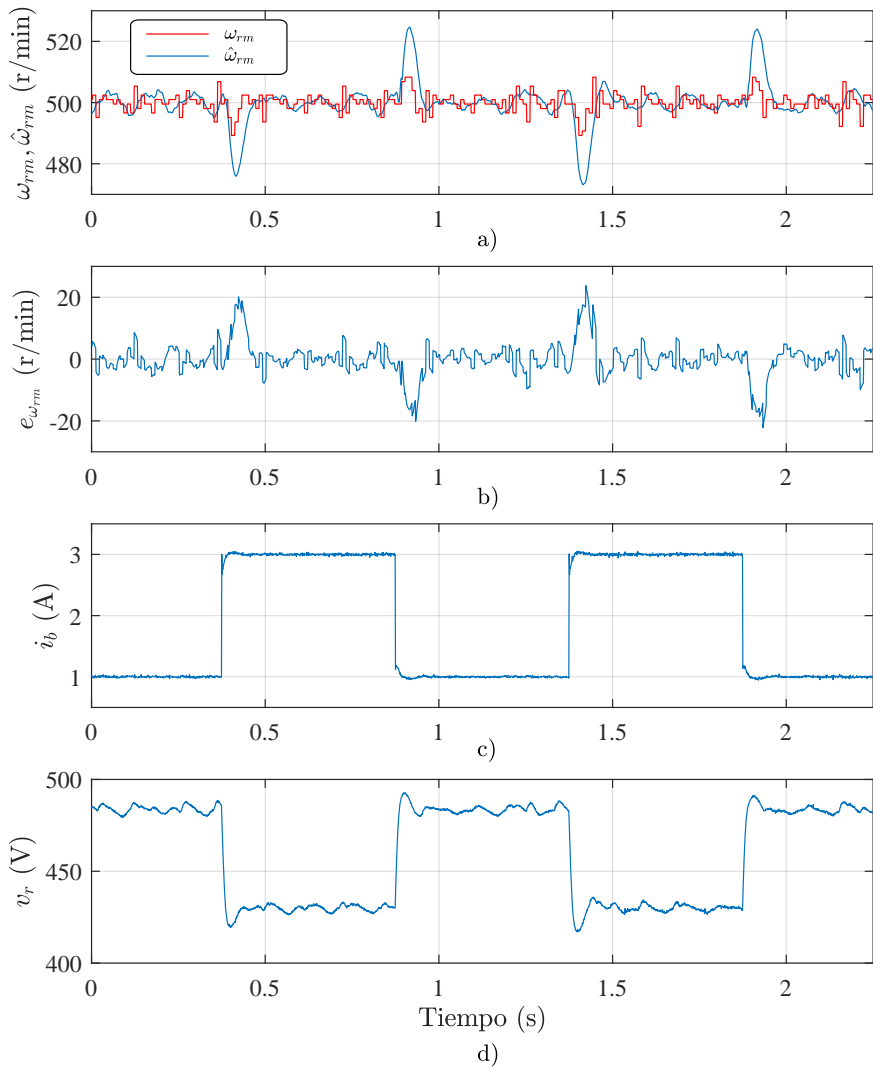


Figura 6.16: Resultados experimentales. Estimación de velocidad ante cambios transitorios en la corriente del convertidor *boost*.

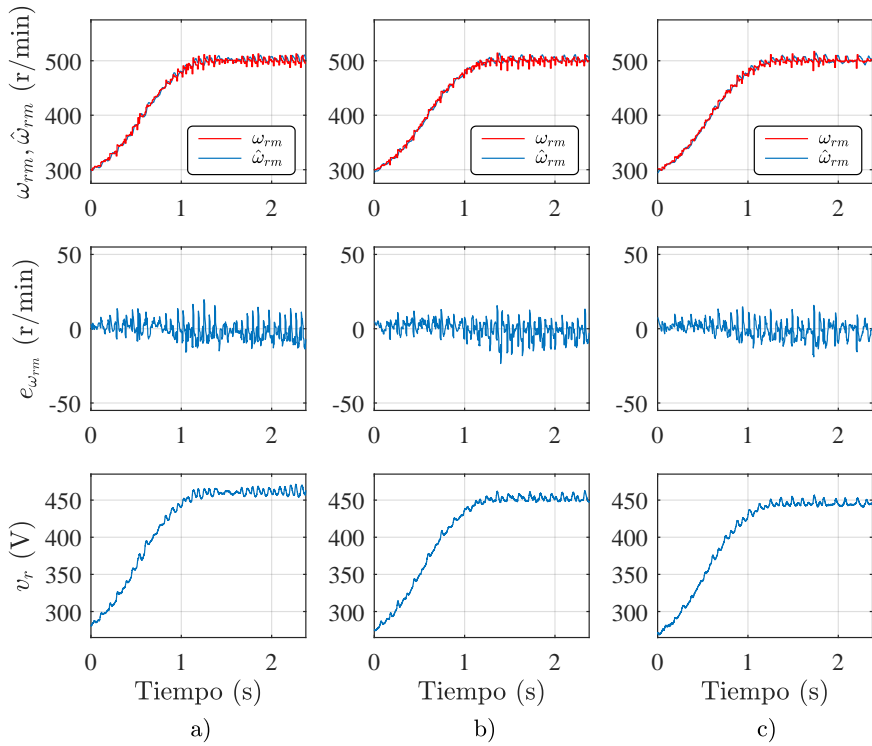


Figura 6.17: Resultados experimentales. Estimación de velocidad ante cambios en la temperatura del generador operando con una corriente a través del convertidor *boost* de 2 A constantes.

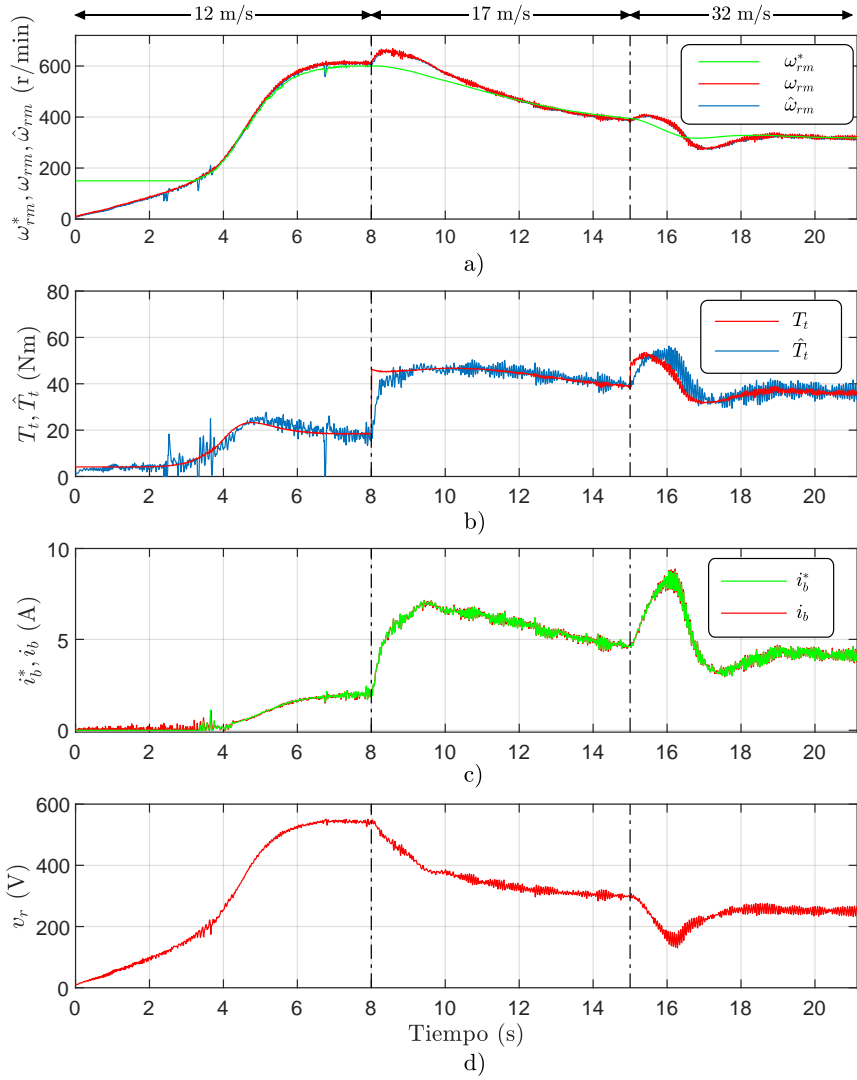


Figura 6.18: Resultados experimentales. Control de velocidad y estimación de par ante condiciones de viento creciente (12 m/s, 17 m/s y 32 m/s).

En la expresión (6.9) se muestra el estimador propuesto.

$$\hat{T}(^{\circ}C) = LPF \left[\frac{\hat{\omega}_{rm} - \hat{\omega}_{rm}^{20}}{\hat{\omega}_{rm}^{100} - \hat{\omega}_{rm}^{20}} 80 + 20 \right] \quad (6.9)$$

Para comprobar la validez de este método como estimador de temperatura se han realizado simulaciones para evaluar su comportamiento.

En la Figura 6.19 se muestra una de estas simulaciones, donde la turbina comienza arranca a una velocidad de 14 m/s, donde transcurridos 5 s se aplica un perfil de viento cambiante con cambios cada 1 s, pasando por 11, 10, 12 y 11 m/s. Los parámetros del motor utilizados en esta simulación se corresponden con los que tendría el generador a una temperatura de 60 °C. El filtro paso bajo de la expresión (6.9) se ha ajustado para una frecuencia de corte de 1 Hz.

En la Figura 6.19 a) se muestra la estimación de la temperatura \hat{T} junto con el error de temperatura producido ϵ_T . En la Figura 6.19 b) se muestra la velocidad real ω_{rm} junto con su estimación obtenida con el método basado en el rizado de la tensión del rectificador $\hat{\omega}_{rm}$. La corriente por el convertidor *boost* i_b se muestra en la Figura 6.19 c).

Inicialmente la estimación de temperatura está deshabilitada partiendo de los 20 °C, al igual que la estimación de velocidad $\hat{\omega}_{rm}$ la cual se mantiene igual a $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ hasta que $\hat{\omega}_{rm}$ alcanza las 100 rpm. En este momento comienza la estimación de velocidad, mostrando valores imprecisos debido a que la corriente es aún demasiado baja, siendo esta un parámetro clave en el cálculo de la estimación de velocidad mediante el modelo del generador. Una vez alcanzadas las 280 rpm, comienza a rastrear el punto de máxima potencia, lo que hace que la corriente aumente sustancialmente y la estimación de temperatura se aproxime rápidamente al valor de temperatura del generador. Si se observa el error producido puede verse como la precisión de esta estimación no es exacta, pudiendo ser refinada en caso de que la aplicación lo requiera. En cualquier caso, la precisión obtenida puede ser suficiente para la mayoría de las aplicaciones. En la Figura 6.19 puede verse como la estimación de temperatura también es estable ante cambios en la velocidad del viento.

Se han realizado simulaciones mostrando el valor de la estimación obtenida a diferentes temperaturas de funcionamiento. En la Tabla 6.5 se muestran a modo de resumen los resultados obtenidos de estas simulaciones una vez la estimación se estabiliza. Como es natural los errores son menores en los extremos, ya que la aproximación se basa en una interpolación utilizando coeficientes obtenidos a esas temperaturas. Una forma de mejorar los resultados sería añadir un modelo a una temperatura intermedia.

6.6. Conclusiones.

En este capítulo se ha presentado un método para la estimación de la velocidad de giro de la turbina basado en el rizado presente en la tensión rectificadora. Este método mejora el comportamiento de los estimadores basados en modelos

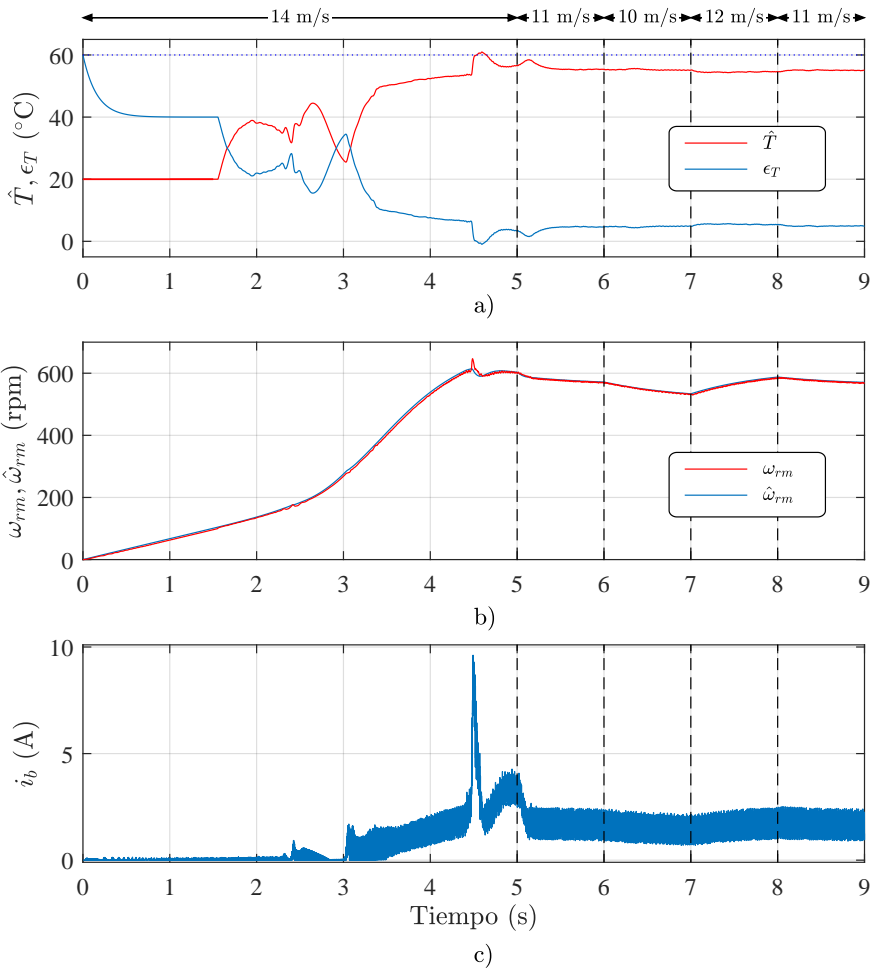


Figura 6.19: Resultados de simulación. Estimación de velocidad utilizando el método de estimación mediante el rizado de la tensión del rectificador.

| T ($^{\circ}\text{C}$) | \hat{T} ($^{\circ}\text{C}$) | ϵ_T ($^{\circ}\text{C}$) |
|----------------------------|----------------------------------|-------------------------------------|
| 20 | 17.5 | 2.5 |
| 40 | 35.5 | 4.5 |
| 60 | 55 | 5 |
| 80 | 75 | 5 |
| 100 | 96.5 | 3.5 |

Tabla 6.1: Estimación de temperatura

matemáticos, donde se utiliza la tensión media del rectificador para obtener la velocidad de giro de la turbina eólica. Aunque la estimación basada en los modelos del generador puede mejorarse utilizando la corriente para mejorar su precisión, esta se ve afectada por cambios de temperatura en el generador, ya que los parámetros de la máquina difieren de los utilizados para sintonizar el modelo.

Con el método propuesto es posible obtener la velocidad de giro del generador sin necesidad de incorporar sensores extra en el sistema. Al contrario que los métodos basados en modelo, el propuesto no depende de la variación de los parámetros, por lo que es insensible ante cambios de temperatura del generador. Esta mejora en la estimación de la velocidad tiene un impacto directo en el comportamiento de los seguidores de máxima potencia y de las protecciones de velocidad donde ambos se ven mejorados.

Capítulo 7

Emulación de turbinas eólicas.

El uso de emuladores de turbinas eólicas es una práctica muy común a la hora de realizar ensayos de laboratorio para la validación de algoritmos de control o para el testeo del generador y del convertidor de potencia, ya que permite recrear el comportamiento de la turbina sin depender de las condiciones climatológicas. Este tipo de emuladores también es útil para realizar simulaciones de los circuitos eléctricos y de los algoritmos de control durante la etapa de diseño de estos ya que permiten recrear condiciones de viento muy heterogéneas tanto magnitud como en su distribución espectral.

La mayoría de los métodos empleados se basan en el uso de las curvas de potencia de la turbina en régimen permanente, donde generalmente no se tiene en cuenta la dinámica del rodete. Para recrear el funcionamiento de las turbinas eólicas de forma más realista, esta tesis desarrolla mejoras aplicables a los métodos de emulación existentes, proponiendo métodos de emulación que incluyen el efecto de la inercia del rodete en el modelo de la turbina. Esto permite mejorar la fidelidad del comportamiento dinámico del emulador. El hecho de incluir la inercia del rodete en el modelo de turbina hace que su respuesta sea más realista ante vientos racheados y cambios de la velocidad del viento, permitiendo un diseño más realista de los algoritmos de protección ante velocidades de viento muy elevadas.

7.1. Métodos de emulación de turbinas eólicas.

La gran mayoría de los métodos de emulación utilizados están basados en la recreación de las curvas de la turbina en régimen estacionario, donde la dinámica viene dictada únicamente por el comando de velocidad del viento. Estos modelos toman como base la ecuación de la potencia en una turbina eólica (7.1). Para que estos modelos tengan una respuesta más realista es necesario tener en cuenta la

dinámica impuesta por el rodete de la turbina.

$$P_t = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho A v_w^3 \quad (7.1)$$

donde P_t es la potencia que el viento ejerce sobre el rodete de la turbina v_w , ρ es la densidad del aire, A es el área de barrido y C_p es el coeficiente de potencia.

Para la emulación de la turbina eólica en un entorno controlado se hace indispensable representar con fidelidad el comportamiento del coeficiente de potencia C_p como una función dependiente de la velocidad de giro de la turbina y del ángulo de ataque (*pitch*). Esta tesis está enfocada en el estudio de turbinas de poca potencia donde el ángulo de ataque de los álabes es fijo, por lo que solo se contempla la evolución de la característica $C_p - \lambda$. En [124] se puede encontrar información detallada de cómo afecta la geometría del álabe al rendimiento de la turbina.

Como se ha visto en el capítulo 2, el *tip speed ratio* λ es un parámetro adimensional que relaciona la velocidad del viento con la velocidad de giro de la turbina. Por tanto, en turbinas de poca potencia donde no cambia el ángulo de ataque, el rendimiento de la turbina en condiciones de funcionamiento depende principalmente de esta relación entre la velocidad de giro y la velocidad del viento.

La característica $C_p - \lambda$ no es igual para todas las turbinas si no que cada rodete tiene su característica particular que depende de los parámetros constructivos del rodete (número de álabes, perfil utilizado, etc). Para modelizar el comportamiento del rendimiento de la turbina con la velocidad de giro existen varios métodos basados en el cálculo de esta característica.

Uno de los métodos inicialmente propuestos [125] calcula el rendimiento de la turbina según la expresión (7.2), basada en una aproximación de las ecuaciones que modelizan la dinámica de un determinado perfil de álabe. Debido a esto, no es adecuado para la simulación o emulación de una turbina genérica, ya que no puede adaptarse a perfiles de álabes diferentes.

$$C_p(\lambda, \beta, t) = \frac{1}{2} (\lambda(t) - 0,022\beta(t)^2 - 5,6) e^{-0,17\lambda(t)} \quad (7.2)$$

En 1983 se presentó otro modelo [126] donde el rendimiento de la turbina se representa como (7.3). En este caso el modelo tampoco presenta un método fácilmente adaptable a otros rodetes.

$$C_p(\lambda, \beta, t) = (0,44 - 0,0167\beta(t)) \sin \left[\frac{\frac{\pi}{2}(\lambda(t) - 3)}{7,5 - 0,15\beta(t)} \right] - (\lambda(t) - 3)(0,00184\beta(t)) \quad (7.3)$$

En [127] se presenta otro método alternativo para la modelización del coeficiente de potencia de la turbina. En esta ocasión este modelo se presenta como una expresión discontinua (7.4) donde se limita a 0 el rendimiento cuando el valor del *tip speed ratio* es inferior a 2.5. Al igual que en los métodos presentados por Bose [125] y Murdoch [126], esta ecuación modeliza un único tipo de rodete, donde no se

presenta ningún método para ajustar dicha expresión al comportamiento de otro rodete.

$$C_p(\lambda, t) = \begin{cases} (1,12\lambda(t) - 2,8)e^{-0,38\lambda(t)} & \lambda(t) \geq 2,5 \\ 0 & \lambda(t) < 2,5 \end{cases} \quad (7.4)$$

Otro de los métodos presentes en la literatura modeliza el rendimiento de la turbina como una ecuación polinómica de tercer grado (7.5) donde se propone obtener los coeficientes de la ecuación mediante el método de Newton-Raphson [128]. En esta ocasión este método se puede ajustar al rodete que se pretende emular mediante el ajuste de los parámetros a través de datos obtenidos empíricamente.

$$C_p(\lambda, t) = \begin{bmatrix} a_3 & a_2 & a_1 & a_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda^3(t) \\ \lambda^2(t) \\ \lambda(t) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

Otros autores proponen el uso de modelos estadísticos para la obtención de las curvas de potencia de las turbinas donde destacan los métodos basados en regresión como [129] donde se propone el uso de un ajuste por regresión de tipo spline. En [130] se propone un modelo estadístico basado en una distribución normal a partir de los datos obtenidos de un parque eólico a lo largo de un año de funcionamiento.

De entre todos los métodos presentes en la literatura, destaca el presentado en [124] al ser el método adoptado en un gran número de desarrollos [131, 132, 133, 134, 135]. Este modelo está representado por la expresión (7.6) donde el parámetro λ_i se define según (7.7).

$$C_p(\lambda, \beta, t) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i(t)} - c_3\beta(t) - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i(t)}} + c_6\lambda(t) \quad (7.6)$$

$$\frac{1}{\lambda_i(t)} = \frac{1}{\lambda(t) + 0,08\beta(t)} - \frac{0,035}{\beta(t)^3 + 1} \quad (7.7)$$

donde los coeficientes c_1 a c_6 son parámetros que definen la geometría del rodete. Estos coeficientes se ajustan al comportamiento de la turbina de forma empírica, donde c_1 y c_6 parametrizan el valor óptimo de λ y el valor máximo de C_p , c_2 y c_4 regulan la apertura de la curva, c_3 cómo afecta el ángulo de ataque y c_5 la forma de caída de la curva. En la Figura 7.1 se muestra a modo de ejemplo cómo afecta la variación de estos parámetros sobre la curva C_p - λ de la turbina.

Para el caso de estudio de esta tesis estos parámetros se han ajustado para seguir el modelo de una turbina real, cuyo comportamiento se corresponde con el de la gráfica denominada como original en la Figura 7.1. Los parámetros utilizados para la caracterización de la turbina pueden ser consultados en el apéndice A.

7.2. La inercia en los modelos de emulación.

La mayor parte de los métodos de emulación de turbinas eólicas no representan el comportamiento inercial del rodete de la turbina. Normalmente estos métodos

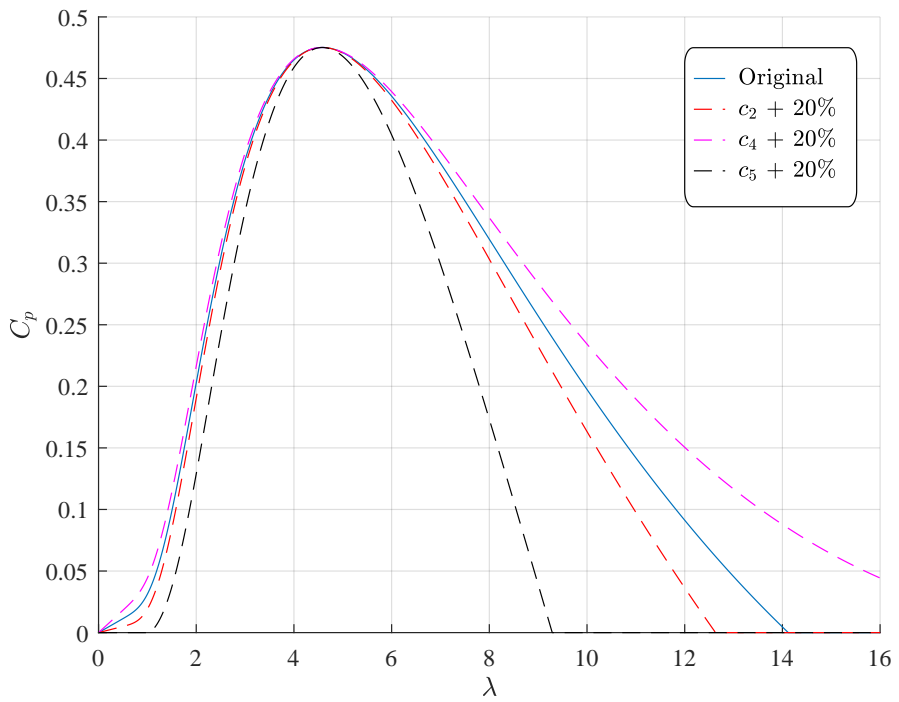


Figura 7.1: Efecto de los parámetros c en la forma de la curva $C_p - \lambda$.

aplican la potencia (o par) resultante de las curvas características en estado estacionario sin ninguna dinámica adicional, lo que hace que la respuesta del sistema emulado sea más brusca que la del sistema real.

Al incluir la inercia del rodete en el modelo de emulación se mejora la respuesta dinámica del modelo ante cambios brusco de velocidad como son los vientos racheados donde estos modelos permiten alcanzar una mayor precisión a la hora de desarrollar los algoritmos de control bajo estas condiciones de funcionamiento. Durante la etapa de ensayo y validación de los algoritmos propuestos mediante simulaciones, los efectos producidos por la inercia pueden tomarse en cuenta fácilmente, sin embargo a la hora de realizar ensayos de los equipos de control en el laboratorio, incluir la inercia correcta es más complicado.

Uno de los métodos más comunes para la emulación de la inercia de una turbina eólica a la hora de realizar pruebas en el laboratorio es el de añadir un volante de inercia acoplado entre el emulador de la turbina y el generador eléctrico tal y como aparece en [136]. Este método puede ser costoso y de difícil implementación según la configuración del banco de ensayos utilizado. Además, este sistema no permite una buena escalabilidad del sistema, necesitando un volante de inercia diferente para cada modelo de turbina a emular.

Algunos autores proponen la emulación del momento de inercia del rodete de la turbina sumando un par de compensación al par resultante del modelo de la turbina. Este par de compensación es proporcional a la variación de la velocidad de giro de la turbina [137, 138, 139]. El diagrama de bloques del método propuesto por [138] puede verse en la Figura 7.2 donde la constante proporcional utilizada para el cálculo de la componente de compensación es la diferencia de inercia entre la turbina y el motor de arrastre. Esto añade al sistema un comportamiento inercial que mejora sustancialmente el comportamiento del emulador, sin embargo, uno de los inconvenientes de este método es el cálculo de la variación de velocidad mediante cálculo por derivada, lo que se usa tanto para la obtención del par que ejerce el viento sobre los álabes como para la obtención del par de compensación. Una desventaja adicional es que el control del generador se incluye en el modelo de emulación, por lo que no es posible independizar el control del emulador del control del generador [140, 141]. El diagrama de bloques de estos modelos puede verse en la Figura 7.2 donde la entrada del modelo de emulación es la velocidad de viento v_w y la salida es el comando de par aplicado al sistema T_l^* .

En [65] se presenta un emulador de turbina donde la salida del modelo es el par que se aplica a un motor de arrastre del generador. Para obtener este par se utiliza un modelo de turbina donde la salida es el par que ejerce el viento sobre los álabes de la turbina. Una característica destacable que se incluye en este modelo es el uso de un estimador para la obtención del par que está ejerciendo el generador. Este estimador permite que el control del emulador de viento sea independiente del control del generador, pudiendo estar estos implementados en equipos independientes. Este sistema es similar al propuesto en esta tesis. No obstante, el diseño del observador de par en espacio de estados no permite determinar de forma sencilla la dinámica de la emulación resultante. Otro inconveniente, al no acotar el comportamiento dinámico, es que puede dar lugar a un sistema de difícil implementación

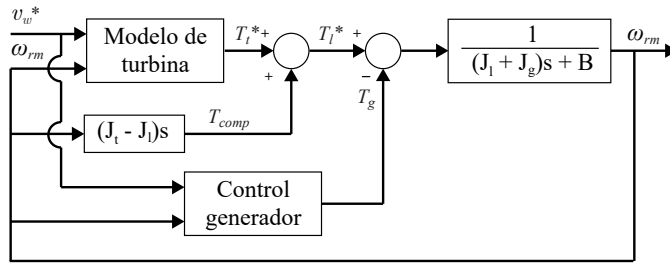


Figura 7.2: Diagrama de bloques del emulador de inercia con compensación de par presentado por Seung-Ho [138].

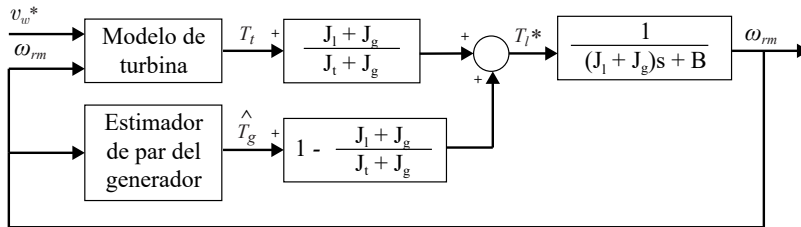


Figura 7.3: Diagrama de bloques del emulador de inercia presentado por J. Neely [65].

práctica en variadores de frecuencia comerciales, comúnmente utilizados para accionar el motor de carga que emula la turbina. El diagrama de bloques del modelo propuesto por [65] puede verse en la Figura 7.3 donde la entrada del modelo de emulación es la velocidad de viento v_w y la salida es el comando de par aplicado al sistema T_l^* .

Además del efecto producido por la inercia, otros autores tienen en cuenta la interacción que se produce entre los álabes y del mástil de la turbina en turbinas de eje horizontal, (*tower shadow*). La presencia del mástil produce una reducción de la velocidad del viento directamente frente a este, lo que hace que los álabes se expongan en esta zona a una velocidad del viento menor reflejándose en fluctuaciones en el par de la turbina [142, 143, 138]. Este efecto, aunque no será incluido en los métodos de control propuestos, pueden ser tenidos en cuenta para mejorar la emulación de turbinas eólicas.

7.3. Modelos propuestos para la emulación de turbinas eólicas.

Con el objetivo de realizar ensayos de laboratorio lo más realistas posibles, esta tesis propone dos métodos de emulación de turbinas eólicas que mejoran o complementan aspectos de los métodos existentes en la literatura. Con estos métodos

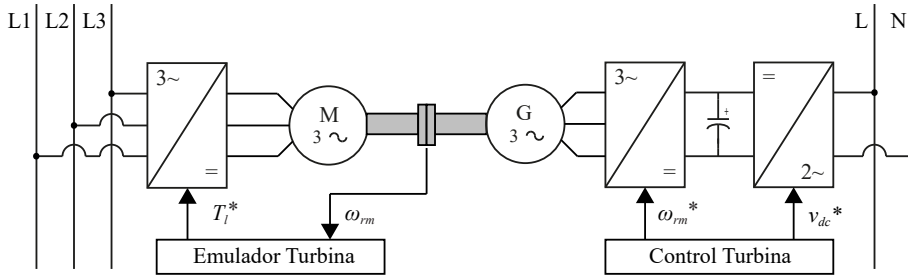


Figura 7.4: Esquema del banco de ensayos utilizado para ensayos de laboratorio.

de emulación se pretende proporcionar una alternativa donde el comportamiento dinámico del sistema esté bien definido. Ambos métodos parten de modelos estacionarios par/velocidad del rodete de la turbina, en concreto se emplea el método descrito en [124], donde se han utilizado los parámetros que caracterizan la turbina usada como referencia para el desarrollo de este trabajo. Estos parámetros pueden ser consultados en el apéndice A. Como diferencia con los métodos presentados anteriormente, los dos métodos propuestos buscan incluir la emulación de la inercia del rodete con una implementación en forma modelos de espacio de estados, los cuales permiten mayor facilidad de ajuste, siendo más sencillos de interpretar.

Ambos métodos comparan la velocidad de giro del conjunto generador/motor de carga con la velocidad estimada mediante el modelo mecánico del banco de ensayos utilizado. De este modo se consigue la estimación del par de carga del generador sin la necesidad de sensores extra ni de comunicaciones entre el convertidor del generador eólico con el accionador de carga, lo que facilita la implementación cuando el motor de carga se acciona con variadores de frecuencia comerciales con una configuración similar a la mostrada en la Figura 7.4.

En ambos métodos, la señal de entrada del emulador es el par que el viento ejerce en el rodete T_t^* calculado con las curvas de potencia de la turbina eólica cuyas entradas son la velocidad del viento y la velocidad de giro.

Estos métodos han sido concebidos para ser implementados en un banco de ensayos consistente en un motor eléctrico acoplado al generador de la turbina eólica a ensayar tal como se muestra en la Figura 7.4. El motor de arrastre suele estar controlado por un variador de frecuencia en el cual se implementa el modelo matemático de la turbina a emular donde mientras que el generador dispone de su propio sistema de control independiente del emulador eólico. Esto permite separar totalmente el sistema de control de la turbina de la parte de emulación, distinguiéndose de otros métodos de emulación en los que el emulador y los algoritmos de control se implementen en un mismo equipo o compartan datos de funcionamiento entre ellos.

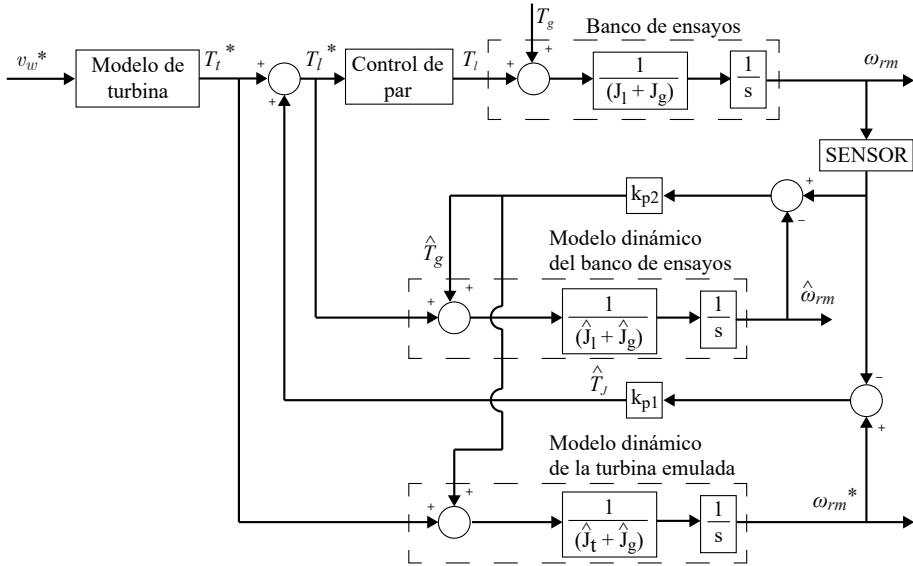


Figura 7.5: Diagrama de bloques del método propuesto de emulación de inercia 1.

7.3.1. Método 1.

En la Figura 7.5 se puede ver el diagrama de bloques del primer método. El motor que emula a la turbina eólica es controlado por un inversor trifásico en modo de control de par. La consigna de par para este accionamiento es T_l^* . El generador eléctrico acoplado a la turbina (emulada) impone un par de carga T_g en función de los algoritmos de control eólico (MPPT o protección de vientos fuertes) programados en el convertidor de la turbina. El modelo mecánico del banco de ensayos lo conforma la combinación de la inercia del motor de arrastre J_l y la inercia del generador eólico J_g , despreciando el rozamiento viscoso en los cojinetes.

Los dos métodos propuestos combinan el modelo dinámico de la turbina y el del banco de ensayos. El modelo dinámico del banco de ensayos se utiliza para estimar el par ejercido por el generador. Este modelo tiene en cuenta la dinámica impuesta por la inercia del motor de arrastre J_l y la inercia del generador J_g . El otro modelo se utiliza para identificar el par equivalente ejercido (o absorbido) por la inercia del conjunto turbina-generador ($J_t + J_g$).

En este método, tanto la respuesta del modelo matemático del banco de ensayos como la respuesta del modelo de la turbina eólica son calculadas por software con el objetivo de emular la inercia de la turbina eólica.

El comando de par de la turbina se aplica tanto al motor del banco de ensayos como al modelo de la turbina eólica emulada. Dado que ambos sistemas tienen un valor de inercia diferente, la velocidad de salida será diferente en cada caso. La diferencia de velocidad entre el modelo la turbina eólica emulada ω_{rm}^* y la velocidad real, se utiliza como señal de referencia para estimar el par absorbido por la

inercia \hat{T}_J , por medio de un regulador proporcional de ganancia k_{p1} . Este regulador procura que ambos sistemas converjan a la misma velocidad. La salida de este regulador representa el valor de par que es absorbido por la inercia de la turbina y se suma al comando de referencia del par de la turbina T_t^* . El par resultante T_t^* es el utilizado como referencia para el accionador del motor de arrastre.

Para evitar que puedan producirse errores en la velocidad debidos al efecto de la carga del generador eléctrico, es necesario introducir dicha perturbación en el modelo de la turbina eólica, para lo que se ha introducido un estimador del par del generador eléctrico. La entrada de este modelo es el propio comando de par utilizado para al controlador de motor de arrastre T_t^* y su salida es una estimación de la velocidad que tendría el banco de ensayos sin una carga externa $\hat{\omega}_{rm}$. La diferencia entre el sistema real y el modelo software es debido al efecto del par de carga del generador T_g . Un regulador proporcional con ganancia k_{p2} estima el par del generador \hat{T}_g haciendo que ambas velocidades converjan. Esta estimación del par del generador se suma al modelo de la turbina eólica para tener en cuenta su efecto.

La función de transferencia de este emulador viene dada por las ecuaciones (7.8) y (7.9).

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_t^*(s)} = \frac{(\hat{J}s + k_{p1})(\hat{J}_b s + k_{p2})}{\hat{J}s(J_b s + k_{p1})(\hat{J}_b s + k_{p2}) + (J_b - \hat{J}_b)k_{p1}k_{p2}s} \quad (7.8)$$

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_g(s)} = \frac{\hat{J}\hat{J}_b s^2 + k_{p2}\hat{J}s + k_{p1}k_{p2}}{\hat{J}s(J_b s + k_{p1})(\hat{J}_b s + k_{p2}) + (J_b - \hat{J}_b)k_{p1}k_{p2}s} \quad (7.9)$$

donde $J_b = J_l + J_g$, $\hat{J}_b = \hat{J}_l + \hat{J}_g$ y $\hat{J} = \hat{J}_t + \hat{J}_g$.

Asumiendo $\hat{J}_b \approx J_b$, ya que la inercia del conjunto generador/motor es fácilmente medible y no son esperables variaciones durante el funcionamiento, estas funciones de transferencia se pueden simplificar como (7.10)-(7.11).

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_t^*(s)} \approx \frac{(\hat{J}s + k_{p1})}{\hat{J}s(J_b s + k_{p1})} \quad (7.10)$$

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_g(s)} \approx \frac{\hat{J}\hat{J}_b s^2 + k_{p2}\hat{J}s + k_{p1}k_{p2}}{\hat{J}s(J_b s + k_{p1})(\hat{J}_b s + k_{p2})} \quad (7.11)$$

El diagrama de polos y ceros de las funciones de transferencia (7.10) y (7.11) se puede ver en la Figura 7.6 a). Se puede observar que en ambas funciones de transferencia la dinámica está dominada por la inercia a emular. Debe recordarse que la función de transferencia objetivo es $1/\hat{J}s$.

La función de transferencia entre el comando de par de la turbina y la velocidad del rotor (7.10) tiene un polo y un cero adicionales, estando el cero cercano al origen. Idealmente, una ganancia k_{p1} elevada hará tanto el polo como el cero se alejen del origen haciendo que su efecto sea despreciable. En la práctica, la ganancia k_{p1} está limitada por la frecuencia de muestreo/control del accionador del motor de arrastre. El cero situado en $-\frac{k_{p1}}{\hat{J}}$ tendrá efecto en la respuesta del sistema

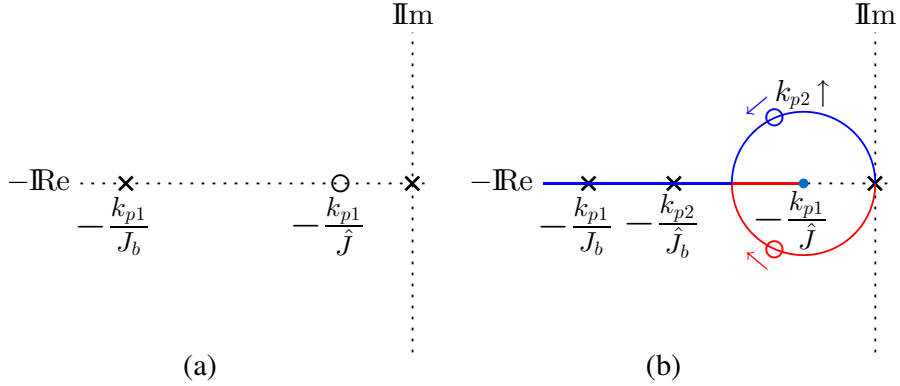


Figura 7.6: Diagrama de polos y ceros del emulador de inercia 1: a) $\omega_{rm}(s)/T_t^*(s)$; b) $\omega_{rm}(s)/T_g(s)$.

durante los transitorios. El límite teórico para la ganancia viene impuesto por el teorema de Nyquist (7.12), siendo ω_s la frecuencia de muestreo, sin embargo, se recomienda utilizar un valor inferior. En caso de que fuese necesario, se podría utilizar un pre-filtro para cancelar el efecto del cero.

$$\frac{k_{p1}}{J_b} < \frac{\omega_s}{2} \quad (7.12)$$

El diagrama de polos y ceros de la función de transferencia entre el par del generador y la velocidad del rotor (7.11) se muestra en la Figura 7.6 b). Asumiendo que el valor de k_{p1} ya ha sido definido, la ganancia k_{p2} moverá el polo colocado en $-\frac{k_{p2}}{\hat{J}_b}$ y los dos ceros. Las posibles localizaciones de estos ceros vienen definidas por su contorno de las raíces, mostrado en la Figura 7.6 b). Comenzando en el origen, estos se mueven siguiendo una trayectoria circular cuyo centro está colocado en $-\frac{k_{p1}}{\hat{J}}$ convergiendo en $-2\frac{k_{p1}}{\hat{J}}$. A partir de este punto, uno de los ceros se moverá hacia $-\infty$ y el otro hacia $-\frac{k_{p1}}{\hat{J}}$. El punto de convergencia será el que proporcione una dinámica menos distorsionada. La tabla 7.3.1 muestra el valor de k_{p2} para colocar los ceros en dicho punto. También se muestran otras posiciones para su posterior comparación con el método 2. En este caso los ceros no pueden ser cancelados con un pre-filtro.

7.3.2. Método 2.

El segundo método propuesto para emular la inercia de una turbina eólica puede verse en la Figura 7.7. En este caso, la entrada al modelo dinámico de la turbina emulada es el par de la turbina T_t^* , siendo la salida de este modelo un comando de velocidad para un lazo de control de velocidad alrededor del modelo dinámico del banco de ensayos. Un regulador proporcional de ganancia k_{p1} fuerza la convergencia de la velocidad obtenida del modelo dinámico del banco de ensayos

| Localización de los ceros (parte real) | k_{p2} - Método 1 | k_{p2} - Método 2 |
|--|-------------------------------------|--|
| $-\frac{k_{p1}}{\hat{J}}$ | $2k_{p1} \frac{\hat{J}_b}{\hat{J}}$ | $k_{p1} \left(1 - \frac{\hat{J}_b}{\hat{J}}\right)$ |
| $-2\frac{k_{p1}}{\hat{J}}$ | $4k_{p1} \frac{\hat{J}_b}{\hat{J}}$ | $2k_{p1} \left(1 - \frac{\hat{J}_b}{\hat{J}}\right)$ |
| $k_{p1} \left(\frac{1 \pm \sqrt{1 + 4\frac{\hat{J}_b}{\hat{J}}}}{2\hat{J}_b}\right)$ | k_{p1} | k_{p1} |
| $-\frac{k_{p1}}{2\hat{J}_b}$ | — | $\frac{k_{p1} \hat{J}}{4\hat{J}_b}$ |

Tabla 7.1: Selección de la ganancia k_{p2} .

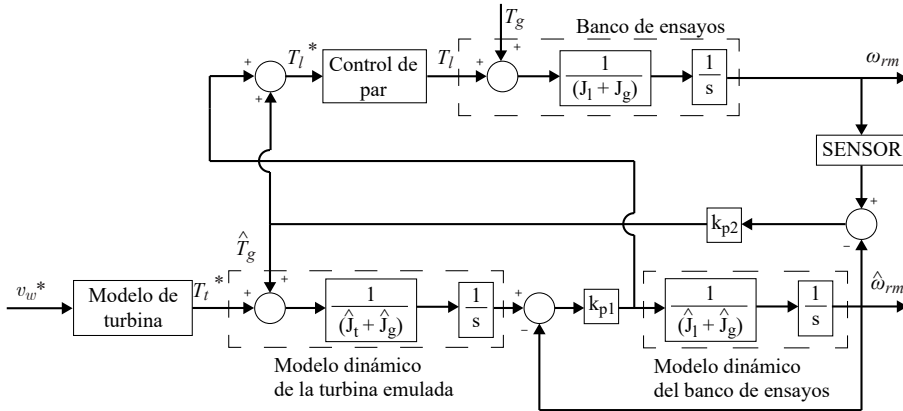


Figura 7.7: Diagrama de bloques del método propuesto de emulación de inercia 2.

con la proporcionada con el modelo que incluye la inercia a emular. La salida del regulador k_{p1} es el par que debe ejercer el inversor para que el banco de ensayos tenga la misma respuesta que el sistema a emular; asumiendo de momento que el generador no ejerce par.

El par del generador \hat{T}_g puede ser estimado haciendo converger la velocidad del modelo dinámico del bando de ensayos con la del sistema real, utilizando para ello un regulador proporcional de ganancia k_{p2} . Esta estimación de par se añade a la entrada del modelo que incluye la inercia de la turbina y se resta al comando de par del variador. Este método suaviza la respuesta del sistema frente a la obtenida con el método 1 ya que el par de la turbina no se usa directamente como referencia del variador de frecuencia.

Las funciones de transferencia de este método se muestran en (7.13) y (7.14).

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_t^*(s)} = \frac{k_{p1}(\hat{J}_b s + k_{p2})}{\hat{J} s(J_b s + k_{p2})(\hat{J}_b s + k_{p1}) + (J_b - \hat{J}_b)k_{p1}k_{p2}s} \quad (7.13)$$

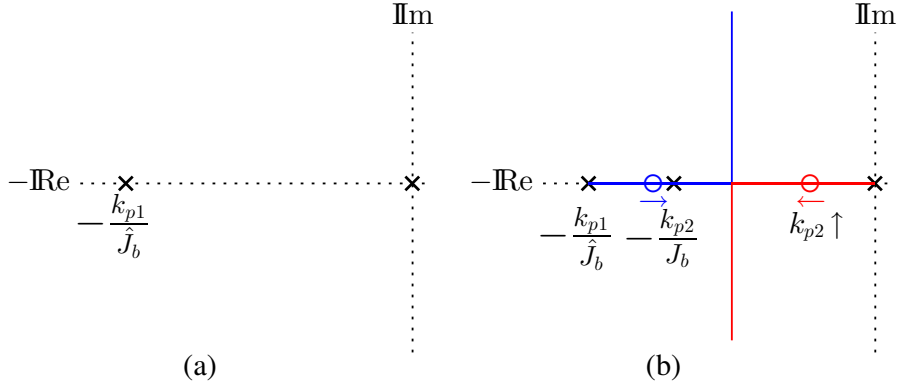


Figura 7.8: Diagrama de polos y ceros del emulador de inercia 2: a) $\omega_{rm}(s)/T_t^*(s)$; b) $\omega_{rm}(s)/T_g(s)$.

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_g(s)} = \frac{\hat{J}\hat{J}_b s^2 + k_{p1}\hat{J}s + k_{p1}k_{p2}}{\hat{J}s(J_b s + k_{p2})(\hat{J}_b s + k_{p1}) + (J_b - \hat{J}_b)k_{p1}k_{p2}s} \quad (7.14)$$

Asumiendo $\hat{J}_b \approx J_b$, estas funciones de transferencia se pueden simplificar como (7.15)-(7.16)

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_t^*(s)} \approx \frac{k_{p1}}{\hat{J}s(\hat{J}_b s + k_{p1})} \quad (7.15)$$

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_g(s)} \approx \frac{\hat{J}\hat{J}_b s^2 + k_{p1}\hat{J}s + k_{p1}k_{p2}}{\hat{J}s(J_b s + k_{p2})(\hat{J}_b s + k_{p1})} \quad (7.16)$$

El diagrama de polos y ceros en el plano complejo S se puede ver en la Figura 7.8. En la Figura 7.8 a) se explica por qué el método 2 consigue una respuesta más suave que el método 1, al eliminar el cero mostrado en la Figura 7.6. De nuevo, la ganancia k_{p1} se ajustará de acuerdo con las limitaciones impuestas por (7.12).

El diagrama de polos y ceros de la función de transferencia del par del generador respecto a la velocidad de giro se muestra en la Figura 7.8 b). Suponiendo que k_{p1} ya ha sido ajustado previamente, k_{p2} modificará la posición del segundo polo y la de los 2 ceros. En esta figura se muestra el lugar de las raíces, el cual tiene dos trayectorias, una empezando en el origen y la otra en $-k_{p1}/\hat{J}_b$. Para valores grandes de k_{p2} , el cero más cercano al origen se desplazará hacia $-k_{p1}/2\hat{J}_b$. La ventaja de este método es que su punto de convergencia es más rápido desde el origen que en el método anterior ya que $J \gg J_b$. Como desventaja, es necesaria una ganancia muy elevada de k_{p2} para posicionar el cero dominante en posiciones similares a las del método 1. El límite para el ajuste de k_{p1} afecta de igual manera a k_{p2} . En el caso concreto en que $k_{p1} = k_{p2}$ ambos métodos presentan la misma dinámica. En la Tabla 7.3.1 se muestran varias combinaciones para el valor k_{p2} y su correspondiente comparativa con la ganancia del método 1.

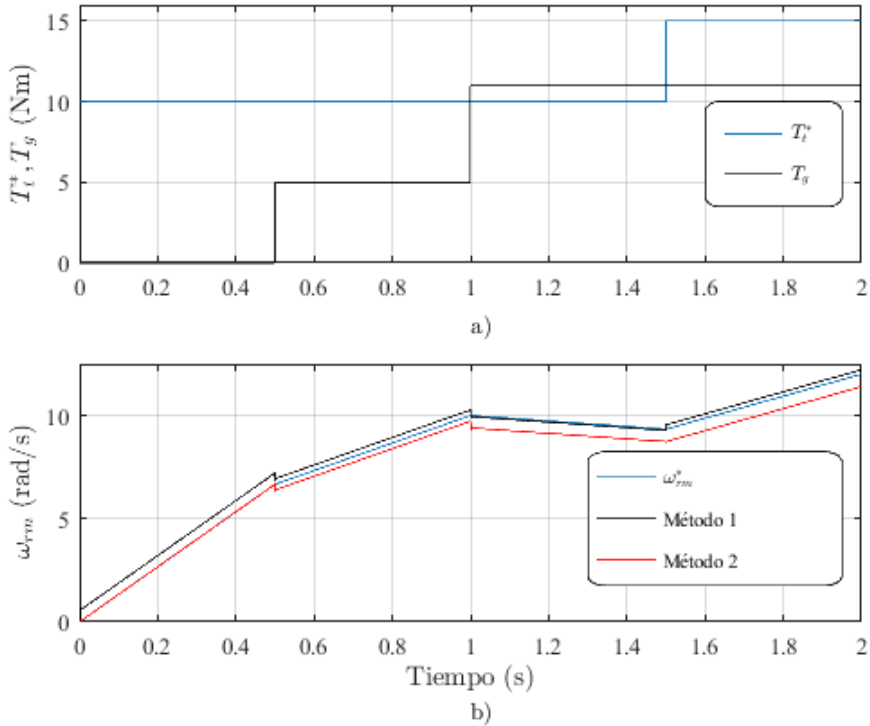


Figura 7.9: Comparación de ambos métodos de emulación por simulación. Respuesta del sistema ante escalones de par.

7.4. Simulación de los emuladores propuestos.

Para validar los métodos de emulación propuestos se ha utilizado el programa de simulación PSIM. En esta simulación se ha variado tanto el par de la turbina como el par de frenado del generador.

En la Figura 7.9 se puede ver el comportamiento del sistema con ambos métodos. En la Figura 7.9 a) se muestra la evolución del par de la turbina T_t^* (en azul) y el par de frenado del generador T_g (en negro). En la parte la Figura 7.9 b) se ve la respuesta de velocidad obtenida con cada uno de los métodos. En azul se muestra la respuesta teórica ideal del sistema, en negro la respuesta del sistema utilizando el método 1 y en rojo la respuesta utilizando el método 2.

Como se puede ver en la Figura 7.9 b) la respuesta ideal del sistema debería de producir variaciones de velocidad con pendiente $(T_t^* - T_g)/J$. Como se puede observar, ambos métodos producen unos cambios de pendiente en la velocidad adecuados, salvo cuando se producen transiciones bruscas de par. Esto es debido a los ceros en las funciones de transferencia. Tal y como puede verse, el método 2

(en rojo) no le afectan los cambios en el valor de la consigna de T_t^* tal y como sí que ocurre con el método 2. Esto hace que el comportamiento del método 2 destaque cuando se producen cambios bruscos en el par de la turbina, como ocurre cuando se simulan vientos racheados. La ventaja de utilizar el método 1 es que los transitorios producidos por la emulación de la turbina y la reacción del generador se compensan, mientras que en el método 2 no ocurre lo mismo, lo que produciría mayor discrepancia de la velocidad frente a un caso real en caso de pruebas en cadena abierta del generador.

7.5. Resultados experimentales.

Se han realizado ensayos experimentales para comprobar su comportamiento en el banco de pruebas. Este banco de ensayos consiste en un motor de inducción comercial de 11 kW, acoplado al generador del sistema de generación. El motor de inducción está controlado por un variador de frecuencia comercial. Para el control del par del generador se ha utilizado la estrategia de control presentada en el capítulo 3 donde el par se produce al extraer corriente del generador mediante un convertidor *boost*. En esta ocasión no se ha utilizado ningún algoritmo de seguimiento MPPT, sino que se han impuesto unos comandos de corriente programados.

En las Figuras 7.10 y 7.11 se muestran una comparación experimental del comportamiento de ambos métodos ante diferentes condiciones de funcionamiento. En las Figuras 7.10 a) y 7.11 a) se muestra el par que ejerce el viento sobre la turbina T_t^* y el par creado por el generador T_g . En las Figuras 7.10 b) y 7.11 b) se muestra la evolución de la velocidad con ambos métodos donde ω_{rm}^* refleja el comportamiento teórico de la turbina y $\omega_{rm}(m1)$ y $\omega_{rm}(m2)$ la velocidad obtenida con el método 1 y con el método 2 respectivamente. En la parte c) se muestra el par que es enviado al motor de arrastre T_t^* y la estimación de par del generador \hat{T}_g para ambos métodos.

En la Figura 7.10 se puede ver una comparación de los dos métodos cuando la turbina tiene un par pulsante entre 30 y 10 Nm mientras que el generador tiene una demanda de par constante de 20 Nm. Tal y como ocurría en simulación, el método 1 tiene una respuesta transitoria más rápida que el método 2. Esta desviación depende en gran medida de la ganancia de los reguladores, siendo posible disminuir su valor aumentando la frecuencia de control del variador de frecuencia. El método 2 es menos dependiente de la ganancia cuando se trata de cambios en el par de la turbina. La posición de los polos está limitada a 63 rad/s (10Hz) debido a limitaciones computacionales de la tarjeta programable del variador de frecuencia. A pesar de los transitorios observados en el método 1, la velocidad converge a la teórica al combinarse los efectos del par positivo y negativo.

En la Figura 7.11 se muestra la respuesta ante un cambio en el par del generador. El par de la turbina se mantiene constante con un valor de 4 Nm mientras que el generador introduce un pulso de par de 10 Nm durante 1.5 s. La respuesta del sistema en estas condiciones es muy similar en ambos casos, dada la presencia

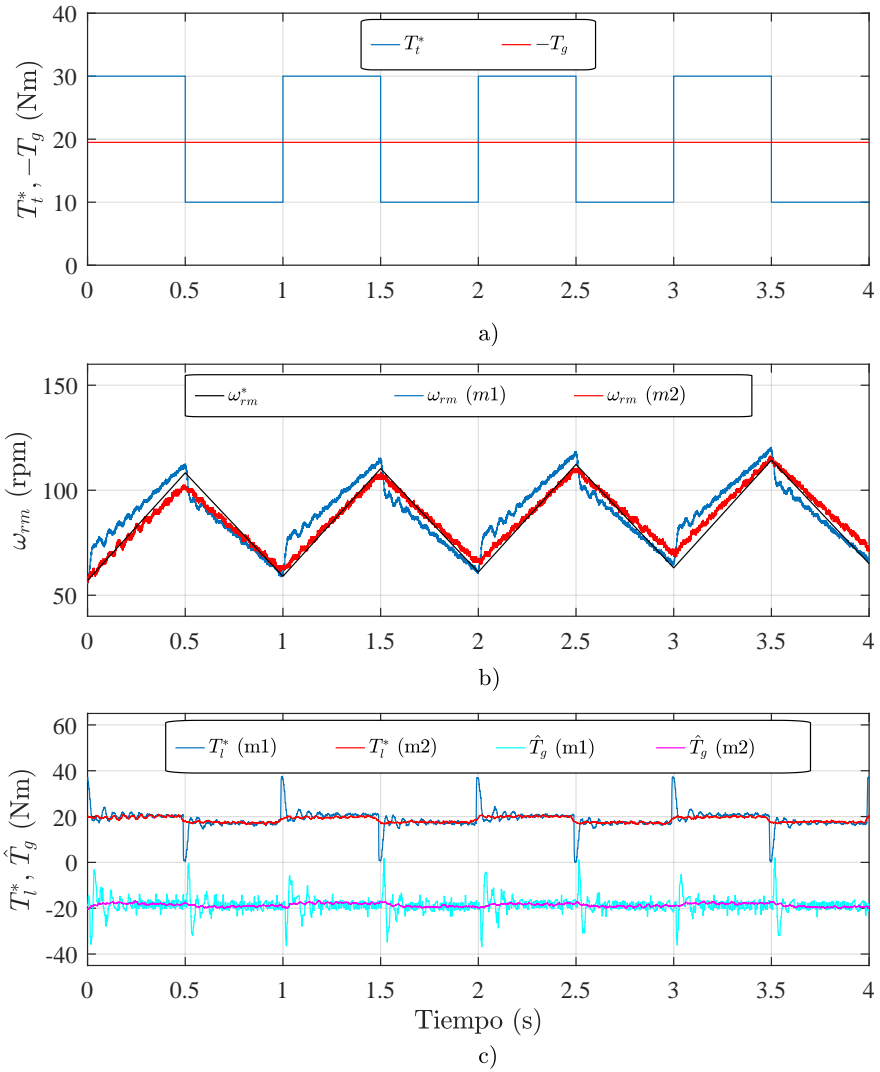


Figura 7.10: Resultados experimentales. Comparación experimental de ambos métodos de emulación. Respuesta del sistema ante escalones de par en la turbina.

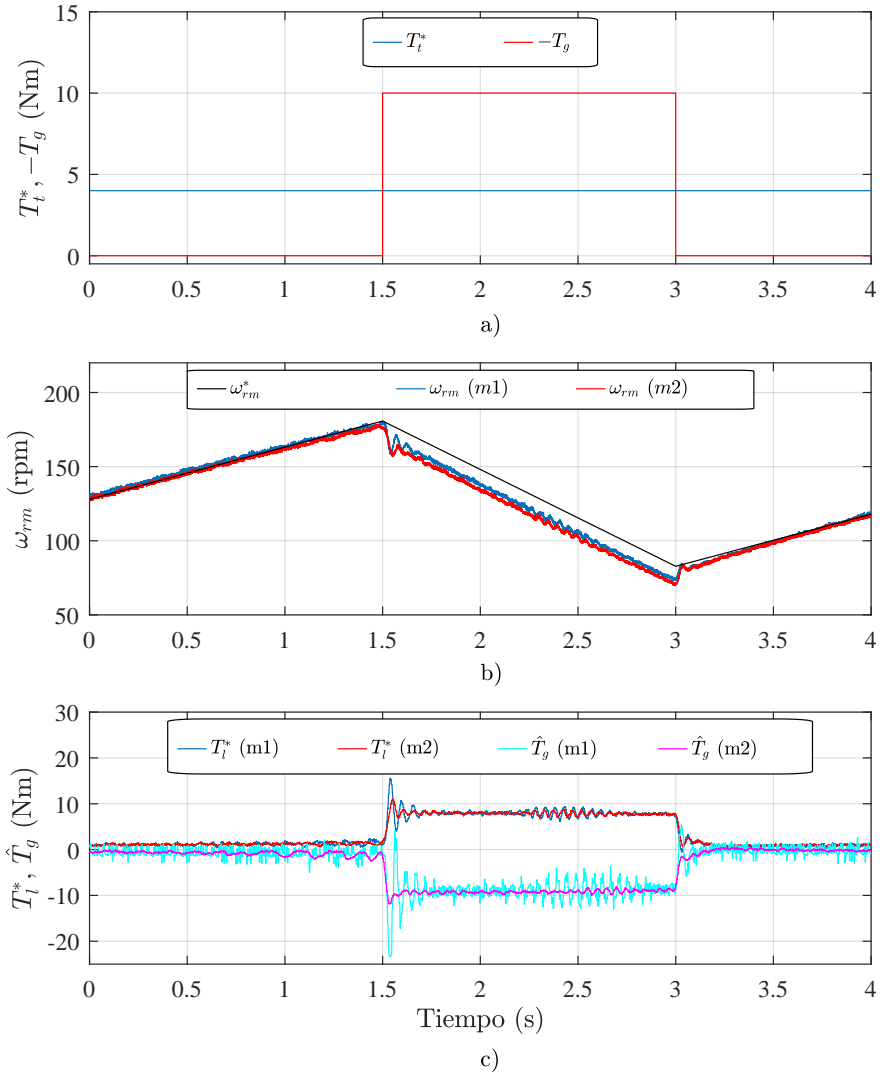


Figura 7.11: Resultados experimentales. Comparación experimental de ambos métodos de emulación. Respuesta del sistema ante variaciones de par en el generador.

de ceros en la función de transferencia. En el caso de estudio aquí presentado se han utilizado la misma ganancia para los dos reguladores, $k_{p1} = k_{p2}$.

De los resultados de la Figura 7.11 se puede ver como el comportamiento de ambos métodos es adecuado para conseguir una mejora a la hora de emular el comportamiento de una turbina eólica, obteniendo con ambos una respuesta muy cercana a la respuesta teórica.

7.6. Conclusiones.

La emulación de turbinas eólicas es una herramienta útil a la hora de desarrollar y validar algoritmos de control ya que permite realizar simulaciones y ensayos a nivel de laboratorio de una forma segura en un entorno controlado. En este capítulo se han presentado diversos métodos utilizados para emular una turbina eólica.

Con el objetivo de mejorar la respuesta dinámica de los métodos ya existentes, en este capítulo se proponen dos métodos de emulación de turbinas eólicas donde se presta especial atención a la inercia del sistema que se quiere emular. Con los métodos propuestos es posible incorporar la inercia del rodete y la inercia del generador eléctrico en el modelo de la turbina eólica donde además también se tienen en cuenta la inercia del motor de arrastre utilizado como emulador compensando su efecto en la respuesta del sistema. Los dos métodos propuestos están basados en sistemas continuos, lo que permite una mayor facilidad de ajuste y un entendimiento más claro de su funcionamiento.

La validez de estos métodos de emulación de turbinas se ha validado mediante simulaciones y ensayos de laboratorio donde se obtenido un comportamiento adecuado con ambos métodos.

Capítulo 8

Conclusiones.

8.1. Conclusiones.

En esta tesis se recogen diferentes aspectos que afectan al funcionamiento de las turbinas eólicas. El trabajo realizado se centra principalmente en sistemas de generación eólica de baja potencia conectados a la red eléctrica donde el uso principal de los mismo sea el auto consumo.

Este trabajo incluye una presentación de los fundamentos de la energía eólica donde se incluye el modelado matemático de la potencia disponible del viento y como esta es convertida a energía mecánica, así como un estado del arte del uso de la energía micro-eólica en el mundo.

Se han estudiado diversos tipos de generadores y de convertidores de potencia aplicables a sistemas de generación eólica conectados a la red eléctrica donde se ha hecho énfasis en aquellas soluciones que presentan una buena relación entre su coste y su rendimiento, elementos claves para obtener un sistema sea competitivo en el mercado de la micro-generación de energía.

De entre los sistemas analizados se ha elegido el que se considera con mayores ventajas para el tipo de sistemas tratado donde se ha analizado su funcionamiento y su control, tomando este convertidor como referencia para el desarrollo de este trabajo. Para mejorar el rendimiento del convertidor seleccionado se han explorado diversas modificaciones en su esquema de potencia tratando de reducir las pérdidas eléctricas y el coste del convertidor mejorando así su ratio coste - rendimiento.

Uno de los aspectos clave de esta tesis ha sido el estudio del comportamiento de la turbina eólica bajo diferentes condiciones de viento. Para abordar este tema se ha realizado un estudio de las técnicas más empleadas para extraer la máxima potencia del viento (algoritmos MPPT) y como las curvas de potencia de las turbinas se ven afectadas cuando son utilizadas junto al resto de elementos que forman el sistema de generación. Esto permite definir el comportamiento de la turbina siempre que se encuentre dentro de su rango de operación.

Cuando la turbina se ve sometida a vientos de fuerte intensidad, el seguimiento de los algoritmos MPPT haría que los límites de operación de la turbina se vean

sobrepasados llevando a velocidades de giro y niveles de potencia que son peligrosos para la integridad de estas. En estas situaciones la solución más común es detener la turbina eólica para ser reactivada transcurrido un tiempo tras el cual las condiciones de viento pudieran haberse relajado. En este trabajo se han propuesto diversas soluciones para evitar que la turbina deba de ser detenida, permitiendo mantener la turbina en operación en una zona de seguridad de tal modo que el rastreo del punto de máxima potencia se reanude automáticamente cuando se detecte que las condiciones de viento lo permiten.

Para mejorar el control de las turbinas sin la necesidad de añadir sensores adicionales se han propuesto diversos estimadores que permiten obtener la velocidad de giro de la turbina, el par creado por la turbina y el par creado por el generador, todo ello utilizando las variables eléctricas necesarias para el control del convertidor de potencia. Con los estimadores propuestos es posible obtener una respuesta de control más suave que mejore la respuesta dinámica de sistema de generación cuando opera dentro de su rango de trabajo y cuando este es sometido a unas condiciones de viento desfavorables.

Otro de los puntos tratados durante esta tesis ha sido la emulación de las turbinas eólicas para su uso en entornos de pruebas a nivel de laboratorio. Los emuladores estudiados tienen como objetivo el ensayo de sistemas eólicos en un banco de pruebas donde la turbina sea emulada mediante software emulando su comportamiento a través de un motor eléctrico al que poder conectar el sistema de generación a ensayar. En este aspecto proponen dos métodos de emulación de turbinas que mejoran el comportamiento dinámico de los métodos ya existentes donde se tiene en cuenta el efecto provocado por la turbina eólica, el generador, y el motor de arrastre utilizado en el emulador.

8.2. Aportaciones.

Durante el desarrollo de este trabajo se han ido proponiendo diversas aportaciones que contribuyen a la mejora de los sistemas de generación micro-eólica. Las aportaciones más relevantes de esta tesis son:

- Estudio de mejoras en el convertidor de potencia utilizado, donde se utilizan las inductancias propias del generador para elevar tensión junto con un convertidor *boost*. La aportación en este aspecto es la mejora del control de corriente a través del convertidor *boost*. Esto permite reducir el tamaño, peso y coste del convertidor, incrementando también su rendimiento. En contrapartida se ha detectado que el contenido armónico de las corrientes del generador es más elevado cuando la carga del generador es alta.
- Mejoras en el control bajo condiciones de viento elevadas. Esta es una de las mayores contribuciones de esta tesis donde se propone el uso de un algoritmo de tipo *soft-stall* que permite proteger el sistema ante condiciones de viento adversas. El algoritmo presentado permite mantener la turbina en operación

bajo condiciones de viento elevadas permitiendo recuperar el rastreo del punto de máxima potencia una vez la velocidad del viento baje su intensidad.

- Otro de las aportaciones más destacadas de esta tesis son los estimadores de par y velocidad que permiten una mejora en el control del sistema de generación permitiendo un funcionamiento más suave, mejorando los transitorios producidos en los cambios de viento. Estos emuladores permiten una implementación más sencilla y robusta del método *soft-stall* propuesto para la protección del sistema ante vientos fuertes.
- Alternativamente, se ha propuesto un método para la obtención de la velocidad de giro del generador a partir de la pulsación eléctrica existente a la salida del rectificador. De esta forma es posible conocer la velocidad de giro sin necesidad de incluir sensores adicionales. Esta aportación tiene un impacto directo en el comportamiento de los seguidores de máxima potencia y de las protecciones de velocidad donde ambos se ven mejorados.
- Finalmente se han propuesto dos métodos para la emulación de turbinas eólicas con el objetivo de mejorar la respuesta dinámica de los métodos ya existentes en la literatura. Estos métodos están basados en sistemas lineales y tienen en cuenta la inercia de la turbina, del generador y del motor utilizado para emular la turbina.

8.3. Trabajo futuro.

Durante el desarrollo de esta tesis se han identificado los siguientes puntos que pueden ser susceptibles como líneas de investigación en un trabajo futuro.

- Durante el trabajo desarrollado en esta tesis, una de las contribuciones científicas ha sido un estimador de velocidad a partir del rizado de tensión a la salida del rectificador de diodos. Durante el desarrollo del mismo se ha tanteado con la posibilidad de utilizar el concepto utilizado para estimar la velocidad, como método para estimar la temperatura de los devanados del rotor. Esta solución puede ser interesante de cara mejorar las protecciones incorporando la temperatura de los devanados del rotor sin la necesidad de incluir sensores adicionales.
- Aunque en esta tesis se han propuesto dos métodos para la emulación de turbinas eólicas, estos no cubren toda la fenomenología posible. Se propone la mejora de estos algoritmos incorporando otros fenómenos que no han sido tenidos en cuenta, como el efecto que produce el paso del álabe frente al mástil de la torre o el gradiente de velocidad producido a su paso por la turbina. Alternativamente se propone la continuación con el desarrollo de estos métodos de emulación ya que, aunque se ha comprobado su comportamiento experimentalmente, queda pendiente su uso práctico para la emulación de los algoritmos *soft-stall* propuestos en este trabajo.

Bibliografía

- [1] S. G. JD Pitteloud, “2017 small wind world report summary,” World Wind Wnwergey Association, Tech. Rep., 2018.
- [2] S. A. Strahler, AN, *Modern Physical Geography*. New York: John Wiley & Sons Inc, Apr. 1978.
- [3] W. Tong, *Wind Power Generation and Wind Turbine Design*. Southampton ; Boston: WIT Press, Jun. 2010.
- [4] “Nimbus Weather Services.” [Online]. Available: <http://200.58.146.28/nimbus/>
- [5] Newton, *Atmospheric Circulation Systems: their structure and physical interpretation*. Academic Press, 1969, google-Books-ID: SRDiswPvPxEC.
- [6] M. Satoh, *Atmospheric Circulation Dynamics and Circulation Models*. Springer Science & Business Media, May 2004, google-Books-ID: Mj-RO8eOaFNAC.
- [7] F. W. Lanchester, “A Contribution to the Theory of Propulsion and the Screw Propeller,” *Journal of the American Society for Naval Engineers*, vol. 27, no. 2, pp. 509–510, 1915. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1111/j.1559-3584.1915.tb00408.x>
- [8] A. Betz, “The Maximum of the Theoretically Possible Exploitation of Wind by Means of a Wind Motor,” *Wind Engineering*, vol. 37, Oct. 2013.
- [9] Burton, *Wind Energy Handbook 2e*, edición: 2. ed. Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons, Jun. 2011.
- [10] L. Tamas and Z. Szekely, “Modeling and simulation of an induction drive with application to a small wind turbine generator,” in *Automation, Quality and Testing, Robotics, 2008. AQTR 2008. IEEE International Conference on*, vol. 3, May 2008, pp. 429–433. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=4588957>

- [11] A. Miller, E. Muljadi, and D. S. Zinger, "A variable speed wind turbine power control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 2, pp. 181–186, Jun. 1997.
- [12] H. Polinder, J. A. Ferreira, B. B. Jensen, A. B. Abrahamsen, K. Atallah, and R. A. McMahon, "Trends in Wind Turbine Generator Systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 174–185, Sep. 2013.
- [13] H. Li and Z. Chen, "Overview of different wind generator systems and their comparisons," *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 2, pp. 123–138, Jun. 2008.
- [14] S. Soter and R. Wegener, "Development of Induction Machines in Wind Power Technology," in *2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference*, vol. 2, May 2007, pp. 1490–1495.
- [15] G. C. Lemmers, D. R. Morman, and E. J. Cunningham, "Pole count changing generator," US Patent US20 090 121 688A1, May, 2009. [Online]. Available: <https://patents.google.com/patent/US20090121688A1/en>
- [16] J. Morren and S. W. H. d. Haan, "Ridethrough of wind turbines with doubly-fed induction generator during a voltage dip," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 435–441, Jun. 2005.
- [17] C. Wessels, F. Gebhardt, and F. W. Fuchs, "Fault Ride-Through of a DFIG Wind Turbine Using a Dynamic Voltage Restorer During Symmetrical and Asymmetrical Grid Faults," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 807–815, Mar. 2011.
- [18] B. Wu, Y. Lang, and N. Zargari, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*, edición: 1 ed. Piscataway, NJ : Hoboken, N.J: John Wiley & Sons Inc, Aug. 2011.
- [19] L. H. Hansen and Forskningscenter Risø, *Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines*. Roskilde: Risø National Laboratory : Available from: Risø National Laboratory, Information Service Department, 2001, oCLC: 473357612.
- [20] H. Abeywardena, A. Atputharajah, and J. B. Ekanayake, "Novel technique to smooth power output of a wound rotor induction generator based wind turbine," in *2011 6th International Conference on Industrial and Information Systems*, Aug. 2011, pp. 517–521.
- [21] R. Cardenas, R. Pena, J. Clare, G. Asher, and J. Proboste, "MRAS Observers for Sensorless Control of Doubly-Fed Induction Generators," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 3, pp. 1075–1084, May 2008. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=4495542>

- [22] S. Bhowmik, R. Spee, and J. H. R. Enslin, "Performance optimization for doubly fed wind power generation systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 4, pp. 949–958, Jul. 1999.
- [23] X. D. Gao, K. Meng, L. H. Yang, Z. Xu, Z. Y. Dong, F. J. Luo, and K. P. Wong, "DFIG wind turbine fault ride through capability improvement with control strategy," in *10th International Conference on Advances in Power System Control, Operation Management (APSCOM 2015)*, Nov. 2015, pp. 1–6.
- [24] G. Pannell, D. J. Atkinson, and B. Zahawi, "Minimum-Threshold Crowbar for a Fault-Ride-Through Grid-Code-Compliant DFIG Wind Turbine," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 3, pp. 750–759, Sep. 2010.
- [25] R. G. de Almeida and J. A. Peas Lopes, "Participation of Doubly Fed Induction Wind Generators in System Frequency Regulation," *Power Systems, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 3, pp. 944–950, Aug. 2007. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=4282019>
- [26] L. Gharsellaoui and M. Ghariani, "Control of a Wind Micro-Grid System Based on Doubly Fed Induction Machines," Tunisia, 2016. [Online]. Available: <https://journal.esrgroups.org/jes/icraes/CDICRAESFinal/ICRAES16ProcPaper35.pdf>
- [27] T. Jahns and W. Soong, "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives—a review," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 43, no. 2, pp. 321–330, Apr. 1996, conference Name: IEEE Transactions on Industrial Electronics.
- [28] E. Spooner and A. C. Williamson, "Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications," *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 143, no. 1, pp. 1–8, Jan. 1996.
- [29] K. Nakamura and O. Ichinokura, "Super-Multipolar Permanent Magnet Reluctance Generator Designed for Small-Scale Wind-Turbine Generation," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 11, pp. 3311–3314, Nov. 2012. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=6332862>
- [30] D. Zeng, J. Guo, M. Ding, and D. Geng, "Fault ride-through capability enhancement by adaptive voltage support control for inverter interfaced distributed generation," in *2015 5th International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies (DRPT)*, Nov. 2015, pp. 1924–1928.

- [31] Y. Chen, P. Pillay, and A. Khan, "PM wind generator topologies," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1619–1626, Nov. 2005.
- [32] D. Torrey, "Switched reluctance generators and their control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 1, pp. 3–14, 2002.
- [33] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, "High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, May 2015.
- [34] L. Rajaji and C. Kumar, "ANFIS based soft starter for grid integration with wind turbine system," in *TENCON 2008 - 2008 IEEE Region 10 Conference*, Nov. 2008, pp. 1–6.
- [35] D. Campos-Gaona, E. L. Moreno-Goytia, and O. Anaya-Lara, "Fault Ride-Through Improvement of DFIG-WT by Integrating a Two-Degrees-of-Freedom Internal Model Control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 3, pp. 1133–1145, Mar. 2013.
- [36] S. Li, T. A. Haskew, R. P. Swatloski, and W. Gathings, "Optimal and Direct-Current Vector Control of Direct-Driven PMSG Wind Turbines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2325–2337, May 2012.
- [37] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. C. Burgos, "Control of permanent-magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 1, pp. 130–135, 2006.
- [38] R. Pena, J. Clare, and G. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 143, no. 3, pp. 231–241, May 1996.
- [39] M. Shahbazi, P. Poure, S. Saadate, and M. R. Zolghadri, "FPGA-Based Reconfigurable Control for Fault-Tolerant Back-to-Back Converter Without Redundancy," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 8, pp. 3360–3371, Aug. 2013.
- [40] H. Wang, C. Nayar, J. Su, and M. Ding, "Control and Interfacing of a Grid-Connected Small-Scale Wind Turbine Generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, pp. 428–434, Jun. 2011.
- [41] W. Guo and Y. Wang, "Simulation of a battery charging system with small wind power generator," vol. 1, Jun. 2012, pp. 392–395.
- [42] S. Dehghan, M. Mohamadian, and A. Varjani, "A New Variable-Speed Wind Energy Conversion System Using Permanent-Magnet Synchronous Generator and -Source Inverter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 3, pp. 714–724, Sep. 2009.

- [43] R. Sharma, T. W. Rasmussen, and B. B. Jensen, "Application of a synchronous generator with a boost converter in wind turbines: an experimental overview," *IET Renewable Power Generation*, vol. 6, no. 6, pp. 414–423, Nov. 2012.
- [44] C.-C. Hua and C.-C. Tu, "Design and implementation of power converters for wind generator," in *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*, May 2009, pp. 3372–3377. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/ICIEA.2009.5138828>
- [45] Y. Y. Xia, J. E. Fletcher, S. J. Finney, K. H. Ahmed, and B. W. Williams, "Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter," *IET Renewable Power Generation*, vol. 5, no. 5, pp. 377–386, Sep. 2011.
- [46] S.-H. Song, S.-i. Kang, and N.-k. Hahm, "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system," vol. 1, 2003, pp. 154–158 vol.1.
- [47] Z. Dalala, Z. U. Zahid, and J. S. Lai, "New overall control strategy for wind energy conversion systems in MPPT and stall regions," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2013, pp. 2412–2419.
- [48] Y.-L. Juan, "An Integrated-Controlled AC/DC Interface for Microscale Wind Power Generation Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1377–1384, May 2011, conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics.
- [49] D. Vilathgamuwa and S. Jayasinghe, "Rectifier systems for variable speed wind generation - a review," in *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, May 2012, pp. 1058–1065, iSSN: 2163-5145.
- [50] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, Mar. 2003.
- [51] N. M. Hernández, G. J. Cardoso, J. L. Azcue-Puma, A. J. A. Torrico, and A. J. S. Filho, "Z-source inverter applied to wind power system with battery energy storage system," in *2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*, Nov. 2016, pp. 1–6.
- [52] D. M. Vilathgamuwa, W. Xiaoyu, and C. J. Gajanayake, "Z-source converter based grid-interface for variable-speed permanent magnet wind turbine generators," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jun. 2008, pp. 4545–4550.
- [53] L. Jie, Q. Keqing, S. Xiaoliang, and C. Guo-cheng, "Study on control methods of direct-drive wind generation system based on three-phase Z-source inverter," in *2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference*, May 2009, pp. 644–649.

- [54] U. Supatti and F. Z. Peng, "Z-source inverter with grid connected for wind power system," in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2009, pp. 398–403.
- [55] N. Pogaku, M. Prodanovic, and T. C. Green, "Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 613–625, Mar. 2007.
- [56] H. H. Zeineldin, E. F. El-saadany, and M. M. A. Salama, "Distributed Generation Micro-Grid Operation: Control and Protection," in *2006 Power Systems Advanced Metering, Protection, Control, Communication, and Distributed Resources*, Mar. 2006, pp. 105–111.
- [57] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg, and P. Rodríguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734–4749, Nov. 2012.
- [58] R. A. Mastromauro, N. A. Orlando, D. Ricchiuto, M. Liserre, and A. Dell'Aquila, "Hierarchical control of a small wind turbine system for active integration in LV distribution network," in *2013 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, Jun. 2013, pp. 426–433.
- [59] A. Chandel, A. Patel, V. Patel, and P. Surti, "Design calculation and simulation verification for 2 kW grid connected transformerless photovoltaic inverter," 2012, pp. 1–6.
- [60] Z. Guo and L. Chang, "New Converter Topologies for Two-Phase Wind Turbine PMSG Generation System," in *Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE*, Feb. 2007, pp. 536–539. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/APEX.2007.357566>
- [61] S. Dasgupta, S. Sahoo, and S. Panda, "Single-Phase Inverter Control Techniques for Interfacing Renewable Energy Sources With Microgrid #x2014;Part I: Parallel-Connected Inverter Topology With Active and Reactive Power Flow Control Along With Grid Current Shaping," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 717–731, Mar. 2011.
- [62] Y. Lang, D. Xu, S. Hadianamrei, and H. Ma, "A Novel Design Method of LCL Type Utility Interface for Three-Phase Voltage Source Rectifier," 2005, pp. 313–317.
- [63] S. Nuilers and B. Neammanee, "Control performance of active damp LCL filter of three phase PWM boost rectifier," in *2010 International Conference on Electrical Engineering/Electronics Computer Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*, May 2010, pp. 259–263.
- [64] S. Reichert, G. Griepentrog, and B. Stickan, "Comparison between grid-feeding and grid-supporting inverters regarding power quality," in *2017 IEEE*

8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), Apr. 2017, pp. 1–4.

- [65] J. Neely, S. Glover, J. Finn, F. White, B. Loop, and O. Wasynczuk, “Wind turbine emulation for intelligent microgrid development,” in *2012 IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)*, May 2012, pp. 28–33.
- [66] A. Kotsopoulos, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, “Predictive dc voltage control of single-phase pv inverters with small dc link capacitance,” in *2003 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.03TH8692)*, vol. 2, 2003, pp. 793–797 vol. 2.
- [67] Y. Chen, H. Wu, and Y. Chen, “Dc bus regulation strategy for grid-connected pv power generation system,” in *2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies*, 2008, pp. 437–442.
- [68] Feng Gao, Ding Li, P. C. Loh, Yi Tang, and Peng Wang, “Indirect dc-link voltage control of two-stage single-phase pv inverter,” in *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, 2009, pp. 1166–1172.
- [69] J. S. Park, J. Choi, B. Gu, I. Jung, E. Lee, and K. Ahn, “Robust dc-link voltage control scheme for photovoltaic power generation system pcs,” in *INTELEC 2009 - 31st International Telecommunications Energy Conference*, 2009, pp. 1–4.
- [70] C. K. Sao and P. W. Lehn, “Control and Power Management of Converter Fed Microgrids,” *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 23, no. 3, pp. 1088–1098, Aug. 2008.
- [71] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. V. Timbus, “Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, Oct. 2006. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stampPDF/getPDF.jsp?arnumber=1705631>
- [72] S. Golestan, M. Monfared, F. D. Freijedo, and J. M. Guerrero, “Dynamics Assessment of Advanced Single-Phase PLL Structures,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 6, pp. 2167–2177, Jun. 2013.
- [73] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, “Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions,” in *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*, Nov. 2006, pp. 5173–5178.
- [74] L. Arruda, S. Silva, and B. J. C. Filho, “PLL structures for utility connected systems,” vol. 4, 2001, pp. 2655–2660 vol.4.

- [75] S. Sakamoto, T. Izumi, T. Yokoyama, and T. Haneyoshi, "A new method for digital PLL control using estimated quadrature two phase frequency detection," vol. 2, 2002, pp. 671–676 vol.2.
- [76] A. Elrayyah, Y. Sozer, and M. Elbuluk, "Robust phase locked-loop algorithm for single-phase utility-interactive inverters," *IET Power Electronics*, vol. 7, no. 5, pp. 1064–1072, May 2014.
- [77] M. Yoshida, Y. Hanashima, and T. Yokoyama, "1mhz sampling high-speed single-phase pll control using fpga based hardware controller," in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, vol. 1, 2012, pp. 620–625.
- [78] M. Saitou, N. Matsui, and T. Shimizu, "A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation," in *38th IAS Annual Meeting on Conference Record of the Industry Applications Conference, 2003.*, vol. 2, Oct. 2003, pp. 1222–1227 vol.2.
- [79] S. Silva, B. Lopes, B. J. C. Filho, R. Campana, and W. Bosventura, "Performance evaluation of PLL algorithms for single-phase grid-connected systems," vol. 4, 2004, pp. 2259–2263 vol.4.
- [80] C. M. Rader and L. B. Jackson, "Approximating Noncausal IIR Digital Filters Having Arbitrary Poles, Including New Hilbert Transformer Designs, Via Forward/Backward Block Recursion," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, no. 12, pp. 2779–2787, Dec. 2006.
- [81] C. Blanco, D. Reigosa, F. Briz, and J. M. Guerrero, "Quadrature signal generator based on all-pass filter for single-phase synchronization," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2014, pp. 2655–2662.
- [82] I. Barbieri, P. Lambruschini, and M. Raggio, "Single phase inverter grid connected, controlled by fundamental harmonic calculation," in *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09*, Nov. 2009, pp. 4595–4599.
- [83] A. Prasad, P. Ziogas, and S. Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers," in *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record*, Jun. 1989, pp. 58–66 vol.1.
- [84] D. Simonetti, M. Azevedo, G. Sousa, and J. Vieira, "A single-switch three-phase boost rectifier with constant input harmonic content," in *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98*, vol. 2, Aug. 1998, pp. 691–696 vol.2.

- [85] R. Tonkoski, L. Lopes, and F. Dos Reis, "A single-switch three-phase boost rectifier to reduce the generator losses in wind energy conversion systems," in *2009 IEEE Electrical Power Energy Conference (EPEC)*, Oct. 2009, pp. 1–8.
- [86] O. Castillo, E. Amoros, G. Sanfeliu, and L. Morales, "Average Current Mode Control of Three-Phase Boost Rectifiers with Low Harmonic Distortion Applied to Small Wind Turbines," in *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, 2009. CERMA '09.*, Sep. 2009, pp. 446–451.
- [87] D. Perreault and V. Caliskan, "Automotive power generation and control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 618–630, May 2004, conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics.
- [88] I. Schiemenz and M. Stiebler, "Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system," in *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485)*, Jun. 2001, pp. 872–877.
- [89] M. Pathmanathan, W. Soong, and N. Ertugrul, "Output power capability of surface PM generators with switched-mode rectifiers," in *2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, Dec. 2010, pp. 1–6, iSSN: 2165-4395.
- [90] H.-G. Park, S.-H. Jang, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG," in *2007 7th International Conference on Power Electronics*, Oct. 2007, pp. 483–487, iSSN: 2150-6086.
- [91] A. Singh and B. Mirafzal, "A Generator-Converter Topology With Zero DC-Link Impedance for Direct Drive Wind Turbines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 32, no. 4, pp. 1620–1623, Dec. 2017, conference Name: IEEE Transactions on Energy Conversion.
- [92] A. Singh, J. Benzaquen, and B. Mirafzal, "Current Source Generator-Converter Topology for Direct-Drive Wind Turbines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 2, pp. 1663–1670, Mar. 2018.
- [93] A. VanderMeulen and J. Maurin, "Current source inverter vs. voltage source inverter topology," p. 8, 2014.
- [94] M. Hinkkanen and J. Luomi, "Induction Motor Drives Equipped With Diode Rectifier and Small DC-Link Capacitance," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 312–320, Jan. 2008.
- [95] S. Morimoto, H. Nakayama, M. Sanada, and Y. Takeda, "Sensorless output maximization control for variable-speed wind generation system using IPMSG," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp. 60 – 67, Feb. 2005.

- [96] T. Nakamura, S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Optimum control of IPMSG for wind generation system," in *Power Conversion Conference, 2002. PCC-Osaka 2002. Proceedings of the*, vol. 3, 2002, pp. 1435–1440vol.3. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/PCC.2002.998184>
- [97] G. Moor and H. Beukes, "Maximum power point trackers for wind turbines," vol. 3, Jun. 2004, pp. 2044 – 2049 Vol.3.
- [98] M. Shirazi, A. H. Viki, and O. Babayi, "A comparative study of maximum power extraction strategies in PMSG wind turbine system," in *2009 IEEE Electrical Power Energy Conference (EPEC)*, Oct. 2009, pp. 1–6.
- [99] J. C. Y. Hui, A. Bakhshai, and P. K. Jain, "A Sensorless Adaptive Maximum Power Point Extraction Method With Voltage Feedback Control for Small Wind Turbines in Off-Grid Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 817–828, Sep. 2015, conference Name: IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.
- [100] Q. Wang and L. Chang, "An intelligent maximum power extraction algorithm for inverter-based variable speed wind turbine systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 5, pp. 1242–1249, Sep. 2004.
- [101] E. Koutroulis and K. Kalaitzakis, "Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 2, pp. 486–494, Apr. 2006.
- [102] M. Abdullah, A. Yatim, C. Tan, and R. Saidur, "A review of maximum power point tracking algorithms for wind energy systems," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 16, no. 5, pp. 3220–3227, Jun. 2012. [Online]. Available: <http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1364032112001098>
- [103] K. S. M. Raza, H. Goto, H.-J. Guo, and O. Ichinokura, "Maximum power point tracking control and voltage regulation of a DC grid-tied wind energy conversion system based on a novel permanent magnet reluctance generator," in *Electrical Machines and Systems, 2007. ICEMS. International Conference on*, Oct. 2007, pp. 1533–1538. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stampPDF/getPDF.jsp?arnumber=4412284>
- [104] C. Patsios, A. Chaniotis, and A. Kladas, "A hybrid maximum power point tracking system for grid-connected variable speed wind-generators," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Jun. 2008, pp. 1749–1754.
- [105] S. M. Raza Kazmi, H. Goto, H.-J. Guo, and O. Ichinokura, "A Novel Algorithm for Fast and Efficient Speed-Sensorless Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion Systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 29–36, 2011. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2010.2044732>

- [106] J. C. Y. Hui, A. Bakhshai, and P. K. Jain, "An Energy Management Scheme With Power Limit Capability and an Adaptive Maximum Power Point Tracking for Small Standalone PMSG Wind Energy Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 7, pp. 4861–4875, Jul. 2016, conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics.
- [107] Y. Matsui, A. Sugawara, S. Sato, T. Takeda, and K. Ogura, "Braking Circuit of Small Wind Turbine Using NTC Thermistor under Natural Wind Condition," in *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Nov. 2007, pp. 910–915.
- [108] A. Sugawara, K. Yamamoto, T. Yoshimi, S. Sato, A. Tsurumaki, and T. Ito, "Research for Electric Brake Using NTC Thermistors on Micro Wind Turbine," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, Aug. 2006, pp. 1597–1601.
- [109] S. Gong, C. Gao, Z. Chen, J. Zhang, and F. Ji, "Research on gentle electric brakes using PWM and FET control circuits on micro wind turbines," in *2017 IEEE 2nd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference (IAEAC)*, Mar. 2017, pp. 1737–1741.
- [110] F. Jepsen, A. Søbørg, and Z. Yang, "Disturbance control of the hydraulic brake in a wind turbine," in *2010 IEEE International Energy Conference*, 2010, pp. 530–535.
- [111] A. E. Haniotis, K. S. Soutis, A. G. Kladas, and J. A. Tegopoulos, "Grid connected variable speed wind turbine modeling, dynamic performance and control," in *Power Systems Conference and Exposition, 2004. IEEE PES*, Oct. 2004, pp. 759–764 vol.2.
- [112] E. Muljadi, T. Forsyth, and C. P. Butterfield, "Soft-Stall Control Versus Furling Control for Small Wind Turbine Power Regulation," National Renewable Energy Lab., Golden, CO (United States), Tech. Rep. NREL/CP-500-25100; CONF-980437-, Jul. 1998. [Online]. Available: <http://www.osti.gov/scitech/biblio/661575>
- [113] A. Ahmed, L. Ran, and J. R. Bumby, "New Constant Electrical Power Soft-Stalling Control for Small-Scale VAWTs," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 1152–1161, Dec. 2010.
- [114] J. Chen, J. Chen, and C. Gong, "New Overall Power Control Strategy for Variable-Speed Fixed-Pitch Wind Turbines Within the Whole Wind Velocity Range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2652–2660, Jul. 2013.
- [115] H. Li and Z. Chen, "Transient Stability Analysis of Wind Turbines with Induction Generators Considering Blades and Shaft Flexibility," in *IECON 2007 - 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Nov. 2007, pp. 1604–1609.

- [116] D. MacPhee and A. Beyene, "A flexible turbine blade for passive blade pitch control in wind turbines," in *2011 IEEE Power Engineering and Automation Conference*, vol. 1, Sep. 2011, pp. 196–199.
- [117] D. Reigosa, D. Fernandez, T. Tanimoto, T. Kato, and F. Briz, "Comparative Analysis of BEMF and Pulsating High-Frequency Current Injection Methods for PM Temperature Estimation in PMSMs," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 5, pp. 3691–3699, May 2017, conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics.
- [118] S. J. Underwood and I. Husain, "Online Parameter Estimation and Adaptive Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 7, pp. 2435–2443, Jul. 2010, conference Name: IEEE Transactions on Industrial Electronics.
- [119] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless Control of Synchronous Reluctance Motors Based on Extended EMF Models Considering Magnetic Saturation With Online Parameter Identification," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1264–1274, Sep. 2006, conference Name: IEEE Transactions on Industry Applications.
- [120] J. M. Guerrero, C. Lumberras, D. D. Reigosa, P. Garcia, and F. Briz, "Control and Emulation of Small Wind Turbines Using Torque Estimators," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 5, pp. 4863–4876, Sep. 2017, conference Name: IEEE Transactions on Industry Applications.
- [121] A. Knight and G. Peters, "Simple wind energy controller for an expanded operating range," in *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International*, vol. 2, Jun. 2003, pp. 1156–1161 vol.2.
- [122] J. S. L. Senanayaka, H. R. Karimi, and K. G. Robbersmyr, "Sliding-mode observer based sensor-less control of a small wind energy conversion system," in *2015 International Workshop on Recent Advances in Sliding Modes (RASM)*, Apr. 2015, pp. 1–6, iSSN: null.
- [123] C. Lumberras, J. M. Guerrero, P. García, F. Briz, and D. D. Reigosa, "Control of a Small Wind Turbine in the High Wind Speed Region," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 6980–6991, Oct. 2016.
- [124] S. Heier, "Wind Power [a review of Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems (S. Heier; 2006); book review]," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 6, no. 3, pp. 95–97, May 2008, conference Name: IEEE Power and Energy Magazine.
- [125] P. M. Anderson and A. Bose, "Stability Simulation Of Wind Turbine Systems," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 12, pp. 3791–3795, Dec. 1983.

- [126] A. Murdoch, J. Winkelman, S. Javid, and R. Barton, "Control Design and Performance Analysis of a 6 MW Wind Turbine-Generator," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-102, no. 5, pp. 1340–1347, May 1983.
- [127] R. Wai, C. Lin, and Y. Chang, "Novel maximum-power-extraction algorithm for PMSG wind generation system," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 2, pp. 275–283, Mar. 2007.
- [128] K. Mok, "Identification of the power coefficient of wind turbines," Jun. 2005, pp. 2078–2082 Vol. 2.
- [129] S. Shokrzadeh, M. J. Jozani, and E. Bibeau, "Wind Turbine Power Curve Modeling Using Advanced Parametric and Nonparametric Methods," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 5, no. 4, pp. 1262–1269, Oct. 2014.
- [130] D. Villanueva and A. Feijóo, "Normal-Based Model for True Power Curves of Wind Turbines," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 7, no. 3, pp. 1005–1011, Jul. 2016.
- [131] A. Monroy and L. Alvarez-Icaza, "Real-time identification of wind turbine rotor power coefficient," Dec. 2006, pp. 3690–3695.
- [132] C. Xia, X. Gu, T. Shi, and Y. Yan, "Neutral-Point Potential Balancing of Three-Level Inverters in Direct-Driven Wind Energy Conversion System," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 1, pp. 18–29, Mar. 2011.
- [133] G. Son, H.-J. L. Lee, and J.-W. Park, "Estimation of Wind Turbine Rotor Power Coefficient Using RMP Model," Oct. 2009, pp. 1–8.
- [134] N. Karakasis, A. Mesemanolis, and C. Mademlis, "Wind turbine simulator for laboratory testing of a wind energy conversion drive train," 2012, pp. 1–6.
- [135] J. Castelló, J. M. Espí, and R. García-Gil, "Development details and performance assessment of a Wind Turbine Emulator," *Renewable Energy*, vol. 86, pp. 848–857, Feb. 2016. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148115302895>
- [136] L. A. Lopes, J. Lhuillier, M. F. Khokar, and A. Mukherjee, "A Wind Turbine Emulator that Represents the Dynamics of the Wind Turbine Rotor and Drive Train," in *2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference*, Jun. 2005, pp. 2092–2097.
- [137] A. Abo-Khalil, "A new wind turbine simulator using a squirrel-cage motor for wind power generation systems," in *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dec. 2011, pp. 750–755.

- [138] S.-H. SONG, B.-C. Jeong, H.-I. Lee, J.-J. Kim, J.-H. Oh, and G. Venkataramanan, “Emulation of output characteristics of rotor blades using a hardware-in-loop wind turbine simulator,” in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, vol. 3, Mar. 2005, pp. 1791–1796 Vol. 3, iSSN: 1048-2334.
- [139] L. Weijie, Y. Minghui, Z. Rui, J. Minghe, and Z. Yun, “Investigating instability of the wind turbine simulator with the conventional inertia emulation scheme,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2015, pp. 983–989.
- [140] B. Boukhezzar and H. Siguerdidjane, “Nonlinear Control of Variable Speed Wind Turbines without wind speed measurement,” in *44th IEEE Conference on Decision and Control, 2005 and 2005 European Control Conference. CDC-ECC '05*, Dec. 2005, pp. 3456–3461.
- [141] F. Farret, R. Gules, and J. Marian, “Micro-turbine simulator based on speed and torque of a DC motor to drive actually loaded generators,” in *Proceedings of the 1995 First IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, 1995*, Dec. 1995, pp. 89–93.
- [142] M. Chinchilla, S. Arnaltes, and J. L. Rodriguez-Amenedo, “Laboratory setup for wind turbine emulation,” in *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04.*, vol. 1, 2004, pp. 553–557 Vol. 1.
- [143] C. Noyes, C. Qin, E. Loth, and S. Schreck, “Measurements and predictions of wind turbine tower shadow and fairing effects,” *Journal of Wind Engineering and Industrial Aerodynamics*, vol. 179, pp. 297–307, Aug. 2018. [Online]. Available: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0167610518301065>
- [144] C. Lumbreras, J. M. Guerrero, P. García, F. Briz, and D. Díaz, “Development and testing of a micro-wind generating system,” in *2013 International Conference on New Concepts in Smart Cities: Fostering Public and Private Alliances (SmartMILE)*, Dec. 2013, pp. 1–6.
- [145] —, “Control of a small wind turbine in the high wind speed region,” in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2014, pp. 4896–4903, iSSN: 2329-3748.
- [146] J. Guerrero, C. Lumbreras, D. Reigosa, P. Garcia, and F. Briz, “Control and emulation of small wind turbines using torque estimators,” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2015, pp. 997–1004.
- [147] J. M. Guerrero, D. Reigosa, C. Blanco, F. Briz, and C. Lumbreras, “Sensorless speed control of a small wind turbine using the rectifier voltage ripple,”

- in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2016, pp. 1–8.
- [148] C. Lumbreras, J. M. Guerrero, D. Reigosa, D. Fernandez, and F. Briz, “Inductorless boost rectifier for small power wind energy converters,” in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2016, pp. 1–6.
- [149] C. Lumbreras, J. M. Guerrero, D. Fernandez, D. D. Reigosa, C. González-Moral, and F. Briz, “Analysis and Control of the Inductorless Boost Rectifier for Small-Power Wind-Energy Converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 1, pp. 689–700, Jan. 2019, conference Name: IEEE Transactions on Industry Applications.
- [150] J. M. Guerrero, C. Lumbreras, D. Reigosa, D. Fernandez, F. Briz, and C. B. Charro, “Accurate Rotor Speed Estimation for Low-Power Wind Turbines,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 1, pp. 373–381, Jan. 2020, conference Name: IEEE Transactions on Power Electronics.

Apéndice A

Descripción del equipo utilizado.

A.1. Turbina.

Para el desarrollo de esta tesis se ha utilizado una turbina tipo cuyos parámetros pueden verse en la tabla A.1. Esta turbina se ha utilizado tanto en el modelo utilizado en las simulaciones como en el emulador eólico utilizado durante los ensayos experimentales.

| | |
|-----------------------------|--------------------------|
| Potencia nominal | 1.2 kW |
| Velocidad de viento nominal | 12 m/s |
| Velocidad nominal del rotor | 600 rpm |
| Radio de la turbina, R | 0.875 m |
| Inercia de la turbina | 0,74 kg · m ² |
| λ_{max} | 4.6 |
| $C_{p,max}$ | 0.47 |

Tabla A.1: Parámetros de la turbina.

Los parámetros utilizados para la simulación y emulación de la turbina son los mostrados en la tabla A.2.

A.2. Generador.

Para el desarrollo de este trabajo se ha utilizado un generador de imanes permanentes. Este generador es el que se ha utilizado durante los ensayos experimentales y el que se ha tomado como referencia para realizar todas las simulaciones. Los parámetros de este generador se pueden ver en la tabla A.3.

| | |
|-------|--------|
| c_1 | 0.0159 |
| c_2 | 800 |
| c_3 | 0 |
| c_4 | 55 |
| c_5 | 7.45 |
| c_6 | 0.0227 |

Tabla A.2: Coeficientes de la turbina utilizada en simulación y emulación.

| | |
|-------------------------------|-----------------------------|
| Potencia nominal | 2.5 kW |
| Corriente nominal | 3.7 A |
| Corriente máxima | 10 A |
| Tensión nominal | 400 V |
| Velocidad nominal | 700 rpm |
| Número de polos | 12 |
| Par nominal | 35.4 Nm |
| Constante del motor K_e | 1.188 V _{pk} /rpm |
| Resistencia del estátor R_s | 6.03 Ω |
| Inductancia del estátor L_s | 0.063 H |
| Inercia del rotor | 0,00581 kg · m ² |

Tabla A.3: Parámetros del generador (PMSG).

A.3. Convertidor.

El convertidor utilizado se ha descrito en el capítulo 3. Este convertidor está basado en una topología compuesta por un rectificador, un convertidor *boost* y un inversor monofásico cuyo esquema de potencia puede verse en la figura A.1. Los valores de los componentes utilizados tanto para la construcción de los prototipos como para las simulaciones pueden se muestran en la tabla A.4.

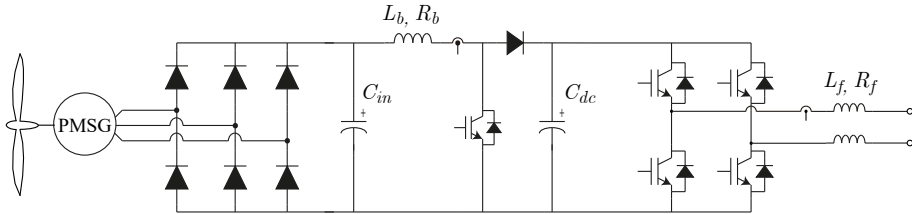


Figura A.1: Esquema del convertidor de potencia utilizado en simulaciones y prototipos.

Para los ensayos experimentales se ha utilizado prototipo basado en un microcontrolador TMS320F28335 fabricado por Texas Instruments para la implementación digital de los algoritmos de control. Se ha utilizado una frecuencia de muestreo

Tabla A.4: Parámetros del convertidor

| | |
|--|--------------------|
| Capacidad bus rectificador C_{in} | 62.5 μF |
| Capacidad bus DC C_{dc} | 235 μF |
| Inductancia convertidor <i>boost</i> L_b | 5 mH |
| Resistencia de la inductancia <i>boost</i> R_b | 1 Ω |
| Inductancia del filtro de red L_f | 10.04 mH |
| Resistencia del filtro de red R_f | 2 Ω |

de 20 kHz para el muestreo de las señales y para el control. La frecuencia de conmutación de los IGBTs del inversor es de 10 kHz. En la figura A.2 se puede ver el banco de ensayos utilizado para estos ensayos.

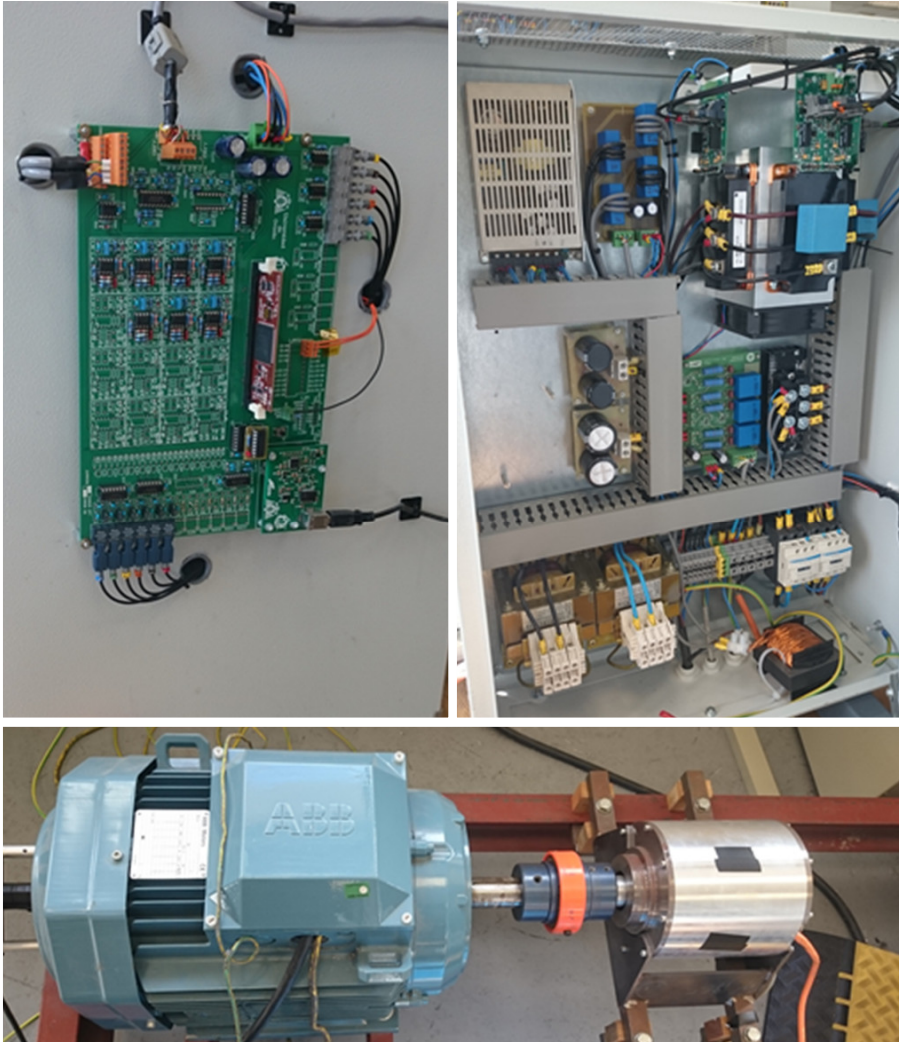


Figura A.2: Banco de ensayos utilizando para resultados experimentales junto con el convertidor de potencia y el sistema de control.

Apéndice B

Publicaciones.

B.1. Publicaciones presentadas en conferencias.

- B.1.1. Development and testing of a micro-wind generating system [144].

Development and testing of a micro-wind generating system

Carlos Lumbreras*, Juan M. Guerrero† Pablo García‡, Fernando Briz§ and David Díaz¶
Electrical and Electronic Engineering Department
University of Oviedo, Campus de Viesques Ed. Dept. Oeste n°2, 33204 Gijon (Spain)
Email*: carloslumbrerasiglesias@gmail.com, †guerrero@uniovi.es

Abstract—Nowadays the use of renewable energy is one of the most popular topics in engineering where energy self-consumption interest is growing. This paper deals with the design of a small wind turbine generation system (2.5 kW) for single phase grid connection. The system must be efficient and totally autonomous. In this paper is included a hardware description of the system, an overview of the control strategy used and the experimental results showing the system functionality. This paper also includes a description of a wind turbine simulator developed in order to test the system under different wind conditions independently of the climatic conditions for testing the system. This simulator is done in base to the power coefficient C_p estimation.

Keywords—Wind power generation; Power conversion; Electric variables control

I. INTRODUCTION

Nowadays wind energy is one of the most used sources of renewable energy. The global wind energy capacity is increasing very fast being of 238,050 MW by the end of 2011 and 282,587 MW by the end of 2012 what supposes an increase in the installed capacity of 18.71% in one year. In the EU-27, wind energy production follows the same trend being of 94,352 MW the installed capacity by the end of 2011 and 106,041 MW by the end of 2012 supposing an increase of 12.4% in 2012 [1]. The current forecasts for global wind energy installed capacity in 2017 is of 536,130 MW and 172 780 MW for Europe, who aims to get 20% of its energy from renewable sources by 2020.

At the same time, Distributed Generation is getting interest for self-consumption. In this frame, micro-wind energy is a very interesting field that fits with the current energy policies. Micro-wind energy is the energy harvested by wind turbines which power not exceed 100 kW. The energy is obtained from the wind through the

blades of the turbine and it is adapted and injected into the grid by using power electronics and the electrical machine. These small generators are thought to produce energy on a small scale promoting self-consumption of energy.

This paper gives a description of the power electronics developed to convert the energy captured from the wind by using a variable speed wind turbine. Section II shows a description of the wind turbine and introduces the wind turbine simulator used in order to simulate the wind turbine behavior in the lab. Section III discusses the power topology used. Section IV explains the control strategy taken for controlling the turbine. Section V shows some experimental results and finally, in Section VI some conclusions are drawn.

II. WIND TURBINE MODEL

The wind turbine extracts energy from the wind and transmits it to the PM generator. The power extracted from the wind will depend on the wind speed, the turbine size and design, and the rotational speed (1).

$$P = \frac{1}{2} \rho A_R c_p(\lambda, \vartheta) v^3 \quad (1)$$

being P the extracted power, ρ the air density (typically 1.225 kg/m³), c_p the performance coefficient, λ the tip speed ratio, ϑ the blades' pitch angle, and v is the wind speed.

The performance coefficient depends both on the tip speed ratio (2) (which is the relationship between the wind speed v , and the turbine rotational speed ω) and the pitch angle ϑ in those turbines that their blades can be rotated along their axis.

$$\lambda = \frac{\omega R}{v} \quad (2)$$

where ω is the wind turbine shaft speed and R is the radius of the area swept by the blades.

The performance coefficient can be approximated by a nonlinear function (3) whose parameters [$c_1..c_6$] have to be estimated from turbine experimental data [2], [3].

$$c_p = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \vartheta - c_4 \right) e^{\frac{-c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda \quad (3)$$

λ_i is given by (4):

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\vartheta} - \frac{0.035}{\vartheta^3 + 1} \quad (4)$$

If the wind turbine has a fixed pitch angle, (3) and (4) can be simplified taking $\vartheta = 0$.

The turbine to be emulated is a vertical axis turbine of 1.5 m of diameter. The shaft of the turbine is directly attached to the generator so there is no need of gearboxes. In Fig.1 it can be seen the curves of the vertical axis wind turbine. These curves will be used in the simulator of the wind turbine.

The simulator itself consists on a Squirrel Cage Induction Machine (SCIM) driven by a frequency converter where the power equations of the turbine are programmed. This motor is directly coupled to the generator shaft of the turbine. A Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) is used as a generator of the vertical-axis variable speed wind turbine. This is a 12 pole 2.5 kW generator with a rated speed of 600 rpm and 350 V which fits with the wind turbine characteristics.

In Fig.2 it is shown the wind-turbine simulator where the generator of the system is coupled to an asynchronous machine driven by the frequency converter.

III. SYSTEM DESCRIPTION

The developed system is the link between the wind turbine and the grid. The system adapts the power extracted from the the wind and injects it into a single-phase grid.

The input of the system is a three-phase permanent magnet generator that is directly attached to the wind turbine shaft. The three-phase voltage generated is rectified by using a three-phase diode rectifier. A boost converter is included in order to extract current from the generator, controlling this way the operating point of the turbine. The current extracted from the generator by the DC/DC converter is stored in the DC-link capacitors, which will

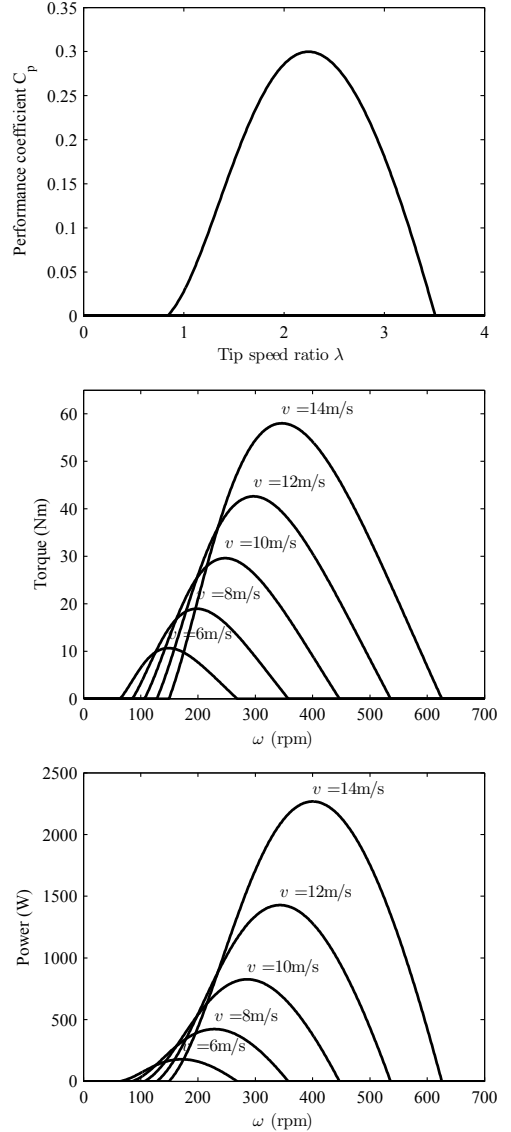


Fig. 1. Characteristic curves of a vertical axis wind turbine: (a) Performance coefficient. (b) Torque characteristics of the turbine. (c) Power characteristics of the turbine.

be charged with this current. The DC-link voltage level is controlled by a single-phase inverter. When the voltage is high enough, the inverter injects current into the grid in order to keep the voltage controlled to its reference

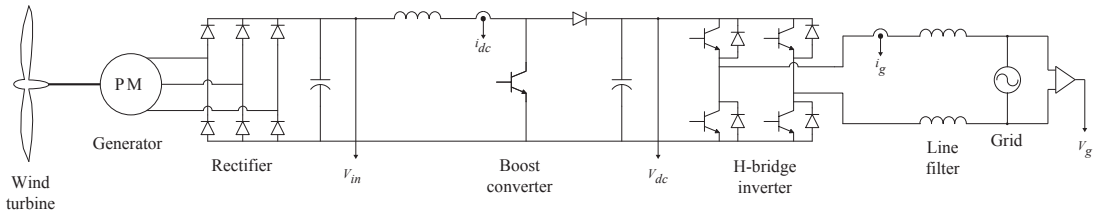


Fig. 3. Power topology scheme used.

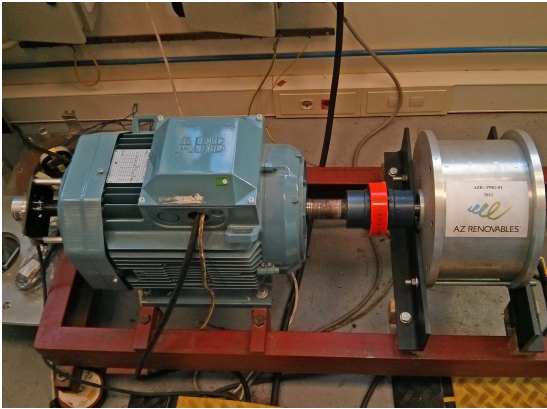


Fig. 2. Picture of the wind-turbine simulator.

command.

In order to reduce costs in the system, only unexpensive current and voltage sensors are used for controlling the turbine. There are two Hall-effect current sensors and three voltage resistor based sensors.

A current sensor is serial connected with the boost converter inductance in order to measure the current i_{dc} that is being extracted from the generator. This way is possible to control the braking torque produced in the generator, with the aim of controlling the extracted power and the speed of the turbine. The other current sensor is placed in the output of the inverter in order to measure the injected current i_g . This sensor allows to control the phase and the amplitude of this current.

One voltage sensor is measuring the rectified voltage of the generator v_r . This measurement is used in order to control the boost converter but also gives information about the speed of the turbine due to the generator is

a PMSM and there is a relationship between the shaft speed and the back-emf of the generator. Other voltage sensor is measuring the DC-link voltage v_{dc} . This voltage measurement is useful in order to control the boost converter and the amount of current that is injected into the grid.

A differential voltage sensor is measuring the grid voltage v_g . This sensor allows to synchronize the system with the grid in order to control the power factor of the injected current.

In Fig.3 it can be seen a scheme of the power topology and the placement of the sensors.

IV. CONTROL STRATEGY

For controlling the system, two independent control loops are used. One control loop controls the wind-turbine speed and the power extraction and the other control loop controls the power injection into the grid.

The turbine will be controlled by means of the braking torque created in the generator. This braking torque is created with the current demanded from the generator being this torque proportional to the amount of demanded current. This current will be controlled by the boost converter being a Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm the one that controls the amount of requested current [4]. The speed of the turbine will be controlled by the braking torque created by the extracted current. If the turbine is operating within acceptable wind conditions, MPPT algorithm will control the braking torque, but when wind speed is higher than admissible one, protections will demand more current (i.e. torque), braking the turbine down to an admissible speed.

The power injection is controlled by the inverter control loop. This control strategy controls the the DC-link voltage in order to balance the power of the generator

and the injected power. When the power of the generator is higher than the injected one the DC-link voltage increases, and when the injected power is higher than the generated one, DC-link voltage decreases. By controlling the DC-link voltage to a constant value, it ensures that the generator power and the injected power are balanced. The voltage level in this point must be higher than the rectified voltage of the grid in order to drive the current from the system to the grid and also must be higher than the rectified voltage of the generator in order to control the requested current from the generator. One of the main drawback of being a single-phase system is that the instantaneous injected power cannot be constant due to the zero-voltage-crossing of a single-phase wave. This is a problem since the input of the system is a constant power source (three-phase source). In order to extract a constant power from the generator, the current demanded from the generator must be constant, so the power fluctuation will be reflected in the DC-link voltage. The voltage ripple that will appear in the DC-link voltage has an amplitude that depends on the amount of power that is being generated while the frequency of this voltage ripple is fixed by the grid, being this frequency the double of the grid frequency. The voltage controller must take this ripple into account when dealing with disturbances by considering this voltage ripple as the normal behavior of the system. The output of this voltage controller is the current command that must be drained from the DC-link in order to get the power of the system balanced. The inverter control loop must also avoid the charge the capacitor by injecting current from the grid avoiding the system to consume energy from the grid.

In order to achieve a unity power factor is needed to synchronize the system with the grid. In order to achieve this synchronization a PLL algorithm is used. Other of the drawbacks of connecting the system to a single-phase grid is that is only available one voltage signal. In a three-phase system an α - β transformation can be applied in order to get two signals in quadrature, but in a single-phase system this signal in quadrature must be calculated. One way to achieve this signal is to calculate the derivative of the grid voltage, being this a cosine waveform [5]. A synchronous PLL can be used in order to synchronize the system with the grid obtaining this way the amplitude of the grid voltage and the instantaneous phase. These values are used in order to inject current into the grid with unity power factor and also to monitor the grid voltage and protect the system and the grid when a failure occurs.

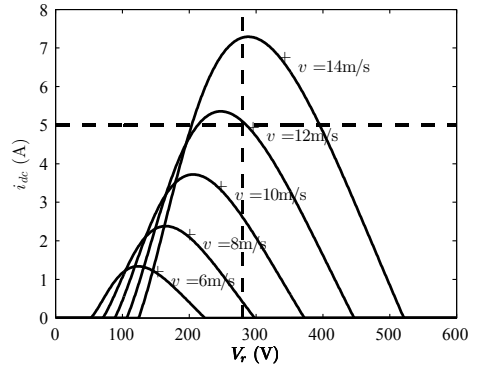


Fig. 4. Current vs voltage wind turbine characteristics and rated values of the prototype.

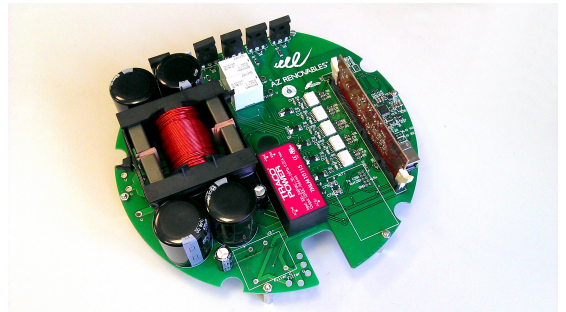


Fig. 5. Picture of the prototype.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

In order to check the system, a laboratory prototype has been built. It has been tested under different wind conditions, checking the behavior of the system under normal and high wind conditions. The characteristics for the prototype built can be seen in table I and in Fig.5 it can be seen a picture of the prototype built.

For the wind turbine used, the maximum speed of the

| | |
|----------------|------------|
| V_r Max. | 450 V |
| V_r Min. | 30 V |
| V_{dc} Max. | 750V |
| i_{dc} Max. | 5 A |
| V_g Max | 253 V (AC) |
| V_g Min. | 207 V (AC) |
| Frequency | 50 Hz |
| Maxim.um power | 2500 W |

TABLE I. PROTOTYPE RATINGS.

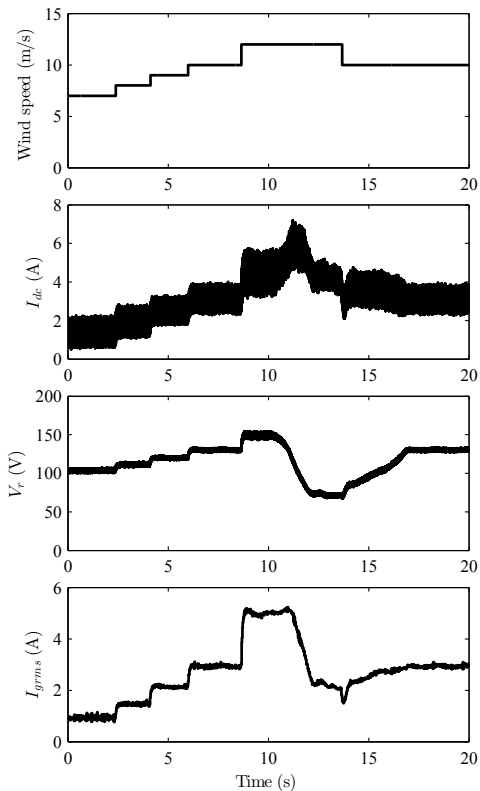


Fig. 6. Behaviour of the wind generator. (a) Wind speed profile. (b) Inductor current i_{dc} . (c) Rectified generator voltage V_r . (d) Injected current rms i_g

turbine corresponds to a rectified voltage V_r of 280 V. In this case, due to the characteristics of the wind turbine used, the over-voltage condition will occur before the over-voltage condition. In Fig.4 it is shown the current-voltage characteristics of the turbine and the rated values of the prototype.

Fig.6 shows the results of the experimental test. During $t=0$ and $t=2.386$, the wind speed is 7 m/s, between $t=2.386$ and $t=4.115$ the wind blows at 8 m/s, between $t=4.115$ and $t=6$ wind speed is 9, from $t=6$ to $t=8.652$ the wind speed is 10 m/s, between $t=8.652$ and $t=13.68$ wind speed is 12 m/s and from 13.68 till the end of the experiment, the wind speed returns to 10 m/s. This wind profile can be seen in Fig. 6 (a).

It can be seen how the maximum power point is

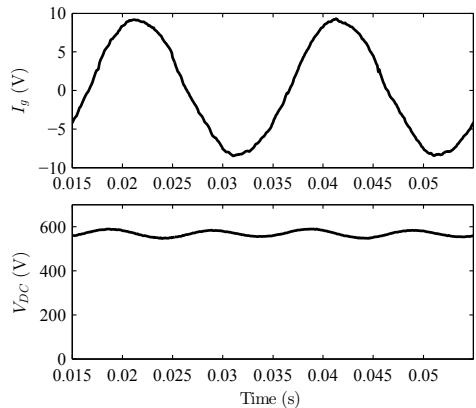


Fig. 7. Injected current I_g and DC-link voltage V_{DC} detail for a wind speed of 12 m/s. (a) I_g . (b) V_{DC}

being tracked when wind speed is lower than 12m/s, both i_{dc} and V_r increase when the wind speed increases. When the wind is 12 m/s, the demanded current is a bit higher than the rated current of the system, so protection will decrease the power extracted from the wind by decreasing the speed of the turbine. In can be seen in Fig.6 (c) the rectified voltage of the generator and how this voltage is reduced while the wind speed remains at 12 m/s. The speed of the turbine is reduced until the current and voltage are in limits. In Fig.6 (d) it can be seen the injected current value (rms) and how the amount of power that is being injected into the grid is reduced when does the speed of the generator. When wind speed returns to 10 m/s, the system recovers the original operating point in a natural way.

Fig.7 (a) shows a detail of the injected current into the grid. It corresponds with the rated power of the wind turbine 12 m/s. In 7 (b) it is shown the DC-link voltage where can be appreciated the voltage ripple that appears due to the single-phase power injection. The ripple of the voltage is 100 Hz, double of grid frequency, and the amplitude is 60 V peak-to-peak. The harmonic content of the injected current is according with required in IEEE std. [6].

VI. CONCLUSION

In this paper it has been described a system to control a small wind turbine single-phase tied. The hardware of the system and the control strategy were reviewed in this

paper. Also a method to simulate the behavior of the wind turbine was presented here with the aim of develop a platform where these kind of systems can be tested independently of the outside climatic conditions.

In order to test the validity of the system, some test were presented in this paper where a prototype was built. Both the system and the wind turbine simulator have been successfully tested.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank to the company 'AZ Renovables' and 'AST Ingeniería' team by the technical and economical support for the work presented here.

REFERENCES

- [1] *Global Wind Report*, Global Wind Energy Council (GWEC), 2012. [Online]. Available: http://www.gwec.net/wp-content/uploads/2012/06/Annual_report_2012_LowRes.pdf
- [2] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, 2nd ed. Wiley, Jun. 2006.
- [3] K. Mok, "Identification of the power coefficient of wind turbines;" in *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2005*, Jun. 2005, pp. 2078 – 2082 Vol. 2.
- [4] Y. Xia, K. Ahmed, and B. Williams, "A new maximum power point tracking technique for permanent magnet synchronous generator based wind energy conversion system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3609 –3620, Dec. 2011.
- [5] M. Yoshida, Y. Hanashima, and T. Yokoyama, "1MHz sampling high-speed single-phase PLL control using FPGA based hardware controller;" in *Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International*, vol. 1, 2012, pp. 620–625.
- [6] "IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems," *IEEE Std 519-1992*, pp. 0_1–, 1993.

B.1.2. Control of a small wind turbine in the high wind speed region [145].

Control of a Small Wind Turbine in the High Wind Speed Region

Carlos Lumbreras*, Juan M. Guerrero†, Pablo García, Fernando Briz and David Díaz
Electrical and Electronic Engineering Department
University of Oviedo, Campus de Viesques Ed. Dept. Oeste nº2, 33204 Gijón (Spain)
Email: *carloslumbrerasiglesias@gmail.com, †guerrero@uniovi.es

Abstract—This paper proposes a soft-stalling control strategy for small wind turbines operating in the high and very high wind speed region. The proposed strategy moves the operating point of the machine from the maximum power point trajectory (MPPT) to a decreased efficiency operating point whenever the wind speed exceeds the machine torque or the power converter current capability by stalling the wind turbine. The proposed method only uses the voltage and current sensors which typically exist in small wind turbines, the wind speed and the generator speed not being required. The proposed method is applied to a wind turbine using a permanent magnet generator connected to an uncontrolled rectifier, which is controlled using a MPPT strategy. Simulation and experimental results are included to demonstrate the performance of the proposed method.

I. INTRODUCTION

Renewable energy generation and integration are important topics not only from an electrical engineer perspective but also from a social perspective, due to environmental, economic and strategic reasons. For small consumers, the interest in energy self-production is growing due to the raise in the electricity bill, specially in gas and oil non producing countries. One of the more affordable technologies to produce electricity for residential or small business consumers are small wind turbines.

Small wind turbine systems can inject the energy directly into the grid [1]–[5] or store the captured energy in batteries [6], [7]. Different power converter topologies have been proposed for the case of grid-tied applications. The most widely used converter topology on the generator side consists of a diode rectifier and a boost converter, a boost rectifier can also be used [8]. To interface with the grid, either an H-bridge inverter [1]–[3] or three phase phase inverter [4], [5] can be used. With the aim of reducing the number of power components of the passive rectifier plus boost converter plus H-bridge configuration, a special back-to-back inverter was proposed in [9]. However, this was at the price of a more complex control and the need of a shaft position sensor. To avoid the use of a shaft position sensor, a sensorless control was developed in [10].

The control strategies for small wind turbines can differ significantly from those used with high power turbines, due both to the differences in the power converter topology as well as to the number of sensors normally which are normally available. One of the challenges in small wind turbines is the control and protection under high wind speeds. Whenever the wind power exceeds the turbine power rating, the turbine must be operated below its maximum efficiency point to

prevent damage. Eventually, some braking mechanism must be enabled if the wind power excess is too high; pitch or stall control, mechanical brakes and electric brakes can be used for this purpose [11], [12]. The electric brake using a crowbar to shortcut the generator windings to produce a high braking torque is the preferred option for small wind turbines, due to its simplicity and reduced cost. However, this method has some drawbacks, including a high torsional torque in the turbine shaft and large currents in the generator windings, which can eventually damage the system.

There are two aspects related to electrical braking in small wind turbines that need to be considered. First, stopping the wind turbine during strong wind conditions implies that all the wind power is lost. Second, once the turbine is stopped, a strategy for its restart is needed. This is not obvious, as low cost systems do not include wind speed sensors. Commercial micro-turbines often wait a short period of time before restarting whenever the electrical braking is activated. If the wind speed remains too high, the wind turbine starts and stops repeatedly, which stresses and can eventually damage the system in the long term. On the contrary, disconnecting the wind turbine longer than needed obviously has a negative economic impact. To solve for the first issue the idea of soft-stall by limiting the extracted power to the rated power of the load was introduced in [13]–[16].

This paper proposes a soft-stalling method to maintain the turbine generating during high wind speed conditions without connecting the crowbar. The proposed method has two distinguishing characteristics: 1) It is driven by the rated current/torque limits of the electrical machine or/and the power converter, instead of the rated power of the connected load; 2) During extreme winds for which the crowbar must be turned on, the proposed method allows automatic reconnection by maintaining the turbine operating at low speed while the wind speed remains high. The proposed method uses only current and voltage sensors which are typically available in low-cost microwind turbines, being therefore a cost-effective solution. The method has been simulated and implemented on a 2.5 kW wind generator system, consisting of a permanent magnet synchronous generator (PMSG), a diode rectifier, a boost DC/DC converter and a H-bridge inverter for single-phase grid connection. It is noted however that the proposed concept is also applicable to other machine designs and power converter topologies.

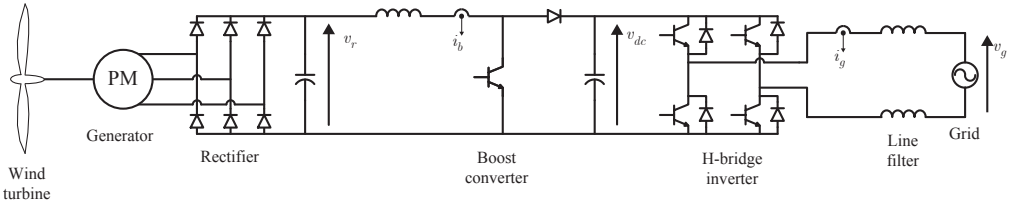


Fig. 1. Schematic representation of the wind turbine, electric machine and electronic power converter^{cl}.

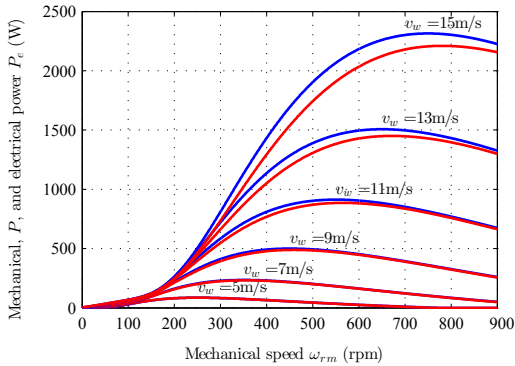


Fig. 2. Turbine (blue) and generator (red) power as a function of the turbine rotational speed (ω_{rm}) and wind speed (v_w).

II. SYSTEM DESCRIPTION

Fig. 1 shows a schematic representation of the system, it is seen to consist of a wind turbine directly coupled to a three-phase PMSG and an integrated power converter. The main components are described following.

A. Wind turbine

The wind turbine extracts energy from the wind and transmits it to the PMSG. The power extracted from the wind will depend on the wind speed, the turbine size and design, and the rotational speed (1), where P is the extracted power, ρ is the air density, A_R is the swept area, R is the radius, c_p the performance coefficient, $\lambda = (\omega R)/v_w$ the tip speed ratio, ϑ the blades pitch angle and v_w is the wind speed.

$$P = \frac{1}{2} \rho A_R c_p(\lambda, \vartheta) v_w^3 \quad (1)$$

The performance coefficient depends both on the tip speed ratio and the blades pitch angle, ϑ . This performance coefficient can be approximated by a nonlinear function whose parameters can be estimated from experimental data [17]. Fig. 2 shows the power vs. rotor speed curves for the turbine used in this paper for different wind speeds. The performance coefficient parameters have been obtained by curve fitting using experimental data. It is noted that while in turbines with pitch control the efficiency also depends on the pitch angle ϑ , the wind turbine used in this work has a fixed pitch angle. The theoretical Maximum Power Point Trajectory (MPPT) providing the maximum efficiency of the wind turbine can be obtained from Fig. 2.

| | |
|---------------------------------|--------------------|
| Stator resistance R_s | 6.03 Ω |
| Stator inductance L_s | 0.063 H |
| Poles number | 12 |
| Magnets' voltage constant k_e | 1188 $V_{pk}/krpm$ |
| V_{R_MAX} | 500 V |
| V_{R_MIN} | 280 V |
| V_{R_SAFE} | 200 V |
| V_{R_START} | 100 V |
| V_{dc} | 650V |
| I_B_MAX | 10 A |
| I_B_RATED | 3.7 A |
| V_g_Max | 253 V (AC) |
| V_g_Min | 207 V (AC) |
| Frequency | 50 Hz |
| Max. power | 2500 W |

TABLE I. PMSG PARAMETERS AND PROTOTYPE RATINGS.

B. Permanent magnet synchronous generator (PMSG) and rectifier

A PMSG whose parameters are shown in Table I, is used to convert the mechanical power captured from the wind into electric power. The generator is a 12 pole, 2.5kW, with a rated speed of 500 rpm. It is directly coupled to the wind turbine shaft without a gearbox, i.e. direct drive.

At no load, the machine produces a set of three-phase voltages, whose magnitude and frequency change proportionally to the rotational speed of the machine (2), with K_e being the electromotive force constant and ω_r the rotational speed.

$$E = K_e \omega_r \quad (2)$$

When the machine is loaded, the output voltage decreases due to the stator impedance, the model given by (3) being often used, where ω_r is the rotor speed, E is the back-electromotive force, V_{gen} is the phase-to-phase rms voltage and I_g is the rms phase current. This model is then combined with the rectifier model to obtain the rectifier voltage and map the power-speed curves to power-voltage ones [3], [14], [16].

$$V_{gen} = E - I_g(R_s + j\omega_r L_s) \quad (3)$$

However, that model is not totally correct since the current vector is not necessary orthogonal to the back-emf voltage vector of the machine when a passive rectifier is used. Therefore, some d -axis current is produced, weakening the machine flux and therefore decreasing the back-emf. That makes the voltage seen by the rectifier smaller than the value provided by (3). Obtaining analytical expressions for this voltage drop is not straightforward. This problem was overcome by characterizing the PM machine and rectifier by means of numerical simulation of the generator for different speeds and current levels. The simulations showed an increasing d -axis component of the machine current vector as the boost current increases. Fig. 3 shows the relationship between the generator

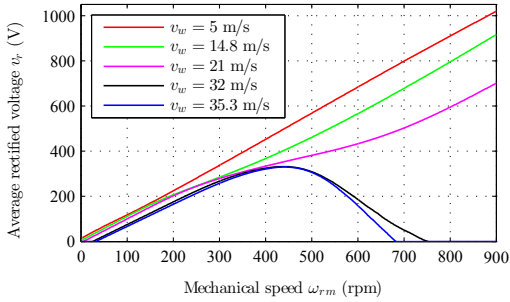


Fig. 3. Average rectifier voltage (v_r) vs. generator speed (ω_{rm}) when the speed is sustained by the generator for different wind speeds

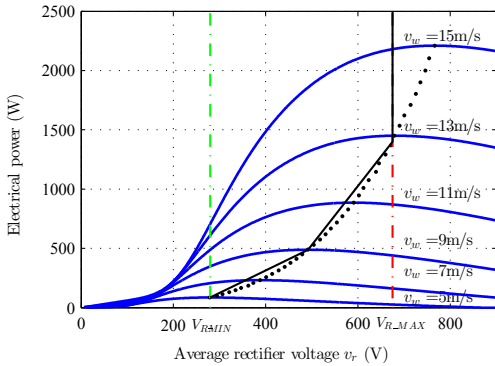


Fig. 4. Electrical power versus rectifier voltage curves for different wind speeds showing the maximum power point trajectory (dotted line), and the approximated trajectory used for control (straight line segments).

speed and the rectifier voltage when the boost current needed to match the torque produced by the turbine at different wind speeds is drawn from the generator. It is clearly seen that the voltage drop of the stator voltage cannot be only explained by the stator impedance.

The power extracted after the rectifier is shown in Fig. 2. It is seen from the figure that the MPPT is slightly modified due to the generator losses. Since the mechanical speed is not measured, the electrical power versus the rectifier voltage curves can be used instead for MPPT, as can be seen in Fig. 4. The cut-in wind speed is set to 5 m/s corresponding to a rectifier voltage of 280 V, termed V_{R_MIN} .

In order to implement and effective turbine protection, the current/torque versus rectifier voltage curves must be carefully analyzed. Fig. 5 shows the current versus rectifier voltage curves for various wind speeds. It is observed from Fig. 5 that the maximum wind speed that can be serviced by the system without exceeding the rated current (3.7 A) is 14.8 m/s. The turbine torque produced by a wind speed of 21 m/s can be withstood by the generator by transitory exceeding the rated current to reach the maximum admissible level (e.g. 10 A in our system). Above that wind speed, the turbine can only be controlled at a relatively low rotational speed/rectifier voltage. At the cut-in voltage V_{R_MIN} (280 V) the generator can withstand wind speeds

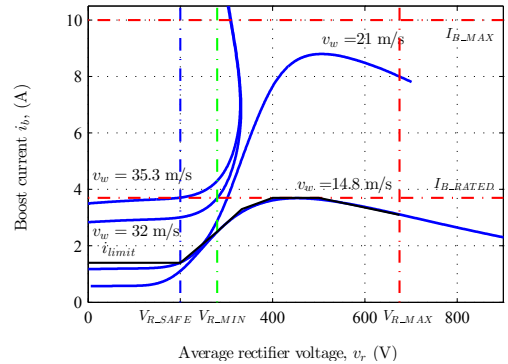


Fig. 5. Current needed to produce the torque to hold the turbine versus rectifier voltage curves for different key wind speeds. Black line shows i_{limit} values used in over-speed protection.

up to 32 m/s by delivering the rated current. If the voltage is reduced to V_{R_SAFE} , wind speeds of up to 35.3 m/s can be withstood, and a higher current margin is obtained for lower wind speeds. This turbine/generator behavior will be later used for the implementation of over-speed protection.

C. Power converter

The power converter topology used in this paper can be seen in Fig. 1. The three-phase diode rectifier converts the three-phase voltage supplied by the generator, v_{gen} , into a DC voltage, v_r . A boost DC/DC converter is then used to obtain a DC voltage, v_{dc} , larger than the rectified grid voltage. An H-bridge inverter is used to inject current, i_g , into the grid. In order to connect the inverter output with the grid, an inductive line filter is included. This topology is preferred in low-cost wind turbines.

A reduced set of variables are measured to control the power converter, as can be seen in Fig. 1. These include the rectifier voltage v_r , the DC-link voltage v_{dc} , the grid voltage v_g , the boost inductor current i_b and the grid current i_g . Voltages are measured using resistor based sensors while Hall-effect sensors are used to measure the currents.

III. CONTROL STRATEGY

The two converters seen in Fig. 1 are independently controlled, as shown in Fig. 6.

The wind turbine is directly controlled by the boost DC/DC converter, which demands the current needed to create the required braking torque in the PMSG. The speed of the turbine is indirectly controlled by imposing a rectifier voltage, v_r , according to the characterization described in section II-B. The command for the rectifier voltage comes from the v_r^* generator, as can be seen in Fig. 6a, which includes both MPPT and over-speed protection algorithms, as will be described in section IV. The rectifier voltage is controlled using a cascaded-control, in which the inner loop controls the boost converter current and the outer loop controls the rectifier voltage. PI controllers are used for both loops. It is noted that the sign in the voltage comparison in

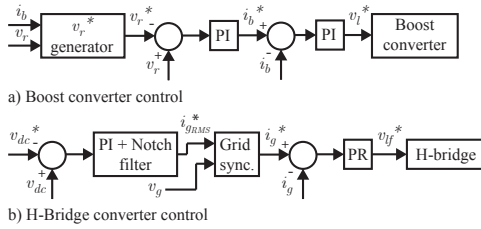


Fig. 6. Control loops of the wind turbine system.

Fig. 6 is reversed, since to increase the rectifier voltage the boost current must be decreased.

In order to inject into the grid the same amount of energy that is being extracted from the wind, a power balance is performed in the system through the DC-link voltage. The DC-link voltage is set to a fixed reference value that can only be kept constant by injecting the appropriate amount of current to the grid. The DC-link voltage is controlled with a PI controller, as can be seen in Fig. 6b. A notch filter is used in order to avoid rejecting the necessary ripple imposed by the fact of interfacing a three-phase system, the PMSG, with a single-phase grid connection. In order to achieve unity power factor, the grid current command is synchronized with the grid voltage using a synchronous PLL algorithm [18]. This current is then injected into the grid by means of the H-bridge inverter, controlled by a proportional-resonant (PR) controller.

IV. OVER-SPEED CONTROL INTEGRATION

High rotational speed in the wind turbine can be harmful, as both the turbine and the electronic components can be damaged or destroyed due to mechanical failure or to excessive high back-emf voltages respectively. Too high wind speed would produce a torque that cannot be matched by the generator, eventually resulting in an excessive rotational speed. Some type of protection against high wind speeds is therefore mandatory.

A method to allow the wind turbine to operate safely with high wind speed is proposed in this section. The protection is integrated along with the MPPT control. It is assumed that neither wind speed sensor nor shaft speed sensor are available. The rectifier voltage will be used to indirectly control the turbine speed according to the curves shown in section II-B.

The block diagram of the proposed protection scheme can be seen in Fig. 7. This system will ultimately provide a rectifier voltage reference, v_r^* , for the rectifier voltage PI controller. The rectifier voltage reference consists of a constant voltage reference, $v_{r_min}^*$ and a variable voltage reference, Δv^* , tracking the maximum power point. Those two commands will be generated by the blocks labeled as “ $v_{r_min}^*$ generator” and “MPPT Tracker” in Fig. 7. The operation of each block in Fig. 7 is explained following:

A. Minimum reference generator

The $v_{r_min}^*$ generator block will provide a rectifier voltage command which follows a ramp from zero to the cut-in

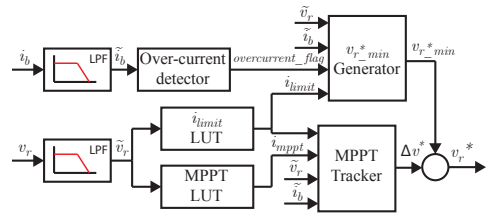


Fig. 7. Voltage reference generator for MPPT and over-speed protection

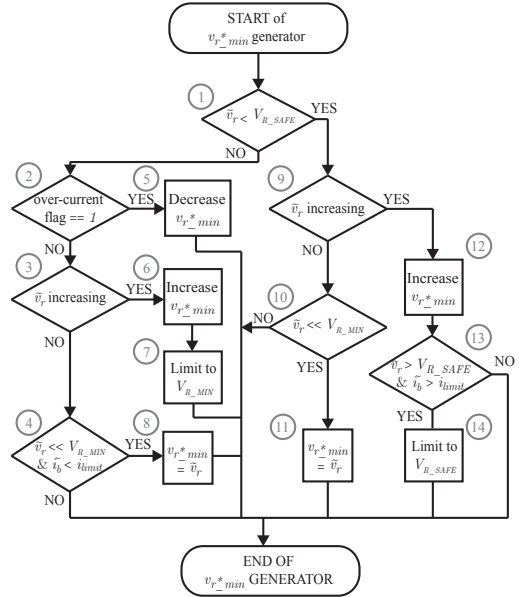


Fig. 8. Flow chart of the minimum voltage reference generator

voltage V_{R_MIN} . The idea behind this reference generator is to have control over the turbine voltage/speed as soon as it starts to rotate, not leaving therefore any dead or uncontrolled zone up to the cut-in voltage. The ramp will be selected not have no effect for wind speeds that can be fully serviced with the rated torque of the generator (i.e. 14.8 m/s according to Fig. 5), but to provide an increasing braking torque for higher wind speeds. The voltage reference increase is driven by detection of an increasing rectifier voltage. A detailed flow chart of this block can be seen in Fig. 8.

The $v_{r_min}^*$ generator will increase the rectifier voltage reference following a ramp up to a value of V_{R_SAFE} (seen Fig. 5). At this point, the reference is maintained constant whenever the current exceeds the current limit, i_{limit} , provided by the look-up table in Fig. 7. This prevents that high speed winds could develop high torque at high rotational speeds.

Above the cut-in voltage, the current limit, i_{limit} is set as the current required to hold the turbine in the full speed/voltage range when the wind speed is the maximum

that can be serviced without exceeding the rated current (i.e. 14.8 m/s). For the practical implementation, a segmented line is used instead of the continuous curve, as can be seen in Fig. 5. Below the cut-in voltage, the current limit is increased to allow the voltage reaching the cut-in value for wind speeds that can be controlled with a limited-time over-current (see Fig. 5). The minimum wind speed at which the turbine operates with reduced rotor speed will depend on the selection of i_{limit} for the voltage V_{R_SAFE} . In the studied case, this mechanism will prevent from increasing the rectifier voltage when the wind speed is above 30 m/s.

If the current limit is not exceeded for V_{R_SAFE} , the voltage command will increase as the actual rectifier voltage increases until it reaches V_{R_MIN} . At this point, this reference is maintained equal to V_{R_MIN} until an over-current situation is detected by the “over-current detector” block in Fig. 7. When this occurs, the rectifier voltage command is decreased following a ramp to V_{R_SAFE} , eventually decreasing the current in steady state.

If the rectifier voltage drops far below $v_{r_min}^*$ (25 V in our setup) due to the absence of wind, then the reference is made equal to the actual voltage to restart the ramp, as seen in blocks 10 and 11 of Fig. 8.

B. MPPT controller

Once the rectifier voltage exceeds the cut-in voltage V_{R_MIN} , the MPPT block starts producing an additional reference Δv_r^* needed to track the maximum power point. This reference will be increased or decreased depending on whether the boost current is higher or smaller than the i_{mppt} provided by a look-up table. The voltage step must be selected not to delay the voltage increase nor to speed up the voltage decrease (i.e. not to draw a current much higher than i_{mppt}) in the wind speed range never producing a torque over the rated value (i.e. below 14.8 m/s in Fig. 5). The detailed flow chart of this control block can be seen in Fig. 9.

If the boost current is larger than i_{limit} , the voltage reference held constant. This prevents the turbine speed from increasing, what might lead to a higher torque/current, and avoids braking the turbine in excess, what might cause the boost current to exceed its rated value.

In the event the current exceeds the rated value due to high wind speed, the voltage must be decreased. This will result in a transitory increase of the current level to achieve a higher torque, reducing the voltage reference and thus, the actual voltage, to V_{R_MIN} . The voltage slope must be selected to trade-off the maximum peak transient current and the total time needed to reduce the voltage, considering the dynamic limitations imposed by the rectifier voltage controller. A solution in which the voltage is not required to reduce to V_{R_MIN} while maintaining the rated current, is currently being developed. This is accomplished in power-based stalling methods by adding a delaying filter in the feedback loop [14]. However, the addition of such delay must be carefully studied, since in the event of increasing wind and for high wind conditions, the control of the turbine can be lost.

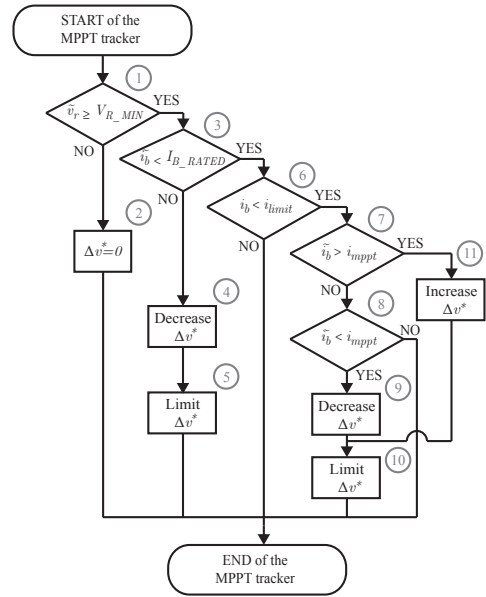


Fig. 9. MPPT control flow chart

C. Over-current detector

If the current in steady-state for V_{R_MIN} is larger than its rated value, the minimum rectifier voltage reference must be decreased to V_{R_SAFE} to reduce it. The “over-current detector” block is an up/down counter that increases whenever the current is larger than its rated value, and decreases if it is smaller. If the counter reaches a pre-established threshold, an over-current flag is set and it will only be reset when the counter returns back to zero. If the over-current flag is set, the minimum voltage reference generator will decrease to V_{R_SAFE} following a ramp. The count up and count down steps can be unevenly selected; in the implemented algorithm the count down was set to be four times faster than the count up. The threshold at which the flag is set on can be selected by measuring the transient time to bring down the voltage to V_{R_MIN} when the turbine is driven by a wind speed producing the rated torque at V_{R_MIN} (i.e. 32 m/s in the turbine used in this research). Trying to stop a higher wind speeds will produce larger transients, making the minimum voltage reference to change to V_{R_SAFE} . The detailed flow chart of this control block can be seen in Fig. 10.

In case of very high wind speeds, the required current can exceed the ultimate limits of the machine and/or power converter. In this case, a crowbar must be activated [11] to stop the wind turbine. Since no wind speed information is available, deciding when the wind turbine must be restarted is not trivial, as the wind turbine would start and stop repeatedly if the high wind condition remains. The proposed method overcomes this situation. Once the crowbar has been activated, the turbine can be restarted and the minimum reference generator will prevent the turbine from accelerating while the high wind situation remains.

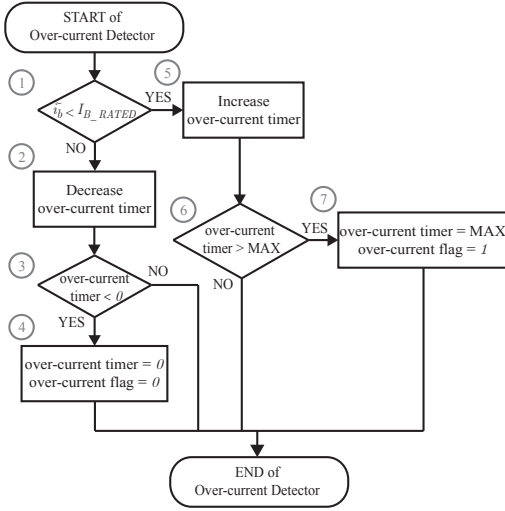


Fig. 10. Over-current detector flow chart

V. SIMULATION RESULTS

To test the performance of the proposed method, several simulations for different wind conditions were carried out. PSIM software was used for this purpose. The generator parameters used in simulation were the same as for the actual machine, they are shown in table I. The power switches for both the boost converter and the H-bridge were modelled as ideal switches, reducing the computational burden. This will lead to slightly better results in terms of system efficiency than the actual system, but does not have a significant impact for the analysis presented in this paper.

Two examples have been selected to illustrate the behavior of the presented technique. Fig. 11 shows an example of the turbine behavior under increasing wind conditions starting from rest. A 12 m/s wind makes the turbine to accelerate, making a rectifier voltage command v_r^* to be generated by the $v_{r_min}^*$ generator block (see Fig. 11a). Since the rectifier voltage command is larger than the actual voltage, no boost current will be commanded to be drawn from the generator (Fig. 11b) and the turbine will speed up as fast as the torque developed by the wind dictates (Fig. 11c-d). When the rectifier voltage reaches the cut-in voltage ($V_{R_MIN}=280$ V) the MPPT control block is activated and some current starts to be extracted from the generator. The boost current (i_b) and the target MPPT current (i_{mppt}) are forced to converge by the MPPT control block, as shown in Fig. 11b. At 8.5 s, a sudden change of the wind speed from 12 m/s to 18 m/s occurs. Though such wind speed change is not realistic in practice, it is useful to evaluate the control dynamics, and will be used both for simulation and experimental cases. The new wind speed results in a large increase of the turbine torque, which should be counteracted by the generator (Fig. 11c). The required boost current is consequently larger than the rated current and the over-speed control makes the voltage command to decrease. Because of the duration of the resulting transient, the over-current detector also reduces the

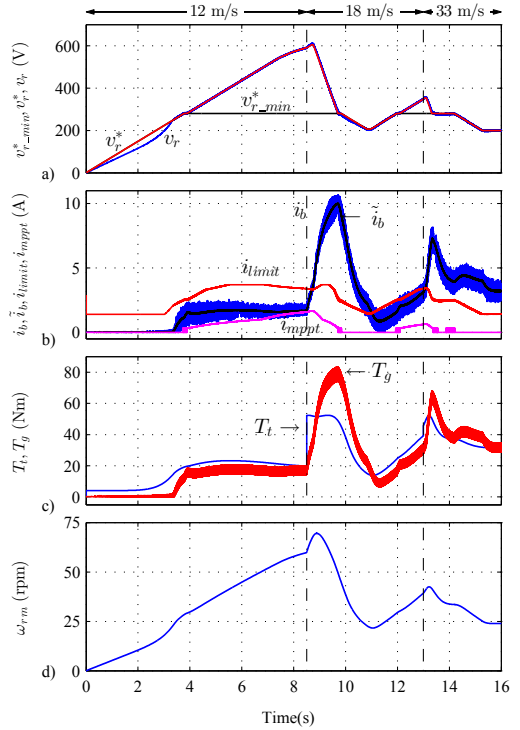


Fig. 11. Simulation result showing the behavior of the proposed method under increasing wind conditions (12 m/s, 18 m/s from 8.5 s, and 33 m/s from 13s): a) rectifier voltage command (v_r^*), rectifier voltage (v_r) and minimum rectifier voltage command ($v_{r_min}^*$); b) boost current (i_b), filtered boost current (\bar{i}_b), current limit (i_{limit}) and MPPT current target (i_{mppt}); c) turbine torque (T_t) and generator torque (T_g); d) turbine rotational speed (ω_{rm}).

$v_{r_min}^*$ command to $V_{R_SAFE} = 200$ V, even when at a wind speed of 18 m/s the steady-state current at 280 V is below the affordable limit (see Fig. 5). It is noted that this could be avoided by implementing a two-step counter in the over-current detector block. However, this strategy would be at the price of introducing some delay in the cases when it is really needed to reduce the voltage to V_{R_SAFE} , and must be studied therefore in detail. Once the voltage has decreased to V_{R_SAFE} , the current drops below i_{limit} and the voltage starts recovering. At $t = 13$ s, the wind changes to 33 m/s. Since this wind speed is above the controllable limits at a relatively low rotational speed/rectifier voltage, the voltage command is brought to V_{R_SAFE} by the proposed method. Of course, if this wind speed would have suddenly arose at a higher rectifier voltage, an external method (e.g. crowbar or mechanical brake) should have been employed to brake the turbine if the torque produced exceeded the generator or power converter capabilities. This would lead to the case explained in the next example.

In Fig. 12, a case in which the turbine starts under high wind condition is shown. The $v_{r_min}^*$ generator block detects an increasing voltage and commands a voltage reference that, in this case, limits the acceleration of the wind turbine. Since

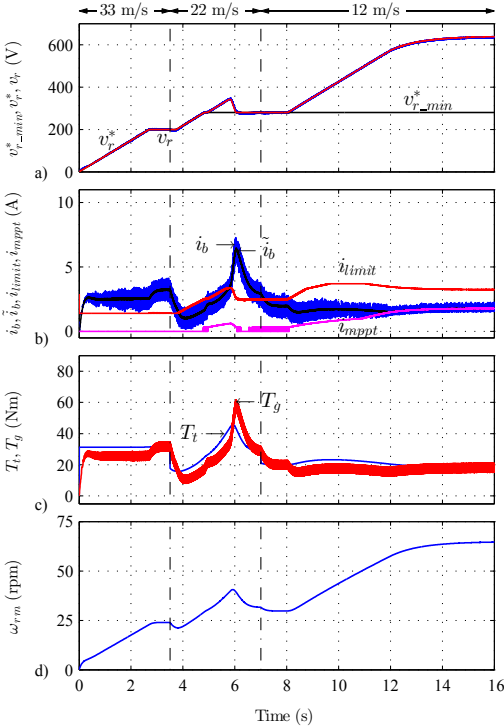


Fig. 12. Simulation result showing the behavior of the proposed method under decreasing wind conditions (33 m/s, 22 m/s from 3.5 s, and 12 m/s from 7s): a) rectifier voltage command (v_r^*), rectifier voltage (v_r) and minimum rectifier voltage command ($v_{r_min}^*$); b) boost current (i_b), filtered boost current (\tilde{i}_b), current limit (i_{limit}) and MPPT current target (i_{mppt}); c) turbine torque (T_t) and generator torque (T_g); d) turbine rotational speed (ω_{rm}).

a current larger than i_{limit} is required (Fig. 12b) to produce the necessary torque (Fig. 12c), the voltage command is held equal to V_{R_SAFE} once that value is reached. This will avoid the occurrence of repeated start and hard stop cycles. At $t = 3.5$ s, the wind speed decreases to 22 m/s and the voltage command increases to reach the cut-in voltage (280V) in which the MPPT mode starts. Then the voltage increases to match the boost current i_b with the i_{mppt} command. Since this wind speed produces torque levels higher than rated torque in the MPPT range, this situation is easily detected by the proposed method and the voltage is brought back to 280 V. The wind speed changes to 12 m/s at $t = 7$ s. The boost current drops since a lower torque is required to maintain the turbine speed/rectifier voltage. Therefore, the MPPT control is reactivated and a higher rectifier voltage is commanded to force to boost current i_b to follow the MPPT current command i_{mppt} .

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed control method has been tested on a 2.5 kW PMSG. The wind turbine is emulated using a 11 kW vector controlled induction machine. An integrated controller and power converter using the topology shown in Fig. 1, has been

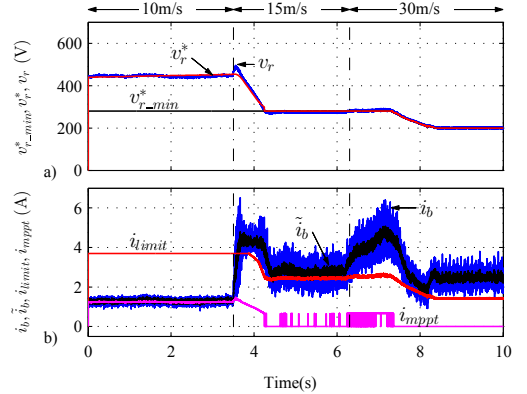


Fig. 13. Experimental results showing the behavior of the propose method under increasing wind conditions (10 m/s, 15 m/s from 3.5 s, and 30 m/s from 6.3 s): a) rectifier voltage command (v_r^*), rectifier voltage (v_r) and minimum rectifier voltage command ($v_{r_min}^*$); b) boost current (i_b), filtered boost current (\tilde{i}_b), current limit (i_{limit}) and MPPT current target (i_{mppt}).

built to control the PMSG. All the described control functions are implemented on a Texas Instruments TMS320F28335 DSP. The experimental setup has the same parameters as those used for simulation, they are shown in Table I. It is noted however that two differences exist between the simulation and the experimental set up: 1) the inertia in the experimental setup is significantly smaller than that of the simulation (and the actual wind turbine), 2) the rectifier voltage ramp generator starts once the rectifier voltage reaches 100 V, to overcome friction, dead-time, and other sources of error when the machine operates at low speeds. It is noted that both differences imply more challenging operating conditions for the experimental set up case compared to the simulation set up case, but smaller current levels are expected during transients due to the smaller inertia constant.

Fig. 13 shows the behavior of the system under increasing wind conditions. The test starts from steady state, where the control follows the maximum power point trajectory corresponding to a wind speed of 10 m/s. As the boost current is under the limit imposed by i_{limit} and the voltage is higher than $V_{R_MIN} = 280$ V, the MPPT control block forces the boost current, i_b , to follow the MPPT target command, i_{mppt} . At $t = 4.6$ s, the wind speed increases to 15 m/s, increasing the torque in the turbine and making the turbine speed and the rectifier voltage to increase. The current i_b increases to a value higher than i_{limit} . In order to decrease i_b , the systems decreases the rectifier voltage to V_{R_MIN} stalling the turbine, driving it to a safe operating point. At $t = 9.1$ s, the wind speed suddenly increases to 30 m/s, consequently increasing the turbine torque. The boost current, i_b , is higher than the rated value for a time large enough to activate the over-current flag. Once this flag is active, the system decreases the rectifier voltage down to $V_{SAFE} = 200$ V. The current needed to maintain the system in this new safety working point is lower than I_{B_RATED} but higher than i_{limit} . The system will be maintained in this working point until the wind speed decreases and i_b become lower than i_{limit} .

In the test shown in Fig. 14 the wind turbine is started

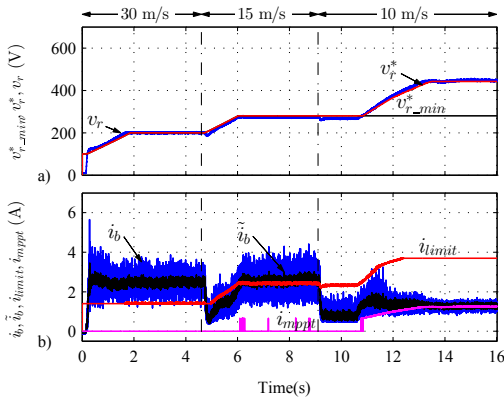


Fig. 14. Experimental results showing the behavior of the propose method under decreasing wind conditions (30 m/s, 15 m/s from 4.6 s, and 10 m/s from 9.1 s): a) rectifier voltage command (v_r^*), rectifier voltage (v_r) and minimum rectifier voltage command (v_{r_min}); b) boost current (i_b), filtered boost current (\tilde{i}_b), current limit (i_{limit}) and MPPT current target (i_{mppt}).

by a wind speed of 30 m/s. As already explained, in the experimental tests the turbine is not braked until v_r reaches 100 V. This explains why the slope of the rectifier voltage is initially very high. Once v_r is equal to 100 V, the v_{r_min} generator starts to ramp v_r^* similar results to those obtained the simulation are observed. The current needed to maintain the rectifier voltage controlled is higher than i_{limit} , what allows the control to detect that the wind is very high, stalling the turbine to a safe working point. At $t = 4.6$ s, the wind speed decreases to 15 m/s, reducing the turbine torque. The current needed in order to maintain the turbine at V_{R_SAFE} is now lower than i_{limit} and the system allows the turbine speed to increase by increasing v_{r_min} . Once the ramp reaches V_{R_MIN} , the boost current, i_b , is higher than i_{limit} and the turbine does not follow the MPPT any more, remaining at this working point instead. At $t = 9.1$ s, the wind speed decreases to 10 m/s. In this condition, i_b is lower than i_{limit} and the control increases v_r^* in order to reach the i_{mppt} target. Since i_b remains lower than i_{limit} , the system can reach the maximum power point.

VII. CONCLUSIONS

Small wind turbines respond to the same basic principles as high power units. However, the importance of reducing their cost to make them affordable to the general public, dictates a reduction in the number of sensors resulting in additional control challenges that need to be addressed.

Specially important is the turbine operation and protection under high wind speed. A method to control small wind turbines under these conditions has been proposed in this paper. The method is able to early detect a high wind condition by supervising the current drawn from the rectifier, allowing the wind turbine to remain connected to the grid and generating power even in the event of high speed wind conditions. Both simulation and experimental results demonstrate the validity of the proposed concepts.

REFERENCES

- [1] H. Wang *et al.*, "Control and interfacing of a grid-connected small-scale wind turbine generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, pp. 428–434, Jun. 2011.
- [2] J. Benjanarasut and B. Neammanee, "The d-, q- axis control technique of single phase grid connected converter for wind turbines with MPPT and anti-islanding protection," in *2011 8th International Conf. on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*. IEEE, May 2011, pp. 649–652.
- [3] M. Arifujjaman, "Modeling, simulation and control of grid connected permanent magnet generator (PMG)-based small wind energy conversion system," in *Electric Power and Energy Conf. (EPEC), 2010 IEEE*, Aug. 2010, pp. 1–6.
- [4] S.-H. Song *et al.*, "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system," in *Applied Power Electronics Conf. and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol. 1, 2003, pp. 154–158 vol.1.
- [5] Y. Y. Xia *et al.*, "Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter," *IET Renewable Power Generation*, vol. 5, no. 5, pp. 377–386, Sep. 2011.
- [6] S. Jiao *et al.*, "Control system design for a 20 kW wind turbine generator with a boost converter and battery bank load," in *Power Electronics Specialists Conf., 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual*, vol. 4, 2001, pp. 2203–2206 vol. 4.
- [7] C.-C. Hua and C.-Z. He, "Design and implementation of a digital power converter for wind energy conversion," in *2011 6th IEEE Conf. on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. IEEE, Jun. 2011, pp. 1398–1402.
- [8] O. Castillo *et al.*, "Average current mode control of three-phase boost rectifiers with low harmonic distortion applied to small wind turbines," in *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conf., 2009. CERMA '09*, Sep. 2009, pp. 446–451.
- [9] H.-G. Park *et al.*, "Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG," in *Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conf. on*, 2007, pp. 483–487.
- [10] N. T. Hai *et al.*, "Sensorless control of PM synchronous generators for micro wind turbines," in *Power and Energy Conf., 2008. PESC 2008. IEEE 2nd International*, 2008, pp. 936–941.
- [11] A. Sugawara *et al.*, "Research for electric brake using NTC thermistors on micro wind turbine," in *Power Electronics and Motion Control Conf., 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, Sep. 2006, pp. 1597–1601.
- [12] Y. Matsui *et al.*, "Braking circuit of small wind turbine using NTC thermistor under natural wind condition," in *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conf. on*, Nov. 2007, pp. 910–915.
- [13] E. Muljadi *et al.*, "Soft-stall control versus furling control for small wind turbine power regulation," National Renewable Energy Lab., Golden, CO (United States), Tech. Rep., 1998. [Online]. Available: <http://www.osti.gov/scitech/biblio/661575>
- [14] A. Ahmed *et al.*, "New constant electrical power soft-stalling control for small-scale VAWTs," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 1152–1161, Dec. 2010.
- [15] Z. Dalala *et al.*, "New overall control strategy for wind energy conversion systems in MPPT and stall regions," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2013, pp. 2412–2419.
- [16] J. Chen *et al.*, "New overall power control strategy for variable-speed fixed-pitch wind turbines within the whole wind velocity range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2652–2660, Jul. 2013.
- [17] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, 2nd ed. Wiley, Jun. 2006.
- [18] A. Reznik *et al.*, *Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems*, March 2014, vol. 50, no. 2, ch. Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems, pp. 1225–1232.

B.1.3. Control and emulation of small wind turbines using torque estimators [146].

Control and emulation of small wind turbines using torque estimators

Juan M. Guerrero *, Carlos Lumberas, David Reigosa, Pablo García and Fernando Briz
Electrical and Electronic Engineering Department
University of Oviedo, Campus de Viesques Ed. Dept. Oeste n°2, 33204 Gijon (Spain)
Email: *guerrero@uniovi.es

Abstract—Soft-stall control of small wind turbines is a method to protect the generation system or the load from high wind speeds while keeping the system generating. Soft-stall activation must be due to an excess of power or torque/current. This paper proposes a method to improve the existing soft-stall methods for over torque/current protection by the development of a turbine torque estimator. Due to the inconvenience of the continuously changing weather conditions, wind turbine emulators are broadly used by researchers instead of actual wind turbines. This paper also proposes two methods to emulate the wind turbine inertia without communications between the load drive (wind turbine emulator) and the generation system controller.

I. INTRODUCTION

The increasing electrical energy demand has boosted the interest in renewable energy sources due to economical and sustainability reasons. The development of the energy conversion technologies has also brought opportunities to small scale consumers to produce electricity to cover all or part of their energy consumption. In this regard photovoltaic panels and small wind turbines are broadly used to generate electricity. Small wind turbines have the advantage of a higher power density in terms of size and cost. The use of batteries is a requirement in off-grid locations to match the irregular production and consumption. However, in areas connected to the grid, the grid can be used as a battery if net metering policies have been implemented.

Small wind turbines must be able to operate unattended in most situations to make them appealing to the end user. In this case the self protection of the wind turbine under high wind speed situations is mandatory. When the wind power extracted by the turbine surpasses the load or the generator rated power, the turbine must be operated at a reduced efficiency to avoid damage either to the load or the generator. There exist different methods for decreasing the turbine efficiency under high wind speed conditions: pitch, furling and stall control, mechanical brakes and electric brakes [1]. The electric brake is the most adopted option for small wind turbines due to its simplicity and lower cost. It consists of a crowbar to shortcut the generator windings creating a high braking torque. However, the use of the electrical brake produces a high torsional torque in the turbine shaft and large currents in the generator windings making undesirable its activation. A NTC crowbar has been proposed to mitigate those problems [1], [2]. Nevertheless, the activation of the crowbar makes the system to stop generating and, in high wind conditions, the appearance of successive start and stop cycles that can damage the turbine.

To avoid the electric brake activation different soft-stall methods have been proposed [3]–[6]. These methods allow to limit the power extracted from the wind by making

the turbine working at a reduced efficiency. The proposed techniques assume that in certain situations the maximum power that can be extracted from the wind turbine cannot be absorbed by the load (or a battery) and the extracted power is limited by making the turbine to work in a non optimal tip speed ratio (TSR) by decreasing the turbine speed. This would be also the case for a relatively high power wind turbine connected to a weak grid when the power consumption is low. In those cases it is assumed that the generator torque/current capability is not reached.

This paper is focused in small wind turbines connected to the grid, so it is assumed that the grid can absorb all the power produced by the turbine, at least up to some legal limit for small producers/consumers (e.g. 5 kW in single phase grids in Spain). A soft-stall method driven by the rated current/torque limits of the generator (or the power converter) instead of the rated power of the connected load has been recently proposed [7] for generator protection. That method also allows automatic system reconnection in those cases the crowbar has been activated. The main limitations of that method are the existence of high transient currents when a high wind speed situation is detected and the low discrimination of some high speed conditions making the method to extract less power than possible.

The method proposed in this paper overcomes the limitations shown in [7] by developing a turbine torque estimator. This estimator allows to early detect high wind conditions decreasing the braking torque/current required in [7]. Moreover, the turbine torque information will allow the generator to produce higher power while maintaining the turbine within its rated limits.

In addition, two methods to emulate the turbine inertia are proposed and incorporated to the experimental setup. These methods, of general use for all kind of applications, will improve the dynamics of the wind turbine emulator. The emulation of the mechanical inertia using the electric drive has been reported using different approaches. Analog electronic feedback techniques were early employed [8]. An open-loop inertia emulator based on the synchronized speed control of the load drive and the generator is proposed in [9]. Direct or indirect measurement of the generator torque is required by some methods [10]–[12]. Of special interest are those methods not requiring torque measurements since they do not require to share any information between the load drive and the wind energy controller. A method using an estimation based on the derivative of the speed was presented in [13]. The disadvantage of this method is its sensitivity to system noise. A state-space based estimator overcoming that problem was proposed in [14]. The approaches proposed in this paper use classic transfer function formulation leading to easiness of tuning and better understanding of the method performance.

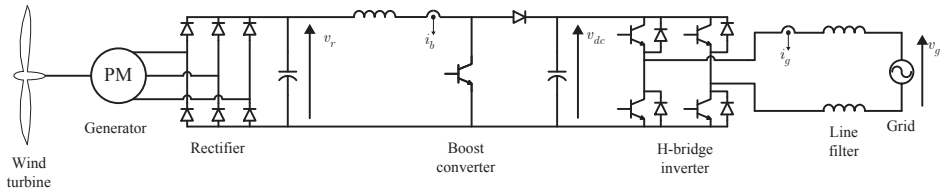


Fig. 1: Wind generation system overview.

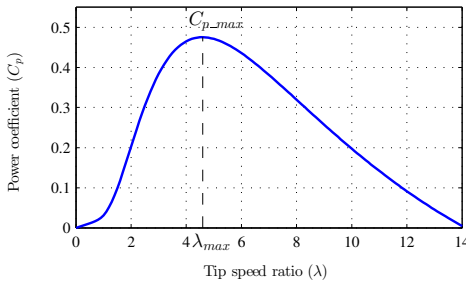


Fig. 2: Power coefficient, C_p , vs. TSR (λ) of the wind turbine.

II. SYSTEM DESCRIPTION

The wind energy generation system described in this paper can be seen in Fig. 1. A fixed-pitch wind turbine is directly coupled to a 12-pole synchronous permanent magnet generator. The machine terminals are connected to a diode rectifier. A boost converter increases the voltage to the required level to inject current to a single-phase grid through an H-bridge inverter and a line filter.

This topology is broadly used in low-cost turbines at the price of a reduced efficiency compared with a back-to-back converter. To make the system cost-effective a reduced set of sensors has been used as can be seen in Fig. 1: three voltage sensors (resistor networks) to measure the rectified voltage, v_r , the DC-link voltage, v_{dc} , and the grid voltage, v_g ; and two current sensors (Hall effect) acquiring the boost current, i_b and the current injected to the grid, i_g .

The wind turbine power coefficient characteristic can be seen in Fig. 2. The TSR is $\lambda_{max} = 4.58$ giving rise to a maximum power coefficient of $C_{p,max} = 0.475$. The wind turbine has been designed to provide 1.1 kW at wind speed of 12 m/s. The inertia constant of the turbine is $J_t = 0.75 \text{ kg m}^2$.

The wind energy generation control system is divided into two subsystems controlling both the boost converter and the H-bridge inverter. The boost current will charge the DC-link capacitor when the system is generating. To prevent the DC-link voltage from increasing over a commanded level, the corresponding AC current will be injected into the grid. Both control loops can be seen in Fig. 3.

The boost converter current is controlled using a proportional-integral controller. The output of the controller is the boost inductor voltage command, v_l^* , that is transformed by software in a duty command for the power switch. The current command is provided by a rotor speed controller which full description will be provided in section IV.

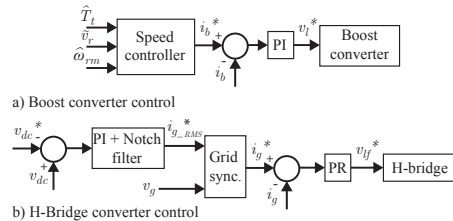


Fig. 3: Block diagram of the system control loops.

The details of the H-bridge control is not the focus of this paper but a brief description is provided here. The H-bridge controls the DC-link voltage using a cascaded control structure. The inner loop controls the current injected to the grid using a proportional-resonant (PR) controller, while the outer loop controls the DC-link voltage using a PI controller improved with a notch filter. A block diagram can be seen in Fig. 3. $i_{g,RMS}^*$ is the grid rms current command, which is transformed into an instantaneous grid current command, i_g^* by means of a grid synchronization block (i.e. PLL). v_{lf}^* is the voltage command which is translated by software into a pulse width modulation (PWM) duty value.

III. MPPT AND HIGH WIND SPEED STRATEGY

This section describes the control strategy followed to achieve either MPPT or high wind speed protection based on the physical behavior of the generating system.

A. MPPT

The electrical power that can be extracted by the generator versus the rotor speed at steady-state is shown in Fig. 4. The maximum power point trajectory is indicated by a dotted line. The tracking range of the MPPT in the studied generating system is comprised between 270 rpm to ensure the power extracted is higher than the operation losses, and 600 rpm to avoid an overvoltage situation due to the back-emf. The MPPT method employed in this paper is simply based in a look-up table (LUT) in which the input is the measured electrical power, P_e , and the output is the target rotor speed, ω_{mppt}^* , as can be seen in Fig. 4. This will ensure MPPT tracking in ideal conditions but it can lead to a decreased efficiency in case of parameter changes. However, that extent is beyond the scope of this paper.

The exerted turbine torque at different rotor and wind speeds is shown in Fig. 5. The torque required to balance the turbine torque at the MPPT can be easily obtained and it is depicted in Fig. 5 (dotted line), corresponding to the MPPT seen in Fig. 4. This torque, termed T_{min} , will be the minimum torque command required by the speed controller along the MPPT speed range to ensure that some power is always extracted when the generator pursues a new operating point. A LUT in which the input

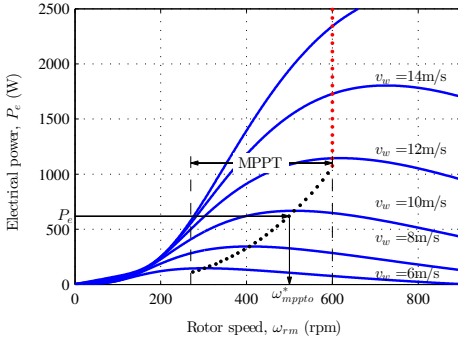


Fig. 4: Electrical power versus rotor speed for different wind speeds showing the maximum power point trajectory (dotted line).

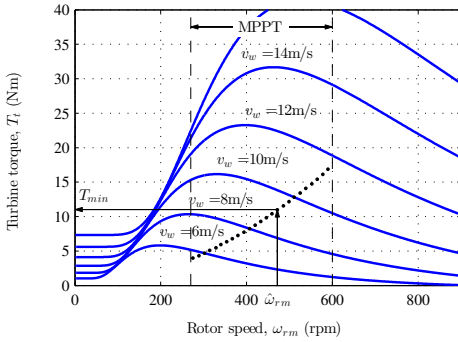


Fig. 5: Turbine torque versus rotor speed for different wind speeds showing the torque required for maximum power point trajectory (dotted line).

is the estimated rotor speed, $\hat{\omega}_{rm}$, and the output is the minimum required torque, T_{min} , as can be seen in Fig. 5, will be used for this purpose. T_{min} is made zero below the MPPT region.

B. High wind speed

In small power wind turbines connected to a relatively strong grid it can be assumed that all the power produced by the turbine can be absorbed in most cases. In this case the voltage and current/torque limits of the wind turbine are the relevant variables in terms of system protection rather than the maximum power. Fig. 6 shows the wind turbine torque at different rotor and high wind speeds. The generator must be capable to produce such torque to keep the turbine under control.

The torque produced by a permanent magnet synchronous generator connected to a rectifier when some DC current is imposed by the boost converter, follows a nonlinear relationship that depends both on the current magnitude and on the rotor speed. The dependence with the rotor speed is higher as the current magnitude increases. The rated boost current in the studied system has been set to 3.7 A, giving rise to the rated torque, T_{g_rated} , red line shown in Fig. 6. It can be seen that it is an almost constant value around 36 Nm. To handle transient overload situations some current excess is generally admitted for a short time. The present system can withstand an absolute maximum current magnitude of 10 A for a short period of time. That

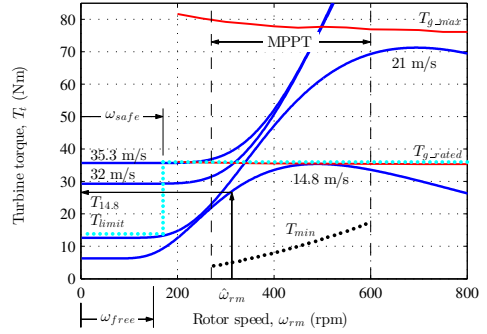


Fig. 6: Turbine torque versus rotor speed for key high wind speeds.

current level translates into the maximum developed torque, T_{g_max} , which is a rotor speed dependent value, as can be seen in Fig. 6.

The turbine torque produced by a wind speed of 14.8 m/s is below the rated value T_{g_rated} along the whole rotor speed range, as can be seen in Fig. 6. Therefore, this wind speed is the highest that can be serviced ensuring the generator is never overloaded.

A wind speed of 21 m/s has been set as the highest speed that can be serviced in the whole rotor speed range by temporary overloading the generator. This allows some torque margin to brake the wind turbine, as can be seen between the peak of the 21 m/s curve and T_{g_max} in Fig. 6. Above that wind speed the ability to control the wind turbine by the generator will depend on the rotor speed at the instant the high wind speed arises since the turbine torque can surpass the maximum generator torque, T_{g_max} , at some rotor speed. This situation can be seen for the 32 and 35 m/s curves in Fig. 6. However, keeping the rotor at low speed allows the generator to withstand wind speeds as high as 35.3 m/s within its rated limits. For wind speeds higher than 35.3 m/s external brake systems would be required besides the structural concerns in small wind turbines that are out of the scope of this paper.

The following control strategy is based on the aforementioned turbine and generator behavior. A low speed range, ω_{free} in Fig. 6, in which the generator is not speed controlled will be established to allow the rectifier voltage to build up, making possible the control of the boost converter current (i.e. generator torque). Above this limit the generator speed is controlled towards ω_{safe} (see Fig. 6). At that point the turbine torque is checked. If it surpasses T_{limit} the rotor speed remains at ω_{safe} until the turbine torque drops below that limit. T_{limit} is set to the turbine torque produced by a wind speed of 21 m/s at ω_{safe} , and to T_{g_rated} above that speed, as can be seen in the dotted cyan line of Fig. 6. The idea behind these two distinct limits is to manage two different situations. First is to protect the generator against overload situations if the wind speed is increasing from a turbine startup. The second is intended for the case the wind speed increases when the turbine is already operating at a higher rotor speed, in which the overload is unavoidable and it is assumed that the generator can handle the situation if an external brake system has not been activated.

Once the turbine torque at ω_{safe} drops below T_{limit} the speed reference is increased to 270 rpm in order to

reach the MPPT region, and T_{limit} is increased to T_{g_rated} . A ramp generator (1) is used to soften the actual MPPT LUT reference, ω_{mppt}^* , being ω_{mppt}^* the ramped speed reference, k the current sampling period, and $\Delta\omega^*$ the speed reference increase.

$$\omega_{mppt}^*(k) = \omega_{mppt}^*(k-1) \pm \Delta\omega^*(k) \quad (1)$$

The speed reference increase will depend on the corresponding turbine torque for a wind speed of 14.8 m/s that is obtained from a look-up table, using the estimated rotor speed, $\hat{\omega}_{rm}$ as an input and obtaining the corresponding torque, $T_{14.8}$ as the output, as shown in Fig. 6. The speed reference step increase can be calculated using (2), being J_t the total system inertia constant, and T_s the digital controller sampling time.

$$\Delta\omega^*(k) = T_{14.8}(k)T_s/J_t \quad (2)$$

Ideally speaking, for wind speeds lower than 14.8 m/s the speed controller will not act since the generator cannot apply positive torque, and for wind speeds higher than 14.8 m/s imposing a torque higher than $T_{14.8}$ the speed controller will start braking before the turbine torque surpasses T_{g_rated} decreasing a possible overload situation. In the MPPT region a minimum torque command, T_{min} , is always commanded as it was previously explained.

The turbine torque is also supervised and controlled. If its magnitude surpasses T_{limit} the MPPT speed reference generation is stopped and the speed reference is decreased to make the turbine torque converge to T_{limit} by means of a turbine torque controller. The MPPT control is restarted once the turbine torque controller control signal returns to zero.

IV. ROTOR SPEED AND TURBINE TORQUE CONTROL

The wind turbine is operated either to follow the MPPT or to produce the rated generator torque as it was explained in the previous section. Since neither speed nor torque sensors are available to implement the proposed strategy both variables must be estimated as it will be described in this section.

A. Speed and turbine torque estimation

The rotor speed and turbine torque estimators can be seen in Fig. 7. The rectified voltage, v_r , and the boost current, i_b , are low-pass filtered to be used as inputs of a look-up table in which estimations of the generator torque, \hat{T}_g , and the rotor speed, $\hat{\omega}_{rm_LUT}$ are obtained. The look-up table is built after a commissioning process of both the generator and the rectifier. The generator is externally driven at different speeds and different boost current commands are imposed for each speed. The average rectifier voltage and the load torque are measured at steady-state. In the present case speeds from 200 rpm to 900 rpm in 50 rpm steps, and currents from 0.5 A to 10 A in 0.5 A steps were used. A polynomial expression is then obtained using curve fitting.

The estimated torque and rotor speed are then used as inputs for a turbine torque "observer" as can be seen in Fig. 7. A proportional controller makes the output of the turbine mechanical system model, $\hat{\omega}_{rm}$, to converge with the LUT obtained speed, $\hat{\omega}_{rm_LUT}$, acting as a reference. The estimated generator torque, \hat{T}_g , is a disturbance input for the mechanical model. Therefore, the output of the controller will be the estimated turbine torque. A low-pass filter is used to remove high frequency noise.

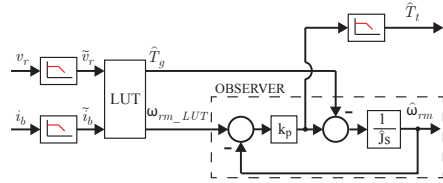


Fig. 7: Block diagram of the turbine torque estimator.

A similar idea has been used in [6] to obtain the aerodynamic power of the wind turbine in order to avoid the unstable behavior during soft-stall. However, substantial implementation differences are introduced in this paper. In [6] the speed is estimated using a fixed back-emf constant, that can give poor results in loaded conditions. Moreover, the generator torque is estimated by dividing the electrical power between the same speed estimation which can introduce additional errors. Finally, the use of a proportional (P) controller is proposed here instead of a proportional-integral (PI) controller as in [6]. The proportional controller is simpler to tune, it can capture the turbine torque with faster (and simpler) dynamics, the speed estimation steady-state error is negligible with a moderate proportional gain, and the torque estimation steady-state error is zero in both cases.

The main limitation of this method is the sensitivity to parameter change since the LUTs have been obtained using the machine parameters measured at room temperature. An improved version can include different LUTs for different machine temperatures combined with the use of a temperature sensor (usually included for protection) to interpolate between the LUT outputs. However, reasonable results have been obtained in case of parameter change as it will be shown in section V.

B. Speed and turbine torque control

The estimated variables obtained with the method proposed in the previous section are used as feedback signals for the control loops shown in Fig. 8. The speed reference obtained as it was described in section III, ω_{mppt}^* , is added to the reference $\Delta\omega_{rm}^*$ provided by the torque controller, resulting in the input reference ω_{rm}^* for the PI speed controller, which is compared with the estimated speed $\hat{\omega}_{rm}$. The PI controller calculates the generator torque that must be imposed. A saturation block imposes a minimum torque, T_{min} , in the MPPT region, as it was described in section III. The resulting torque is translated into a boost current using a LUT obtained with the same process described in section IV-A. A saturation block checks that the current limits are not trespassed. It must be remarked that in the digital implementation of the controller a realizable references saturation technique is used for state saturation. The boost current command is then sent to the boost current control loop described in section II.

The estimated turbine torque, \hat{T}_t , is compared with T_{limit} as can be seen in Fig. 8. A pure integral controller will be used to make both signals to converge by changing the turbine speed reference. If the turbine torque is smaller than T_{limit} a positive output will be generated but the saturation block will prevent from issuing a value greater than zero (i.e. the controller is deactivated when the turbine torque is below the limits). In the opposite case the speed is forced to decrease in order to reduce the turbine torque. It is not shown in Fig. 8 but it is noted that the ω_{mppt}^*

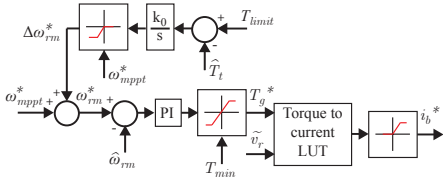


Fig. 8: Block diagram of the rotor speed and torque control.

TABLE I: Generator parameters

| Rated power | P | 1.7 kW |
|-------------------|-------------|------------------------------|
| Rated speed | ω_r | 500 rpm |
| Rated current | i_r | 3.7 A |
| Stator resistance | r_s | 6.03 Ω |
| Inductance | $L_d = L_q$ | 63 mH |
| Back-emf constant | k_e | 1.188 V _{peak} /rpm |
| Pole number | p | 12 |
| Inertia constant | J | .00581 kg m ² |

reference is kept constant when $\Delta\omega^*_{rm}$ is different from zero to avoid conflicting commands.

V. SIMULATION RESULTS

The performance of the proposed turbine control has been currently implemented in simulation. Different tests have been carried out both with generator rated and unrated parameters. Selected simulations showing increasing and decreasing wind conditions are presented in this section. The simulations have been implemented in Powersim PSIM using the hardware description shown in Fig. 1. The control loops have been implemented in a C language block for easiness of portability to the actual microcontroller. The relevant generator rated parameters can be found in Table I.

A. Rated parameters

The performance of the proposed control method under increasing wind conditions can be seen in Fig. 9. The system starts with a wind speed of 12 m/s, after 8.5 s the wind conditions change to 18 m/s, and at 13 s the wind speed increases to 33 m/s. These large wind speed step changes, also used in the next examples, are not realistic but they are useful to test the dynamic behavior of the proposed method. At the beginning of the simulation the speed reference, $\omega^*_{rm} = \omega^*_{mppt}$, is set to $\omega_{safe} = 170$ rpm, as can be seen in Fig. 9a. The rotor speed ω_{rm} will approach to the speed command due to the turbine torque, T_t , seen in Fig. 9b. During the startup, the estimated turbine torque, \hat{T}_t , will converge to the actual turbine torque. The estimated speed, $\hat{\omega}_{rm}$, matches quite precisely with the actual speed during the whole test. Once the speed reaches 170 rpm, and since the turbine torque is under T_{limit} , the speed reference will increase searching the MPPT. Since the speed reference slope is based on a wind speed of 14.8 m/s, no generator torque will be required until 270 rpm, as can be seen in Fig. 9c. However, once the MPPT region is reached at 270 rpm, a minimum torque of T_{min} will be imposed to start generating while the system tracks the MPPT. The wind speed change at 8.5 s will increase the turbine torque above the generator rating, as can be seen in Fig. 9b. The estimated turbine torque follows this change with only a small delay and the turbine torque controller is activated decreasing the speed reference. At this point ω^*_{mppt} is held constant while ω^*_{rm} decreases and thus the rotor speed (Fig. 9a). This makes the turbine torque to

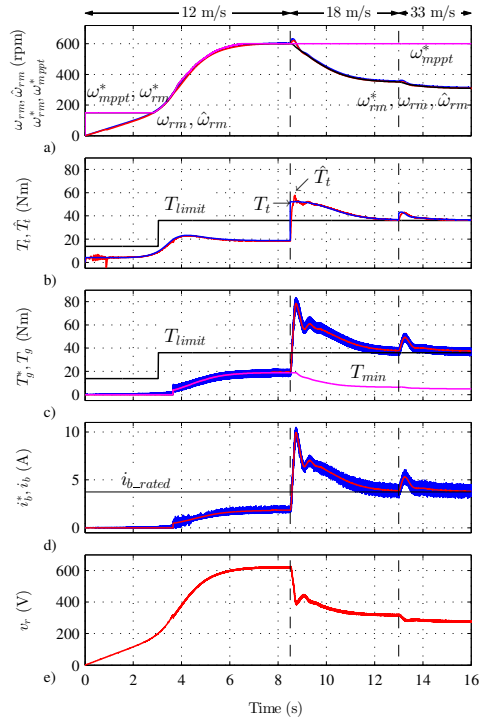


Fig. 9: Performance of the proposed controller under increasing wind speed conditions showing: a) ω_{rm} (blue), $\hat{\omega}_{rm}$ (red), ω^*_{rm} (black), ω^*_{mppt} (magenta); b) T_t (blue), \hat{T}_t (red); c) T_g^* (red), T_g (blue); d) i_b^* (red), i_b (blue); e) v_r .

converge to the generator rated torque and consequently, the generator torque and current return to rated values (Fig. 9b-d). Another wind speed change is produced at 13s, increasing the turbine torque, and making the system to react to come back to rated values. It is noted that the generator torque, T_g , closely matches with the torque command, T_g^* , since the torque to current LUT works perfectly with rated parameters. It can be checked in Fig. 9e that the rectifier voltage keeps indirectly controlled during the whole process by using the proposed method. It must be noted that if the 33 m/s wind speed would have arisen at 8.5 s the system would have not been able to brake the rotor since the turbine torque would have surpassed the short-time maximum torque of the generator. In that case, an external brake system should have been activated.

The next example in Fig. 10 shows a case with decreasing wind conditions. The system startup is produced under a wind speed of 33 m/s. The speed rapidly increases to 170 rpm. Since the estimated torque is above T_{limit} , the speed is held constant (Fig. 10a-b). It can be checked in Fig. 10b that after an initial transient the estimated torque closely follows the actual turbine torque. At 4 s the wind speed decreases to 18 m/s and thus the turbine torque. Therefore, the speed reference is increased to be higher than the reference, since generator torque demand over T_{min} is produced, as can be seen in Fig. 10c. The sudden generator torque variations introduce some distortion in the estimated turbine torque, as can be seen in Fig. 10c, but they don't

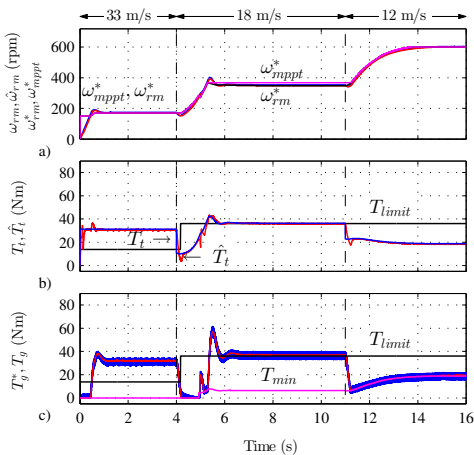


Fig. 10: Simulation. Rated parameters. Performance of the proposed controller under decreasing wind speed conditions showing: a) ω_{rm} (blue), $\hat{\omega}_{rm}$ (red), ω_{rm}^* (black), $\hat{\omega}_{mppt}$ (magenta); b) T_t (blue), \hat{T}_t (red); c) T_g^* (red), T_g (blue).

prevent the method from working as intended. The rotor speed increases so the turbine torque does, eventually surpassing the rated torque. Then, the torque controller is again activated and the turbine torque is returned to the rated value. At 11 s the wind speed decreases to 12 m/s and the torque controller is deactivated allowing the MPPT tracking.

B. Unrated parameters

The generator parameters can largely change during the regular system operation mainly due to temperature rise. The main effects would be an increase of the stator resistance and a decrease of the magnets' flux density. To model the effect of a 80 °C temperature rise in the generator windings the generator stator resistance has been increased 32.3%, and the back-emf constant has been reduced 8 % based on the resistivity and flux density temperature curves of copper and NdFeB magnets respectively. The LUTs and controller gains have not been modified to study the robustness of the method under those changes. In addition, it must be noted that those changes introduce an efficiency loss and a decreased torque capability in the generator with independence of the control method.

Fig. 11 repeats the process already described in Fig. 9 for rated parameters. It can be seen that the method is able to correctly control the system. However, remarkable differences exist. The actual speed, ω_{rm} , is underestimated by $\hat{\omega}_{rm}$, especially at high rotor speeds, as shown in Fig. 11a. Nevertheless, despite the gain difference between them, their dynamics are quite similar. The estimated turbine torque, \hat{T}_t , closely follows the actual value except for very high torque situations, as can be seen in Fig. 11b. This is due to the dynamics of the estimated speed and torque are quite similar to the actual values. The higher estimated torque, \hat{T}_t , will bring an overshoot in the speed response not seen in the ideal case. The generator torque is overestimated, especially at high torque values, as can be seen in Fig. 11c, which introduces the error seen in the estimated turbine torque. The current required to bring the turbine to rated torque values is kept at a high value longer than in Fig. 9, as can be seen in Fig. 11d. This is mainly

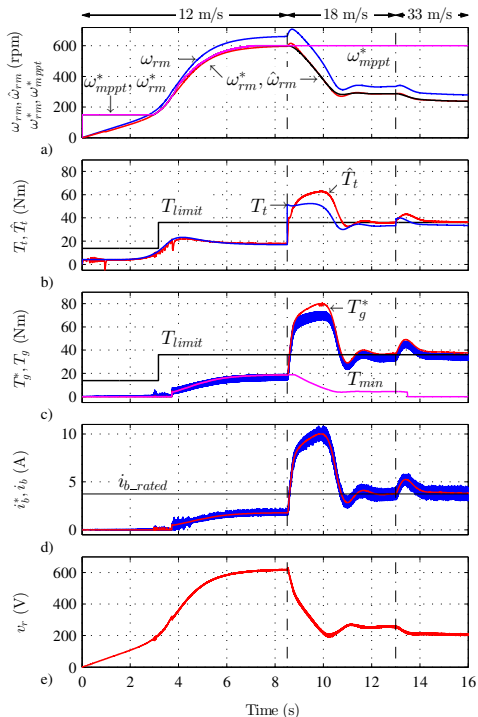


Fig. 11: Simulation. Unrated parameters. Performance of the proposed controller under increasing wind speed conditions showing: a) ω_{rm} (blue), $\hat{\omega}_{rm}$ (red), ω_{rm}^* (black), $\hat{\omega}_{mppt}$ (magenta); b) T_t (blue), \hat{T}_t (red); c) T_g^* (red), T_g (blue); d) i_b^* (red), i_b (blue); e) v_r .

due to the smaller torque achieved by the generator, while the observed overshoot, as it was said, is mainly due to the turbine torque overestimation. Finally, it must be noted that the actual speed excess (above 600 rpm) seen in Fig. 11a does not incur an over voltage situation due to the decreased back-emf constant and the additional stator resistance, as can be checked in Fig. 11e.

VI. INERTIA EMULATION

The turbine behavior is usually emulated in experimental setups using steady-state models [15] providing the turbine power or torque for a certain wind and rotor speeds, that are commanded to a load drive. The inclusion of the system inertia has also been explored in the literature [9]–[11], [13], [14] to obtain more realistic experimental results. In this section two new different methods to emulate the turbine inertia are proposed.

The block diagram of the first method can be seen in Fig. 12. The turbine torque command, T_t^* , is provided by a turbine model based on the wind speed command and the actual rotor speed. This torque command is augmented with the estimation of the torque contribution due to the total system inertia, \hat{T}_j . The resulting torque, T_t^* , is commanded to the load drive. If the drive is correctly tuned it can be assumed that $T_t^* \approx T_t$. This command is also an input for the test-bench dynamic model. The difference between the estimated speed using this model, $\hat{\omega}_{rm}$, and the actual speed, ω_{rm} , must be due to the generator torque.

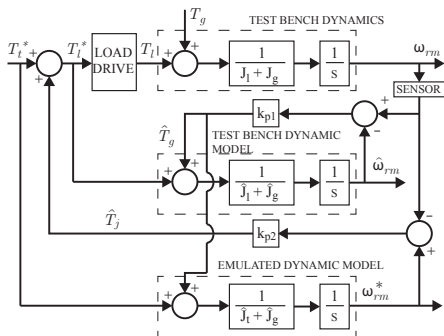


Fig. 12: Block diagram of inertia emulator - Method 1.

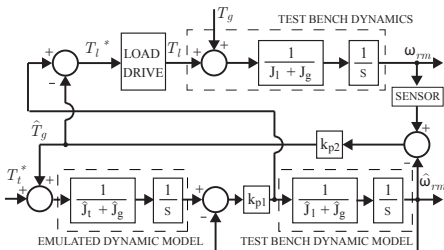


Fig. 13: Block diagram of inertia emulator - Method 2.

A proportional controller of gain k_{p1} is used to make both signals to converge, being the output of the controller an estimation of the generator torque, \hat{T}_g . The turbine torque command, T_t^* , and the estimation of the generator torque, \hat{T}_g , are the inputs to a model including both the turbine and generator dynamics, whose output ω_{rm}^* is the expected speed for a higher inertia system. The actual speed, ω_{rm} is made to converge with the expected speed using a proportional controller of gain k_{p2} . The output of this controller is the estimated inertia torque contribution, \hat{T}_j . If required, this scheme can be easily improved to include system friction.

The second method can be seen in Fig. 13. The turbine torque command, T_t^* , is the input to the emulated dynamic model. The output of that model is a speed command for a closed-loop speed controlled test bench dynamic model. The output of the proportional controller, k_{p1} , will be the required torque for the test bench to have a similar response to the emulated system in the absence of generator torque. By making to converge the output of the test bench dynamic model with the actual output of the test bench, the generator torque can be estimated. This estimation is then added to the input of the emulated dynamic model and subtracted from the torque command provided by the controller k_{p1} .

The difference between both methods can be seen in simulation in Fig. 14. The turbine and generator torque profiles used can be seen in Fig. 14a. They should ideally produce slopes of value $(T_t^* - T_g)/(J_t + J_g)$ in the speed response (blue line in Fig. 14b). Both methods provide the adequate slope change except for a fast transient dictated by the actual test bench dynamics and the observer bandwidth, that can be seen in the speed response when torque changes every 0.5 s in Fig. 14 due to either the turbine or the generator torque. However, method 2 is insensitive to fast changes in the commanded turbine torque producing

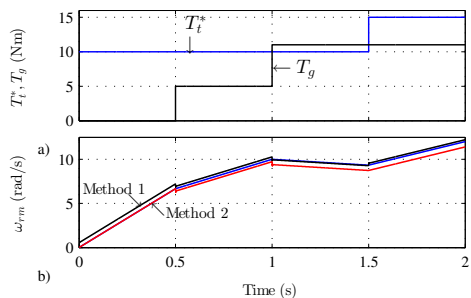


Fig. 14: Comparison of the proposed system inertia emulators using simple torque patterns: a) turbine torque command, T_t^* , and generator torque, T_g ; b) rotor speed, ω_{rm} – theoretical (blue), method 1 (black), method 2 (red).

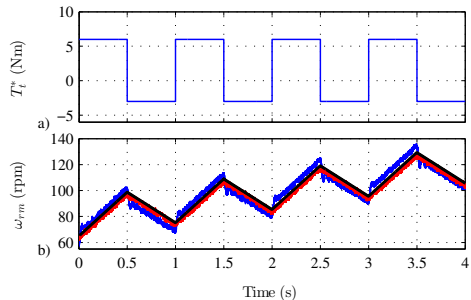


Fig. 15: Comparison of the two inertia emulation methods with no generator load showing: a) turbine torque command, T_t^* ; b) rotor speed, ω_{rm} – theoretical (black), method 1 (blue), method 2 (red).

exactly the same change as the high inertia system. This is an advantage if large torque step changes are to be introduced in the turbine torque command, for instance simulating a large wind speed change. The advantage of method 1 is that the transients produced by the emulated turbine and the generator counteract each other in the long term, and the actual speed is closer to that of the emulated system if torque is open-loop applied. In a general case the user should decide what method better suits its application. In the particular case of wind turbine emulation the method 2 is recommended since the speed will be adjusted both by the generator controller and the turbine emulator and softer response is expected.

VII. EXPERIMENTAL RESULTS

The inertia emulator was implemented in a commercial drive, Unidrive SP2403 from Emerson, integrating a SM Applications Lite Module V2 control card. An external torque was applied with the generating system prototype developed to control the wind turbine. The measured inertia of the motor-generator group is 0.2 kg m^2 .

Fig. 15 shows the performance of the proposed methods when the generator is not producing any torque. The emulated turbine inertia is 0.75 kg m^2 . As predicted by the simulations method 1 shows fast transients under torque command changes, whereas method 2 offers a softer response. The transient deviations seen on method 1 largely depend on the estimator bandwidth, being possible to reduce its magnitude with a faster bandwidth. Method 2 is independent on the estimator bandwidth in absence of

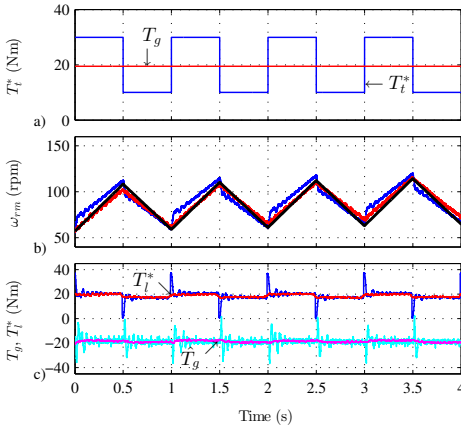


Fig. 16: Comparison of the two inertia emulation methods with a constant load of 20 Nm in the generator showing: a) turbine torque command, T_t^* ; b) rotor speed, ω_{rm} – theoretical (black), method 1 (blue), method 2 (red); c) drive torque command T_t^* , estimated generator torque \hat{T}_g – method 1 (blue), method 2 (red).

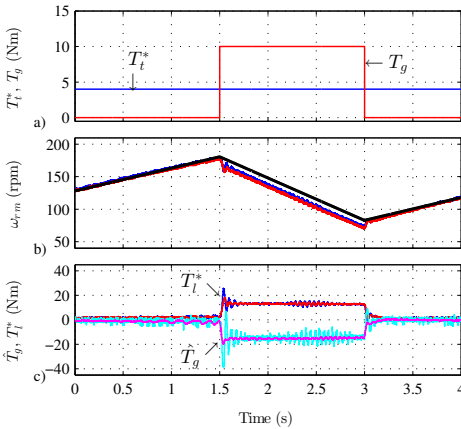


Fig. 17: Comparison of the two inertia emulation methods under a step change generator load showing: a) turbine torque command, T_t^* ; b) rotor speed, ω_{rm} – theoretical (black), method 1 (blue), method 2 (red); c) drive torque command, T_t^* , and estimated generator torque, \hat{T}_g – method 1 (blue), method 2 (blue).

generator load. The estimator bandwidth in our setup was limited to 10 Hz to reject measurement noise.

Fig. 16 shows the speed response under a square-wave torque command between 30 and 10 Nm, and a constant generator torque of 20 Nm. It is seen that both methods provide a consistent response compared with the theoretical response, despite the fast transients experienced by method 1. Fig. 16c shows the estimated load torque, \hat{T}_g , and the actual torque applied by the motor drive, T_t^* .

The effect of a variable generator torque in the performance of the proposed methods is shown in Fig. 17, where a constant turbine torque command of 4 Nm is applied to the system and a step change is applied in the generator torque. In this case the speed response of the system is very similar for both methods as predicted by the simulations,

since method 2 also depends on the estimator bandwidth for generator torque changes.

VIII. CONCLUSIONS

This paper proposes improving the existing methods to protect small wind turbines against high wind speeds by means of monitoring and controlling the estimated turbine torque. The viability of the protection based on the proposed turbine torque estimator has been tested in simulation. The method has shown robustness against large parameter change. The wind turbine hardware emulation can be improved by the inclusion of inertia emulation. Two methods have been presented for that purpose. One of them presents a smother response under turbine torque commands but can present longer speed deviations in the long term.

REFERENCES

- [1] A. Sugawara *et al.*, "Research for Electric Brake Using NTC Thermistors on Micro Wind Turbine," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, Sep. 2006, pp. 1597–1601.
- [2] Y. Matsui *et al.*, "Braking Circuit of Small Wind Turbine Using NTC Thermistor under Natural Wind Condition," in *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*, Nov. 2007, pp. 910–915.
- [3] E. Muljadi *et al.*, "Soft-stall control versus furling control for small wind turbine power regulation," National Renewable Energy Lab., Golden, CO (United States), Tech. Rep., 1998. [Online]. Available: <http://www.osti.gov/scitech/biblio/661575>
- [4] A. Ahmed *et al.*, "New Constant Electrical Power Soft-Stalling Control for Small-Scale VAWTs," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 1152–1161, Dec. 2010.
- [5] Z. Dalala *et al.*, "New overall control strategy for wind energy conversion systems in MPPT and stall regions," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2013, pp. 2412–2419.
- [6] J. Chen *et al.*, "New Overall Power Control Strategy for Variable-Speed Fixed-Pitch Wind Turbines Within the Whole Wind Velocity Range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2652–2660, Jul. 2013.
- [7] C. Lumbreras *et al.*, "Control of a small wind turbine in the high wind speed region," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2014, pp. 4896–4903.
- [8] J. Bates and K. Grimshaw, "Simulation of massive inertia loads using feedback techniques," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, no. 3, pp. 509–516, Mar. 1966.
- [9] A. Abo-Khalil, "A new wind turbine simulator using a squirrel-cage motor for wind power generation systems," in *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Dec. 2011, pp. 750–755.
- [10] F. Farret *et al.*, "Micro-turbine simulator based on speed and torque of a DC motor to drive actually loaded generators," in *Proceedings of the 1995 First IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems, 1995*, Dec. 1995, pp. 89–93.
- [11] B. Rabelo *et al.*, "Emulation of the static and dynamic behaviour of a wind-turbine with a DC-machine drive," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 3. IEEE, Jun. 2004, pp. 2107–2112 Vol.3.
- [12] H. Zha and Z. Zong, "Emulating Electric Vehicle's Mechanical Inertia Using an Electric Dynamometer," in *2010 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA)*, vol. 2, Mar. 2010, pp. 100–103.
- [13] S.-H. Song *et al.*, "Emulation of output characteristics of rotor blades using a hardware-in-loop wind turbine simulator," in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005*, vol. 3, Mar. 2005, pp. 1791–1796 Vol. 3.
- [14] J. Neely *et al.*, "Wind turbine emulation for intelligent microgrid development," in *2012 IEEE International Conference on Cyber Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)*, May 2012, pp. 28–33.
- [15] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, 2nd ed. Wiley, Jun. 2006.

B.1.4. Sensorless speed control of a small wind turbine using the rectifier voltage ripple [147].

Sensorless speed control of a small wind turbine using the rectifier voltage ripple

Juan M. Guerrero*, David Reigosa, Cristian Blanco, Fernando Briz
Electrical and Electronic Engineering Department
Universidad de Oviedo,
Campus de Viesques Ed. Dept. Oeste n°2, 33204 Gijón (Spain)
Email: *guerrero@uniovi.es

Carlos Lumbreras
AST Ingeniería S.L.
Parque Científico Tecnológico
Cabueñes, 33203 Gijón (Spain)
Email: carloslumbrerasiglesias@gmail.com

Abstract—Grid-tied small wind turbines based on permanent magnet generators are usually operated using a basic converter topology based on a passive rectifier, a boost converter, and an H-bridge inverter. The rotor speed signal is rarely obtained from speed or position sensors in this kind of systems. Model-based estimators are rather used for this purpose relying on electrical magnitudes. Despite its complexity all models show inaccuracy under machine parameter change mainly due to temperature. A speed sensorless method is proposed in this paper based on the measurement of the rectifier voltage ripple. This method is insensitive to machine parameter change. The method will bring a significative improvement in the dynamic response of the small wind turbine system under unrated parameter operation. The proposed method is extended to detect the temperature of the electrical generator. Simulations will corroborate the validity of the proposed method.

I. INTRODUCTION

In the last years there has been an increasing interest on self energy production due to availability, cost and environmental issues. Small wind turbines are good candidates to satisfy this increasing demand on farms, homes and small businesses [1]. In the low power segment (< 5 kW), permanent magnet generators are preferred to transform the power captured by the wind turbine due their efficiency and system simplicity [2], [3]. There are different power converter topologies for the wind generator side in this power range: passive rectifier, full controlled rectifiers, half controlled rectifiers, passive rectifier plus DC converter (buck, boost, SEPIC, etc.). The latter is the most used due to its simplicity and cost [2]–[4]. This topology will be the focus of the present study.

The wind turbine must be operated to extract as much power as possible from the wind, tracking what is called the maximum power point trajectory (MPPT). There exists an optimum relationship between the linear speed of the turbine blade tips and the wind speed, the optimum tip-speed ratio (TSR), providing the maximum wind power extraction. When the turbine power exceeds the load power the turbine must be removed from its optimum. Disk brakes, pitch control, stall control, yaw control, or electrical brakes are different methods to brake the turbine in case of power excess [5]. Electrical brakes are preferred in small wind turbines to preserve both simplicity and low cost. However, the activation of the electrical brake is undesirable since it stresses the generator windings

and prevents the system from keep generating at a lower power rate. Soft-stall methods have been proposed to keep the turbine generating at a non-optimum point avoiding the activation of the electrical brake [6]–[9]. In grid-tied applications it has been shown that the turbine torque rather than power is the variable to keep limited [10], [11].

Both MPPT and turbine power/torque limits depend on the turbine rotor speed and the wind speed. Anemometers and rotor speed sensors are rarely used in low-power applications due to cost reasons. Instead, electrical variables, voltage and currents, are used to indirectly estimate the turbine speed and determine the optimum operating point.

Perturb and observe methods can be used for MPPT [6], [7], [12], [13]. They are quite independent on the machine parameters, but show a relatively slow convergence. The MPPT tracking can be sped up by using predefined turbine/generator models or look-up tables providing an optimum current or voltage reference based on the measured voltage and current [8]–[10], [14]. Unfortunately, the optimum relationship only holds at ideal (i.e. parameter measurement) conditions.

A shared problem among both types of methods is the different dynamics between the rectifier voltage and the rotor speed that is quite apparent during transients. This discrepancy is specially critical during soft-stall since the power captured and the torque exerted by the wind turbine depends on the actual speed rather than the rectifier voltage. This problem is avoided by directly controlling the estimated speed [11]. However, that solution does not solve the problem of parameter change.

A different approach to control the wind turbine is by only measuring the voltage in one phase of the electrical generator, and use the phase voltage frequency to estimate the rotor speed [15]. An open-loop feedforward controller is then used to operate the DC converter. However, the process of extracting the voltage frequency and the stability under low load is not demonstrated. Besides, the lack of a current controller decreases the system dynamic response and disables the application of any soft-stall technique. The method is therefore only applied to battery charging.

A sensorless sliding-mode controller is also proposed to control the wind turbine [16]. The speed estimation is obtained using a classic back-emf approach commonly used in the

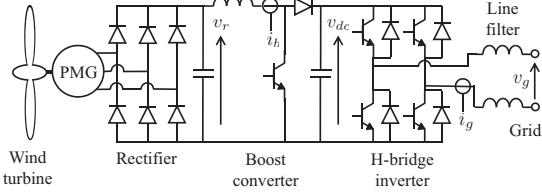


Fig. 1: Schematic diagram of the wind generating system.

TABLE I: Turbine parameters

| | | |
|---------------------------|-----------------|------------------------------------|
| Rated power output | P_t | 1.2 kW |
| Rated wind speed | v_w | 12 m/s |
| Rated rotor speed | ω_{rm} | 600 rpm |
| Turbine radius | R | 0.875 m |
| Inertia constant | J_t | $0.74 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ |
| Optimal TSR | λ_{max} | 4.6 |
| Optimal power coefficient | $c_{p,max}$ | 0.47 |

control of three-phase PM machines. Unfortunately it requires the use of extra voltage and current sensors that are not required by this power converter topology, increasing the system cost.

This paper proposes the rotor speed estimation based on the rectifier voltage ripple frequency. This frequency is related to the generator/turbine speed and it is independent of the temperature dependent machine parameters. The method does not require additional sensors but the commonly present for this power converter topology. The paper will demonstrate the improvement in the turbine control both for MPPT tracking as well as for high wind speed turbine protection. The method will be also used to estimate the electrical generator temperature. Simulations will corroborate the viability of the proposal.

II. SYSTEM OVERVIEW

The system comprises a wind turbine, a permanent magnet synchronous generator (PMG), a passive rectifier, a boost converter, a H-bridge inverter and a line filter for grid injection, as can be seen in Fig. 1. The system is controlled by measuring the rectifier voltage, v_r , the boost current, i_b , the dc-link voltage, v_{dc} , the grid injected current, i_g , and the grid voltage v_g . The turbine and generator main parameters can be found in tables I and II. The input capacitance is $62.5 \mu\text{F}$ and the boost inductance 5 mH. A detailed description of the control strategy can be found in [11]. It is based on the speed control of the turbine. The MPPT speed reference is obtained through a look-up table, and the speed estimate is obtained through a precommissioned model. The turbine torque is estimated for high wind speed protection.

III. SPEED ESTIMATION

The proposed method exploits the fact the ripple of the rectifier output voltage is a multiple of the generator rotor speed (1). The input capacitance attenuates the ripple magnitude, but some ripple is still present in most cases since the

TABLE II: Generator parameters

| | | |
|-------------------|---------------|--------------------------------------|
| Rated power | P_g | 1.7 kW |
| Rated speed | ω_{rm} | 500 rpm |
| Rated current | i_r | 3.7 A |
| Stator resistance | r_s | 6.03Ω |
| Inductance | $L_d = L_q$ | 63 mH |
| Back-emf constant | k_e | $1.188 \text{ V}_{peak}/\text{rpm}$ |
| Pole number | p | 12 |
| Inertia constant | J_g | $.00581 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ |

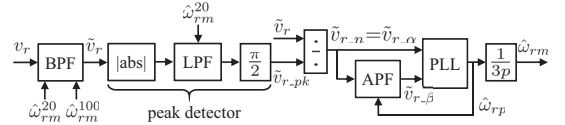


Fig. 2: Block diagram of the rotor speed estimator.

input capacitance after the rectifier is usually selected to be small, or in certain cases can be completely removed [14], to either avoid impoverishing the power factor, decrease the torque ripple, or simply due to cost reasons. The proposed method has shown a good behavior with a maximum input capacitance of $300 \mu\text{F}$.

$$\omega_{rp} = \frac{p}{2} \cdot 6 \cdot \omega_{rm} \quad (1)$$

where ω_{rp} is the ripple frequency, p is the pole number and ω_{rm} is the mechanical rotor speed. The constant 6 comes from the number of pulses of a three-phase full-bridge rectifier.

The process to extract the ripple frequency and thus the rotor speed is summarized in the block diagram shown in Fig. 2. An adaptive band-pass filter (BPF) is used to extract the ripple component, \tilde{v}_r , from the rectifier output voltage, v_r . The two adaptive signals, $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ and $\hat{\omega}_{rm}^{100}$, for the band-pass filter will be further described later. The ripple magnitude, \tilde{v}_{r_pk} , changes depending on both the rotor speed (i.e. AC voltage magnitude) and due to the machine load. This magnitude is obtained using a peak detector as can be seen in Fig. 2. The ripple component is normalized by dividing it by the peak value. The normalized ripple component, \tilde{v}_{r_n} , is then used as the α -axis component input, $\tilde{v}_{r_n\alpha}$, of a three-phase phase-lock loop (PLL). To obtain the quadrature component for the PLL, $\tilde{v}_{r_n\beta}$, an adaptive all-pass filter (APF) is used. The output of the PLL will be the estimated ripple frequency, $\hat{\omega}_{rp}$, that finally will provide the estimated mechanical rotor speed, $\hat{\omega}_{rm}$, by inverting (1). The detailed description of the functional blocks depicted in Fig. 2 is provided following:

A. Adaptive band-pass filter

The isolation of the speed dependent voltage ripple is key for the performance of the proposed method. The extraction of this component is not straightforward due to a number of reasons:

- The large frequency range (0-390 Hz) of the voltage ripple component due to the rotor speed operating limits of the wind generator (0-650 rpm in the studied case).

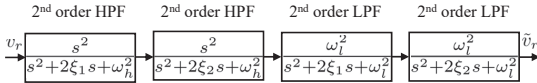


Fig. 3: Block diagram of the fourth-order Butterworth band-pass filter.

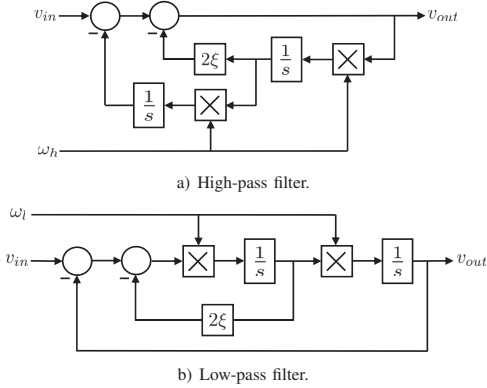


Fig. 4: Adaptive implementation of the second-order filters.

- The simultaneous variation of the average rectifier voltage magnitude and its associated dynamics.
- The presence of additional ripple harmonics and non-speed dependent ripple content due to the boost converter interaction.

High-pass filtering is required to remove the main voltage component. Since the magnitude of that component is changing, a too low cut-off frequency would distort the ripple extraction during rectifier voltage transients. On the contrary, a too high cut-off frequency would prevent the ripple from being extracted at low rotor speeds.

Additionally, low-pass filtering is required to eliminate additional ripple content in the signal due to rectifier voltage harmonics (2) or the boost converter interaction.

$$v_r = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{gen} \left(1 - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{36k^2 - 1} \cos(6k\omega_r t) \right) \quad (2)$$

where V_{gen} is the amplitude of the generator three-phase voltage and ω_r the generator electrical speed.

Therefore a speed adaptive band-pass filter is required. A fourth order Butterworth filter which structure can be seen in Fig. 3 is used. It is implemented by cascading two pairs of second order high-pass and low-pass filters, where ω_h is the upper cut-off frequency, ω_l is the lower cut-off frequency, and ξ_1 and ξ_2 are the damping ratios of the filter poles. ξ_1 and ξ_2 are set to 0.9239 and 0.3827 respectively, according to a Butterworth pole distribution.

To allow the adaption of the cut-off frequencies the filters have been implemented according to Fig. 4. ξ in Fig. 4 can be either ξ_1 or ξ_2 seen in Fig. 3. The input signal is v_{in} and v_{out}

is the filtered output. The upper and lower cut-off frequencies are ω_h and ω_l respectively.

They are online calculated as the ripple frequency corresponding to the rotor speed estimation obtained from a curve-fitting model obtained from experimental (or simulation) data at the upper and lower temperature operating bounds. In the present study a temperature operating range from 20 °C and 100 °C in the windings and magnets has been considered, giving the $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ and $\hat{\omega}_{rm}^{100}$ speed estimates. The method can be easily extended to any operating range. The inputs for such models are the rectifier output voltage, v_r , and the boost current, i_b . A second order polynomial approximation has been seen to provide accurate results (3).

$$\hat{\omega}_{rm}^T = a_{00}^T + a_{10}^T v_r + a_{01}^T i_b + a_{11}^T v_r i_b + a_{02}^T i_b^2 \quad (3)$$

where $\hat{\omega}_{rm}^T$ is the speed estimate at temperature T and a_{ij}^T are the polynomial coefficients obtained by experimental curve-fitting.

One method to obtain the a_{ij}^T parameters is running the machine at different speeds imposed by an external drive. For any selected speed different i_b commands are imposed using the current-controlled boost converter. The average rectifier voltage is then measured. A curve-fitting model is then obtained from this data. The machine is overloaded to achieve different high temperature levels (i.e. 100°C) in the magnets and in the windings and the process is repeated. An advantage of the present method is that the accuracy of this model-based estimation must not be very high, since the information provided by the model is only used to bound the pass-band of the filter. The actual speed value will pertain to the $[\hat{\omega}_{rm}^{20}, \hat{\omega}_{rm}^{100}]$ range.

The voltage ripple component isolation is problematic at very low speed due to both the lack of spectral separation between the main voltage and the ripple component, and the small magnitude of the signals. Fortunately, a good speed estimate is not required by this application at such low speeds since the generator is not speed controlled until 150 rpm (i.e. a ripple frequency of 90 Hz). Nevertheless, the proposed method has been found reliable around a mechanical rotor speed of 30 rpm (i.e. a ripple frequency of 18 Hz).

B. Peak detection

A peak detector which structure is shown in Fig. 2 is used to obtain the amplitude of the rectifier voltage ripple component. The method resembles a voltage full-wave rectification process. First, the absolute value of the signal is calculated. Then, a low-pass filter is applied to remove the AC component of the resulting signal. The filter is a second-order filter with the same structure seen in Fig. 4b). ξ is set to 0.7071 to obtain a Butterworth pole distribution. The cut-off frequency is continuously adapted to be 1/5 of the ripple frequency corresponding to the rotor speed estimated from the model obtained at 20 °C operation, $\hat{\omega}_{rm}^{20}$. This approximately sets the cut-off frequency one decade before the rectified ripple frequency. The DC component after rectification can be calculated as $2/\pi$ of

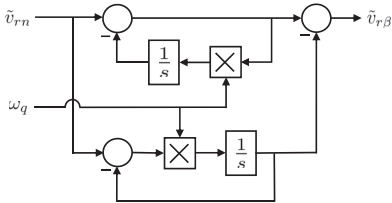


Fig. 5: Adaptive implementation of the all-pass filter.

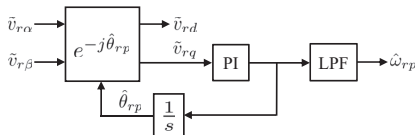


Fig. 6: Block diagram of the PLL used to extract the voltage ripple frequency.

the input voltage in a full-wave rectifier. Therefore, the inverse of this gain is applied to the filtered signal to obtain the ripple amplitude. This amplitude is used to normalize the rectifier voltage as can be seen in Fig. 2.

C. Adaptive all-pass filter

An all-pass filter will be used to generate a signal in quadrature with the normalized ripple component, \tilde{v}_{rn} , enabling the use of a three-phase PLL [17]. The filter transfer function consists of a pole and non-minimum phase zero set to the same frequency (4). The all-pass filter gain at all frequencies is 0 dB while the phase shows a 90° phase lead at a selected frequency ω_q .

$$APF(s) = \frac{s - \omega_q}{s + \omega_q} \quad (4)$$

The filter has been implemented to be adaptive with the ripple frequency (i.e. rotor speed) as can be seen in Fig. 5. Therefore, the frequency component to be shifted by 90° must be the estimated ripple frequency, $\omega_q = \hat{\omega}_{rp}$. However, due to the lack of a reliable signal at low speed, the ripple frequency corresponding to the rotor speed estimate obtained with the 20°C model, $\hat{\omega}_{rm}^{20}$, is used until the model-estimated rotor speed reaches 100 rpm.

D. Phase-lock loop

A three-phase PLL is used to obtain the voltage ripple frequency. The α and β voltage ripple components are transformed to a synchronous reference frame using the estimated phase of the voltage ripple, $\hat{\theta}_{rp}$, as can be seen in Fig. 6. A PI controller is used to drive the q -axis component, \tilde{v}_{rq} , to zero. The PI controller is set to achieve a closed-loop bandwidth of 50 Hz and a step response maximum overshoot of 10%. The output of this controller will be the estimated ripple frequency, which is low-pass filtered to finally obtain $\hat{\omega}_{rp}$, as can be seen in Fig. 6. The filter is a second-order Butterworth filter with a fixed cut-off frequency of 10 Hz.

As it was said before, that frequency is divided by $3p$ to obtain the estimated rotor speed $\hat{\omega}_{rm}$, as can be seen in Fig. 2. The performance of the described method will be shown in the next section.

IV. DYNAMIC PERFORMANCE

The proposed speed sensorless control method of a small wind turbine has been simulated to test its performance. PSIM software has been used to simulate both the power and control stages of the wind generator system. All the filters and blocks seen in Fig. 2 have been digitally implemented using a sampling frequency of 20 kHz and bilinear (Tustin) approximation. Antialiasing filters and 12-bit analog-to-digital conversion are included for more realistic results. The wind turbine main parameters can be seen in table I, while the generator parameters can be found in table II.

For the sake of a better understanding, a simulation using the method proposed in [11] is shown in Fig. 7. The rotor speed reference ω_{rm}^* is modified according to the control strategy described in [11] for the different wind speeds indicated on top of Fig. 7. The wind speeds have been selected to be representative of different operating conditions: MPPT range speed, high speed and very high speed respectively. In the present section we focus on the improvement obtained both in the speed tracking and turbine torque estimation with the proposed estimation method. As we can see in Fig. 7a) the speed reference is correctly followed by the actual speed since it is similar to the estimated one. This is the case when there is a good matching between the adjusted model and the actual machine parameters. Fig. 7b) also shows that the turbine torque estimation, \hat{T}_t is able to closely follow the actual value, T_t , within its estimation bandwidth.

Unfortunately, when the machine parameters change due to temperature, both the speed control and torque estimation performance are degraded, as can be seen in Fig. 8. A parameter change of +16% in the stator resistance and -4% in the magnet flux, corresponding to an operating temperature of 60°C is introduced in the simulation of Fig. 8. The rotor speed estimate, $\hat{\omega}_{rm}^{20}$, tracks the speed reference, ω_{rm}^* , but there is a noticeable error between the estimate and the actual speed, as can be seen in Fig 8a). This detrimental effect is also observed in the turbine torque estimation, as can be seen in Fig. 8. Although the method proposed in [11] has proven good robustness under large parameter change, the estimation errors bring an increased control effort during high wind speed protection due to the turbine torque overestimation, and an underestimation of the rotor speed that can increase the machine wearing in the long term.

The performance of the proposed method is shown in Fig. 9. The machine is operated under the same modified parameter conditions as in the previous case (i.e. $1.16r_s, 0.96k_e$). Fig. 9a) shows the good matching between the actual and the estimated speed with the proposed method. The model-estimated speeds, $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ and $\hat{\omega}_{rm}^{100}$, used as adaptive signals for the filters are shown as reference. The estimated turbine torque also shows a

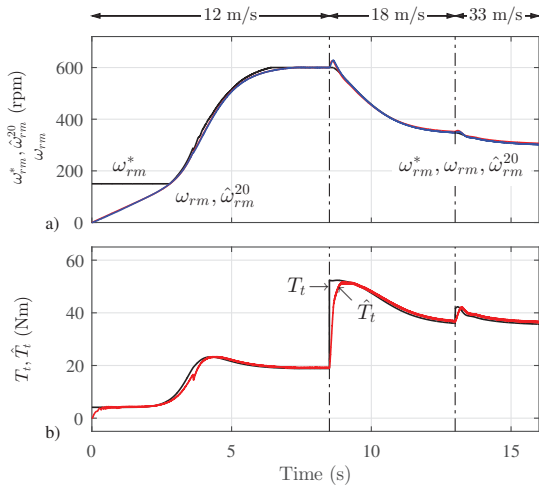


Fig. 7: Speed control and turbine torque estimation performance using a model-based speed estimation under rated parameter conditions (20 °C) and increasing wind conditions (12 m/s, 18 m/s and 33 m/s): a) Rotor speed reference, ω_{rm}^* , actual rotor speed, ω_{rm} , and model-estimated rotor speed, $\hat{\omega}_{rm}^{20}$; b) Actual turbine torque, T_t , and estimated turbine torque \hat{T}_t .

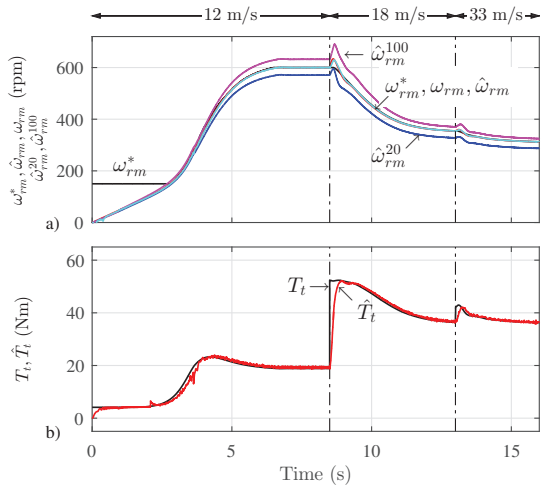


Fig. 9: Speed control and turbine torque estimation performance using the proposed speed estimation method under unrated parameter conditions (60 °C: 1.16 r_s , 0.96 k_e) and increasing wind conditions (12 m/s, 18 m/s and 33 m/s): a) Rotor speed reference, ω_{rm}^* , actual rotor speed, ω_{rm} , proposed model-estimated speed, $\hat{\omega}_{rm}$, and model-estimated rotor speeds, $\hat{\omega}_{rm}^{100}$ and $\hat{\omega}_{rm}^{20}$; b) Actual turbine torque, T_t , and estimated turbine torque \hat{T}_t .

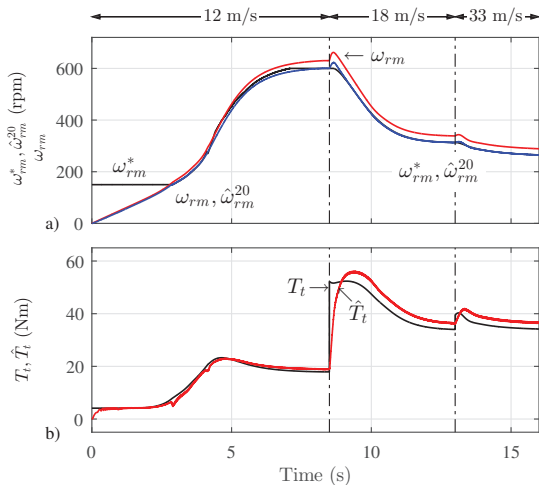


Fig. 8: Speed control and turbine torque estimation performance using a model-based speed estimation under unrated parameter conditions (60 °C: 1.16 r_s , 0.96 k_e) and increasing wind conditions (12 m/s, 18 m/s and 33 m/s): a) Rotor speed reference, ω_{rm}^* , actual rotor speed, ω_{rm} , and model-estimated rotor speed, $\hat{\omega}_{rm}^{20}$; b) Actual turbine torque, T_t , and estimated turbine torque \hat{T}_t .

good tracking of the actual turbine torque besides the estimator settling-time after fast torque transients.

Fig. 10 compiles the estimation errors for both the rotor speed and the turbine torque. The ripple-based rotor speed estimation proposed in this paper shows better performance

that the model-based estimation even when that is performed under rated parameters, as seen in Fig. 10a). Only in the very low speed region (beginning of simulation) the model-based estimated speed shows less errors. Fortunately, the speed is not controlled until 150 rpm. Under parameter variation (60 °C) the improvement becomes more apparent. Fig. 10b) shows the turbine torque estimation error. The ripple-based estimation and the model-based under rated parameters show similar performance, while the error increase is readily seen in the model-based estimation when the generator operates at 60 °C.

The behavior of the different blocks in Fig. 2 integrating the speed estimator can be seen in Fig. 11. The rectifier voltage, v_r , corresponding to a small timespan (8.85 to 8.95 s) of Fig. 9 can be seen in Fig. 11a). The output of the adaptive band-pass filter is the voltage ripple, \tilde{v}_r , seen in Fig. 11b). The peak detector tracks the amplitude of this ripple, \tilde{v}_{r_pk} , also shown in 11b). That amplitude is used to obtain the normalized voltage ripple, $v_{rn} = v_{r\alpha}$, seen in Fig. 11c). The all-pass filter provides a quadrature signal, $v_{r\beta}$, also seen in Fig. 11c). Both signals are used in the PLL to track the ripple frequency. The output of the PI controller in the PLL is the unfiltered ripple frequency, which is shown in Fig. 11d) already scaled to show the rotor speed estimate, $\hat{\omega}_{rm}^{nf}$. The actual rotor speed is also shown for comparison. After low-pass filtering the speed estimate, $\hat{\omega}_{rm}$, seen in Fig. 11(e), is obtained.

V. MPPT EFFICIENCY

The previous section demonstrates that the proposed method is able to track better the actual speed and consequently obtain

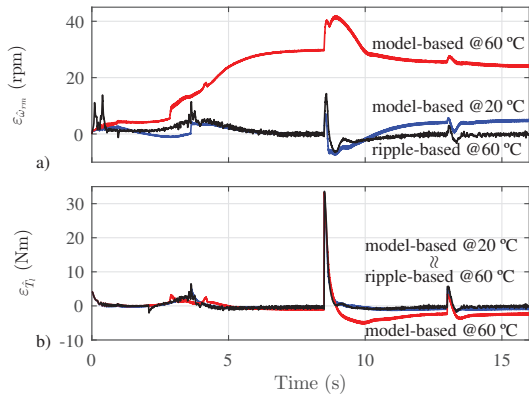


Fig. 10: Estimation error comparison between the proposed ripple-based (black) and the model-based rotor speed estimation method under rated (20 °C - blue) and unrated parameter conditions (60 °C: 1.16 r_s , 0.96 k_e -red): a) Rotor speed estimation error; b) Turbine torque estimation error.

better turbine torque estimates than model-based methods. That is a clear advantage for the turbine protection point of view. This section discusses if those improvements are reflected in an increased system efficiency.

Fig. 12 shows the power vs rotor speed characteristic of the turbine/generator system used in this study. The curve peaks determine the MPP trajectory. This trajectory is programmed as a look-up table in the turbine control system. The system calculates the extracted power, P_e , based on the measured rectifier voltage, v_r , and boost current, i_b , and determines what is the MPPT speed reference, ω_{mppto}^* , as can be seen in Fig. 12. If the machine suffers from parameter variation due to temperature, the MPP trajectory is displaced, as can be seen in the red dotted line of Fig.12, and the MPPT speed reference, ω_{mppto}^* , differs for the same calculated power. However, due to the flatness of the power/speed curves in the peak neighborhood, this difference is neglected in the present study, and the look-up table is not compensated.

The proposed method has been tested to check the power extraction at different fixed wind speeds in the MPPT range. Fig 13 shows the power and energy extracted by the proposed method (blue) and the model-based method (red) when the indicated winds blow the turbine from rest, and the electrical machine temperature is 100 °C. It can be seen the faster transient of the proposed method that is translated into a higher power harvested. At steady-state the power extracted is very similar, but slightly higher in the case of the proposed method which will be beneficial in the long term. The reason of this limited impact of the proposed method at steady-state is the flatness of the power/speed curves around the peak value, as can be seen in Fig. 12. However, in a typical situation in which the wind speed often changes the proposed speed estimation method helps to harvest more energy when the machine operates under unrated parameters.

The previous example showed the faster dynamics of the

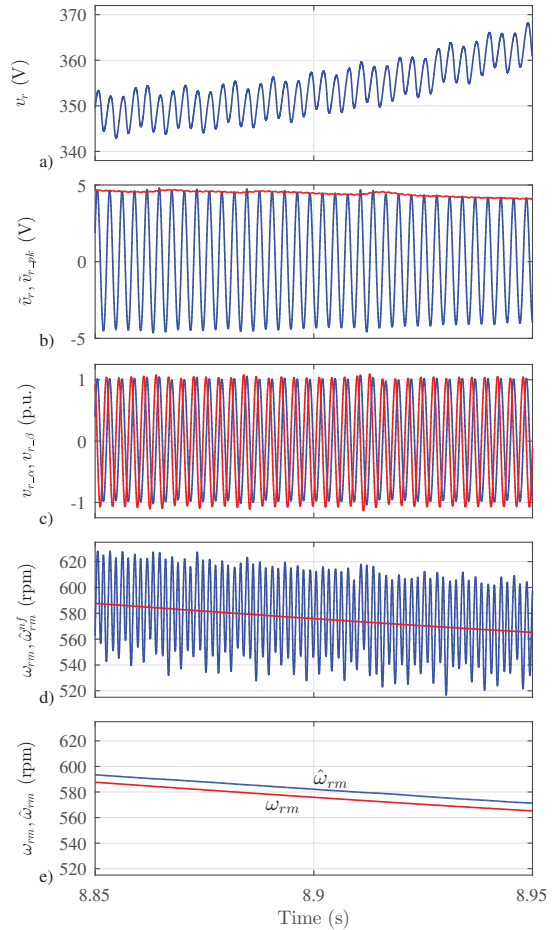


Fig. 11: Rotor speed estimator stages: a) Rectifier voltage, v_r ; b) Voltage ripple (blue), \tilde{v}_r , and voltage ripple amplitude (red), \tilde{v}_{r_pk} ; c) Normalized voltage ripple (blue), $\tilde{v}_{r\alpha}$, and quadrature voltage ripple (red), $\tilde{v}_{r\beta}$; d) Unfiltered rotor speed estimation (blue), $\hat{\omega}_{rm}^{nf}$, and actual rotor speed (red), ω_{rm} ; e) Rotor speed estimation (blue), $\hat{\omega}_{rm}$, and actual rotor speed (red), ω_{rm} .

proposed method in tracking the power under increasing wind conditions (from rest to any speed). This is also true for decreasing wind conditions as can be seen in Fig. 14. However, in this case, the power extracted during the transient to a lower speed is slightly higher in the case of the model-based method, as can be seen in Fig. 14a). This is explained by the fact the turbine has to release a higher kinetic energy level due to the higher speed achieved caused by the estimation errors, as can be seen in Fig. 14c). Nevertheless, this extra power does not compensate for the lost energy when tracking increasing wind conditions.

In summary the proposed method offers a more efficient

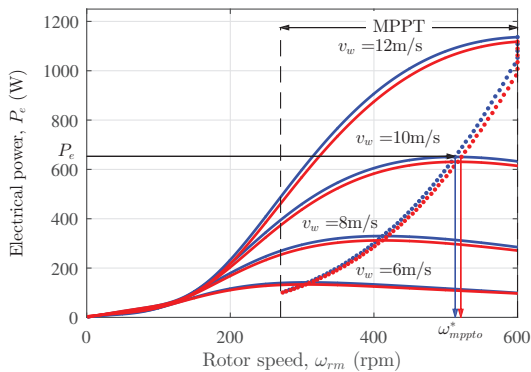


Fig. 12: Power vs rotor speed characteristic of the turbine/generator showing the MPPT trajectory (dotted lines). Blue: generator at 20 °C. Red: generator at 100 °C.

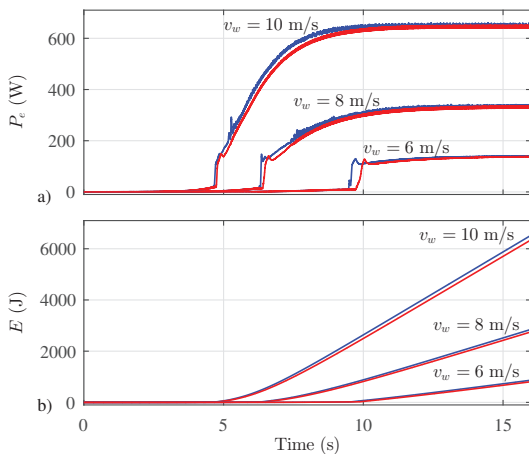


Fig. 13: Energy extraction comparison between the proposed (blue) and model-based (red) methods with an operation temperature of 100 °C and different fixed wind speeds. a) Extracted power; b) Energy.

energy extraction when the machine is operated at high temperature, although the final impact will be dictated by the shape of the power/speed curves in a general case.

VI. TEMPERATURE ESTIMATION

The proposed method can be also used to build a simple temperature estimator of the electrical machine. The difference between the model-based speed estimation and the ripple-based one can be exploited to estimate the generator temperature. A low-pass filtered (LPF) linear approximation is used with this purpose (5).

$$\hat{T}(\text{°C}) = \text{LPF} \left[\frac{\hat{\omega}_{rm} - \hat{\omega}_{rm}^{20}}{\hat{\omega}_{rm}^{100} - \hat{\omega}_{rm}^{20}} 80 + 20 \right] \quad (5)$$

Fig. 15 shows an example in which the turbine is started by a wind speed of 14 m/s, after five seconds the wind

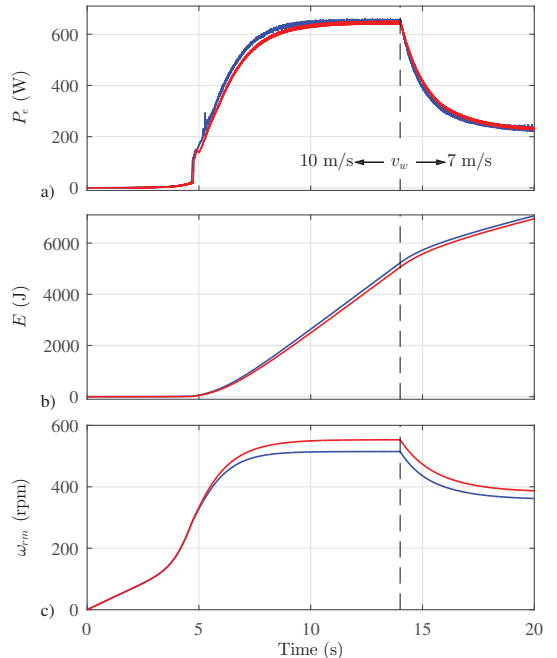


Fig. 14: Energy extraction comparison between the proposed (blue) and model-based (red) methods with an operation temperature of 100 °C when the wind speed changes from 10 m/s to 7 m/s. a) Extracted power; b) Energy; c) Rotor speed.

speed changes to 11 m/s and later, every second, the wind speed changes to 10, 12 and 11 m/s. The machine parameters correspond to a temperature of 60 °C. A first-order low pass filter tuned for 1 Hz has been used. Fig. 15a) shows the temperature estimate, \hat{T} . Initially the estimation is inactive, since $\hat{\omega}_{rm}$ is made equal to $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ until the estimation reaches 100 rpm. At that moment the estimation starts showing very imprecise values when the current level is very low. The reason is the difference between the model-based speed estimators is mainly dictated by current. Around 280 rpm, when the MPPT starts and thus, there is an increase of the current magnitude, the estimation climbs to approach the actual motor temperature. There exists some error, ϵ_T , due to the precision of the model-based estimators that could be refined if required by the application. Nevertheless, it is a good approximation to the temperature state of the electrical machine. The estimation is stable even during speed changes. This experiment was repeated with different temperatures and the results are summarized in table III.

It can be argued that, since the model-based speed estimators consider a uniform temperature distribution in the electrical machine, this method is not going to be precise in distinguishing cases in which for instance, the windings take a higher temperature than the magnets. That is true, but it will be also the case if a temperature sensor were used.

TABLE III: Temperature estimation performance

| T ($^{\circ}\text{C}$) | \hat{T} ($^{\circ}\text{C}$) | ϵ_T ($^{\circ}\text{C}$) |
|----------------------------|----------------------------------|-------------------------------------|
| 20 | 17.5 | 2.5 |
| 40 | 35.5 | 4.5 |
| 60 | 55 | 5 |
| 80 | 75 | 5 |
| 100 | 96.5 | 3.5 |

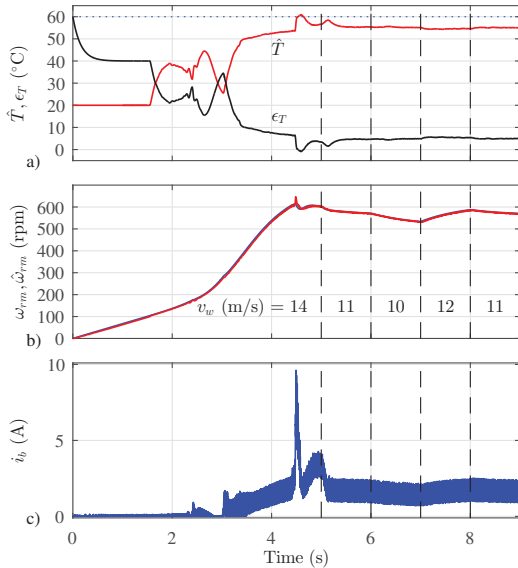


Fig. 15: Temperature estimation using the proposed method showing: a) Temperature estimate, \hat{T} , and estimation error, ϵ_T ; b) Rotor speed, ω_{rm} , and estimated rotor speed, $\hat{\omega}_{rm}$; c) Boost current, i_b .

VII. CONCLUSIONS

Most of the small power wind turbines use the power converter topology studied in this paper. Turbine control methods based on look-up tables show a fast convergence to the MPP but they are prone to errors due to parameter change. Moreover, the steady-state relationship between the rectifier voltage and the rotor speed is lost during transients, which is specially relevant during soft-stall protection. The proposed method estimates the rotor speed from the rectifier voltage ripple frequency, which is independent of parameter changes and does not require additional sensors. This improves both the MPPT tracking and the high wind speed protection. The method has been extended to estimate the electrical generator temperature, which can increase the system robustness.

REFERENCES

- [1] P. Gipe, *Wind Power: Renewable Energy for Home, Farm, and Business*, 2nd Edition. Chelsea Green Publishing, Apr. 2004.
- [2] T. R. De Freitas, P. J. Menegz, and D. S. Simonetti, "Converter topologies for permanent magnetic synchronous generator on wind energy conversion system," in *Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian*. IEEE, 2011, pp. 936–942.

- [3] A. Sokolovs and L. Grigans, "Front-end converter choice considerations for PMSG-based micro-wind turbines," in *2015 56th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCon)*, Oct. 2015, pp. 1–6.
- [4] Z. Chen, X. Xiao, H. Wang, and M. Liu, "Analysis of converter topological structure for direct-drive wind power system with PMSG," in *2010 International Conference on Power System Technology (POWERCON)*. IEEE, Oct. 2010, pp. 1–5.
- [5] Y. Matsui, A. Sugawara, S. Sato, T. Takeda, and K. Ogura, "Braking Circuit of Small Wind Turbine Using NTC Thermistor under Natural Wind Condition," in *Power Electronics and Drive Systems, 2007. PEDS '07. 7th International Conference on*, Nov. 2007, pp. 910–915.
- [6] Z. Dalala, Z. Zahid, and J.-S. Lai, "New overall control strategy for wind energy conversion systems in MPPT and stall regions," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2013, pp. 2412–2419.
- [7] J. Hui, A. Bakhshai, and P. Jain, "An Energy Management Scheme with Power Limit Capability and an Adaptive Maximum Power Point Tracking for Small Standalone PMSG Wind Energy Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [8] A. Ahmed, L. Ran, and J. Bumby, "New Constant Electrical Power Soft-Stalling Control for Small-Scale VAWTs," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 4, pp. 1152–1161, Dec. 2010.
- [9] J. Chen, J. Chen, and C. Gong, "New Overall Power Control Strategy for Variable-Speed Fixed-Pitch Wind Turbines Within the Whole Wind Velocity Range," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 7, pp. 2652–2660, Jul. 2013.
- [10] C. Lumberras, J. Guerrero, P. Garcia, F. Briz, and D. Reigosa, "Control of a Small Wind Turbine in the High Wind Speed Region," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2015.
- [11] J. Guerrero, C. Lumberras, D. Reigosa, P. Garcia, and F. Briz, "Control and emulation of small wind turbines using torque estimators," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2015, pp. 997–1004.
- [12] J. Hui, A. Bakhshai, and P. Jain, "A Sensorless Adaptive Maximum Power Point Extraction Method With Voltage Feedback Control for Small Wind Turbines in Off-Grid Applications," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 3, pp. 817–828, Sep. 2015.
- [13] Y. Xia, K. Ahmed, and B. Williams, "A New Maximum Power Point Tracking Technique for Permanent Magnet Synchronous Generator Based Wind Energy Conversion System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3609–3620, Dec. 2011.
- [14] Y. Y. Xia, J. E. Fletcher, S. J. Finney, K. H. Ahmed, and B. W. Williams, "Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter," *IET Renewable Power Generation*, vol. 5, no. 5, pp. 377–386, Sep. 2011.
- [15] A. Knight and G. Peters, "Simple wind energy controller for an expanded operating range," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, no. 2, pp. 459–466, Jun. 2005.
- [16] J. Senanayaka, H. Karimi, and K. Robbersmyr, "Sliding-mode observer based sensor-less control of a small wind energy conversion system," in *2015 International Workshop on Recent Advances in Sliding Modes (RASMS)*, Apr. 2015, pp. 1–6.
- [17] C. Blanco, D. Reigosa, F. Briz, and J. Guerrero, "Quadrature signal generator based on all-pass filter for single-phase synchronization," in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sep. 2014, pp. 2655–2662.

B.1.5. Inductorless boost rectifier for small power wind energy converters [148].

Inductorless Boost Rectifier for Small Power Wind Energy Converters

Carlos Lumbreras

AST Ingeniería S.L.

Parque Científico Tecnológico

Cabueñes, 33203 Gijón (Spain)

Email: carloslumbrerasiglesias@gmail.com

Juan M. Guerrero*, David Reigosa, Daniel Fernandez, Fernando Briz

Electrical and Electronic Engineering Department

Universidad de Oviedo,

Campus de Viesques Ed. Dept. Oeste nº2, 33204 Gijón (Spain)

Email: *guerrero@uniovi.es

Abstract—This paper analyzes a cost-effective modification of the rectifier plus boost converter power topology which is commonly found in small wind turbine systems. The paper proposes removing the input capacitor after the rectifier and the boost converter inductance. This will be done without adding any LC filter between the permanent magnet generator and the passive rectifier. This paper discusses both the power topology and the control strategy as well as a performance comparison with the usual topology. Simulation and experimental results are presented to demonstrate the technical viability of this proposal.

I. INTRODUCTION

Nowadays, wind energy systems lead the growth in installed renewable energy power worldwide, with a installed wind power capacity increase from 318,644 MW in 2013 to 369,597 MW in 2014 [1]. Besides high power wind turbines, small scale wind turbines are gaining popularity for self energy production or in grid-tied installations to reduce the electricity bill.

The energy extracted from the wind by wind energy generator system can be either stored in batteries, injected into the grid, or used for auto-consumption feeding up local loads. Different machine types are used in wind energy systems [2]. The most common machine type used in small wind turbines is the Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) since it provides a good performance within a wide speed range [2]. Several power converter topologies are used to drive the PM generator in wind energy systems [3]. The most used power converter topology on the generator side for low-power grid-tied systems consists of a diode rectifier and a boost converter [4]–[7]. An active rectifier with only three active switches was proposed in [8]. The more complex back-to-back converters [9] or matrix converters [10] can also be used. A version of the back-to-back converter with a reduced number of power switches was proposed for low-cost wind turbines [11].

This paper proposes a further simplification of the commonly used passive rectifier plus boost converter topology to control a PMSM based wind turbine, by removing the boost converter inductance and the input capacitor. The boost inductance function will be now made by the stator inductance of the permanent magnet generator. With this modification both the size and the cost of the wind energy converter are reduced.

The removal of the boost inductor and the capacitor on the DC side of the rectifier was already proposed for power factor correction in grid-tied rectifiers [12], [13]. However, an input LC filter and a three phase inductor are then required in the AC side. This topology was later applied to a PMSG wind energy system [14] also using an LC filter and a boost inductance between the generator and the rectifier. An average current mode control was proposed for a boost rectifier operating in discontinuous current mode to drive small wind turbines, in which only a three-phase capacitor bank and boost inductor are connected in the AC side of the rectifier [15]. The elimination of the capacitor after the rectifier has also been proposed to reduce the torque ripple of the generator [16]. Nevertheless, in this case the DC side boost inductor is still maintained.

This paper analyzes the performance of the proposed topology, its applicability to a broad range of low power permanent magnet synchronous generators, and describes the control strategy for a small PMSG based wind generating system.

II. SYSTEM DESCRIPTION

The proposed topology is based on the rectifier plus boost converter plus H-bridge inverter topology commonly used in grid-tied small wind turbines. The boost inductance of the DC/DC converter can be removed because the stator inductance in small power PMSG is generally large enough to provide the boost capacity needed for both rising the generator voltage and providing controllability of the generator current.

A schematic of the proposed system can be seen in Fig. 1. The wind turbine is coupled to a permanent magnet synchronous generator in direct-drive configuration. The machine terminals are directly connected to the diode rectifier. The boost rectifier, relying on the generator stator inductance, increases the generator back-emf voltage to the required level to inject current into a single-phase grid through a single-phase full bridge inverter and a L-type grid filter. In this configuration, the filter capacitor, commonly used at the rectifier output, must be removed to avoid short-circuit when the power switch is on.

The rectifier voltage will be now of switching nature since the rectifier output is directly connected to the boost converter IGBT. Therefore, an RC measurement network will be placed between them to obtain a filtered rectifier voltage to serve as

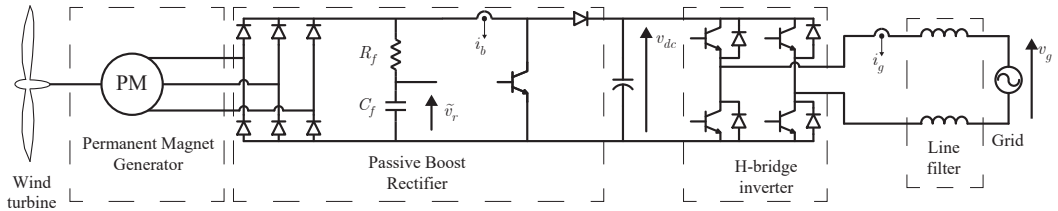


Fig. 1: Wind generation system overview.

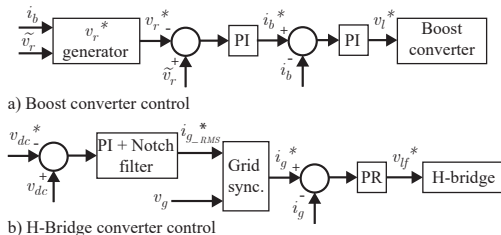


Fig. 2: Block diagram of the system control loops: a) Control of the wind turbine; b) Control of the grid interface.

a feedback control signal. The filtered voltage will be used to estimate the generator speed [6]. The bandwidth of the filter is a compromise between high frequency rejection and a fast response, which is critical in order to obtain a proper signal to evaluate the generator speed.

This topology can be used in low-power and low-cost wind turbines. The size and weight of the proposed converter is much smaller than a topology with the typical boost converter since the boost inductance and the rectifier capacitor filter of the rectifier are removed.

To make the system cost-effective a reduced set of sensors has been used as can be seen in Fig. 1: an RC filter network to filter and measure the rectifier output voltage, \bar{v}_r , two voltage sensors (resistor networks) to measure the DC-link voltage, v_{dc} , and the grid voltage, v_g ; and two current sensors (Hall effect) acquiring the boost current, i_b and the current injected into the grid, i_g .

III. CONTROL STRATEGY

The control of the wind energy system is structured in two independent control loops as it is shown in Fig. 2. The boost control loop extracts current from the generator, charging the DC-link capacitor when the system is generating. To prevent the DC-link voltage from increasing over a commanded level, the corresponding AC current will be injected into the grid.

The rectifier voltage is controlled by means of the boost converter by using a cascaded control loop. The inner loop controls the DC current and indirectly the generator torque using a proportional-integral (PI) controller, while the outer loop controls the rectified voltage and indirectly the generator speed also using a PI controller. Since the rectifier voltage is a switching voltage due to the boost IGBT commutation,

TABLE I: PMSG parameters

| | |
|---------------------------------|---------------------------------------|
| Rated power | 2.5 kW |
| Rated current | 3.7 A |
| Maximum current | 10 A |
| Rated voltage | 400 V |
| Rated speed | 700 rpm |
| Pole number | 12 |
| Magnets' voltage constant K_e | $1.188 \sqrt{p_k}/\text{rpm}$ |
| Stator resistance R_s | 6.03Ω |
| Stator inductance L_s | 0.063 H |
| Rotor inertia constant | $0.00581 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ |

the feedback for the generator rectified voltage is provided by means of the low pass filter introduced in section II. The rectified voltage command will be provided by the MPPT and over-speed blocks according to the strategy described in [6] by measuring the actual boost current and the filtered rectifier voltage. The H-bridge controls the DC-link voltage also using a cascaded control structure. The inner loop controls the current injected to the grid using a proportional-resonant (PR) controller, while the outer loop controls the DC-link voltage using a PI controller improved with a notch filter. Starred (*) variables are command values in Fig. 2. $i_{g_RMS}^*$ is the grid rms current command, which is transformed into an instantaneous grid current command, i_g^* by means of a grid synchronization block. A d-q synchronous reference frame PLL algorithm is used. v_r^* and v_{f^*} are the voltage commands for both inverters that are translated by software into pulse width modulation (PWM) duty values.

IV. SYSTEM PERFORMANCE

The proposed topology is discussed and compared with a conventional topology in this section. A 2.5 kW PMSG which parameters can be seen in table II is used. The conventional topology has a $62.5 \mu\text{F}$ input capacitor at the rectifier DC terminals and a 5 mH boost inductance. The boost inductance is removed in the proposed topology and the capacitor filter of the rectifier is replaced by an RC low-pass filter measurement network with a cut-off frequency of 3.3 kHz . The switching frequency for the DC-DC converter IGBT is 20 kHz in both cases.

A properly controlled active rectifier is capable to extract the electrical power from the generator in such a way the current vector is always orthogonal to the magnetic axis of the permanent magnet machine. However, when a passive rectifier is used, the current alignment cannot be controlled

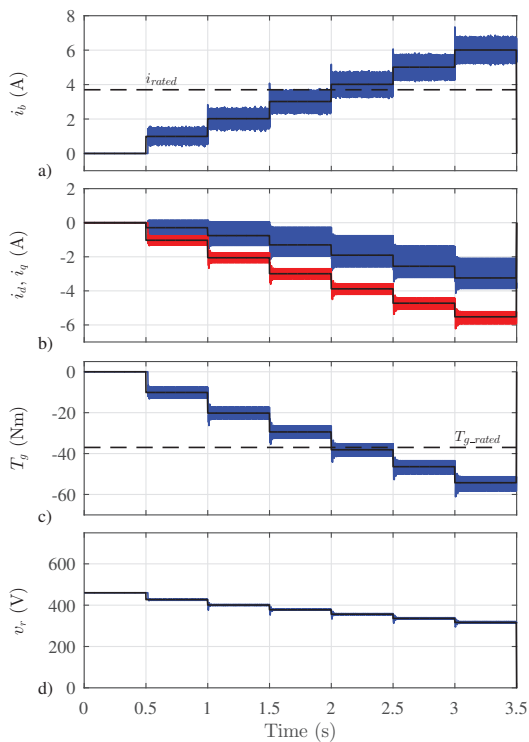


Fig. 3: Rectifier plus boost converter response at a fixed generator speed of 400 rpm under increasing load conditions: a) Boost current, i_b ; b) d -axis current, i_d , in blue. q -axis current, i_q , in red; c) Generator torque, T_g ; d) Rectified voltage, v_r .

and some undesirable d -axis current is produced. This brings an unexpected reduction of the back-emf voltage and of the generator torque. A model of the combined effect of the permanent magnet generator with the rectifier and the boost converter can be obtained by measuring the generator torque and the rectifier output voltage obtained for different fixed rotor speeds and current levels [6].

Figs. 3 and 4 show the rectifier output voltage and developed torque when the boost current level is increased for a fixed rotor speed of 400 rpm. The boost current presents a lower ripple level with the proposed converter as it is seen by comparison of Figs. 3(a) and 4(a). This can be explained by the fact a higher inductance is used in the proposed topology, since the stator inductance is 63 mH versus the 5 mH boost inductance of the conventional topology.

The generator d - and q -axes currents can be seen in Figs. 3(b) and 4(b). A similar average value can be seen in both components for both converters as the boost current increases. However, the harmonic content is clearly different. The d -axis component shows a lower harmonic magnitude at all current levels using the proposed topology. On the contrary, the q -axis component harmonics increase as the

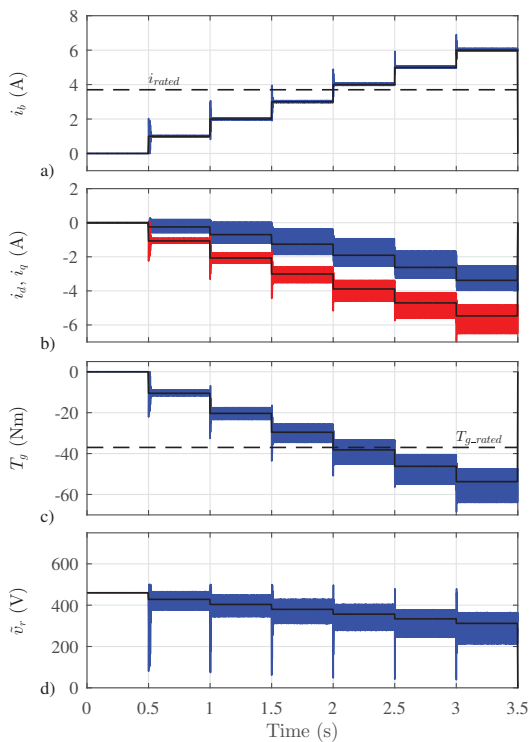


Fig. 4: Proposed converter response at a fixed generator speed of 400 rpm under increasing load conditions: a) Boost current, i_b ; b) d -axis current, i_d , in blue. q -axis current, i_q , in red; c) Generator torque T_g ; d) Rectified voltage (filtered), \tilde{v}_r .

boost current increases in the proposed topology. For low boost current levels the harmonic content is lower than with the conventional converter, but it increases with the boost current magnitude becoming higher than in the conventional topology. This effect is explained considering that the high frequency ripple produced in the boost inductance of the conventional converter is now moved to the generator stator inductance.

The generator torque follows the same pattern of the q -axis current as can be seen in Figs. 3(c) and 4(c). The harmonic content increases with the boost current level in the proposed topology although presents less torque oscillations than the conventional topology at low values. The high frequency nature of the torque ripple is filtered by the inertia of the wind turbine and its effect is negligible in the wind turbine behavior.

The rectified output voltage cannot be easily compared due to its switching nature in the proposed topology. However, Figs. 3(d) and 4(d) show the rectifier output voltage in conventional topology and the filtered voltage in the proposed one respectively. It can be seen that the average value shows a similar dependence with the boost current level.

The phase currents using the proposed modification are

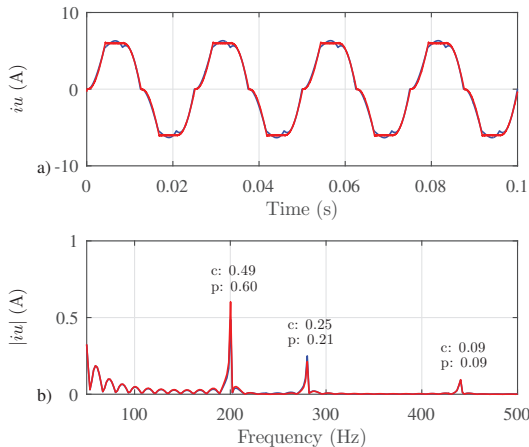


Fig. 5: Generator phase current for a rotor speed of 400 rpm, boost current of 6 A, and DC-link voltage of 500 V: a) Phase u current; b) Frequency spectrum. Blue: Conventional (c) topology; Red: proposed (p) topology.

similar to the ones present in the conventional topology. Nevertheless, they tend to show a higher harmonic content as the boost current increases. This is in accordance to what was previously said for the q -axis current. Fig. 5(a) show one generator phase currents using both topologies when the boost current is 6 A (over the rated value). The fast Fourier transform (FFT) in Fig. 5(b) shows a higher value in the fifth harmonic for the proposed case, while other harmonics show a similar value.

Concerning the limitations of the proposed topology, it is worth mentioning that the generator inductances are going to be used for voltage boost, being the windings directly exposed to the DC link voltage. Therefore, the insulation of the stator windings must be rated to the DC link voltage level. Therefore the voltage rating of the stator winding insulation will limit the voltage level the back-emf can be boosted. In addition to the insulation ratings, the leakage inductance of the generator will define the ripple magnitude of the DC current of the DC-DC converter. A very low inductance value may lead to a high ripple magnitude in the current which may produce in return a high torque ripple affecting the behavior of the wind turbine. Besides, the current control can be difficult. Nevertheless, the effect of having a low inductance value can be compensated by increasing the switching frequency if possible.

In order to study the performance of the system some simulations were performed. Different wind speeds were applied to both systems. In Table II is shown the harvested power for both topologies when different wind speeds are applied to the turbine. The power figure used for comparing both system is the power delivered to the grid, which is the parameter that includes the effect of all system components. In both simulations the parasitic parameters of the power converter components were taken into account. From Table II it can

TABLE II: Performance comparison

| Wind speed | Classical boost | Proposed topology |
|------------|-----------------|-------------------|
| 7 | 221 W | 222 W |
| 8 | 334 W | 334 W |
| 9 | 475 W | 477 W |
| 10 | 657 W | 658 W |
| 11 | 872 W | 875 W |
| 12 | 1129 W | 1134 W |

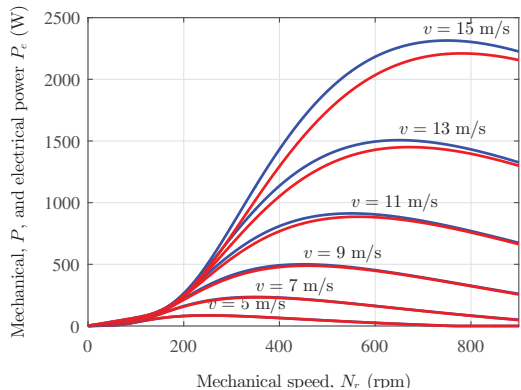


Fig. 6: Turbine (blue) and generator (red) power as a function of the turbine rotational speed N_r and wind speed v .

be concluded that the performance of the system is very similar for both power topologies, being slightly higher for the proposed system in those condition requiring high current levels. This is mainly due to the parasitic serial resistance of the boost inductance (1Ω) is removed in the proposed topology.

As it has been shown, the proposed topology presents an alternative to the classical boost topology allowing to reduce the size, the weight and the cost of the system offering the same performance. The applicability of the proposed topology is limited to generators with a relatively high stator inductance typically found in low speed and low power permanent magnet generators.

V. SIMULATION RESULTS

Simulations have been carried out to test the validity of the proposed topology for controlling a wind turbine. A wind turbine model was obtained from experimental data of an actual wind turbine using an exponential approximation [17]. Fig. 6 shows the characteristic mechanical power (blue) and the generator electrical power curves (in red) versus rotor speed.

The wind speed profile of Fig. 7(a) is applied to the system. The system starts from rest and speeds up due to a wind speed of 10 m/s. The MPPT tracking begins when the rectifier output voltage (filtered) reaches 280 V. At $t = 6$ s, the wind speed increases to 12 m/s. The system remains tracking the MPPT and the extracted power is therefore increased. At $t = 12$ s the wind speed increases to 20 m/s. This wind speed can

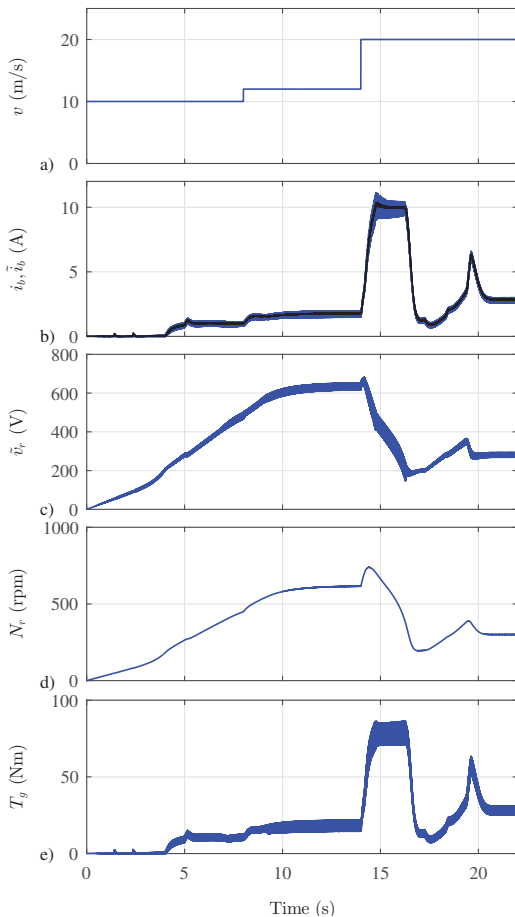


Fig. 7: Simulation results: a) Wind speed; b) Boost current, i_b , in blue and filtered boost current, \hat{i}_b , in black; c) Filtered rectified voltage, \hat{v}_r ; d) Turbine speed, N_r ; e) Generator torque, T_g .

produce a torque in the turbine higher than the rated torque of the generator, which cannot be sustained in the long term. Therefore, the control algorithm moves the operating point out of the MPPT trajectory to a lower efficiency point, in order to protect the system [6]. Fig. 7(b) shows the boost current i_b in blue and the filtered value of the current \hat{i}_b in black. The filtered rectified voltage \hat{v}_r can be seen in Fig. 7(c). Fig. 7(d) shows the turbine speed N_r in rpm. Finally, the torque developed by the generator T_g can be seen in Fig. 7(e). In summary, the proposed topology can be used to control the wind turbine.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

In order to experimentally confirm the results obtained by simulations, some experimental tests were carried out in an

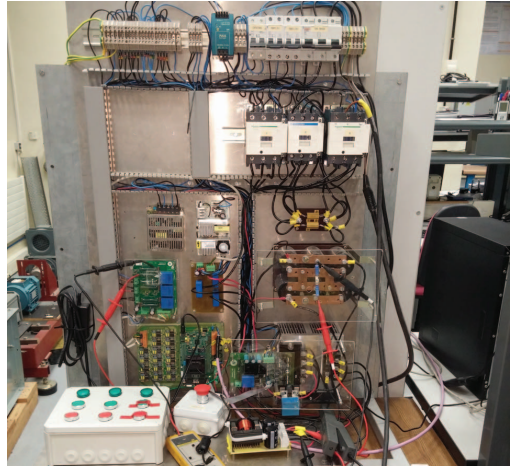


Fig. 8: Experimental setup.

experimental setup built to easily adapt the power topology by including/removing the boost inductance as well as the required filters. The prototype used during tests can be seen in Fig. 8. The wind turbine is emulated using a 4-pole 11 kW vector controlled induction motor drive where the power curves shown in Fig. 6 were implemented. A 12-pole 2.5 kW Alxion 190STK3M alternator whose parameters can be found in Table I is used as generator. The described control loops and algorithms were implemented on an ezDSP F28335 board from Spectrum Digital which mounts a Texas Instruments (TI) TMS320F28335 digital signal controller (DSC). The switching as well as the sample frequency was set to 20 kHz.

In Fig. 9 can be seen the experimental results obtained from the system when a wind profile is applied to the system Fig. 9(a). In Fig. 9(b) is shown the DC current at the rectifier output: in blue it is shown the actual current and superimposed, in black, the filtered current. The filtered rectifier voltage is shown in Fig. 9(c), measured at the capacitor terminals of the RC filter. Fig. 9(d) shows the generator speed obtained by an encoder measurement. The torque provided by the wind turbine emulator it is shown in Fig. 9(e).

The system is started from rest with a wind speed of 7 m/s. The initial speed of the generator is 100 rpm since it is the minimum speed for the wind speed emulator to work properly [18]. Some current is requested at low speed in order to avoid the system to uncontrollably accelerate allowing the system protection when the wind speed is very high during start-ups [6]. Once the rectifier voltage is over 280 V, the system begins to track the maximum power point of the wind turbine. At 6.5s wind speed increases from 7 m/s to 10 m/s and the generator increases its speed. More current is being extracted from the generator in order to fit the new power requirements. After 2.5s the wind conditions diminish to 10 m/s, recovering the previous conditions. At 16.5 the wind is reduced to 1 m/s in order to stop the turbine.

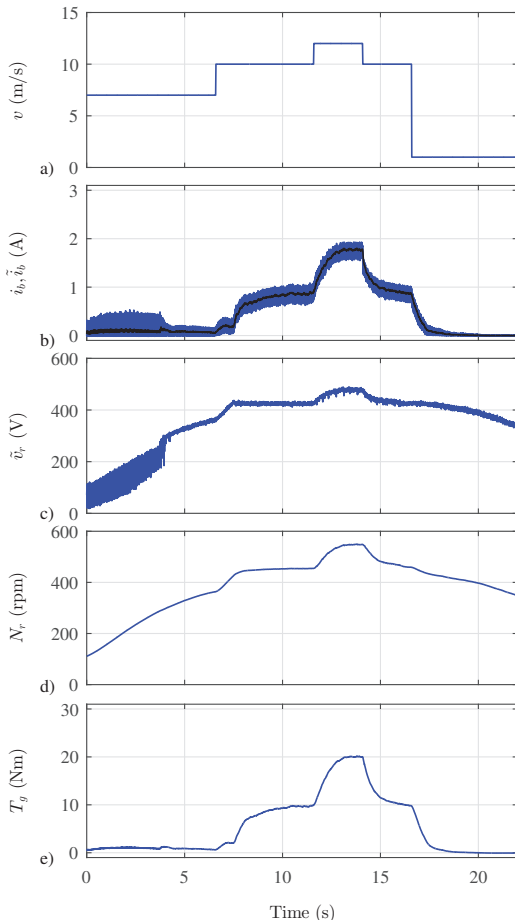


Fig. 9: Experimental results: a) Wind speed; b) Boost current i_b in blue and filtered boost current \hat{i}_b in black; c) Filtered rectified voltage \hat{v}_r ; d) Turbine speed N_r ; e) Generator torque T_g

From Fig. 9(d) can be seen the negligible impact of moving the high frequency ripple from a boost inductance to the generator leakage inductance. The torque ripple produced by the high frequency component of the stator currents is filtered by the inertia of the system leading to a smooth rotational speed.

VII. CONCLUSIONS

In the present paper the conventional rectifier plus boost power topology is modified by removing the boost inductance and the input capacitor filter of the rectifier. The generator stator inductance is therefore used for boosting the voltage. This is a cost-effective solution that offers a similar performance to that with boost inductance and is a promising candidate for driving low-power wind turbines allowing to decrease the

converter weight and size, improving the integrability of the power converter within the electrical generator. Simulations and experimental results show the viability of the proposed solution.

REFERENCES

- [1] GWEC, "Global wind report 2014, annual market update." Global Wind Energy Council (GWEC), Tech. Rep., 2015.
- [2] H. Li and Z. Chen, "Overview of different wind generator systems and their comparisons," *IET Renewable Power Generation*, vol. 2, no. 2, pp. 123–138, Jun. 2008.
- [3] Z. Chen, J. Guerrero, and F. Blaabjerg, "A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1859–1875, 2009.
- [4] H. Wang, C. Nayar, J. Su, and M. Ding, "Control and Interfacing of a Grid-Connected Small-Scale Wind Turbine Generator," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 26, no. 2, pp. 428–434, Jun. 2011.
- [5] S.-H. Song, S.-i. Kang, and N.-k. Hahm, "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system," vol. 1, 2003, pp. 154–158 vol.1.
- [6] C. Lumbreras, J. M. Guerrero, P. Garcia, F. Briz, and D. D. Reigosa, "Control of a small wind turbine in the high wind speed region," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 6980–6991, Oct 2016.
- [7] Z. Dalala, Z. Zahid, and J.-S. Lai, "New Overall Control Strategy for Small-Scale WECS in MPPT and Stall Regions With Mode Transfer Control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 4, pp. 1082–1092, Dec. 2013.
- [8] Y.-L. Juan, "An Integrated-Controlled AC/DC Interface for Microscale Wind Power Generation Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 5, pp. 1377–1384, May 2011.
- [9] R. Cardenas and R. Pena, "Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 1, pp. 196–205, Mar. 2004. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/stampPDF/getPDF.jsp?arnumber=1268137>
- [10] S. Barakati, M. Kazerani, and J. Aplevich, "Maximum Power Tracking Control for a Wind Turbine System Including a Matrix Converter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 3, pp. 705–713, Sep. 2009.
- [11] H.-G. Park, S.-H. Jang, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG," in *7th International Conference on Power Electronics, 2007. ICPE '07*, Oct. 2007, pp. 483–487.
- [12] A. Prasad, P. Ziogas, and S. Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers," in *20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record*, Jun. 1989, pp. 58–66 vol.1.
- [13] D. Simonetti, M. Azevedo, G. Sousa, and J. Vieira, "A single-switch three-phase boost rectifier with constant input harmonic content," in *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 1998. IECON '98*, vol. 2, Aug. 1998, pp. 691–696 vol.2.
- [14] R. Tonkoski, L. Lopes, and F. Dos Reis, "A single-switch three-phase boost rectifier to reduce the generator losses in wind energy conversion systems," in *2009 IEEE Electrical Power Energy Conference (EPEC)*, Oct. 2009, pp. 1–8.
- [15] O. Castillo, E. Amoros, G. Sanfeliu, and L. Morales, "Average Current Mode Control of Three-Phase Boost Rectifiers with Low Harmonic Distortion Applied to Small Wind Turbines," in *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, 2009. CERMA '09.*, Sep. 2009, pp. 446–451.
- [16] Y. Y. Xia, J. E. Fletcher, S. J. Finney, K. H. Ahmed, and B. W. Williams, "Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter," *IET Renewable Power Generation*, vol. 5, no. 5, pp. 377–386, Sep. 2011.
- [17] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, 2nd ed. Wiley, Jun. 2006.
- [18] J. M. Guerrero, C. Lumbreras, D. Reigosa, P. Garcia, and F. Briz, "Control and emulation of small wind turbines using torque estimators," in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2015, pp. 997–1004.

B.2. Publicaciones en revistas.

- B.2.1. Control of a Small Wind Turbine in the High Wind Speed Region [123].**

Control of a Small Wind Turbine in the High Wind Speed Region

Carlos Lumbreras, *Student Member, IEEE*, Juan Manuel Guerrero, *Member, IEEE*, Pablo García, *Member, IEEE*, Fernando Briz, *Senior Member, IEEE*, and David Daz Reigosa, *Member, IEEE*

Abstract—This paper proposes a new soft-stalling control strategy for grid-connected small wind turbines operating in the high and very high wind speed conditions. The proposed method is driven by the rated current/torque limits of the electrical machine and/or the power converter, instead of the rated power of the connected load, which is the limiting factor in other methods. The developed strategy additionally deals with the problem of system startup preventing the generator from accelerating to an uncontrollable operating point under a high wind speed situation. This is accomplished using only voltage and current sensors, not being required direct measurements of the wind speed nor the generator speed. The proposed method is applied to a small wind turbine system consisting of a permanent magnet synchronous generator (PMSG) and a simple power converter topology. Simulation and experimental results are included to demonstrate the performance of the proposed method. The paper also shows the limitations of using the stator back electromotive force to estimate the rotor speed in PMSG connected to a rectifier, due to significant d -axis current at high load.

Index Terms—Energy management, micro wind generator, small wind generator, soft-stalling control, torque control, wind energy, wind power generation.

I. INTRODUCTION

RENEWABLE energy generation and integration are important topics not only from an electrical engineer perspective but also from a social perspective, due to environmental, economic, and strategic reasons. For small consumers, the interest in energy self-production is growing due to the rise of the electricity price, especially in countries without gas and oil production. One of the more affordable and efficient technologies to produce electricity for residential or small business consumers are small wind turbines [1]–[3].

Small wind turbine systems can inject the energy directly into the grid [4]–[13] or store the captured energy in batteries [14]–[20]. The system presented in this paper is intended for grid-tied operation. Different power converter topologies have been proposed for the case of grid-tied applications [21]–[24]. The most widely used converter topology on the generator side for low-power grid-tied systems consists of a diode rectifier and

a boost converter [5]–[11], [25]. Alternatively, a boost rectifier has also been proposed [26]. An active rectifier with only three active switches was proposed in [19]. To interface the generating system with the grid, either an H-bridge inverter [4]–[7] or three-phase phase inverter [9]–[11] can be used. With the aim of reducing the number of power components in the passive rectifier plus boost converter plus H-bridge configuration, a special back-to-back inverter was proposed in [27]. However, that solution implies a more complex control and the need of a shaft position sensor. To avoid the use of a shaft position sensor using such topology, a sensorless controller was developed in [13]. The simplest topology based on the passive rectifier, boost rectifier, and H-bridge converter is used in the present study.

One of the challenges in the operation of small wind turbines is the control and protection under high wind speeds. Whenever the wind power exceeds the turbine power rating, the turbine must be operated below its maximum efficiency point to prevent damage. Some braking mechanism must be enabled if the wind power excess is too high. Pitch control, furling control, stall control, mechanical brakes, and electric brakes have been proposed for this purpose [16], [28]. The electric brake using a crowbar to shortcut the generator windings to produce a high braking torque is the preferred option for small wind turbines, due to its simplicity and reduced cost. However, this method has some drawbacks, including a high torsional torque in the turbine shaft and large currents in the generator windings, which can eventually damage the system. To avoid the activation of the crowbar or the use of more complex methods, soft-stall control was proposed for small wind turbines [8], [14], [20], [25], [29] to limit the extracted power to the demanded power by the load. Soft-stall methods operate the turbine at a nonoptimal tip speed ratio (TSR) to decrease the power extracted from the wind.

The proposed soft-stall methods [8], [14], [20], [25], [29] consider that a high wind speed condition is produced when there is a mismatch between the maximum wind power that can be extracted with the turbine and the load demand. Therefore, the TSR is reduced to make the extracted power equal to the load power. Those methods assume that the generator drive (i.e., generator and power converter) can always produce a torque to counteract the torque produced by the wind turbine. Nevertheless, in grid connected applications, assuming a strong grid, the maximum power that can be extracted will only be imposed by the rated power of the generating system. In this case, the relevant variable that must be kept under control in terms of high wind speed protection is the turbine torque rather than the turbine power. A high wind speed is here considered that producing some torque above the rated value of the generator drive within the operating generator speed range. This paper proposes a soft-stall method

Manuscript received October 9, 2014; revised October 26, 2015; accepted December 7, 2015. Date of publication December 17, 2015; date of current version May 20, 2016. Recommended for publication by Associate Editor Y. Sozer.

The authors are with the Department of Electrical and Computer Engineering, University of Oviedo, Gijón 33204, Spain (e-mail: carloslumbrerasiglesias@gmail.com; guerrero@uniovi.es; garciapablo@uniovi.es; fernando@isa.uniovi.es; reigosa@isa.uniovi.es).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2015.2508674

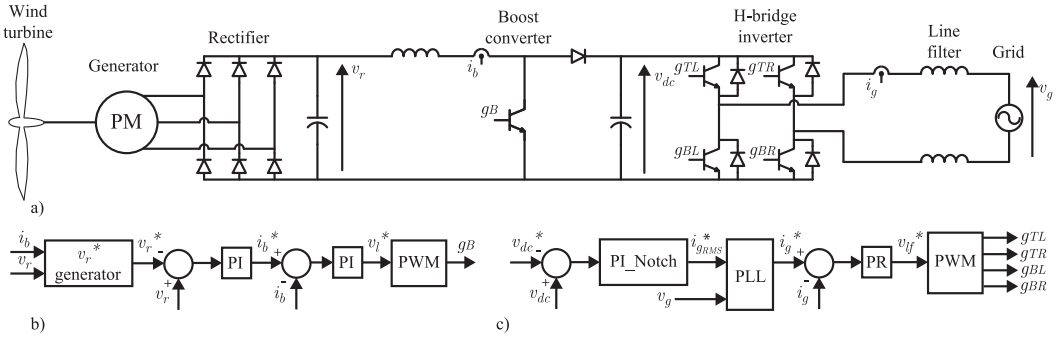


Fig. 1. Schematic representation of the wind energy generation system: a) Wind turbine, generator and power converter; b) Block diagram of the boost converter control system; c) Block diagram of the H-bridge converter control system.

TABLE I
TURBINE PARAMETERS

| | |
|---|------------------------------------|
| Rated power output | 1.2 kW |
| Rated wind speed | 12 m/s |
| Rated rotor speed | 600 r/min |
| Turbine radius, R | 0.875 m |
| Turbine inertia constant | $0.74 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ |
| Optimal TSR, $\lambda_{m \text{ a x}}$ | 4.6 |
| Optimal power coefficient, $c_{p \text{ -m a x}}$ | 0.47 |

to maintain the turbine generating during high wind speed conditions without connecting the crowbar.

In some situations, the torque exerted by the wind turbine will surpass the maximum value of the generator drive, and the crowbar (or a mechanical brake) will be unavoidable activated to stop the turbine. Once the turbine is stopped, a strategy for its restart is needed. This is not obvious, as low cost systems do not include wind speed sensors. Commercial microturbines often wait a short period of time before restarting whenever the electrical brake is activated. If the wind speed remains too high, the wind turbine starts and stops repeatedly, which stresses and can eventually damage the system in the long term. On the contrary, disconnecting the wind turbine longer than needed obviously has a negative economic impact. The proposed method allows automatic reconnection by maintaining the turbine operating at low speed while the wind speed remains high. This reduces both the mechanical and electrical stress over the generating system and additionally increases the energy harvested from the wind. However, the economic improvement of the latter will be ultimately dictated by the number of high wind speed events along the year and the electricity price.

The developed method has two unique and distinctive characteristics: 1) It is driven by the rated current/torque limits of the electrical machine and/or the power converter, instead of the rated power of the connected load; 2) It deals with the problem of system startup during a high wind speed situation. The method uses only current and voltage sensors which are typically available in low-cost microwind turbines, being therefore a cost-effective solution. The method has been simulated and implemented on a 2.5-kW wind generator system, consisting of

a permanent magnet synchronous generator (PMSG), a diode rectifier, a boost dc/dc converter, and an H-bridge inverter for single-phase grid connection. It is noted however that the proposed concept is also applicable to other machine designs and power converter topologies.

II. SYSTEM DESCRIPTION

Fig. 1 shows a schematic representation of the system. It consists of a wind turbine directly coupled to a three-phase PMSG and an integrated power converter. The hardware components seen in Fig. 1(a) are described in this section, while the control loops shown in Fig. 1(b) and (c) will be described in Sections III and IV.

A. Wind Turbine

A fixed-pitch wind turbine has been used in the present study. Table I summarizes some characteristic turbine parameters. The power extracted by a wind turbine depends on the wind speed, the constructive parameters of the turbine, and the rotor speed (1)

$$P = \frac{1}{2} \rho A_R c_p(\lambda, \vartheta) v_w^3 \quad (1)$$

where P is the extracted power, ρ is the air density, A_R is the swept area, R is the turbine radius, c_p the power coefficient, $\lambda = (\omega_{\text{rm}} R)/v_w$ the TSR, ϑ the blades pitch angle, ω_{rm} the rotor mechanical speed, and v_w the wind speed.

However, the power coefficient depends only on the TSR in fixed-pitch turbines. This power coefficient can be approximated by a nonlinear function whose parameters can be estimated from experimental data [30]. Steady-state power versus rotor speed experimental data provided by the turbine manufacturer, including wind speeds up to 26 m/s, have been used in the present study to obtain the power coefficient curve seen in Fig. 2, where $c_{p \text{ -m a x}}$ is the maximum power coefficient obtained with the optimal TSR $\lambda_{\text{m a x}}$.

The curve seen in Fig. 2 has been used both in simulations and in the wind turbine emulator to obtain the power and torque exerted by the turbine at different wind speeds, including high wind speeds. The model presents the following limitations:

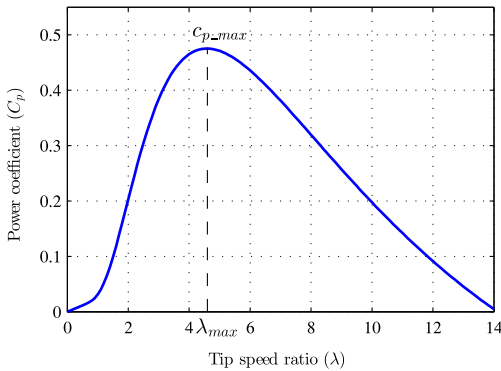


Fig. 2. Power coefficient of the wind turbine as a function of the TSR.

TABLE II
PMSG PARAMETERS

| | |
|---------------------------------|------------------------------|
| Rated power | 2.5 kW |
| Rated current | 3.7 A |
| Maximum current | 10 A |
| Rated voltage | 400 V |
| Rated speed | 700 r/min |
| Pole number | 12 |
| Magnets' voltage constant K_e | 1.188 V _{pk} /r/min |
| Stator resistance R_s | 6.03 Ω |
| Stator inductance L_s | 0.063 H |
| Rotor inertia constant | 0.00581 kg · m ² |

- 1) The effect of passive stall over the turbine blades at high wind speed is not considered. This provides a worst-case scenario to the present study from the point of view of high wind speed protection, since the actual torque at high wind speeds would be smaller than the predicted by the model.
- 2) Dynamic stall effects are not included in the model. Therefore, the torque variations due to excursions from the static power coefficient when the wind speed changes can be seen as disturbances for the proposed control system.
- 3) Considerations about the possible mechanical stresses, vibrations, and system mechanical or structural failure are not covered in this paper. The study is focused in the protection of the electrical subsystem.

B. PMSG and Rectifier

A PMSG whose parameters are shown in Table II is used to perform the electro-mechanical conversion. It is directly coupled to the wind turbine shaft without a gearbox. The machine produces a three-phase voltage, E , at no load, whose magnitude and frequency change proportionally to the rotor speed of the machine (2), with K_e being the back electromotive force (EMF) constant and ω_r the rotor speed.

$$E = K_e \omega_r. \quad (2)$$

When the machine is loaded, the output voltage decreases due to the stator impedance, the model given by (3) is often used, where ω_r is the rotor speed, V_{gen} is the phase-to-phase RMS voltage, and I_g is the RMS phase current. This model is

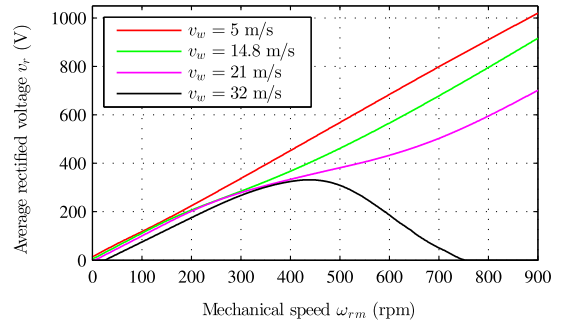


Fig. 3. Average output rectifier voltage (v_r) versus generator speed (ω_{rm}) when this speed is sustained by the generator for different wind speeds.

then combined with the rectifier model to obtain the rectifier voltage and to map the power-speed curves to power-voltage ones [5], [8], [20]

$$V_{gen} = E - I_g(R_s + j\omega_r L_s). \quad (3)$$

However, that model is not accurate since the current vector is not necessary orthogonal to the back EMF voltage vector of the machine when a passive rectifier is used, mainly due to the presence of the input capacitor. Therefore, some d -axis current is produced, weakening the machine flux and decreasing the back EMF. That makes the voltage seen by the rectifier smaller than the value provided by (3). Obtaining analytical expressions for this voltage drop is not straightforward. This problem was overcome by characterizing the combined behavior of the PMSG and the rectifier by means of numerical simulation. Several rotor speeds and current levels were imposed to the PMSG and the corresponding rectifier output voltage and the exerted torque were obtained. The simulations showed a significant d -axis component of the stator current vector when the boost current increases. Fig. 3 shows the relationship between the generator speed and the rectifier voltage when the boost current needed to match the torque produced by the turbine at different wind speeds is drawn from the generator. It is clearly seen in Fig. 3 that the voltage drop of the stator voltage cannot be only explained by the stator impedance due to the nonlinear behavior of the voltage drop as the wind speed (i.e., current level) increases.

Fig. 4 shows the steady-state power versus rotor speed curves of the turbine for different wind speeds. The electrical power that can be extracted from the rectifier is inferior to the mechanical power due to the generator losses, as can be seen in Fig. 4. This produces a displacement of the actual maximum power point trajectory (MPPT).

Since the mechanical speed is not measured, the electrical power versus the rectifier voltage curves can be used instead for MPPT, as can be seen in Fig. 5. The dotted line shows the actual MPPT, while the segmented line is the approximated MPPT used by the MPPT controller. The cut-in wind speed is set to 5 m/s corresponding to a rectifier voltage of 280 V, termed V_{R_MIN} . V_{R_MAX} is the maximum rectifier output voltage the system can withstand. This limit is imposed by the rated voltage of the

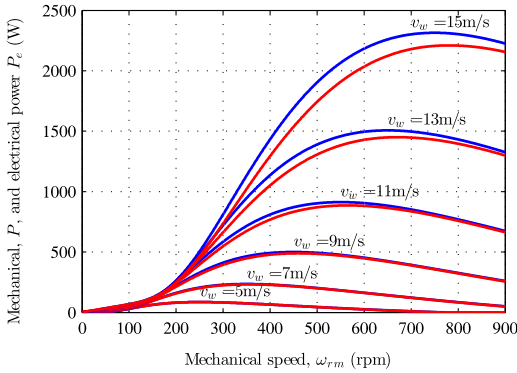


Fig. 4. Turbine (blue) and generator (red) power as a function of the turbine rotor speed (ω_{rm}) and wind speed (v_w).

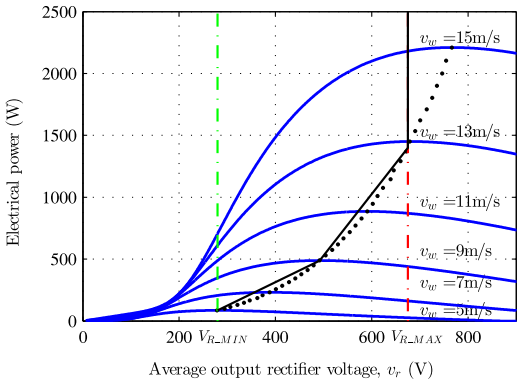


Fig. 5. Electrical power versus rectifier output voltage curves for different wind speeds showing the MPPT (dotted line), and the approximated trajectory used for control (straight line segments).

input capacitors and the power devices. Beyond that voltage, the system cannot follow the MPPT.

In order to implement and effective turbine protection, the current/torque versus rectifier voltage curves must be carefully analyzed. Fig. 6 shows the current required to produce a generator torque counteracting the turbine torque, in terms of the rectifier voltage for different wind speeds. It is observed in Fig. 6 that the maximum wind speed that can be serviced by the system without exceeding the rated current, I_{B_RATED} (3.7 A), is 14.8 m/s. The turbine torque produced by a wind speed of 21 m/s can be withstood by the generator by transitory exceeding the rated current to reach the maximum admissible level, I_{B_MAX} (i.e., 10 A in our system). This limit will depend on the transient overload capacity of the PMSG and of the power electronics and must be selected during the hardware design. Above that wind speed, the turbine can only be controlled at a relatively low rotor speed/rectifier voltage. At the cut-in voltage V_{R_MIN} (280 V) the generator can withstand sustained wind speeds up to 32 m/s by delivering the rated current. If the voltage is reduced to V_{R_SAFE} , sustained wind speeds of up to 35.3 m/s

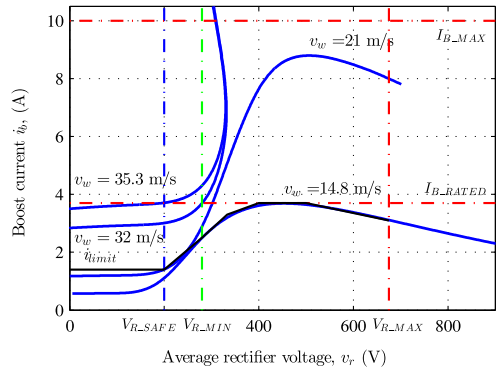


Fig. 6. Current needed to produce the torque to hold the turbine versus rectifier voltage curves for different key wind speeds. Black line shows i_{b_limit} values used in overspeed protection.

TABLE III
BOOST CONVERTER PARAMETERS

| | |
|---------------------------|--------------|
| Input capacitance | 62.5 μ F |
| Output capacitance | 235 μ F |
| Boost inductor inductance | 5 mH |
| Boost inductor resistance | 1 Ω |

can be withstood by the electrical system and keep it generating. Above that level, hurricane wind speeds would require the use of external brake systems (automatic or manual) since they imply sustained torque solicitations beyond the rated torque of the generator. It is again remarked that mechanical or structural failure considerations have not been made in this study.

C. Power Converters and Sensors

The power converter topologies used in this paper have been shown in Fig. 1. The three-phase diode rectifier converts the three-phase voltage supplied by the generator into a dc voltage, v_r . A boost dc/dc converter is then used to obtain a dc voltage, v_{dc} , larger than the rectified grid voltage. The parameters of the boost converter can be found in Table III. An H-bridge inverter is used to inject current, i_g , into the grid. In order to connect the inverter output with the grid, an inductive line filter is included. This is the most used topology in low-cost grid-tied wind turbines [22]–[24].

A reduced set of variables are measured to control the power converter, as can be seen in Fig. 1. These include the rectifier voltage v_r , the dc-link voltage v_{dc} , the grid voltage v_g , the boost inductor current i_b , and the grid current i_g . Voltages are measured using resistor-based sensors while Hall-effect sensors are used to measure the currents.

III. POWER CONVERTER CONTROL

Two independent control loops are used to control both the boost converter and the H-bridge inverter, as can be seen in Fig. 1(b) and (c). This section describes the different controllers used and their main control design goals. However, a detailed

description about the tuning procedure and the subsystem models is beyond the scope of this paper.

A. Boost Converter Control

The wind turbine speed is controlled by the boost dc/dc converter, which demands the current needed to create the required braking torque in the PMSG. The speed of the turbine is indirectly controlled by imposing a rectifier output voltage, v_r , according to the characterization described in Section II-B. The command for the rectifier output voltage, v_r^* , comes from a block that has been called “ v_r^* generator,” as can be seen in Fig. 1(b), which includes both MPPT and overspeed protection algorithms, as it will be described in Section IV.

The rectifier output voltage is controlled using a cascaded control, in which the outer loop controls the rectifier output voltage, v_r , by commanding a boost current command, i_b^* , to the inner loop controlling the boost converter current. The output of the current controller is the voltage to be imposed to the boost converter inductance, v_b^* , which is translated into a duty command, g_B , by a pulse width modulation (PWM) generator block. Conventional proportional-integral (PI) controllers (4) are used in both control loops

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (4)$$

where k_p is the proportional gain, k_i is the integral gain, and s the Laplace operator. It is noted that the gains differ for each controller.

The sign in the rectifier output voltage error calculation in Fig. 1(b) is reversed since to increase the rectifier voltage the boost current must be decreased. The boost current controller has been tuned to achieve a 500 Hz bandwidth with no overshoot in the step response. The rectifier output voltage controller has been tuned to achieve a bandwidth of only 0.1 Hz with a maximum admissible overshoot of 5% in the step response. The reason for selecting such a low bandwidth is to approximate the rectifier output voltage dynamics to the turbine/generator speed dynamics.

B. H-Bridge Converter Control

In order to inject into the grid, the same amount of energy that is being extracted from the wind, a power balance is performed in the system through the dc-link voltage. The dc-link voltage, v_{dc} , is set to a fixed reference value, v_{dc}^* , that can only be kept constant by injecting the appropriate amount of current to the grid, i_g . The dc-link voltage is controlled with a PI controller augmented with a notch filter (5), as can be seen in Fig. 1(c)

$$PI_{\text{Notch}}(s) = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{s^2 + 2\xi_z \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi_p \omega_n s + \omega_n^2} \quad (5)$$

where k_p is the proportional gain, and k_i is the integral gain, ξ_z and ξ_p are the damping coefficients of the notch filter zeros and poles, respectively, and ω_n is the central frequency of the filter. It is noted that the controller gains are different to the PI controllers already described.

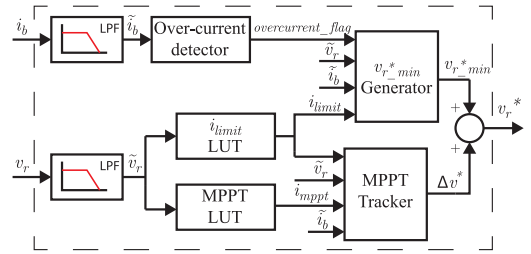


Fig. 7. Voltage reference, v_r^* , generator for MPPT and overspeed protection.

The notch filter is used to prevent the controller from rejecting the necessary dc voltage oscillation required to absorb the instantaneous power difference between a three-phase system, the PMSG, and a single-phase grid connection. Otherwise this oscillation would be translated to the controller output which is the RMS grid current command, i_{gRMS}^* . The controller has been tuned to achieve a closed-loop bandwidth of 40 Hz with the notch filter providing -20 dB of attenuation at 100 Hz (i.e., single-phase instantaneous power pulsation).

In order to achieve unity power factor, the RMS grid current command, i_{gRMS}^* , is synchronized with the grid voltage using a synchronous phase-locked loop (PLL) algorithm [31], shown in Fig. 1(c). The instantaneous grid current command, i_g^* , is injected into the grid by means of the H-bridge inverter, controlled by a proportional-resonant (PR) controller

$$PR(s) = k_p + k_r \frac{2 \cdot \omega_r \cdot s}{s^2 + \omega_r^2} \quad (6)$$

where k_p and k_r are the proportional and resonant gains, respectively, and ω_r is the resonant frequency. The proportional gain has a different value than the controllers previously described.

This type of controller ensures zero tracking error at the resonant frequency which is set to the grid frequency. The controller has been tuned to achieve a closed-loop bandwidth of 500 Hz, a worst-case disturbance rejection frequency response of -30 dB, and a resonant frequency of 50 Hz.

IV. OVERSPEED CONTROL INTEGRATION

High rotor speed in the wind turbine can be harmful, as both the turbine and the electronic components can be damaged or destroyed due to mechanical failure or excessive high back EMF voltages. A very high wind speed may produce a torque that could not be counteracted by the generator, eventually resulting in an excessive rotor speed. Some type of protection against high wind speeds is therefore mandatory.

A method to allow the wind turbine to operate safely with high wind speed is proposed in this section. The protection is integrated along with the MPPT control. It is assumed that neither wind speed sensor nor shaft speed sensor are available. The rectifier output voltage will be used to indirectly control the turbine speed according to the curves shown in Section II-B.

The block diagram of the proposed protection scheme can be seen in Fig. 7, corresponding with the block “ v_r^* min generator” seen in Fig. 1(b). This system will provide a rectifier voltage

reference, v_r^* , for the rectifier output voltage PI controller, shown in Fig. 1(b). The rectifier voltage reference consists of a constant voltage reference, $v_{r_min}^*$ and a variable voltage reference, Δv^* , tracking the maximum power point. Those two commands will be generated by the blocks labeled as “ $v_{r_min}^*$ generator” and “MPPT Tracker” in Fig. 7. The operation of each block in Fig. 7 is explained as follows.

A. Low-Pass Filters (LPF)

The rectifier output voltage, v_r , and the boost current, i_b , contain a significant amount of ripple due to the switching of the rectifier and of the boost converter. The information contained in the lookup tables (LUT) that will be described in the following sections is based on average values of both magnitudes. Therefore, LPF is applied to both signals to obtain \tilde{v}_r and \tilde{i}_b , respectively. The filters, shown in Fig. 7, are first-order LPF

$$\text{LPF}(s) = \frac{\omega_{co}}{s + \omega_{co}} \quad (7)$$

where ω_{co} is the cutoff frequency of the filter in rad/s.

The cutoff frequency of the rectifier output voltage filter has been set to 2 Hz, while the boost current filter has been tuned to 100 Hz.

B. MPPT LUT

The MPPT LUT contains an approximation of the actual MPPT of the generating system. Fig. 5 shows the actual MPPT (dotted line) and the approximation used (straight line segments). This simplification does not introduce meaningful losses in the harvested power in the system under study. If required, a more detailed LUT can be easily generated.

The input for the MPPT LUT block is the filtered rectifier output voltage, \tilde{v}_r , and the output is the corresponding MPPT current reference, i_{mppt} , instead of the corresponding power magnitude. This current reference is simply obtained by dividing the power obtained from the approximated MPPT line between the filtered rectifier output voltage.

C. Current Limit LUT

The “ i_{limit} LUT” block in Fig. 7 provides a current reference to early detect if the wind turbine can surpass the rated torque of the generator at some rotor speed due to the actual wind speed. This reference has been set to approximate the current curve for a wind speed of 14.8 m/s in the MPPT region, as can be seen in Fig. 6, since the torque produced by this wind speed can be serviced by the generator at all rotor speeds. If the current delivered by the generator is higher than this limit at some rotor speed at steady state, this will indicate a wind speed higher than 14.8 m/s. Below V_{R_MIN} , the i_{limit} has been set to a higher value to allow wind speeds up to 21 m/s accelerate the turbine to V_{R_MIN} . It must be pointed out that this value is imprecise since during acceleration and deceleration, the current delivered must differ for the same wind speed, and it is only used to detect relatively high wind speeds.

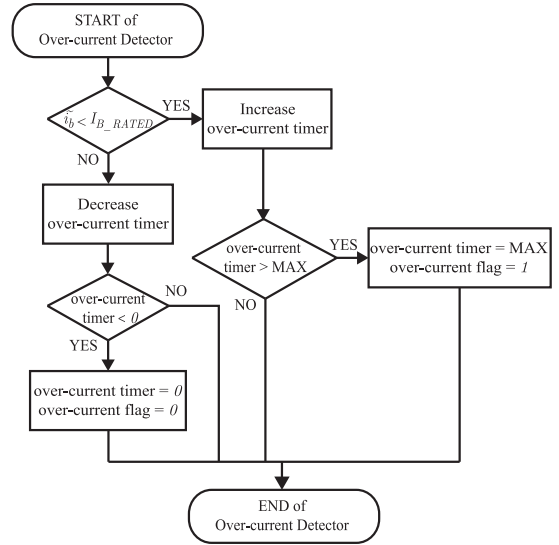


Fig. 8. Overcurrent detector flow chart.

D. Overcurrent Detector

The “overcurrent detector” block is an up/down counter that increases whenever the current is larger than the rated value, and decreases if it is smaller. If the counter reaches a pre-established threshold, an overcurrent flag is set and it will only be reset when the counter returns back to zero. The count up and count down steps can be unevenly selected; in the implemented algorithm the count down was set to be four times faster than the count up. The threshold at which the flag is set on is selected in this study by measuring the transient time needed to bring down the voltage from V_{R_MAX} to V_{R_MIN} when the turbine is driven by a wind speed of 21 m/s, which is the maximum wind speed that can be braked at any rotor speed by temporary surpassing the rated current. The detailed flow chart of this block can be seen in Fig. 8.

E. Minimum Rectifier Output Voltage Reference Generator

The “ $v_{r_min}^*$ generator” block will provide a rectifier voltage ramp command from zero to V_{R_MIN} , where the system starts tracking the MPPT. The idea behind this reference generator is to have control over the turbine speed/voltage as soon as it starts to rotate, not leaving the turbine to accelerate uncontrolled toward the cut-in voltage, V_{R_MIN} . This is necessary to prevent a high wind speed from building up an excessive turbine torque at that voltage level.

The slope of the voltage ramp reference is selected to resemble the voltage increase dynamics produced by a wind speed of 14.8 m/s. It is recalled that this wind speed is the highest that can be serviced by the system without surpassing the rated current in the whole rotor speed range, as can be seen in Fig. 6. This ramp reference will force the rectifier output voltage controller to brake the turbine from start if the wind speed is

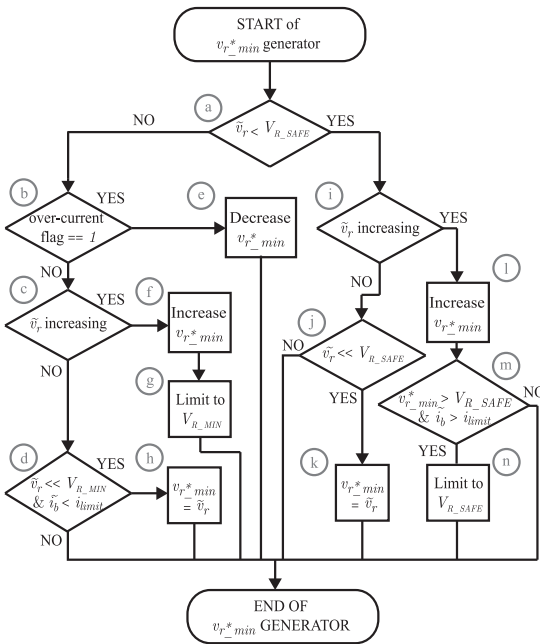


Fig. 9. Flow chart of the minimum voltage reference generator.

higher than 14.8 m/s. For wind speeds lower than 14.8 m/s, the controller output will saturate to zero allowing the turbine to accelerate at a rate only imposed by the wind. The process to generate such a ramp is not straightforward since it must be only generated if the wind blows. It can be summarized in the flow chart seen in Fig. 9 and it is explained next.

When the rectifier output voltage is below V_{R_SAFE} [see Fig. 9(a)], the method first checks if the voltage is increasing [see Fig. 9(i)]. In that case, the voltage command is also increased [see Fig. 9(l)]. If the new voltage command is above V_{R_SAFE} and the boost current is higher than i_{limit} [see Fig. 9(m)], then the voltage command is limited to V_{R_SAFE} [see Fig. 9(n)]. At this point, the reference is maintained constant whenever the current exceeds i_{limit} . This prevents high speed winds from developing excessive torque at higher rotor speeds. The minimum wind speed at which the turbine operates with reduced rotor speed will depend on the selection of i_{limit} for the voltage V_{R_SAFE} . With the selection made in this study the implemented protection will prevent the rectifier output voltage, and thus, the turbine speed, from increasing when the turbine blades are pushed by a wind speed above 31 m/s.

If the rectifier output voltage is still or decreasing due to the absence of wind, its magnitude is compared with V_{R_SAFE} [see Fig. 9(j)]. If this value is much smaller than V_{R_SAFE} then the voltage command is reset to the actual voltage [see Fig. 9(k)]. This reset is necessary to avoid an uncontrolled acceleration if the wind returns. Otherwise the command is kept constant.

Once the rectifier output voltage is above V_{R_SAFE} due to admissible wind speeds, a checking is done on the overcurrent

flag provided by the overcurrent detector [see Fig. 9(b)]. If an overcurrent situation is not detected, the voltage increase is checked [see Fig. 9(c)]. If the voltage is increasing the voltage command is also increased [see Fig. 9(f)] up to a maximum V_{R_MIN} [see Fig. 9(g)]. In the opposite case, the reference is kept constant or made equal to the voltage [see Fig. 9(h)] depending on the voltage and current level [see Fig. 9(d)].

If an overcurrent situation created by a strong wind is detected, the minimum voltage reference is decreased toward V_{R_SAFE} see [Fig. 9(e)]. This will make the current to decrease once steady state is reached.

In case of very high wind speeds, the required current can exceed the ultimate limits of the machine and/or power converter. In this case, a crowbar or a mechanical brake must be activated [28] to stop the wind turbine. Since no wind speed information is available, deciding when the wind turbine must be restarted is not trivial, as the wind turbine would start and stop repeatedly if the high wind condition remains. The proposed method overcomes this situation. Once the turbine has been stopped, it can be immediately restarted since the minimum rectifier output voltage reference generator will prevent the turbine from accelerating while the high wind condition remains.

F. MPPT Controller

Once the rectifier output voltage exceeds the cut-in voltage V_{R_MIN} , the MPPT block starts producing an additional reference Δv_r^* needed to track the maximum power point. This reference will be increased or decreased depending on whether the boost current is higher or smaller than the i_{mppt} provided by the MPPT LUT, as seen in Fig. 7. The voltage step must be selected not to delay the voltage increase nor to speed up the voltage decrease (i.e., not to draw a current much higher than i_{mppt}) in the wind speed range never producing a torque above the rated value (i.e., below 14.8 m/s in Fig. 6). The detailed flow chart of this control block can be seen in Fig. 10.

This block also introduces protections against high wind speeds arising during the MPPT operation. If the boost current is eventually larger than i_{limit} , the voltage reference is held constant. This situation is produced when a wind speed is ideally greater than 14.8 m/s. In the opposite case, if the MPPT tracker kept increasing the voltage, the current might surpass the rated value at a higher rotor speed. By keeping the voltage command constant (i.e., rotor speed) that situation is avoided.

In the event, the current exceeds the rated value due to a high wind speed, the voltage is decreased. This will result in a transitory increase of the current level to achieve a higher torque, reducing the voltage reference, and thus, the actual voltage, to V_{R_MIN} . The voltage slope must be selected to tradeoff the maximum peak transient current and the total time needed to reduce the voltage, considering the dynamic limitations imposed by the rectifier output voltage controller. A solution in which the voltage is not required to reduce to V_{R_MIN} while maintaining the rated current, is currently being developed. This is accomplished in power-based stalling methods by adding a delaying filter in the feedback loop [8]. However, the addition of such delay must be carefully studied, since in the event of increasing

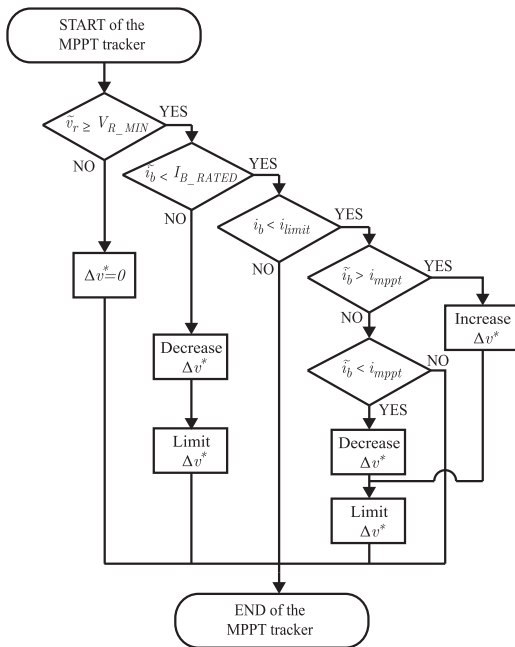


Fig. 10. MPPT controller flow chart.

wind and for high wind conditions, the control of the turbine could be lost.

V. SIMULATION RESULTS

To test the performance of the proposed method, several simulations for different wind conditions were carried out. PSIM software from Powersim was used for this purpose. The turbine, generator, and boost converter parameters used in simulation were the same as for the actual system, shown in Tables I–III, respectively. The power switches for both the boost converter and the H-bridge were modeled as ideal switches, reducing the computational burden. This will lead to slightly better results in terms of system efficiency than the actual system, but does not have a significant impact for the analysis presented in this paper. The switching and sampling frequency are set to 20 kHz in the boost converter and 10 kHz in the H-bridge inverter. The control loops were implemented in a C language function block for easiness of portability to the hardware controller.

Two examples including increasing and decreasing wind conditions have been selected to illustrate the behavior of the proposed technique.

A. Increasing Wind Conditions

Fig. 11 shows an example of the turbine behavior under increasing wind conditions starting from rest. The wind speed is 10 m/s for 10 s, then it changes to 17 m/s, and at 13 s increases again to 33 m/s. The 17 m/s wind speed exemplifies the case of a wind speed that can be always handled by the generator by

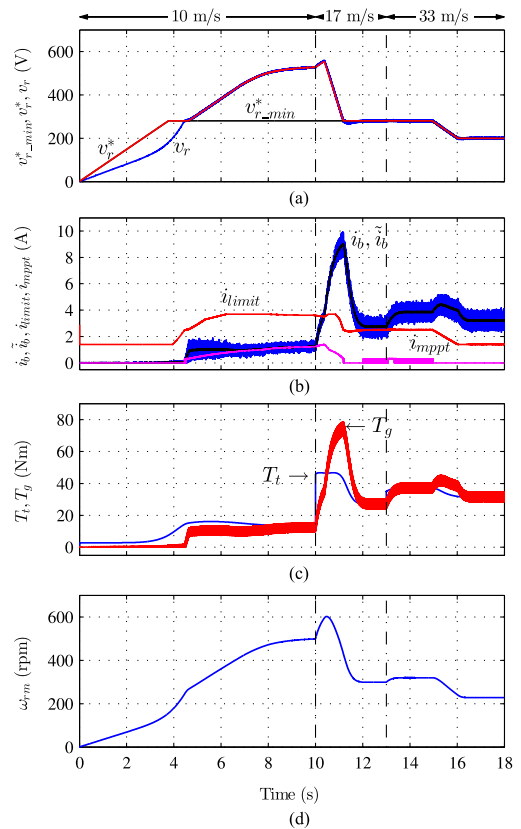


Fig. 11. Simulation result showing the behavior of the proposed method under increasing wind conditions (10 m/s, 17 m/s from 10 s, and 33 m/s from 13s): a) rectifier voltage command (v_r^*), rectifier voltage (v_r) and minimum rectifier voltage command ($v_{r_min}^*$); b) boost current (i_b), filtered boost current (\tilde{i}_b), current limit (i_{limit}) and MPPT current target (i_{mppt}); c) turbine torque (T_t) and generator torque (T_g); d) mechanical rotor speed (ω_{rm}).

temporary surpassing the rated torque/current, as can be seen in Fig. 6. A wind speed of 33 m/s represents a case that can eventually produce a torque higher than the absolute maximum limit of the turbine, also seen in Fig. 6.

The 10 m/s wind speed makes the turbine to accelerate, making a rectifier voltage command v_r^* to be generated by the $v_{r_min}^*$ generator block [see Fig. 11(a)]. Since the rectifier voltage command is larger than the actual voltage, no boost current will be commanded to be drawn from the generator [see Fig. 11(b)] and the turbine will speed up at a rate only dictated by the turbine torque [see Fig. 11(c) and (d)].

When the rectifier voltage reaches the cut-in voltage ($V_{R_MIN} = 280$ V), the MPPT control block is activated and some current starts to be extracted from the generator. The boost current, i_b , and the target MPPT current, i_{mppt} , are forced to converge by the MPPT control block, as shown in Fig. 11(b).

At 10 s, a sudden change of the wind speed from 10 to 17 m/s occurs. Although such wind speed change is not realistic in

practice, it is useful to evaluate the control dynamics, and will be used both for simulation and experimental cases. The new wind speed results in a large increase of the turbine torque that must be counteracted by the generator [see Fig. 11(c)]. The required boost current is consequently larger than the rated current and the overspeed control makes the voltage command to decrease to V_{R_MIN} to reduce the speed, and thus, the turbine torque [see Fig. 11(c) and (d)]. This makes to further increase the boost current for a while, in order to produce enough torque to brake the turbine. As it was stated before, the system must be designed to withstand a short time overcurrent. At the end of that transient, the current is again under the rated value.

At $t = 13$ s, the wind changes to 33 m/s. Since this wind speed can be above the controllable limits at a relatively low rotor speed, the voltage command is reduced to V_{R_SAFE} by the proposed method. This is accomplished by the overcurrent block described in Section IV. After measuring a current above the rated value for a predefined time the overcurrent flag is activated making the voltage command to decrease. This can be seen in Fig. 11(a) and (b).

B. Decreasing Wind Conditions

An example of the turbine behavior under decreasing wind conditions starting from rest can be seen in Fig. 12. The wind speed is 30 m/s for 4.5 s, then it changes to 21 m/s, and at 9 s decreases to 8.5 m/s. In this case, the 30 and 21 m/s speeds have been chosen as examples of a wind speed that can exceed the generator maximum capabilities, and a wind speed that can be always handled by transitory surpassing the rated torque, respectively.

The $v_{r_min}^*$ generator block detects an increasing voltage from startup and commands a voltage reference that limits the acceleration of the wind turbine, as can be seen in Fig. 12(a) and (b). Since a current larger than i_{limit} is required to produce the necessary torque [see Fig. 12(c)], the voltage command is held equal to V_{R_SAFE} once this value is reached. This operating point will prevent the system from repeated start and hard stop cycles, and will keep the generator producing some power at high wind speed.

At $t = 4.5$ s, the wind speed decreases to 21 m/s and the voltage command increases to reach the cut-in voltage (280 V) in which the MPPT mode starts. At that point, the voltage command increases in an attempt to make the boost current, i_b , to match with the i_{mppt} command. Since that wind speed can produce torque levels higher than rated torque at some rotor speed in the MPPT range, the system must limit the overcurrent situation. That event is early detected by the proposed method when the actual current surpasses i_{limit} , as can be seen in Fig. 12(b). Then the voltage is decreased to V_{R_MIN} by transiently surpassing the rated current/torque [see Fig. 12(b) and (c)]. The advantage of the proposed method is that the duration and magnitude of this current transient will be smaller than in case of waiting for the current to surpass the rated value.

The wind speed changes to 8.5 m/s at $t = 9$ s. The boost current drops since a lower torque is required to maintain the turbine speed/rectifier voltage. Therefore, after some predefined

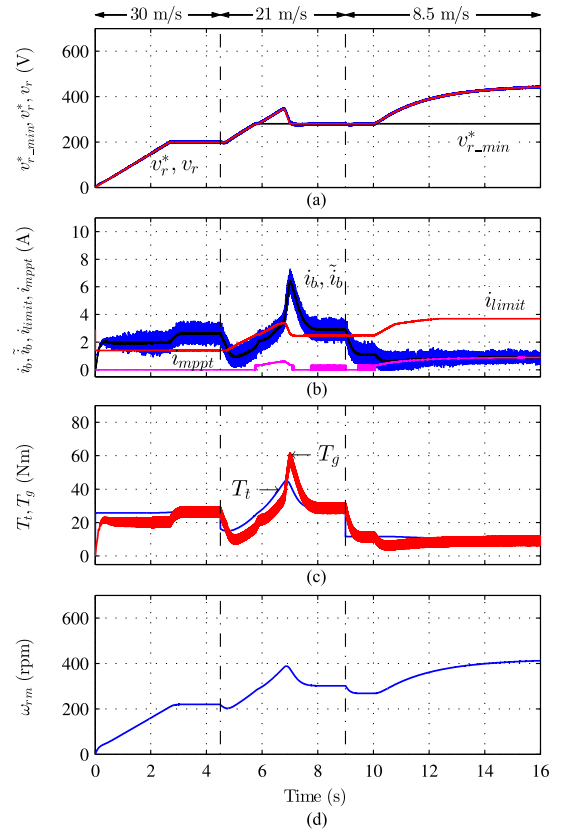


Fig. 12. Simulation result showing the behavior of the proposed method under decreasing wind conditions (30 m/s, 21 m/s from 4.5 s, and 8.5 m/s from 9 s): a) rectifier voltage command (v_r^*), rectifier voltage (v_r) and minimum rectifier voltage command ($v_{r_min}^*$); b) boost current (i_b), filtered boost current (\hat{i}_b), current limit (i_{limit}), and MPPT current target (i_{mppt}); c) turbine torque (T_t) and generator torque (T_g); d) mechanical rotor speed (ω_{rm}).

time the overcurrent flag is set to zero and the MPPT control is reactivated. A higher rectifier voltage is then commanded to force to boost current i_b to follow the MPPT current command, i_{mppt} , as can be seen in Fig. 12(a) and (b). The simulations show that the method works as intended.

VI. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed control method has been tested on a prototype system that can be seen in Fig. 13 [7]. The wind turbine in Fig. 1 is emulated using a four-pole 11-kW vector controlled induction motor drive, labeled “load motor” in Fig. 13. The induction motor is controlled with an Emerson Unidrive SP2403 drive, integrating a SM Applications Lite Module V2 board, programmed to impose a torque in the load motor equivalent to that of the wind turbine of Table I, based on the rotor speed feedback and the commanded wind speed. An 12-pole 2.5-kW Alxion 190STK3M alternator whose parameters can be found in Table II is used as a generator. The

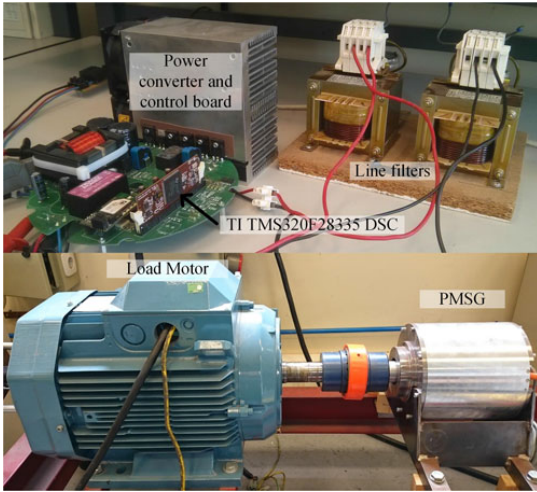


Fig. 13. Prototype of the integrated power converter and control board (top). Load motor and PMSG (bottom).

rated power mismatch between the two machines compensates for the different pole number, making the load motor to be able to produce the necessary torque at low speed. This solution was taken since similar power 12-pole induction motors were not available in the lab. The total inertia of the experimental system is the sum of the generator inertia, shown in Table II, and the induction motor inertia, having a value of $0.091 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$.

An integrated controller and power converter using the topology shown in Fig. 1, has been built to control the PMSG as can be seen in Fig. 13. This board also includes the current and voltage sensors, only the line filters being external to that board. The board mounts a Texas Instruments TMS320F28335 digital signal controller where all the described control loops and algorithms are implemented. The boost converter parameters are seen in Table III.

As it has been described, the simulation parameters are the same as those of the experimental setup, including the sampling and switching frequencies. It is noted however that two differences exist between the simulation and the experimental setup: 1) the inertia in the experimental setup is significantly smaller than that of the simulation (and the actual wind turbine), 2) the rectifier voltage ramp generator starts once the rectifier voltage reaches 100 V, to overcome some experimental setup limitations at low speed and low torque. It is noted that both differences imply more challenging dynamic operating conditions for the experimental setup case compared to the simulation setup case, but smaller current levels are expected during transients due to the smaller inertia constant.

Experimental results with the same wind changing conditions as in the simulations are presented here for easiness of comparison.

A. Increasing Wind Conditions

Fig. 14 shows the behavior of the system under increasing wind conditions. The results are similar to those of the

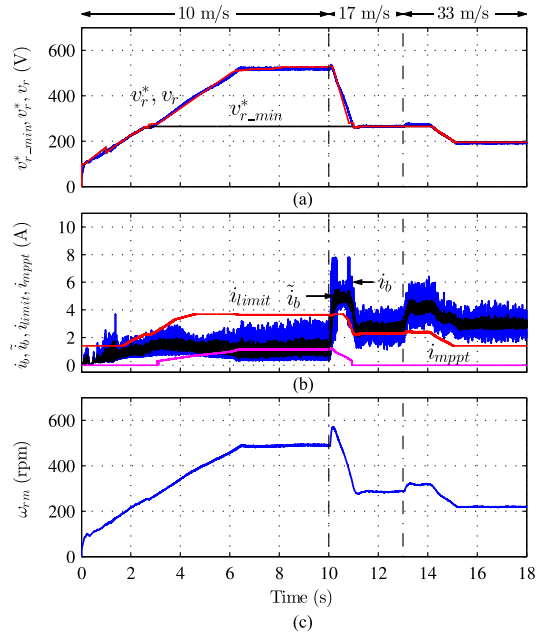


Fig. 14. Experimental results showing the behavior of the propose method under increasing wind conditions (10 m/s, 17 m/s from 10 s, and 33 m/s from 13 s): a) rectifier voltage command (v_r^*), rectifier voltage (v_r), and minimum rectifier voltage command (v_{r_min}); b) boost current (i_b), filtered boost current (\hat{i}_b), current limit (i_{limit}), and MPPT current target (i_{mppt}); c) mechanical rotor speed (ω_{rm}).

simulation case of Fig. 11. The main differences come from the reduced inertia constant of the experimental setup. The lower inertia constant makes the acceleration from zero speed much faster than in the simulation case. This makes the voltage controller to demand some current from the beginning to make the rectifier voltage, v_r , to stick to the voltage command, v_r^* . Once in the MPPT region, the tracking of the MPPT is much faster for the same reason.

When the wind speed changes to 17 m/s, the same behavior seen in the simulation of Fig. 11 is observed. The only difference is the smaller current effort during transients due to the lower inertia constant.

At 13 s, the wind speed changes to 33 m/s and the voltage is reduced to V_{R_SAFE} as in the simulation case. Again, the current demand is smaller due to the smaller inertia.

B. Decreasing Wind Conditions

In the test shown in Fig. 15, the wind turbine starts rotating due to a wind speed of 30 m/s, as in the simulation of Fig. 12. The behavior of the turbine is similar to that shown in the simulation. As in the previous case, the main differences come from the fact of having different inertia constants. This makes the transients to be faster and with lower current values than in the simulation tests.

It is noted that, in both increasing and decreasing wind condition cases, all the variables reach to values very close to those

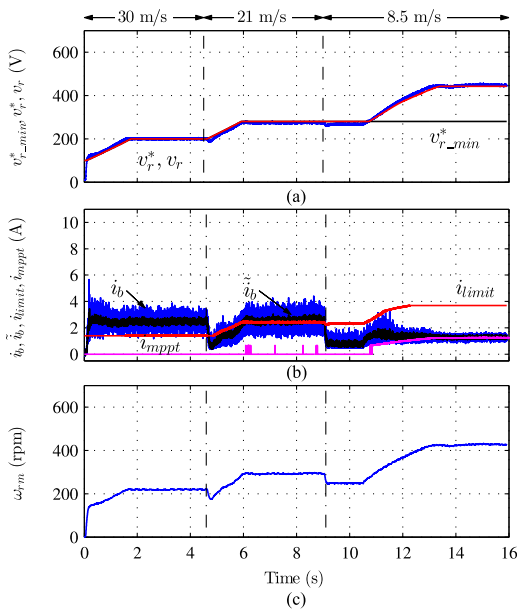


Fig. 15. Experimental results showing the behavior of the propose method under decreasing wind conditions (30 m/s, 21 m/s from 4.5 s, and 8.5 m/s from 9 s): a) rectifier voltage command (v_r^*), rectifier voltage (v_r), and minimum rectifier voltage command ($v_{r_min}^*$); b) boost current (i_b), filtered boost current (\tilde{i}_b), current limit (i_{limit}), and MPPT current target (i_{mpp}); c) mechanical rotor speed (ω_{rm}).

shown in the simulations at steady state, proving the practical application of the proposed method.

VII. CONCLUSION

The operation of small wind turbines for domestic or small business use is driven by two factors: cost and almost unsupervised operation. Especially important is the turbine operation and protection under high wind speeds, where the turbine torque can exceed the rated torque of the generator. This paper proposes a soft-stall method to decrease the turbine torque if a high wind speed arises and, as a unique feature, the method is able to early detect a high wind condition at startup keeping the turbine/generator running at low rotor speed avoiding successive start and stop cycles. The proposed method uses only voltage and current sensors typically found in small turbines making it an affordable solution. Both simulation and experimental results demonstrate the validity of the proposed concepts.

This paper also shows that commonly used machine and rectifier models assuming unity power factor do not provide accurate estimations of the generator speed in loaded conditions, even if the resistive and inductive voltage drop are decoupled, due to the significant circulation of d -axis current if a PMSG is used. This paper proposes using a precommissioned LUT whose inputs are both the rectifier output voltage and the boost current.

REFERENCES

- [1] W. Kellogg, M. Nehrir, G. Venkataramanan, and V. Gerez, "Generation unit sizing and cost analysis for stand-alone wind, photovoltaic, and hybrid wind/PV systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 13, no. 1, pp. 70–75, Mar. 1998.
- [2] P. Gipe, *Wind Power: Renewable Energy for Home, Farm, and Business*, 2nd ed. White River Junction, VT, USA: Chelsea Green Publishing, Apr. 2004.
- [3] A. C. Orrell, H. E. Rhoads-Weaver, L. T. Flowers, M. N. Gagne, B. H. Pro, and N. A. Foster. (2014). 2013 distributed wind market report. Pacific Northwest Nat. Lab., Richland, WA, USA, Tech. Rep. PNNL-23484. [Online]. Available: <http://www.osti.gov/scitech/biblio/1158500>
- [4] J. Benjanarasut and B. Neammanee, "The d-, q-axis control technique of single phase grid connected converter for wind turbines with MPPT and anti-islanding protection," in *Proc. IEEE 8th Int. Conf. Elect. Eng./Electron., Comput., Telecommun. Inf. Technol.*, May 2011, pp. 649–652.
- [5] M. Arifujaman, "Modeling, simulation and control of grid connected permanent magnet generator (PMG)-based small wind energy conversion system," in *Proc. IEEE Elect. Power Energy Conf.*, Aug. 2010, pp. 1–6.
- [6] H. Wang, C. Nayar, J. Su, and M. Ding, "Control and Interfacing of a grid-connected small-scale wind turbine generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 2, pp. 428–434, Jun. 2011.
- [7] C. Lumbreras, J. Guerrero, P. Garcia, F. Briz, and D. Diaz, "Development and testing of a micro-wind generating system," in *Proc. Int. Conf. New Concepts Smart Cities: Fostering Public Private Alliances*, Dec. 2013, pp. 1–6.
- [8] A. Ahmed, L. Ran, and J. Bumby, "New constant electrical power soft-stalling control for small-scale VAWTs," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 4, pp. 1152–1161, Dec. 2010.
- [9] S.-H. Song, S.-I. Kang, and N.-K. Hahm, "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system," in *Proc. 18th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 2003, vol. 1, pp. 154–158.
- [10] Y. Y. Xia, J. E. Fletcher, S. J. Finney, K. H. Ahmed, and B. W. Williams, "Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter," *IET Renewable Power Generation*, vol. 5, no. 5, pp. 377–386, Sep. 2011.
- [11] Y. Xia, K. Ahmed, and B. Williams, "A new maximum power point tracking technique for permanent magnet synchronous generator based wind energy conversion system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3609–3620, Dec. 2011.
- [12] H.-G. Park, S.-H. Jang, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG," in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electron.*, Oct. 2007, pp. 483–487.
- [13] N. T. Hai, S.-H. Jang, H.-G. Park, and D.-C. Lee, "Sensorless control of PM synchronous generators for micro wind turbines," in *Proc. IEEE 2nd Int. Power Energy Conf.*, 2008, pp. 936–941.
- [14] E. Muljadi, T. Forsyth, and C. P. Butterfield. (1998). Soft-stall control versus furling control for small wind turbine power regulation. Nat. Renewable Energy Lab., Golden, CO, USA, Tech. Rep. NREL/CP-500-25100. [Online]. Available: <http://www.osti.gov/scitech/biblio/661575>
- [15] S. Jiao, G. Hunter, V. Ramsden, and D. Patterson, "Control system design for a 20 kW wind turbine generator with a boost converter and battery bank load," in *Proc. IEEE 32nd Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 2001, vol. 4, pp. 2203–2206.
- [16] Y. Matsui, A. Sugawara, S. Sato, T. Takeda, and K. Ogura, "Braking circuit of small wind turbine using NTC thermistor under natural wind condition," in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, Nov. 2007, pp. 910–915.
- [17] C.-C. Hua and C.-Z. He, "Design and implementation of a digital power converter for wind energy conversion," in *Proc. 6th IEEE Conf. Ind. Electron. Appl.*, Jun. 2011, pp. 1398–1402.
- [18] K.-Y. Lo, Y.-M. Chen, and Y.-R. Chang, "MPPT battery charger for stand-alone wind power system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 6, pp. 1631–1638, Jun. 2011.
- [19] Y.-L. Juan, "An integrated-controlled AC/DC interface for microscale wind power generation systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 5, pp. 1377–1384, May 2011.
- [20] J. Chen, J. Chen, and C. Gong, "New overall power control strategy for variable-speed fixed-pitch wind turbines within the whole wind velocity range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2652–2660, Jul. 2013.

- [21] Z. Chen, J. Guerrero, and F. Blaabjerg, "A review of the state of the art of power electronics for wind turbines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 8, pp. 1859–1875, Aug. 2009.
- [22] Z. Chen, X. Xiao, H. Wang, and M. Liu, "Analysis of converter topological structure for direct-drive wind power system with PMSG," in *Proc. IEEE Int. Conf. Power Syst. Technol.*, Oct. 2010, pp. 1–5.
- [23] M. Abarzadeh, H. Madadi, and L. Chang. (2012, Nov.). Power electronics in small scale wind turbine systems. in *Advances in Wind Power*, R. Carriveau, Ed. Rijeka, Croatia: InTech. [Online]. Available: <http://www.intechopen.com/books/advances-in-wind-power/power-electronic-s-in-small-scale-wind-turbine-systems>
- [24] T. R. De Freitas, P. J. Menegz, and D. S. Simonetti. (2011). Converter topologies for permanent magnetic synchronous generator on wind energy conversion system. in *Proc. IEEE Brazilian Power Electron. Conf.* pp. 936–942. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6085292
- [25] Z. Dalala, Z. Zahid, and J.-S. Lai, "New overall control strategy for wind energy conversion systems in MPPT and stall regions," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2013, pp. 2412–2419.
- [26] O. Castillo, E. Amoros, G. Sanfeliu, and L. Morales, "Average current mode control of three-phase boost rectifiers with low harmonic distortion applied to small wind turbines," in *Proc. Electron., Robot. Automotive Mech. Conf.*, Sep. 2009, pp. 446–451.
- [27] H.-G. Park, S.-H. Jang, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG," in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electron.*, 2007, pp. 483–487.
- [28] A. Sugawara, K. Yamamoto, T. Yoshimi, S. Sato, A. Tsurumaki, and T. Ito, "Research for electric brake using NTC thermistors on micro wind turbine," in *Proc. 12th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, Sep. 2006, pp. 1597–1601.
- [29] J. Hui, A. Bakshai, and P. K. Jain, "An energy management scheme with power limit capability and an adaptive maximum power point tracking for small standalone PMSG wind energy systems," in *IEEE Trans. on Power Electron.*, to be published, doi: 10.1109/TPEL.2015.2478402
- [30] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*. 2nd ed. New York, NY, USA: Wiley, Jun. 2006.
- [31] M. Saitou, N. Matsui, and T. Shimizu, "A control strategy of single-phase active filter using a novel d-q transformation," in *Proc. 38th IAS Annu. Meeting. Conf. Rec. Ind. Appl. Conf.*, Oct. 2003, vol. 2, pp. 1222–1227.



Carlos Lumbreras (S'14) received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Oviedo, Spain, in 2011 and 2013, respectively. He is currently working toward the Ph.D. degree at the same University.

At the same time, he is also working at AST Ingeniería. His research interests include renewable energy, motor drives, and grid-connected power converters.



Juan M. Guerrero (S'00–A'01–M'04) received the M.E. degree in industrial engineering, and the Ph.D. degree in electrical and electronic engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1998 and 2003, respectively.

Since 1999, he has occupied different teaching and research positions with the Department of Electrical, Computer and Systems Engineering, University of Oviedo, where he is currently an Associate Professor. From February to October 2002, he was a Visiting Scholar at the University of Wisconsin, Madison, WI,

USA. From June to December 2007, he was a Visiting Professor at the Tennessee Technological University, Cookeville, TN, USA. His research interests include control of electric drives and power converters, smart grids, and renewable energy generation.

Dr. Guerrero received an award from the College of Industrial Engineers of Asturias and León, Spain, for his M.E. thesis in 1999, an IEEE Industry Applications Society Conference Prize Paper Award in 2003, and the University of Oviedo Outstanding Ph.D. Thesis Award in 2004.



Pablo García (S'01–A'06–M'09) received the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering and control for the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2001 and 2006, respectively.

In 2004, he was a Visitor Scholar at the University of Madison-Wisconsin at the Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium. He is the coauthor of more than 20 IEEE journals and 30 international conferences. He is currently an Associate Professor with the Department of Electrical, Computer and Systems Engineering, University of

Oviedo. His research interest includes control of grid-tied converters, solid-state transformers, energy conversion, ac drives, sensorless control, ac machines diagnostics, and signal processing.

Dr. P. García received the Fellowship of the Personnel Research Training Program funded by the Spanish Ministry of Education for the period of 2002–2006.



Fernando Briz (A'96–M'99–SM'06) received the M.S. and Ph.D. degrees from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1990 and 1996, respectively.

He is currently a Full Professor with the Department of Electrical, Electronic, Computers, and Systems Engineering, University of Oviedo. His research interests include control systems, power converters and ac drives, machine diagnostics, and digital signal processing.

Prof. Briz received the 2005 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS Third Place Prize Paper

Award and six IEEE Industry Applications Society (IAS) Conference and IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) Prize Paper Awards. He is currently the Publications Chair of the Industrial Drives Committee of the IAS Industrial Power Conversion Systems Department.



David Daz Reigosa (S'03–M'07) was born in Spain, in 1979. He received the M.E. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2003 and 2007, respectively.

He was a Visitor Scholar at the Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium, University of Wisconsin, Madison, WI, USA, in 2007. He is currently an Associated Professor in the Department of Electrical Engineering, University of Oviedo. His research interests include sensorless control of induction motors, permanent magnet synchronous motors and digital signal processing.

Dr. Reigosa received the Award and Fellowship of the Personnel Research Training Program funded by Regional Ministry of Education and Science of the Principality of Asturias from 2004 to 2008.

B.2.2. Control and Emulation of Small Wind Turbines Using Torque Estimators [120].

Control and Emulation of Small Wind Turbines Using Torque Estimators

Juan M. Guerrero, *Member, IEEE*, Carlos Lumbreras, David Díaz Reigosa, *Member, IEEE*, Pablo García, *Member, IEEE*, and Fernando Briz, *Senior Member, IEEE*

Abstract—Soft-stall control of small wind turbines is a method to protect the generation system and/or load from excessive wind speeds and wind gusts without discontinuing power generation. Soft-stall can be activated due to an excess of the power and/or torque/current. This paper proposes a method to improve the existing soft-stall methods for over torque/current protection using a turbine torque estimator. In addition, this paper also proposes two methods to emulate the wind turbine inertia without communications between the load drive (wind turbine emulator) and the generation system controller. This will allow the evaluation of the proposed methods in working conditions.

Index Terms—Inertia, small wind turbine, soft stall, wind energy, wind power generation, wind turbine emulation.

I. INTRODUCTION

THE INCREASING electrical energy demand has boosted the interest in renewable energy sources due to economical and sustainability reasons. The development of the energy conversion technologies has also brought opportunities to small-scale consumers to produce electricity to cover all or part of their electrical energy needs, normally using photovoltaic panels and small wind turbines, the second being considered advantageous in terms of power density and cost.

To become attractive to private consumers, small wind turbines should be able to operate unattended under a broad range of weather conditions. Self-protection of the wind turbine under high wind speed situations is mandatory in this case. When the power produced by the turbine exceeds load or generator rated powers, the turbine must be operated at a reduced efficiency to avoid damage either to the load or to the generator. A variety of methods to decrease the turbine efficiency under high wind speed have been proposed, including pitch, furling and stall

control, mechanical brakes, and electric brakes [1]; pitch and furling being only possible in variable pitch wind turbines. The electric brake is the preferred option for small wind turbines due to its simplicity and low cost. However, activation of the electrical brake produces a high torsional torque in the turbine shaft and large currents in the generator windings what stresses the system significantly. A negative temperature coefficient resistor crowbar has been proposed to mitigate those problems [1], [2]. Nevertheless, the activation of the crowbar discontinues the power generation. Furthermore, the occurrence of successive start and stop cycles can stress or even damage the turbine.

To avoid the electric brake activation, various soft-stall methods have been proposed [3]–[6]. These methods limit the power produced by the wind turbine by reducing its efficiency. To achieve this goal, the turbine speed is decreased and, therefore, operates with a nonoptimal tip speed ratio (TSR).

In [7], a soft-stall method using the generator and/or power converter current limit (or alternatively by generator torque limit) instead of the rated power of the connected load was proposed for generator protection. This method also allows automatic reconnection of the system if the crowbar has been activated. However, this strategy suffers from some limitations, including large transient currents when a high wind speed condition is detected, and reduced accuracy detecting high wind speed conditions, which can unnecessarily limit the power supplied by the generator.

This paper proposes a method for the soft-stall control of small wind turbines. It is assumed that the turbine is connected to the grid. Consequently, the limit for the maximum power that can be generated come exclusively from the wind turbine power limit, no further restriction being imposed by the load.

The method proposed in this paper overcomes the limitations of the method proposed in [7], a turbine torque estimator is used for this purpose. The estimator allows fast and accurate detection of high wind speed conditions, decreasing the required braking torque/current compared to [7]. Furthermore, precise information on the produced torque allows us to operate the generator at its torque limit, therefore increasing the power generation. An additional advantage is a simpler implementation.

As a second contribution, this paper proposes two methods to emulate the turbine inertia. The emulation of the mechanical inertia using electric drives is needed in test benches used for the development of control methods for wind turbines. Several concepts have been reported for this purpose. Analog electronic feedback techniques were early employed [8]. An open-loop

Manuscript received October 7, 2016; revised April 4, 2017; accepted May 11, 2017. Date of publication May 25, 2017; date of current version September 18, 2017. Paper 2016-SECSC-1077.R1, presented at the 2015 Energy Conversion Congress and Exposition, Montreal, QC, Canada, Sep. 20–24, and approved for publication in the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS by the Sustainable Energy Conversion Systems Committee of the IEEE Industry Applications Society. (Corresponding author: Juan M. Guerrero.)

J. M. Guerrero is with the Department of Electrical and Computers Engineering, Universidad de Oviedo, Gijón 33204, Spain (e-mail: guerrero@uniovi.es).

C. Lumbreras is with AST Ingeniería, Gijón 33203, Spain (e-mail: carloslumbrerasiglesias@gmail.com).

D. D. Reigosa, P. García, and F. Briz are with the Department of Electrical Engineering, University of Oviedo, Gijón 33204, Asturias (e-mail: diaz david@uniovi.es; garcia pablo@uniovi.es; fernando@isa.uniovi.es).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TIA.2017.2708027

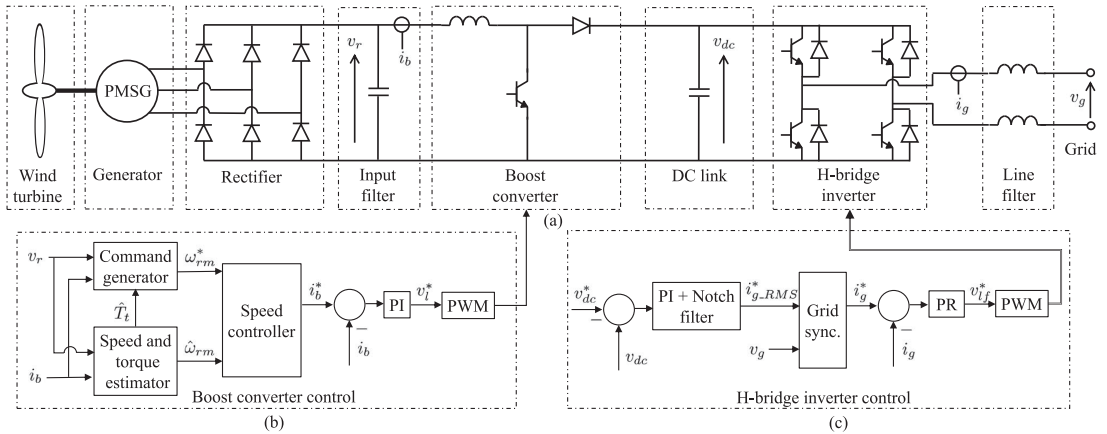


Fig. 1. Wind generation system schematic: (a) Wind turbine, generator and power converter; (b) boost converter control block diagram; and (c) H-bridge inverter control block diagram.

inertia emulator based on the synchronized speed control of the load drive and the generator was proposed in [9]. Some of these methods require direct or indirect measurement of the generator torque [10]–[12]. Especially interesting are methods that do not require to measure/estimate the torque, as in this case it is not needed to share information between the load drive and the wind energy controller. The possibility of estimating the torque from acceleration was presented in [13]. Disadvantages of this proposal are its sensitivity to system noise and instability problems, which are intrinsic to the discrete-time acceleration calculation [14]. A state-space-based turbine torque estimator overcoming that problem was proposed in [15]. However, the dynamic performance of that solution has not been investigated and the estimator gain tuning is not described.

The inertia emulation methods proposed in this paper estimate the turbine torque by comparing the actual machine rotor speed with an estimate provided by a model. Therefore, they do not require torque sensors nor communications between the load drive and the wind turbine controller. The gain tuning procedure and dynamic performance of both methods are in-depth analyzed. The propose methods can be easily implemented in commercial torque-controlled drives.

This paper is a revised and extended version of conference paper [16]. The present version further analyzes the performance and development of the proposed methods providing additional insight for both the wind turbine control method and the inertia emulators.

II. SYSTEM DESCRIPTION

The wind energy generation system described in this paper can be seen in Fig. 1(a). A fixed-pitch wind turbine is directly coupled to a 12-pole permanent magnet synchronous generator (PMSG). The parameters of the wind turbine used in this study can be found in Table I. The PMSG parameters can be seen in Table II. The machine terminals are connected to a diode rectifier. A boost converter increases the voltage to the required

TABLE I
TURBINE PARAMETERS

| | |
|--|--------------------------|
| Rated power output | 1.2 kW |
| Rated wind speed | 12 m/s |
| Rated rotor speed | 600 r/min |
| Turbine radius, R | 0.875 m |
| Turbine inertia constant, J_t | 0.74 kg · m ² |
| Optimal TSR, λ_{max} | 4.6 |
| Optimal power coefficient, $c_{p,max}$ | 0.47 |

TABLE II
GENERATOR PARAMETERS

| | |
|--------------------------|---------------------------------|
| Rated power | 2.1 kW |
| Rated speed | 600 r/min |
| Rated current | 3.7 A |
| Stator resistance | 6.03 Ω |
| Inductance, $L_d = L_q$ | 63 mH |
| Back-EMF constant, k_e | 1.188 V _{peak} / r/min |
| Pole number, p | 12 |
| Inertia constant, J_g | 0.00581 kg · m ² |

level to inject current to a single-phase grid through an H-bridge inverter and a line filter.

This topology is broadly used in low-cost turbines due to the reduced cost of the diode rectifier compared to a full-bridge controlled rectifier. Furthermore, cost reduction is achieved due to the reduced number of sensors compared to the back-to-back configuration, two voltage sensors and one current sensors being saved. Sensors required by this solution are shown in Fig. 1 and include three voltage sensors (resistor dividers) to measure the rectified voltage v_r , the dc-link voltage v_{dc} , and the grid voltage v_g ; and two current sensors (Hall effect) acquiring the boost current i_b and the current injected to the grid i_g . The main drawback of the diode rectifier solution compared to the back-to-back topology is the reduced efficiency.

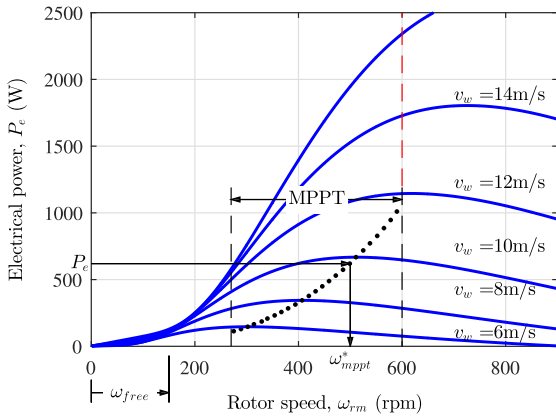


Fig. 2. Electrical power versus rotor speed for different wind speeds. The dotted line indicates the MPPT trajectory. Cut-in speed is 270 r/min, cutoff speed is 600 r/min.

Control system is shown in Fig. 1(b) and (c); it splits into two subsystems: boost converter control and H-bridge inverter control.

The boost converter feeds the dc link and uses a proportional-integral (PI) controller to regulate the boost current. The output of the controller is the voltage command for the boost inductor v_l^* from which the duty cycle of the power switch is obtained. The current command is provided by the wind turbine speed controller, using the speed command and the speed estimate provided by the blocks seen in Fig. 1(b), this is discussed in detail in Section IV.

The H-bridge controls the dc-link voltage using a well-known cascaded structure; its block diagram is shown in Fig. 1(c). The inner loop controls the current injected to the grid i_g , a proportional-resonant (PR) controller is used for this purpose. The outer loop controls the dc-link voltage using a PI controller. A notch filter tuned to 100 Hz is added to filter-off any power oscillations coming from the single-phase ac system. $i_{g_RMS}^*$ is the rms value of the grid current command, which is converted into an instantaneous grid current command i_g^* . Synchronization with the grid voltage is required, a phase-locked loop (PLL) was used for this purpose, see “Grid sync.” block in Fig. 1(c). v_{lf}^* is the voltage command, which is converted by the control in the duty value required by the pulse-width modulation (PWM).

III. OPERATIONAL LIMITS

This section describes the operation boundaries of the generation system obtained from the turbine characteristic curves. The curves have been derived from experimental data provided by the turbine manufacturer considering steady-state conditions.

A. Maximum Power Point Tracking

The electrical power that can be generated in terms of the rotor speed in the steady-state operation for different wind speeds is shown in Fig. 2. The maximum power point tracking (MPPT)

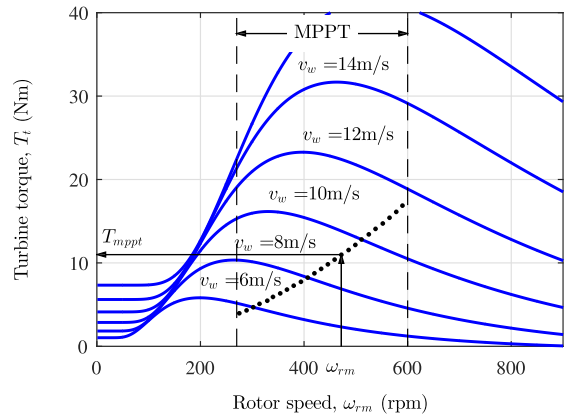


Fig. 3. Turbine torque versus rotor speed for different wind speeds. The dotted line indicates the MPPT trajectory.

trajectory in Fig. 2 is approximated using a nine-point interpolation function (1), which will be used later by the turbine control

$$\omega_{m_ppt}^* = \hat{f}_1(P_e) \quad (1)$$

where * stand for commanded values and $\hat{\cdot}$ for approximate functions or estimated values.

The minimum speed at which the speed controller is enabled is speed ω_{free} (see Fig. 2). This lower speed limit is required to allow the rectifier output voltage to reach the minimum value to operate the boost converter. Below this rotor speed, the wind turbine will move freely as dictated by the wind speed. The minimum speed threshold is also required to guarantee the convergence of the rotor speed and turbine torque estimators, this is described in Section IV

The generator torque versus rotor speed is shown in Fig. 3 for different wind speeds. The torque MPPT trajectory is readily derived from Fig. 2. This trajectory is approximated by a five-point interpolation function (2), which is later used for the turbine control.

$$T_{m_ppt} = \begin{cases} 0, & \text{if } 0 \leq \omega_{rm} < 270 \text{ r/min} \\ \hat{f}_2(\omega_{rm}), & \text{if } 270 \leq \omega_{rm} \leq 600 \text{ r/min.} \end{cases} \quad (2)$$

B. Operation at High Wind Speeds

For the case of small power wind turbines connected to a relatively stiff grid, it can be assumed that all the power produced by the turbine can be absorbed by the grid. In this case, there is no need to limit the turbine output power, only the voltage and current/torque limits of the generator and power converter must be considered. Fig. 4 shows the turbine torque in terms of the rotor speed for three different values of the wind speed in the high wind speed range. To keep the turbine under control, the generator should be capable to counteract the turbine torque in all the cases. Rated torque T_{g_rated} (which occurs when the boost converter operates at its rated current) and maximum torque T_{g_max} , i.e., the torque available to handle transient overloads

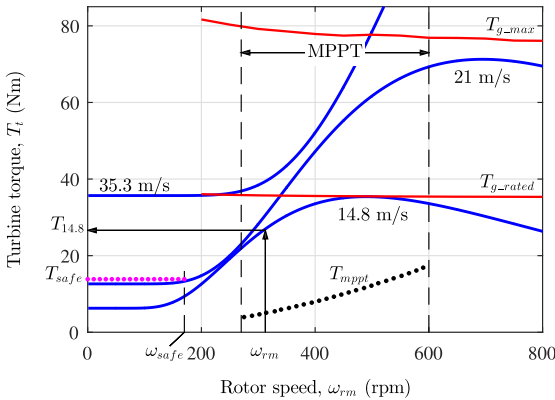


Fig. 4. Turbine torque versus rotor speed for key high wind speeds. $T_{g-rated}$ indicates the maximum steady-state torque. T_{g-max} indicates the maximum torque.

[17], are shown in the figure. It is noted from Fig. 4 that the maximum torque T_{g-max} does not only depend on the boost converter current magnitude, but depend also on the rotor speed, due to the operation with a nonunity power factor at high speeds.

It is observed from Fig. 4 that for a wind speed of 14.8 m/s, the turbine torque matches $T_{g-rated}$. Therefore, this wind speed will produce the fastest rotor acceleration without surpassing the generator torque limit. The torque profile for this wind speed was stored in a interpolation function (3). This function will be used later to produce the speed command, this is explained in Section IV.

$$T_{14.8} = \hat{f}_3(\omega_{rm}). \quad (3)$$

It is also observed from Fig. 4 that wind speeds of 21 m/s produce a torque close to, but below T_{g-max} , meaning that the generator still can counteract the turbine torque for short periods of time and, therefore, brake it, independently of the rotor speed. At higher wind speeds, the capability of the generator to counteract the wind turbine torque depends on the rotor speed, being feasible at low rotor speeds, but not at high rotor speeds. The maximum wind speed at which the generator can counteract the turbine torque is 35.3 m/s. For larger wind speeds, an external brake system would be required. In Fig. 4, a safe speed ω_{safe} is defined. ω_{safe} corresponds to a speed at which the generator can compensate the turbine torque when the wind speed is 35.3 m/s. The torque produced by the turbine at ω_{safe} by a wind speed of 21 m/s is termed T_{safe} . These two values will be used for the turbine protection under high wind speeds, as will be explained in Section IV.

IV. ROTOR SPEED AND TURBINE TORQUE CONTROL

Depending on the mode of operation, the wind turbine can be controlled either to follow the MPPT trajectory or to produce rated torque. Since neither speed nor torque sensors are available to implement the proposed strategy, both variables must be estimated. The estimators designed for this purpose, as well as the corresponding controls, are described in this section.

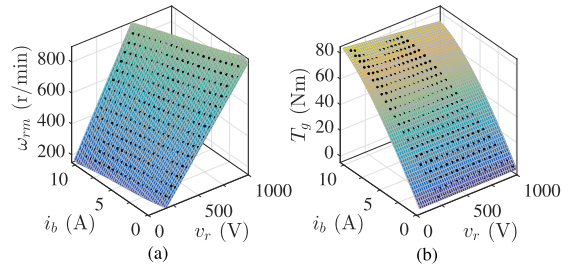


Fig. 5. (a) Measured rotor speed and (b) measured generator torque, for different values of the rectifier voltage and boost current.

A. Speed and Turbine Torque Estimation

The relationship between the mechanical power, which is given by the wind turbine rotor speed and torque, and the electrical power, which is given by the rectified voltage and boost converter current, cannot be easily obtained from an analytical model. This is mainly due to fact that the passive rectifier does not guarantee unity power factor operation. A commissioning process of both the generator and the rectifier is performed in to obtain an experimental model. For this purpose, the generator is externally driven at different speeds and different boost current commands. The average rectifier voltage and the load torque are measured at steady state. For the process followed in this paper, the speeds varied from 200 to 900 r/min in 50 r/min steps, while the currents varied from 0.5 to 10 A in 0.5 A steps. Fig. 5 shows the collected data.

Curve fitting is used to obtain a polynomial expression (4) from the results shown in Fig. 5.

$$\hat{\omega}_{rm}(v_r, i_b) = a_{00} + a_{10}v_r + a_{01}i_b + a_{11}v_r i_b + a_{02}i_b^2 + a_{12}v_r i_b^2 + a_{03}i_b^3 \quad (4)$$

where a_{ij} are the polynomial coefficients.

It is seen from Fig. 5(b) that the effect of the rectifier voltage on the generator torque is small and can be, therefore, safely neglected. The function modeling the torque in terms of the boost current can be simplified as

$$\hat{T}_g(i_b) = a_1 i_b + a_2 i_b^2 \quad (5)$$

where a_1 and a_2 are the polynomial coefficients.

The current command can be obtained from the torque command using (6). This mathematically corresponds to the inverse function of (5).

$$i_b^* = b_0 + b_1 T_g^* + b_2 T_g^{*2}. \quad (6)$$

It is noted that the independent term b_0 has no equivalence in (5). This term is given by the curve fitting function, having a small value.

The main limitation of the experimental model is the sensitivity to changes in the electrical machine parameter with temperature, this is discussed in Section V. The model could, therefore, be improved by repeating the commissioning process at different temperatures. The temperature sensor typically used for protection could be later used during normal operation to

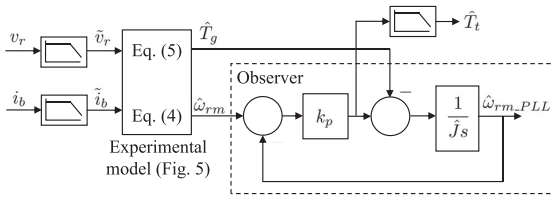


Fig. 6. Block diagram of the turbine torque observer.

interpolate between the outputs of the different functions. However, reasonable accuracy was obtained without considering the effects of temperature, as will be shown in Section V.

It is finally noted that it is possible to accurately estimate the rotor speed from the rectifier voltage ripple [18], avoiding, therefore, the need of an accurate model for the speed.

The turbine torque can be estimated from the rotor speed and the generator torque using the observer shown in Fig. 6. The rectified voltage v_r and the boost current i_b are low-pass filtered to be used as inputs \tilde{v}_r and \tilde{i}_b to the polynomial interpolation functions (4) and (5) providing the rotor speed $\hat{\omega}_{rm}$ and the generator torque \hat{T}_g respectively.

The estimated generator torque and rotor speed are then used as inputs for a turbine torque observer as can be seen in Fig. 6. A proportional controller forces the output of the turbine mechanical system model $\hat{\omega}_{rm_PLL}$ to converge with the estimated speed, $\hat{\omega}_{rm}$, which is used as the reference. The estimated generator torque \hat{T}_g is a disturbance to the mechanical model, where \hat{J} is the total system inertia constant. Therefore, the output of the controller will be the estimated turbine torque. A low-pass filter is used to remove high-frequency noise to finally obtain \hat{T}_t .

While similar concept has been used in [6] to obtain the aerodynamic power of the wind turbine to avoid unstable behaviors during soft-stall, the model presented in this paper includes substantial implementation differences. In [6], the speed was estimated using a fixed back-electromotive force (EMF) constant, which can give poor results under high loaded conditions. Moreover, the generator torque is estimated by dividing the electrical power by the speed estimate, which can produce further errors. Finally, the use of a proportional (P) controller is proposed here instead of a PI controller as in [6]. The proportional controller provides several advantages: it is simpler to tune; it can capture the turbine torque with faster (and simpler) dynamics; the speed estimation steady-state error is negligible even with moderate proportional gains; and the steady-state error of the torque estimation is zero.

B. Speed and Turbine Torque Control

The wind generation control block diagram can be seen in Fig. 7. It consists of a main speed control loop, MPPT reference generator, and a turbine torque controller. All these blocks are discussed following.

1) *Speed Loop:* The speed control loop is shown in the right side of Fig. 7. The overall speed command results from combining the references provided by the MPPT block and by the turbine torque controller (7), the feedback signal being the

estimated speed (4). A PI controller with antiwindup is used for speed control. The output torque of the controller is bounded between T_{max} and the torque required to balance the turbine torque in the MPPT region T_{mppt} , which is obtained from (2). T_{mppt} is seen to be a function of the rotor speed, and it is used as a feedforward term aimed to guarantee that a minimum power is generated when tracking the MPPT trajectory. The resulting torque command T_g^* is converted into a boost converter current command using the model in (6). The current control loop described in Section II guarantees that the generator produces the necessary braking torque to counteract the turbine torque. It is noted that the sign reversal in the generator torque is compensated for by reversing the command and feedback signs in the summing block.

$$\omega_{rm}^* = \omega_{rm}^{*s} + \Delta\omega_{rm}^*. \quad (7)$$

2) *Start-Up:* During the turbine startup, the PI controller is disabled until the estimated speed equals ω_{free} , as can be seen in Fig. 7. As already explained, this is needed both to allow the rectifier voltage to increase to a minimum level, and to give time for the speed and turbine torque estimators for their initial convergence. Once ω_{free} is reached, the PI is enabled and the speed command is initially set to ω_{safe} , this is done by the switch block of Fig. 7. During this process, the estimated turbine torque is supervised. For values of the torque greater than T_{safe} (i.e., wind speeds higher than 21 m/s), the speed command is limited to ω_{safe} . This protects the wind turbine against wind speeds large enough to produce a turbine torque higher than the maximum generator torque. When the torque decreases below T_{safe} , the speed command is switched to the MPPT block.

3) *MPPT Command Generator:* The actual electrical power P_e is calculated from the low-pass-filtered rectifier voltage \tilde{v}_r and the boost current \tilde{i}_b . A speed command reference ω_{mppt}^* can be obtained from this power using (1), as shown in Fig. 2. This speed reference is not directly commanded to the speed controller but smoothed using a ramp generator (8) (see Fig. 7).

$$\omega_{mppt}^*(k) = \omega_{mppt}^*(k-1) \pm \Delta\omega_{mppt}^*(k). \quad (8)$$

The speed reference increment/decrement will depend on the corresponding turbine torque for a wind speed of 14.8 m/s ($T_{14.8}$ in Fig. 4) (3), and the minimum torque imposed by the generator T_{mppt} . The speed reference step increase can be calculated using (9), \hat{J} being the system mechanical inertia, and T_s the digital controller sampling time.

$$\Delta\omega_{mppt}^*(k) = (T_{14.8} - T_{mppt}) T_s / \hat{J}. \quad (9)$$

For wind speeds below 14.8 m/s, the rotor speed will accelerate at a slower pace than the one imposed by this speed ramp, provided $T_t < T_{14.8}$, and the PI controller output would be zero. However, this output is inferior limited to T_{mppt} to extract some power during the MPPT transients.

Wind speeds above 14.8 m/s will make the turbine torque unavoidably surpass the generator rated torque at some rotor speed, as can be seen in Fig. 4. In this case, the speed command will be limited by the turbine torque controller as follows. The speed commanded by the ramp generator anticipates this situation by making the PI controller to increase the generator torque

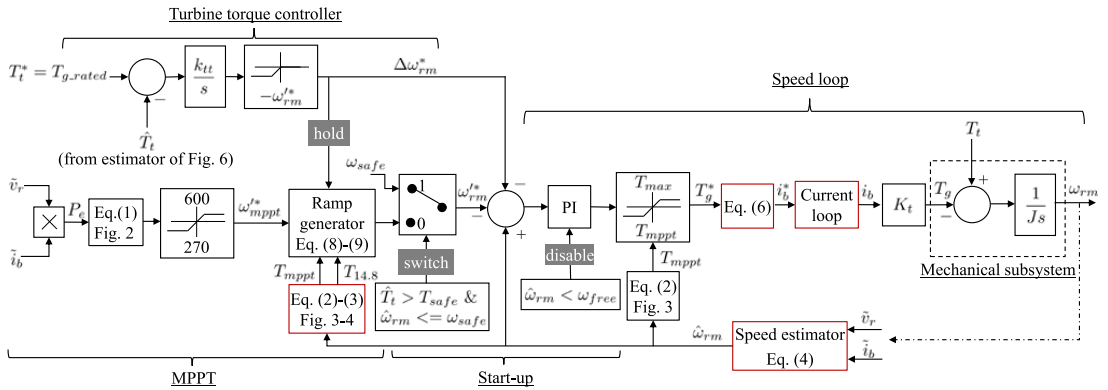


Fig. 7. Block diagram of the rotor speed and torque control.

to limit the rotor acceleration to $(T_{14.8} - T_{mppt})/J$. This will reduce the rotor speed overshoot once the rotor speed matches the commanded speed, and consequently, the risk of the turbine torque becoming significantly larger than the generator torque.

4) *Turbine Torque Controller*: The turbine torque controller consists of an integral (I) controller and a saturation block. The I controller is preferred instead of a PI controller to slow dynamics, as too fast dynamics might produce unacceptable torque magnitudes in the generator. If the estimated turbine torque is below the generator rated torque, the output of the controller is disabled by setting it to zero. When the turbine torque surpasses the generator torque, the rotor speed must be decreased and the controller delivers a negative speed command $\Delta\omega_{rm}^*$ that is added to the current MPPT command (7). The ramp generator is stopped in this case to avoid conflicts between MPPT control and torque control (“hold” block in Fig. 7).

C. Stability Analysis

Stability of the proposed controllers has been studied by developing small-signal models of both the speed control loop and the turbine torque control loop. Estimation errors in the generator parameters are considered. It must be noted that a variation on the turbine parameters modifying the characteristic curves can bring errors in tracking the maximum power trajectory, as in all model-based methods, but they do not affect the stability of the proposed control method neither the protection against high wind speeds.

- 1) A change in the air density due to temperature, humidity, or pressure changes will decrease or increase the power curves seen in Fig. 2. Therefore, the actual MPPT trajectory would be equally displaced. Due to the flatness of the power curves seen around their maximum value, large errors in tracking the maximum power output are not expected. However, this will depend on the turbine characteristics. A perturb-and-observe (P&O) method could be implemented for MPPT if large errors were expected at the cost of a reduced MPPT convergence speed. This would

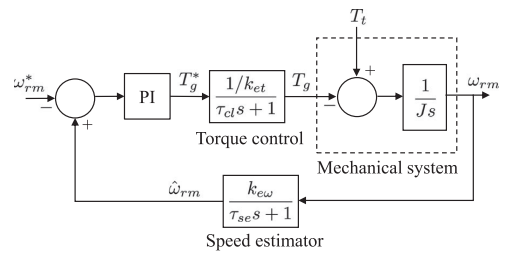


Fig. 8. Small-signal model of the speed control loop.

only change the block providing ω_{mppt}^* in Fig. 7. In addition, T_{mppt} should be removed or reduced to implement P&O.

- 2) Passive stall of the turbine at high wind speeds would be beneficial for the turbine protection since the torque decreases with respect to the predicted by the turbine curves.
- 3) Dynamic stall effects in the turbine can produce variations in the expected turbine torque during fast deceleration but they do not prevent the proposed control method from working or pose a risk for stability since they are filtered by the large turbine inertia, their effect being similar to wind gusts.

1) *Speed Loop Stability*: The block diagram for the small-signal model of the speed control loop can be seen in Fig. 8.

The generator torque control loop can be approximated by the first-order system with a pole at $1/\tau_{cl}$, corresponding to the bandwidth of the current control loop, the dc gain $1/k_{et}$ accounting for the generator torque steady-state estimation error (per unit) is as follows:

$$e_{et} = 1 - k_{et}, \text{ being } k_{et} = \frac{\hat{T}_{g\infty}}{T_{g\infty}} \quad (10)$$

where ∞ stands for steady-state values.

The speed estimator dynamics are dominated by the voltage and current low-pass filters seen in Fig. 6. Therefore, $1/\tau_{se}$

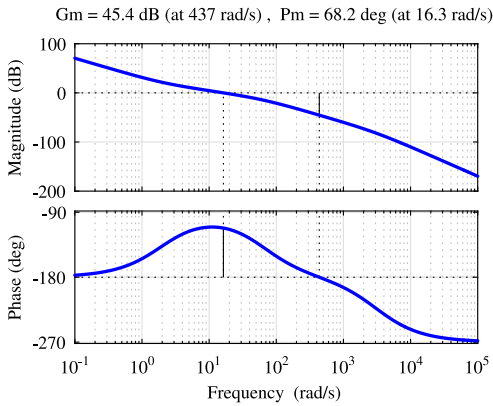


Fig. 9. Bode diagram of the speed control loop indicating the stability margins: Phase margin (Pm) and gain margin (Gm).

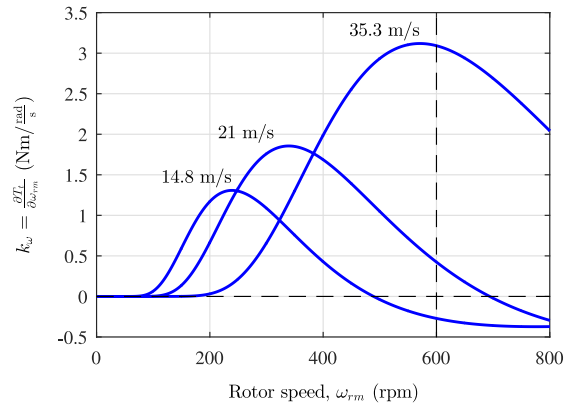


Fig. 11. Partial derivative of the turbine torque at different rotor and wind speeds.

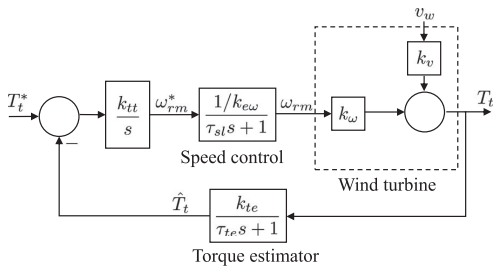


Fig. 10. Small-signal model of the turbine torque control loop.

will be the cutoff frequency of those filters. The dc gain k_{ew} accounts for the per unit steady-state rotor speed estimation error as follows:

$$e_{ew} = 1 - k_{ew}, \text{ being } k_{ew} = \frac{\hat{\omega}_{rm\infty}}{\omega_{rm\infty}}. \quad (11)$$

Stability margins can be obtained from the Bode diagram of the speed control loop transfer function. Fig. 9 shows the Bode diagram when the PI controller has been set to achieve a closed-loop bandwidth of 2 Hz and 5% overshoot in the step response. The current controller is tuned for a 500 Hz bandwidth, the low-pass filters have a cutoff frequency of 10 Hz. No steady-state estimation errors are considered in the ideal case.

As can be seen in Fig. 9, a gain increase of 45.4 dB (186.2 p.u.) is required to make the system unstable. Therefore, the speed and torque estimation errors are unlikely to make the system unstable. Moreover, parameter changes make the torque and speed estimation errors increase or decrease in the same direction (i.e., both speed and torque are either overestimated or underestimated), their effects in the loop gain compensating for each other.

2) *Turbine Torque Loop Stability*: Similarly to the speed control loop, a small-signal model can be developed for the turbine control loop, as shown in Fig. 10.

Provided that the integral controller is tuned to achieve a low bandwidth, the speed control loop can be modeled as a first-order system of bandwidth $1/\tau_{sl}$ and dc gain $1/k_{ew}$. The dynamics of the turbine torque observer are limited by the low-pass filters of the rectifier voltage and boost current, as shown in Fig. 6. Therefore, $1/\tau_{te}$ will be the cutoff frequency of those filters. The turbine torque estimation error in the steady state is equal to the generator torque estimation error k_{et} (10), since the turbine and generator torques must be balanced to maintain constant speed. The effects of the speed and torque estimators on the closed-loop stability can be analyzed as for the speed control loop. However, in this case, the stability and the system dynamics are mainly dictated by the nonlinear behavior of the wind turbine. The wind turbine nonlinear model can be graphically seen in Figs. 3 and 4. A linearized model, shown in Fig. 10, is obtained for the stability analysis

$$k_{\omega} = \left. \frac{\partial T_t(\omega_{rm}, v_w)}{\partial \omega_{rm}} \right|_{op} \quad (12)$$

$$k_v = \left. \frac{\partial T_t(\omega_{rm}, v_w)}{\partial v_w} \right|_{op} \quad (13)$$

where v_w is the wind speed and “op” stands for operating point.

The magnitude of k_v is irrelevant for the analysis of the loop stability as it does not affect the control loop. On the contrary, the rotor speed dependent constant k_{ω} will have a significant impact on the closed-loop stability and dynamics. For a given wind speed, this constant is the slope of the torque versus speed curves seen in Figs. 3 and 4. For the sake of clarity, it has been calculated for the wind speeds of Fig. 4, being shown in Fig. 11.

The following three situations can occur.

- 1) $k_{\omega} < 0$: This corresponds to the negative-slope region in the curves shown in Figs. 3 and 4, or negative values in Fig. 11. In this situation, the positive feedback makes the torque control loop unstable. Fortunately, this does not pose a dangerous situation. This means that if a turbine torque magnitude can be potentially achieved at both sides of the torque curve (for a given wind speed), it cannot never be

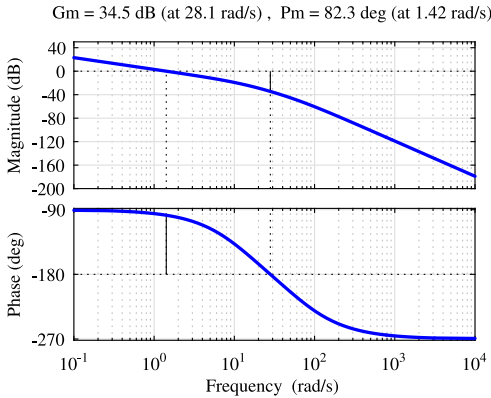


Fig. 12. Bode diagram of the turbine torque loop function indicating the stability margins: Phase margin (Pm) and gain margin (Gm).

balanced at the right side with the implemented turbine torque control loop. In practice, the negative sign indicates that decreasing the rotor speed makes the turbine torque to increase until the peak torque is reached.

- 2) $k_\omega = 0$: This occurs both at the peak of the torque curves, and at low speeds in Figs. 3 and 4. The system is marginally stable in this case. The loop dynamics become slow since small variations of the rotor speed have no impact on the turbine torque due to the low (zero) loop function gain.
- 3) $k_\omega > 0$: This corresponds to the positive-slope torque region. The system stability analysis can be performed using the loop function in this case.

For the tuning of the integral controller, k_ω has been selected according to the largest derivative for the 21 m/s curve in Fig. 11. This corresponds to the largest wind speed that can be controlled in the whole rotor speed range. The integral controller has been tuned to achieve a closed-loop bandwidth of 0.25 Hz. The speed loop bandwidth has been set to 2 Hz and the turbine torque estimator bandwidth is 10 Hz. The corresponding Bode diagram of the loop function can be seen in Fig. 12.

The gain margin in this case is 34.5 dB (53 p.u.), meaning that even large variations in the estimation errors as well as in the wind speed will not jeopardize the system stability. For instance, the largest derivative for a wind speed of 35.3 m/s is 3.1 N·m/(rad/s), the resulting increase in the loop gain being only 1.7 p.u.

V. SIMULATION RESULTS

The performance of the proposed turbine control has been tested first by means of simulation; Powersim PSIM using the hardware description shown in Fig. 1 has been used for this purpose. The control loops have been implemented in a C language block for easiness of portability to a microcontroller. The most significant turbine and generator parameters can be found in Tables I and II.

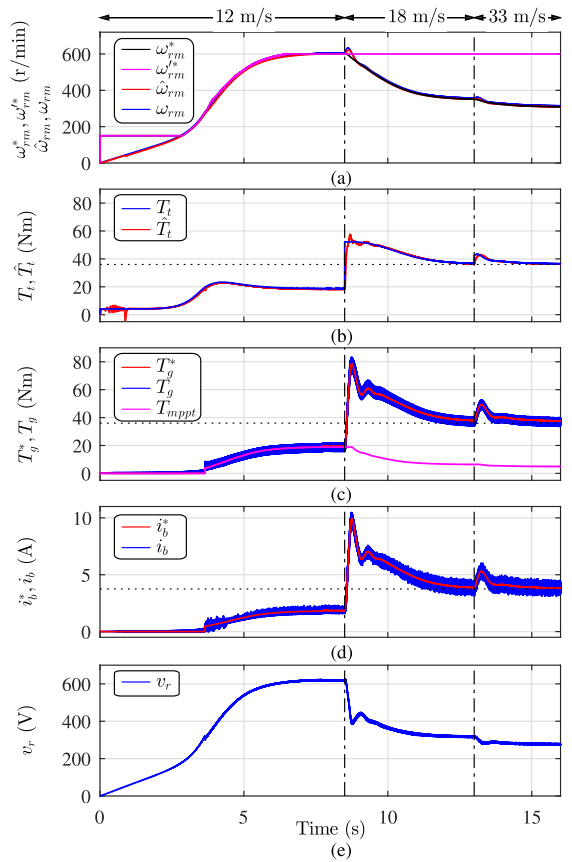


Fig. 13. Simulation results with correct parameter estimates. Response of the proposed method under with increasing wind speed (12, 18, and 33 m/s). (a) Rotor speed command, rotor speed command (before turbine torque controller), estimated rotor speed, and actual rotor speed. (b) Turbine torque and estimated turbine torque. (c) Generator torque command and generator torque. (d) Boost current command and boost current. (e) Rectifier voltage.

A. Operation With Correct Parameter Estimates

The performance of the proposed control method under increasing wind conditions can be seen in Fig. 13. The system starts with a wind speed of 12 m/s. At $t = 8.5$ s, the wind speed increases to 18 m/s, and at $t = 13$ to 33 m/s. While such speed step changes are not realistic in a real system, they are useful to evaluate the dynamic behavior of the proposed control methods. The speed reference ω_{rm}^* is initially set to $\omega_{safe} = 170$ r/min [see Fig. 13(a)]. The estimated turbine torque \hat{T}_t quickly converges to the actual turbine torque [see Fig. 13(b)]. The estimated speed $\hat{\omega}_{rm}$ matches quite precisely with the actual speed during the whole process. Once the speed reaches 170 r/min, and since the turbine torque is under T_{safe} , the speed reference will be switched to MPPT. Since the speed reference slope is based on a wind speed of 14.8 m/s, no generator torque will be required until 270 r/min, as can be seen in Fig. 13(c).

Once the MPPT region is reached at 270 r/min, a minimum torque command of T_{mppt} will be imposed to start generating while the system tracks the MPPT trajectory. The wind speed change occurring at $t = 8.5$ s will increase the turbine torque above the generator rated value [dotted line in Fig. 13(b)]. This overload can be withstood by the generator for a certain time. The turbine torque controller is then enabled, decreasing the speed reference. At this point, ω_{rm}^* is held constant while ω_{rm}^* decreases, and thus, the rotor speed also decreases [see Fig. 13(a)]. This makes the turbine torque to converge to the generator rated torque and, consequently, the generator torque and current return to rated values [see Fig. 13(c) and (d)].

The second wind speed change ($t = 13$ s) increases the turbine torque, the control reacting to lower the rotor speed. It is noted that the generator torque T_g closely matches the torque command T_g^* as the torque to current model (6) uses accurate parameters. It can be seen from Fig. 13(e) that the rectifier voltage is indirectly controlled during the whole process.

It is interesting to note that if the wind speed increases from 12 to 33 m/s would have arisen at 8.5 s, the system would have not been able to brake the rotor since the turbine torque would have surpassed the short-time maximum torque of the generator. In that case, an external brake system should have been activated.

Fig. 14 shows the response of the proposed method when the wind speed decreases. The system startup occurs with a wind speed of 33 m/s. The rotor speed rapidly increases to ω_{safe} . Since the estimated torque is above T_{safe} , the speed command is held constant [see Fig. 14(a) and (b)]. It can be observed from Fig. 14(b) that after an initial transient, the estimated torque closely follows the actual turbine torque. At $t = 4$ s, the wind speed decreases to 18 m/s and, thus, the turbine torque also decreases. Therefore, the speed reference is increased to follow the MPPT trajectory. The speed variation can be larger than that provided by the speed command ramp, a torque demand slightly larger than T_{mppt} occurs in this case, as can be seen in Fig. 14(c). Sudden variations in the generator torque are seen in Fig. 14(b) to produce a distortion in the estimated turbine torque. However, this does not compromise the performance of the proposed method. As the rotor speed increases, the turbine torque increases too, eventually surpassing the rated torque. As a consequence, the torque control is again enabled, the turbine torque reducing to its rated value. At $t = 11$ s, the wind speed decreases to 12 m/s and the torque controller is disabled, what resumes the MPPT operation.

B. Operation With Incorrect Parameter Estimates

The generator parameters can largely change during normal operation, mainly due to temperature variations. An increase in the generator temperature induces an increase of the stator resistance and a decrease of the magnets strength. This will affect the generator’s torque production capability, as well as the magnetic saturation and, consequently, the inductances [19]–[21]. An increase in the generator temperature has been studied using a finite element analysis (FEA) software package, three different machine thermal states (20, 60, and 100 °C) were simulated. The same machine to be used for the experimental

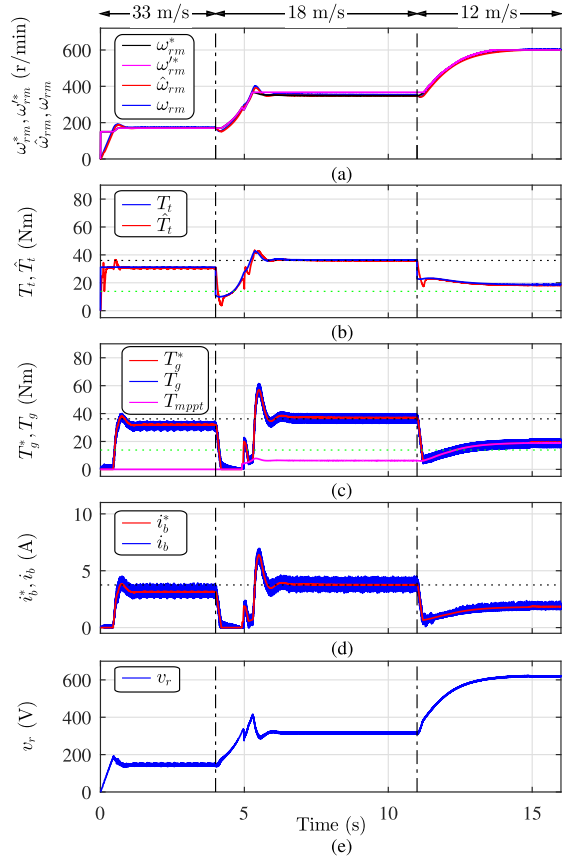


Fig. 14. Simulation results with correct parameter estimates. Response of the proposed method with decreasing wind speed (33, 18, 12 m/s). (a) Rotor speed command, rotor speed command (before turbine torque controller), estimated rotor speed, and actual rotor speed. (b) Turbine torque and estimated turbine torque. (c) Generator torque command and generator torque. (d) Boost current command and boost current. (e) Rectifier voltage.

TABLE III
PARAMETER CHANGE (FEA ANALYSIS)

| Temp (°C) | 20 | 60 | 100 |
|-----------------------------------|-------|-------|-------|
| k_e ($V_{peak}/\text{r/min}$) | 1.188 | 1.131 | 1.074 |
| R_s (Ω) | 6.3 | 7.32 | 8.35 |
| L_q (mH) | 67.32 | 67.42 | 67.47 |
| L_d (mH) | 65.8 | 66.23 | 66.54 |

verification was used for FEA. Table III shows the summary of the FEA. It is observed that an 80 °C temperature rise in the generator temperature results in an increase of 32.3% in the generator winding resistance and in a 9.6% reduction of the back-EMF constant k_e , which induces a variation of $\approx 0.22\%$ in L_q and $\approx 1.11\%$ in L_d . It can be concluded from these results that although the machine thermal state has a relatively large impact on the machine stator resistance, the low impact on the back-EMF and almost negligible impact on the machine

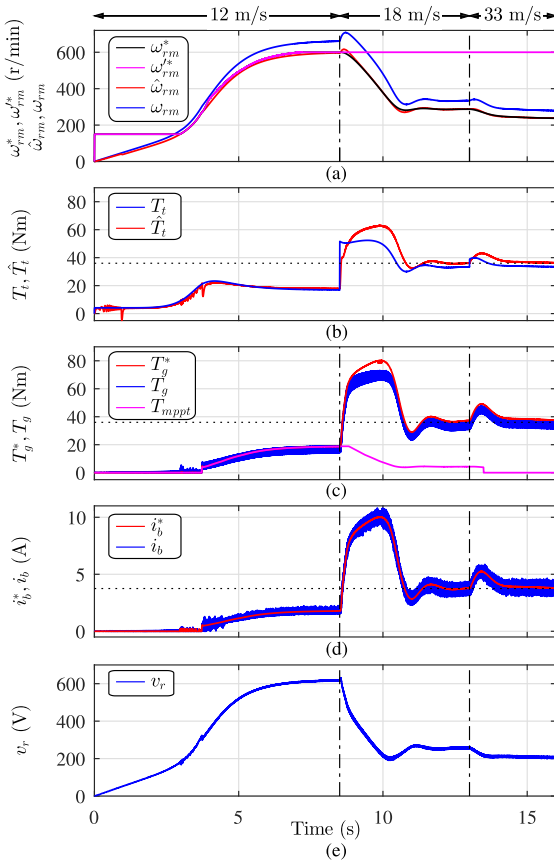


Fig. 15. Simulation results when the machine operates at a temperature of 100 °C. (a) Rotor speed command, rotor speed command (before turbine torque controller), estimated rotor speed, and actual rotor speed. (b) Turbine torque and estimated turbine torque. (c) Generator torque command and generator torque. (d) Boost current command and boost current. (e) Rectifier voltage.

inductances make the proposed method highly insensitive from thermal aspects.

Fig. 15 shows the same results as in Fig. 13 when there are errors in the parameters estimates. The controllers' gains have not been changed.

It can be seen that the control is perfectly stable, still some differences exist with respect to the results shown in Fig. 13. The rotor speed is underestimated, i.e., $\hat{\omega}_{rm} < \omega_{rm}$ [see Fig. 15(a)], though both show a similar dynamic behavior. The estimated turbine torque \hat{T}_t closely follows the actual value except for very high torque situations [see Fig. 15(b)]. The generator torque is overestimated, especially at high torque values, as can be seen in Fig. 15(c), which produces an error in the estimated turbine torque. The large current required to bring the turbine to its rated torque values last longer than in Fig. 13. This is mainly due to the reduced torque produced by the generator for the same current level, as the magnet strength has decreased. Finally, it must be remarked that the actual speed excursion above

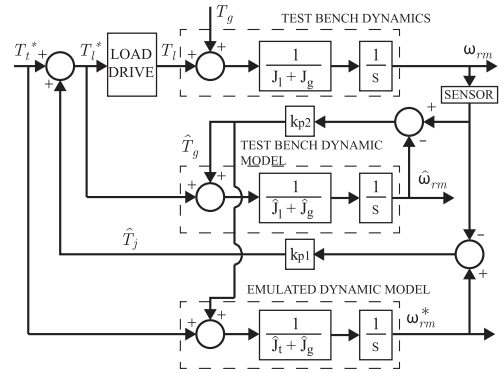


Fig. 16. Block diagram of inertia emulator—Method 1.

600 r/min seen in Fig. 15(a) does not produce over voltages [see Fig. 15(e)]. This is due to the decreased back-EMF constant and the increased stator resistance.

VI. INERTIA EMULATION

A relevant aspect for the experimental evaluation of control methods for wind turbines is the emulation of the turbine behavior. Steady-state models that provide the turbine power or torque for a certain wind speed and rotor speed are often used [22]. This torque/power are then commanded to the load drive. A limitation of this approach is that it disregards the effects of the turbine inertia. The inclusion of the system inertia to obtain more reliable results has also been explored in the literature [9]–[11], [13]–[15]. The methods proposed in [14] and [15] have the advantage of not requiring generator torque measurements by estimating the generator torque. However, the method proposed in [15] is more robust than that in [14] by avoiding derivative operations. Unfortunately, the dynamic performance of that method as well as the gain tuning has not been clearly established.

Two new inertia emulation methods are proposed in this section. They add to benefits of [15] a well-defined dynamic behavior, a simple commissioning process and easiness of implementation.

A. Method 1

The block diagram of method 1 can be seen in Fig. 16. The following description of the main blocks also applies to method 2. The torque controlled “load drive” emulates the wind turbine behavior, its input being a load torque command T_l^* . The actual permanent magnet generator will impose a torque T_g , which is dictated by its own controller. The mechanical model of the actual test bench results from the combined effect of load machine J_l and the permanent magnet generator inertia J_g (“test bench dynamics” block in Fig. 16). Test bench dynamics (“test bench dynamic model” in Fig. 16) and wind turbine dynamics (“emulated dynamic model”) are modeled by software to emulate the wind turbine inertia. A turbine torque command T_t^* is provided

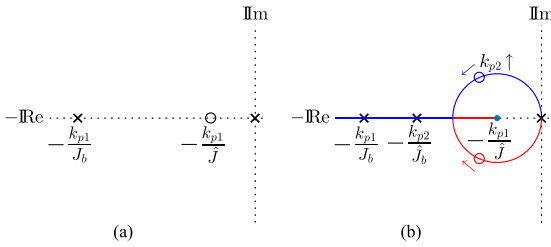


Fig. 17. S-plane pole-zero map of the transfer functions of method 1: (a) $\omega_{rm}(s)/T_t^*(s)$; and (b) $\omega_{rm}(s)/T_l(s)$.

in both methods by a turbine model based on the wind speed command and the actual rotor speed, as shown in Figs. 3 and 4.

The turbine torque command T_t^* is applied both to the “test bench dynamics” and the “emulated dynamic model.” As they have different inertia constants, their output speed will also be different. The output of the “emulated dynamic model” can be used as a speed command for the load drive ω_{rm}^* . A proportional controller k_{p1} is used to force the convergence between both speeds. The output of this controller is the torque absorbed by the large inertia \hat{T}_g and is added to the turbine torque command, to generate the load drive torque command T_l^* . However, the speed difference can also be produced by the generator torque. Therefore, this torque must be estimated and used as an input in the “emulated dynamic model.”

The load torque command T_l^* is also applied to the “test bench dynamic model.” The output of this model is a speed estimate $\hat{\omega}_{rm}$. The difference with the actual speed is due to the generator torque T_g . A proportional controller k_{p2} will force both signals to converge by adding the output of this controller to the “test bench dynamic model input.” This output is the generator torque estimate \hat{T}_g that is also added to the “emulated dynamic model.”

The transfer functions of this emulator are given by the following equations:

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_t^*(s)} = \frac{(\hat{J}s + k_{p1})(\hat{J}_b s + k_{p2})}{\hat{J}s(J_b s + k_{p1})(\hat{J}_b s + k_{p2}) + (J_b - \hat{J}_b)k_{p1}k_{p2}s} \quad (14)$$

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_g(s)} = \frac{\hat{J}\hat{J}_b s^2 + k_{p2}\hat{J}s + k_{p1}k_{p2}}{\hat{J}s(J_b s + k_{p1})(\hat{J}_b s + k_{p2}) + (J_b - \hat{J}_b)k_{p1}k_{p2}s} \quad (15)$$

where $J_b = J_l + J_g$, $\hat{J}_b = \hat{J}_l + \hat{J}_g$, and $\hat{J} = \hat{J}_l + \hat{J}_g$.

Assuming $\hat{J}_b \approx J_b$, the above equations can be simplified to

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_t^*(s)} \approx \frac{(\hat{J}s + k_{p1})}{\hat{J}s(J_b s + k_{p1})} \quad (16)$$

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_g(s)} \approx \frac{\hat{J}\hat{J}_b s^2 + k_{p2}\hat{J}s + k_{p1}k_{p2}}{\hat{J}s(J_b s + k_{p1})(\hat{J}_b s + k_{p2})} \quad (17)$$

The pole-zero map of the transfer functions (16), (17) can be seen in Fig. 17. It is observed that the dynamics are dominated by the emulated inertia in both cases. Nevertheless, depending on the controller gains, the additional singularities can be weighted

TABLE IV
SELECTION OF k_{p2} GAIN

| Zero(es) location (real part) | k_{p2} - Method 1 | k_{p2} - Method 2 |
|--|-------------------------------|--|
| $-\frac{k_{p1}}{J}$ | $2k_{p1} \frac{\hat{J}_b}{J}$ | $k_{p1} \left(1 - \frac{\hat{J}_b}{J}\right)$ |
| $-2\frac{k_{p1}}{J}$ | $4k_{p1} \frac{\hat{J}_b}{J}$ | $2k_{p1} \left(1 - \frac{\hat{J}_b}{J}\right)$ |
| $k_{p1} \left(\frac{1 \pm \sqrt{1 + 4\frac{\hat{J}_b}{J}}}{2J_b}\right)$ | k_{p1} | k_{p1} |
| $-\frac{k_{p1}}{2J_b}$ | — | $\frac{k_{p1}J}{4J_b}$ |

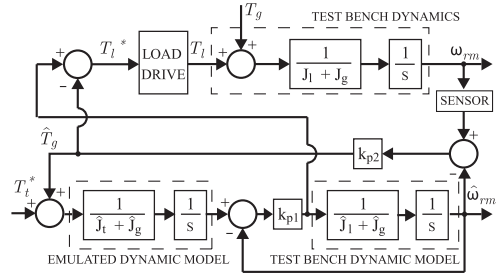


Fig. 18. Block diagram of the inertia emulator—Method 2.

in different manners. The turbine torque command to rotor speed transfer function (16) seen in Fig. 17(a) has an additional pole and a zero, being the zero closer to the origin. Ideally, a large k_{p1} gain will move both the zero and the pole far from the origin of the s-plane making them negligible. In practice, k_{p1} will be limited by the load drive sampling/control frequency and the zero at $-\frac{k_{p1}}{J}$ will have a transient effect in the response. The theoretical limit is imposed by the Nyquist theorem (18), being ω_s the sampling frequency. However, a lower value is recommended. If required, an open-loop prefilter can be added to cancel the zero out.

$$\frac{k_{p1}}{J_b} < \frac{\omega_s}{2}. \quad (18)$$

The generator torque to rotor speed transfer function (17) poles and zeroes can be seen in Fig. 17(b). Assuming k_{p1} has been already fixed, k_{p2} will move the pole at $-k_{p2}/\hat{J}_b$ and the two zeroes' locations are given by the root contour shown in 17(b). Starting at the origin of the s-plane, they describe a circular trajectory with center $-k_{p1}/\hat{J}$, converging in $-2k_{p1}/\hat{J}$ in the real axis. Then, one zero moves to $-\infty$ and the other one to $-k_{p1}/\hat{J}$. Therefore, the convergence point will be the farthest from the origin to locate the zeroes. Table IV shows the value of k_{p2} to locate the zeroes at the convergence point, as well as other positions for comparison with method 2. It must be remarked that these zeroes cannot be canceled with a prefilter.

B. Method 2

The second method can be seen in Fig. 18. The turbine torque command T_t^* is the input to the “emulated dynamic model.”

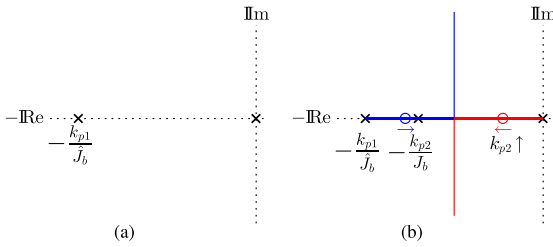


Fig. 19. S-plane pole-zero map of the transfer functions of method 2: (a) $\omega_{rm}(s)/T_t^*(s)$; and (b) $\omega_{rm}(s)/T_g(s)$.

The output of that model is a speed reference for a closed-loop speed controlled “test bench dynamic model.” The output of the proportional controller k_{p1} will be the required torque for the actual test bench to have a similar response to the emulated system in the absence of generator torque. By forcing the output of the “test bench dynamic model” with the actual output of the test bench using the proportional controller k_{p2} , the generator torque can be estimated. This estimate is then added to the input of the “emulated dynamic model” and subtracted from the torque command provided by the controller k_{p1} . This will intuitively produce a smoother transient response than method 1, provided that the turbine torque command is not directly used to command the load drive.

The transfer functions in this case are given by the following equations:

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_t^*(s)} = \frac{k_{p1}(\hat{J}_b s + k_{p2})}{\hat{J} s(J_b s + k_{p2})(\hat{J}_b s + k_{p1}) + (J_b - \hat{J}_b)k_{p1}k_{p2}s} \quad (19)$$

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_g(s)} = \frac{\hat{J}\hat{J}_b s^2 + k_{p1}\hat{J}s + k_{p1}k_{p2}}{\hat{J} s(J_b s + k_{p2})(\hat{J}_b s + k_{p1}) + (J_b - \hat{J}_b)k_{p1}k_{p2}s} \quad (20)$$

And assuming $\hat{J}_b \approx J_b$, following equations are obtained:

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_t^*(s)} \approx \frac{k_{p1}}{\hat{J}s(\hat{J}_b s + k_{p1})} \quad (21)$$

$$\frac{\omega_{rm}(s)}{T_g(s)} \approx \frac{\hat{J}\hat{J}_b s^2 + k_{p1}\hat{J}s + k_{p1}k_{p2}}{\hat{J} s(J_b s + k_{p2})(\hat{J}_b s + k_{p1})} \quad (22)$$

The pole-zero maps of the transfer functions (21), (22) can be seen in Fig. 19. Fig. 19(a) shows that method 2 provides an improved response with respect to method 1, as it removes the zero seen in Fig. 17(a). Again, k_{p1} will be selected with the limitation imposed by (18).

The pole-zero map of the generator torque to the rotor speed can be seen in Fig. 19(b). Since k_{p1} was already tuned, k_{p2} will move the location of a second pole and the two zeroes. The root contour for the two zeroes has two branches starting one at the origin and the other at $-k_{p1}/\hat{J}_b$. For increasing values of k_{p2} , the closest zero to the origin will displace to the convergence point located at $-k_{p1}/(2\hat{J}_b)$. The advantage of this method is that this convergence point is farther from the origin than the one for method 1, provided that $J \gg J_b$. The disadvantage is

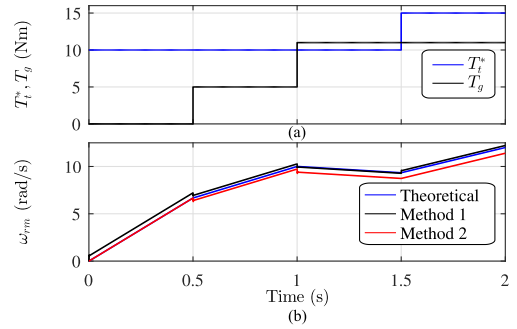


Fig. 20. Comparison of the proposed system inertia emulators using under step torque changes: (a) turbine torque command and generator torque; and (b) resulting rotor speed for each method.

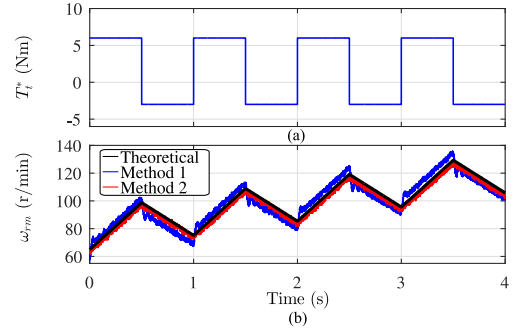


Fig. 21. Comparison of the two inertia emulation methods with zero generator torque and step changes of the turbine torque command, showing (a) turbine torque command and (b) rotor speed for both methods and theoretical response.

that larger k_{p2} gains are required to locate the dominant zero at similar positions than in method 1. The limit for setting k_{p1} (18) also holds for k_{p2} . For $k_{p1} = k_{p2}$, both methods share the same dynamics. A summary for different k_{p2} selections can be found in Table IV.

The described behavior is seen in the simulation results shown in Fig. 20. The turbine and generator torque profiles are shown in Fig. 20(a). They should ideally produce slopes of value $(T_t^* - T_g)/J$ in the speed response [blue line in Fig. 20(b)]. Both methods provide the adequate slope change except for a fast transient dictated by the zeroes in the transfers functions. However, method 2 is insensitive to fast changes in the commanded turbine torque, producing almost the same change as the high inertia system. This is an advantage if large torque step changes are to be produced by the turbine torque command, for instance, to simulate fast changes in the wind speed. This agrees with the fact that the transfer function of method 2 lacks the zero seen in method 1. The advantage of method 1 is that the transients produced by the emulated turbine and the generator compensate for each other in the long term, the actual speed being closer to that of the emulated system if torque is open-loop applied, provided the zero in (16) is not canceled.

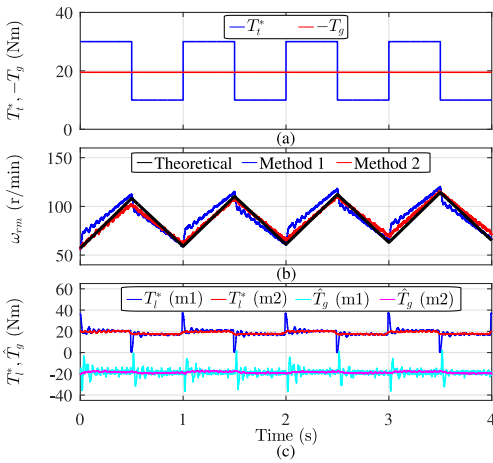


Fig. 22. Comparison of the two inertia emulation methods with a constant torque of 20 N·m imposed by the generator and step changes in the turbine torque command, showing (a) turbine torque command, (b) rotor speed for both methods and theoretical response, and (c) drive torque command T_l^* and estimated generator torque \hat{T}_g for method 1 (m1) and 2 (m2).

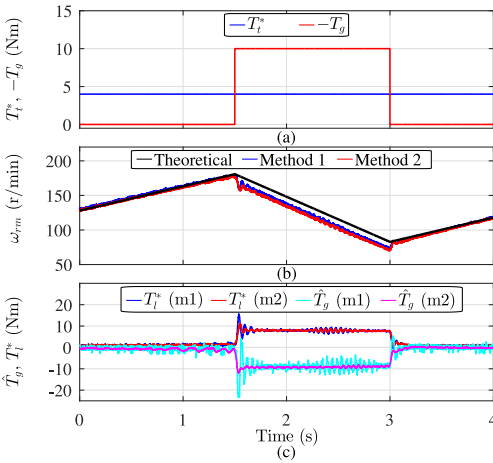


Fig. 23. Comparison of the two inertia emulation methods under a step changes of the generator torque, showing (a) turbine torque command, (b) rotor speed using both methods, and (c) drive torque command T_l^* and estimated generator torque \hat{T}_g using method 1 (m1) and 2 (m2).

VII. EXPERIMENTAL RESULTS

For the experimental verification of the proposed control methods, the inertia emulator was implemented in a commercial high performance vector controlled drive. The emulated turbine inertia is 0.75 kg·m².

Fig. 21 shows the performance of the proposed methods when the generator is not producing any torque. As expected, emulation method 1 shows faster transient response compared to method 2 to changes in the torque command. The transient deviations seen on method 1 largely depend on the controller gains, being possible to increase its magnitude with a faster drive

sampling frequency. Method 2 is less dependent on the controller gain in the absence of generator load. The real poles' location in our setup was limited to 63 rad/s (10 Hz) due to controller board limitations.

Fig. 22 shows the speed response under a square-wave torque command between 30 and 10 N·m, and a constant generator torque of 20 N·m. It is seen that both methods provide a consistent response compared with the theoretical response, despite of the fast transients experienced by method 1. Fig. 22(c) shows the estimated load torque \hat{T}_g and the actual torque applied by the motor drive T_l^* .

The effect of a variable generator torque in the performance of the proposed methods is shown in Fig. 23, where a constant turbine torque command of 4 N·m is applied to the system and a step change is applied in the generator torque. As expected, the speed response is similar for both methods.

VIII. CONCLUSION

This paper proposes an advanced method to protect small wind turbines against high wind speeds by controlling the turbine torque. A turbine torque controller is used to force the turbine torque to remain under rated values. A torque observer is used to determine the turbine torque, the inputs for the observer being the rotor speed and the generator torque. The rotor speed and generator torque are obtained from measured electrical variables by using precommissioned experimental models. The method allows an early detection of high wind speed situations decreasing the generator stress. Moreover, it maximizes the power extraction in case of high wind speed situations. The stability of the proposed control has been proven even in the case of large estimation errors due to generator parameter changes.

The wind turbine hardware emulation can be improved by the inclusion of inertia emulation. Two methods have been presented for that purpose. They do not require the use of torque measurements nor communications between the load drive and the generator controller. The methods are easy to tune and implement and do not require high computational requirements making them suitable for commercial drives.

REFERENCES

- [1] A. Sugawara, K. Yamamoto, T. Yoshimi, S. Sato, A. Tsurumaki, and T. Ito, "Research for electric brake using NTC thermistors on micro wind turbine," in *Proc. 12th Int. Power Electron. Motion Control Conf.*, Sep. 2006, pp. 1597–1601.
- [2] Y. Matsui, A. Sugawara, S. Sato, T. Takeda, and K. Ogura, "Braking circuit of small wind turbine using NTC thermistor under natural wind condition," in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, Nov. 2007, pp. 910–915.
- [3] E. Muljadi, T. Forsyth, and C. P. Butterfield, "Soft-stall control versus furling control for small wind turbine power regulation," Nat. Renewable Energy Lab., Golden, CO, USA, Tech. Rep., 1998. [Online]. Available: <http://www.osti.gov/scitech/biblio/661575>
- [4] A. Ahmed, L. Ran, and J. Bumby, "New constant electrical power soft-stalling control for small-scale VAWTs," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 4, pp. 1152–1161, Dec. 2010.
- [5] Z. Dalala, Z. Zahid, and J.-S. Lai, "New overall control strategy for wind energy conversion systems in MPPT and stall regions," in *Proc. 2013 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2013, pp. 2412–2419.
- [6] J. Chen, J. Chen, and C. Gong, "New overall power control strategy for variable-speed fixed-pitch wind turbines within the whole wind velocity range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2652–2660, Jul. 2013.

- [7] C. Lumbreras, J. M. Guerrero, P. Garca, F. Briz, and D. D. Reigosa, "Control of a small wind turbine in the high wind speed region," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 6980–6991, Oct. 2016.
- [8] J. Bates and K. Grimshaw, "Simulation of massive inertia loads using feedback techniques," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 113, no. 3, pp. 509–516, Mar. 1966.
- [9] A. Abo-Khalil, "A new wind turbine simulator using a squirrel-cage motor for wind power generation systems," in *Proc. 2011 IEEE 9th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, Dec. 2011, pp. 750–755.
- [10] F. Farret, R. Gules, and J. Marian, "Micro-turbine simulator based on speed and torque of a dc motor to drive actually loaded generators," in *Proc. 1995 1st IEEE Int. Caracas Conf. Devices, Circuits Syst.*, Dec. 1995, pp. 89–93.
- [11] B. Rabelo, W. Hofmann, and M. Gluck, "Emulation of the static and dynamic behaviour of a wind-turbine with a dc-machine drive," in *Proc. 2004 IEEE 35th Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, Jun. 2004, vol. 3, pp. 2107–2112.
- [12] H. Zha and Z. Zong, "Emulating electric vehicle's mechanical inertia using an electric dynamometer," in *Proc. 2010 Int. Conf. Measuring Technol. Mechatronics Autom.*, Mar. 2010, vol. 2, pp. 100–103.
- [13] S.-H. Song, B.-C. Jeong, H.-I. Lee, J.-J. Kim, J.-H. Oh, and G. Venkataraman, "Emulation of output characteristics of rotor blades using a hardware-in-loop wind turbine simulator," in *Proc. 20th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, Mar. 2005, vol. 3, pp. 1791–1796.
- [14] L. Weijie, Y. Minghui, Z. Rui, J. Minghe, and Z. Yun, "Investigating instability of the wind turbine simulator with the conventional inertia emulation scheme," in *Proc. 2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2015, pp. 983–989.
- [15] J. Neely, S. Glover, J. Finn, F. White, B. Loop, and O. Wasynczuk, "Wind turbine emulation for intelligent microgrid development," in *Proc. 2012 IEEE Int. Conf. Cyber Technol. Autom., Control, Intell. Syst.*, May 2012, pp. 28–33.
- [16] J. Guerrero, C. Lumbreras, D. Reigosa, P. Garcia, and F. Briz, "Control and emulation of small wind turbines using torque estimators," in *Proc. 2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2015, pp. 997–1004.
- [17] V. T. Buyukdegirmenci and P. T. Krein, "Induction machine characterization for short-term or momentary stall torque," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, no. 3, pp. 2237–2245, May 2015.
- [18] J. M. Guerrero, D. Reigosa, C. Blanco, F. Briz, and C. Lumbreras, "Sensorless speed control of a small wind turbine using the rectifier voltage ripple," in *Proc. 2016 IEEE Energy Convers. Expo.*, Sep. 2016, pp. 1–8.
- [19] D. Reigosa, D. Fernandez, T. Tanimoto, T. Kato, and F. Briz, "Comparative analysis of BEMF and pulsating high-frequency current injection methods for PM temperature estimation in PMSMs," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 32, no. 5, pp. 3691–3699, May 2017.
- [20] S. J. Underwood and I. Husain, "Online parameter estimation and adaptive control of permanent-magnet synchronous machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2435–2443, Jul. 2010.
- [21] S. Ichikawa, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 363–372, Apr. 2006.
- [22] S. Heier, *Grid Integration of Wind Energy Conversion Systems*, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, Jun. 2006.



Juan M. Guerrero (S'00–A'01–M'04) received the M.E. degree in industrial engineering, and the Ph.D. degree in electrical and electronic engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1998 and 2003, respectively.

Since 1999, he has occupied different teaching and research positions with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo, where he is currently an Associate Professor. From February to October 2002, he was a Visiting Scholar at University of Wisconsin, Madison, WI, USA. From June to December 2007, he was a Visiting Professor at the Tennessee Technological University, Cookeville, TN, USA. His research interests include control of electric drives and power converters, smart grids, and renewable energy generation.

Dr. Guerrero received an award from the College of Industrial Engineers of Asturias and León, Spain, for his M.E. thesis in 1999; IEEE Industry Applications Society Conference Prize Paper Award in 2003; and the University of Oviedo Outstanding Ph.D. Thesis Award in 2004.



Carlos Lumbreras received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2011 and 2013, respectively, where he is currently working toward the Ph.D. degree.

He is with AST Ingeniería, Gijón. His research interests include renewable energy, motor drives, and grid-connected power converters.



David Díaz Reigosa (S'03–M'07) was born in Spain in 1979. He received the M.E. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2003 and 2007, respectively.

He was a Visiting Scholar in the Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium, University of Wisconsin, Madison, WI, USA, in 2007. He is currently an Associated Professor with the Electrical Engineering Department, University of Oviedo. His research interests include sensorless control of induction motors, permanent magnet synchronous motors, and digital signal processing.

Dr. Reigosa, from 2004 to 2008, was awarded a fellowship from the Personnel Research Training Program funded by the Regional Ministry of Education and Science of the Principality of Asturias.



Pablo Garcia (S'01–A'06–M'09) received the M.S. and Ph.D. degrees in electrical engineering and control from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2001 and 2006, respectively.

In 2004, he was a Visiting Scholar in Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium, University of Wisconsin, Madison, WI, USA. In 2013, he was a Visiting Researcher at the University of Nottingham, Nottingham, U.K. He is currently an Associate Professor with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo. He is the co-author of more than 20 journal papers and 30 conference papers. His research interest includes control of grid-tied converters, solid-state transformers, energy conversion, ac drives, sensorless control, ac machines diagnostics, and signal processing.

Dr. Garcia received the 2005 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS Third Place Prize Paper Award, and two IEEE Industry Applications Society Conference Prize Paper Awards in 2006 and 2010.



Fernando Briz (A'96–M'99–SM'06) received the M.S. and Ph.D. degrees in electrical and electronic engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1990 and 1996, respectively.

He is currently a Full Professor with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo. His research interests include electronic power converters and ac drives, power systems, machine monitoring and diagnostics, and digital signal processing.

Dr. Briz received the 2005 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS Third Place Prize Paper Award, and eight IEEE Industry Applications Society (IAS) Conference and IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Prize Paper Awards. He is currently the Publications Chair and Associate Editor of the Industrial Drives Committee of the IAS-Industrial Power Conversion Systems Department (IPCS-D).

B.2.3. Analysis and Control of the Inductorless Boost Rectifier for Small-Power [149].

Analysis and Control of the Inductorless Boost Rectifier for Small-Power Wind-Energy Converters

Carlos Lumbreras, Juan Manuel Guerrero , *Member, IEEE*, Daniel Fernandez , *Member, IEEE*, David Diaz Reigosa , *Senior Member, IEEE*, Cristina González-Moral , *Student Member, IEEE*, and Fernando Briz , *Senior Member, IEEE*

Abstract—This paper analyzes a cost-effective modification of the power topology commonly found in small wind turbine systems based on a passive rectifier and a boost converter. The boost-converter inductor and the input filter capacitor often placed at the rectifier output can be replaced by the generator-phase inductance. Different controller structures have been proposed for this low-cost inverter, but they have been focused on the converter itself rather than the overall turbine control. Moreover, only steady-state behavior has been demonstrated. This paper proposes a control structure only requiring retuning of the boost-current controller found in systems equipped with boost inductance, with other control loops remaining unchanged. The inductorless converter dynamic performance is studied and compared with the conventional topology in terms of current- and torque-control capability. The system efficiency, including the losses' distribution in the generator, is analyzed. Simulation and experimental results are presented to demonstrate the technical viability of this proposal.

Index Terms—Current control, dc–dc power conversion, permanent magnet generators, rectifiers, wind energy.

I. INTRODUCTION

NOWADAYS, wind-energy systems lead the growth in installed renewable energy power worldwide, with an installed wind power capacity increase of 52.5 GW in 2017 [1]. Besides high-power wind turbines, small-scale wind turbines are gaining popularity for self-energy production [2].

The energy extracted from the wind can be either stored in batteries, injected into the grid, or directly used for self-consumption feeding up local loads. Different machine types are used in wind-energy systems [3]. The most common

machine type used in small wind turbines is the permanent magnet synchronous generator (PMSG) since it provides a good performance within a wide speed range [3]. Several power-converter topologies are used to drive the PMSG in low-power wind-energy systems: back-to-back converters [4], semibridge switch mode rectifiers [5], [6], modifications of the back-to-back converter with a reduced number of power switches [7], [8]. Power converters proposed for the megawatt (MW) range, as the indirect boost matrix converter [9], [10] can also be potentially used in the upper power range of small wind turbines (<100 kW). However, the most used power-converter topology for low-power grid-tied systems consists of a diode rectifier and a boost converter on the generator side [11]–[14]. The lower efficiency of this topology compared with a back-to-back converter has not a meaningful impact in the annual energy production in small power systems [15].

Alternative configurations of the latter can be found in the literature. The boost coil and the input filter capacitor are displaced from the dc side to the ac side forming a three-phase LC configuration in a power-factor correction application for grid-tied rectifiers [16], [17]. This topology was later applied to a PMSG-based wind-energy system also placing a three-phase LC filter and a three-phase boost coil between the generator and the rectifier [18]. A similar configuration, only using the three-phase capacitor bank and three-phase boost inductor, was used in [19]. The elimination of the dc capacitor after the rectifier has also been proposed to reduce the generator-torque ripple [20].

A further simplification of this topology can be realized by eliminating the boost inductance, provided the generator-phase inductance is sufficiently large [21]. The generator boost capability has also been exploited in other converter topologies [4], [5], [8]–[10], [22]. The inductance of long dc-link cables can be used to replace the boost inductor in large wind turbines [23], but that solution seems unfeasible in compact low-power systems. The behavior of four inductorless rectifier topologies has been investigated in [24], proposing the use of a three-phase active rectifier acting as a passive rectifier, single switch converter, semibridge, or active rectifier depending on the operating point.

Control of the inductorless boost converter for wind-turbine applications has been investigated in [25]–[28]. The proposed control solutions in the literature focus on the converter operation at steady state assuming either almost constant input or output power. This necessarily brings about undesirable torque or grid current harmonics during transient conditions, which is

Manuscript received December 8, 2017; revised April 22, 2018 and June 25, 2018; accepted August 28, 2018. Date of publication September 5, 2018; date of current version December 12, 2018. Paper 2017-SECSC-1096.R2, presented at the 2016 Energy Conversion and Exposition, Milwaukee, WI, USA, Sep. 18–22, and approved for publication in the IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS by the Renewable and Sustainable Energy Conversion Systems Committee of the IEEE Industry Applications Society. This work was supported in part by the Research, Technological Development and Innovation Programs of the Spanish Ministry Economy and Competitiveness, under Grant MINECO-17-ENE2016-80047-R. (Corresponding author: Juan Manuel Guerrero.)

C. Lumbreras is with the AST Ingeniería, Gijón 33200, Spain (e-mail: carloslumbrerasiglesias@gmail.com).

J. M. Guerrero, D. Fernandez, D. Diaz Reigosa, C. González-Moral, and F. Briz are with the Electrical Engineering Department, University of Oviedo, Gijón 33204, Spain (e-mail: guerrero@uniovi.es; fernandezalodaniel@uniovi.es; diaz david@uniovi.es; gmoralcristina@uniovi.es; fernando@isa.uniovi.es).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TIA.2018.2869099

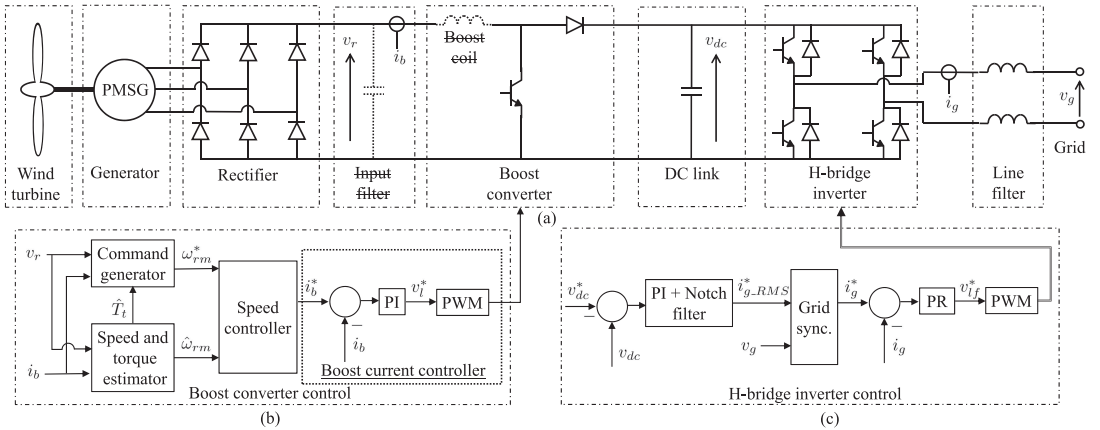


Fig. 1. Schematic representation of the wind generation system [30]. The input filter and the boost coil are removed in the inductorless topology. (a) Turbine, generator, and power converters. (b) Boost-converter control system. (c) H-bridge inverter control system.

the usual situation in wind turbines. Furthermore, the controller dynamics and tuning are not investigated in the literature.

The efficiency of this converter compared with the one having a dedicated boost inductance has been measured in [28], showing the inductorless boost rectifier has a slightly higher efficiency. This has been explained by the boost inductor losses since the generator currents using the conventional converter have been shown to apparently contain less harmonics. However, the harmonic content and the losses' distribution have not been investigated. A different conclusion is obtained in [29], where five different rectifier topologies are analytically analyzed, including the inductorless and conventional rectifiers. However, the results of this study regarding the machine losses are questionable since they are studied only comparing low-frequency current harmonics. This results in zero machine losses when a three-phase active rectifier is used, and identical losses for the conventional and inductorless boost rectifier. Moreover, the comparison neglects the boost inductor losses.

This paper proposes the decoupled current control of the inductorless boost rectifier [31]. This brings an improved dynamic response from existing alternatives. Moreover, the proposed controller does not require control hardware changes from the conventional converter allowing direct retrofitting of existing systems. The converter model for tuning the controller is provided and the dynamic response is analyzed. The inductorless converter is compared with the conventional one in terms of current- and torque-control capability, the latter being ignored by previous studies. Moreover, the impact of removing the boost inductance in the generator losses is studied in detail, which has not been previously addressed. This is the key to validate the use of this converter with permanent magnet generators since the magnets can be easily demagnetized under high temperature.

II. SYSTEM DESCRIPTION

A. Power Converter

The most common power-converter topology for grid-tied low-power wind turbines is based on a passive rectifier, a boost

TABLE I
COIL DESIGN CONDITIONS

| | Iron powder |
|---------------------------------|-------------|
| Core material | Iron powder |
| Relative permeability μ_r | 60 |
| Maximum flux density, B_{sat} | 1.6 T |
| Switching frequency | 20 kHz |
| Rated current | 6 A |
| Peak current | 10 A |

converter, and an H-bridge inverter, as shown in Fig. 1(a). The wind turbine is coupled to a PMSG in direct-drive configuration. The machine terminals are connected to a diode rectifier. A boost converter increases the rectified back EMF voltage to a level higher than the grid-voltage peak magnitude. This allows to inject current into the grid using a single-phase full-bridge inverter and a line filter.

The boost converter is required when the generator-voltage rating is lower than the grid voltage, or more precisely, the dc-link voltage. The boost inductance withstands the voltage difference between the dc-link voltage and the voltage at the generator terminals. In systems using generators with a voltage rating similar to or higher than the grid voltage, the boost converter is also required to enable the injection of current into the grid at low rotor speed. However, in the latter the boost inductance can be removed since there is no need of protecting the motor against a high voltage at its terminals. In this case the voltage boost function can be achieved by the generator stator phase inductances. The stator inductance in low-power PMSG is generally large enough to provide the boost capacity required for the generator voltage. Therefore, this paper further investigates the elimination of the boost coil found in these systems, as seen with a dotted line in Fig. 1(a). This will automatically bring size reduction and cost reduction. This modification can be easily introduced even in existing low-power turbine converter designs.

To give a better idea on the size reduction and cost reduction that this modification can bring to the system, a design study has been conducted. The boost-coil design conditions shown in Table I have been used as base figures for our system for the

TABLE II
COIL DIMENSIONS AND COST

| Target L (mH) | L (mH) | Height (mm) | Length (mm) | Width (mm) | Weight (g) | Core type | Turns | Wire \varnothing (mm) | Core cost (€) | Copper cost (€) | Total cost (€) |
|---------------|--------|-------------|-------------|------------|------------|-----------|-------|-------------------------|---------------|-----------------|----------------|
| 1 | 1.008 | 42.2 | 42.8 | 59 | 554 | 4321C | 65 | 3x1.6 | 8 | 1.7 | 9.7 |
| 2.5 | 2.513 | 55.2 | 54.9 | 82.4 | 1292 | 5528A | 81 | 3x1.64 | 18 | 2.65 | 20.65 |
| 5 | 5.017 | 65 | 65.1 | 105.2 | 2291 | 6533A | 98 | 3x1.75 | 30 | 4.1 | 34.1 |
| 7.5 | 7.549 | 65 | 65.1 | 132.2 | 3079 | 6533A | 108 | 3x1.68 | 40 | 5.7 | 45.7 |
| 10 | 10.063 | 65 | 65.1 | 159.2 | 3867 | 6533A | 114 | 3x1.64 | 50 | 7.3 | 57.3 |

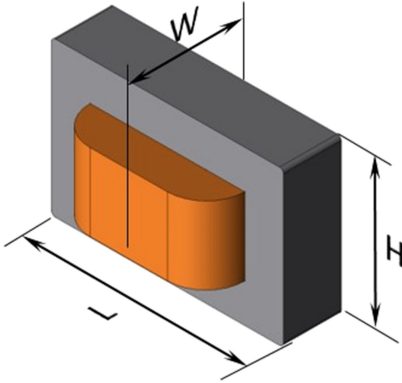


Fig. 2. Coil dimensions.

design of an E-core type coil, as seen in Fig. 2. The final size will depend on the goal inductance that will be selected according to the allowable ripple in the boost current. Table II summarizes the dimensions, weight, and coil for inductance values ranging from 1 to 10 mH. The costs of the core and copper have been calculated for reference using retail prices. Manufacturing costs are not included.

The boost-converter input filter capacitor commonly placed at the rectifier output, also seen with a dotted line in Fig. 1(a), must also be removed to avoid short circuit when the boost-converter switch is ON. This will bring about additional benefits in terms of size, cost, and reliability.

The variables often sensed to operate the wind turbine in this type of systems, seen in Fig. 1(a), are the rectifier voltage v_r , the boost current i_b , the dc-link voltage v_{dc} , the grid current i_g , and the voltage v_g , respectively. The proposed converter controller uses the same set of variables. However, the rectifier voltage will now be a switching signal since the rectifier output is directly connected to the boost-converter switch. If an antialiasing filter was being used to interface the voltage sensor output to the analog-to-digital (AD) converter, no further modification is needed. An antialiasing filter with a cutoff frequency of 3.5 kHz is used in this study. If analog filters were not used in the original system, a simple RC filter network can be placed between the sensor output and the AD converter [31].

B. Control Systems

The modification of the boost converter does not necessarily introduce changes in the control strategy followed when a conventional converter is used, and virtually any control alternative

for conventional converters found in the literature could be potentially applied. Only the boost-current controller will require further attention as will be in-depth explained in Section III.

The control strategy proposed in [30] has been used in this study, and it will be briefly described next. However, the method has also been satisfactorily tested [31] with the control method proposed in [14].

The control of the wind-energy system is structured in two independent control subsystems as it is seen in Fig. 1(b)–(c).

The boost-converter controller seen in Fig. 1(b) ultimately controls the power extracted from the wind. The inputs for this controller are the rectifier voltage and the boost current. A rotor-speed command ω_{rm}^* is generated from these two variables to follow a maximum power point tracking (MPPT) trajectory. At the same time, a rotor-speed estimate $\hat{\omega}_{rm}$ is obtained from the same variables. The turbine torque T_t is also estimated for high wind-speed protection, \hat{T}_t being the estimated turbine torque in Fig. 1(b). A speed controller produces a boost-current command using the previous signals as inputs, provided the boost current is proportional to the generator torque. The implementation details can be found in [30]. The boost-current command is then the input of a current controller, highlighted in Fig. 1(b). As it was earlier mentioned, only this block will require some modification with the inductorless converter, making this solution distinct to those previously reported [25]–[28].

The boost current needed to brake the wind turbine will be injected into the dc link seen in Fig. 1(a) increasing the dc-link voltage. The H-bridge inverter controller seen in Fig. 1(c) regulates the dc-link voltage using a cascaded control structure. The inner loop controls the current injected into the grid using a proportional-resonant (PR) controller, while the outer loop controls the dc-link voltage using a proportional-integral (PI) controller improved with a notch filter. The dc output of this controller, $i_{g_RMS}^*$, is converted into an ac reference for the PR current controller i_g^* using a grid synchronization block (i.e., phase-locked loop). The H-bridge controller does not require any modification by using the inductorless converter. It must be remarked that the converter modifications only affect the boost converter. Therefore, this solution can also be applied to step up battery systems.

III. BOOST-CURRENT CONTROLLER DESIGN

The boost inductance and the input filter removal in the boost converter will introduce some changes in the boost-current controller, seen in Fig. 1(b). For the sake of clarity, a recall on the design of the current controller using the conventional topology will be first made.

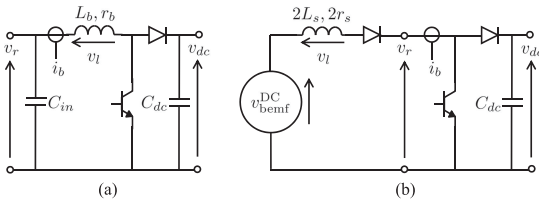


Fig. 3. Schematic representation of the boost converter. (a) Conventional. (b) Inductorless.

A. Conventional Converter

Fig. 3(a) shows the conventional boost-converter topology used in low-power wind turbines. The measured variables are the rectifier voltage v_r , the dc-link voltage v_{dc} , and the boost current i_b . The average voltage across the inductance, v_l , in a pulsewidth modulation (PWM) period can be calculated as a function of the PWM duty cycle d by assuming continuous conduction mode as follows:

$$v_l = v_r + v_{dc} \times (d - 1); 0 \leq d \leq 1. \quad (1)$$

Therefore, a simple transfer-function model considering v_l as input and i_b as output can be considered as follows:

$$G(s) = \frac{i_b(s)}{v_l(s)} = \frac{1}{L_b s + r_b} \quad (2)$$

where L_b and r_b are the inductance and the resistance of the boost coil, respectively, and s is the Laplace variable.

A PI controller with gains tuned using zero-pole cancellation provides the desired closed-loop bandwidth (3). The controller output being the voltage across the inductance command, v_l^* , as seen in Fig. 1(b), which is converted into a duty cycle value by finding d in (1), since v_r and v_{dc} are known (i.e., measured) magnitudes

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s}; k_p = 2\pi bw L_b, k_i = 2\pi bw r_b \quad (3)$$

where k_p and k_i are the proportional gain and integral gain, respectively, and bw is the desired closed-loop bandwidth in Hz.

B. Inductorless Converter

The schematic representation of the inductorless converter can be seen in Fig. 3(b). In a three-phase passive rectifier, the two ac phases having the highest voltage and the lowest voltage are connected to the dc output. Therefore, a dc equivalent model of the ac machine can be considered as seen in Fig. 3(b), where a dc-equivalent back EMF voltage v_{bemf}^{DC} can be given by (4) [32], and the two conducting phases can be seen as a single coil with an inductance and resistance being the sum of both phases.

$$\begin{aligned} v_{bemf}^{DC} &= \max(v_{as}, v_{bs}, v_{cs}) - \min(v_{as}, v_{bs}, v_{cs}) \\ &= \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{bemf} \left(1 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{(6n)^2 - 1} \cos(6n\omega_r t) \right) \end{aligned} \quad (4)$$

where v_{as} , v_{bs} , and v_{cs} are the generator-phase currents, V_{bemf} is the peak amplitude of the generator back EMF voltage, ω_r is the generator electrical speed, and n is the harmonic number.

The transfer function given by (2) still holds for the inductorless converter by replacing the inductance and resistance values by $2L_s$ and $2r_s$, respectively and neglecting the diode forward voltage. Therefore, the PI controller gain tuning follows the same procedure shown by (3) with the new inductance and resistance values.

The average voltage across the generator-equivalent boost inductance, seen in Fig. 3(b), in a PWM period is given by (5), assuming continuous conduction mode

$$v_l = v_{bemf}^{DC} + v_{dc} \times (d - 1); 0 \leq d \leq 1. \quad (5)$$

Since v_{bemf}^{DC} is not measured, an approximation is required to calculate the duty value once the voltage across the coil command, v_l^* , is calculated by the PI controller. Three options have been tested: 1) the measured rectifier voltage v_{r_DSC} ; 2) the measured rectifier voltage v_{r_DSC} after low-pass filtering: v_{r_LPPF} ; and 3) an estimate of the average (i.e., dc) value of v_{bemf}^{DC} obtained from v_{r_DSC} and the measured boost current i_{b_DSC} , after low-pass filtering. The first option gives poor results since the signal ripple lags the ripple content of v_{r_DSC} . The second and third options give identical results, since the low bandwidth estimation of the third option is easily achieved by the current controller if the low-pass filtered rectifier voltage is used. Therefore, for simplicity, the voltage across the generator-equivalent boost inductor will be calculated as follows:

$$\hat{v}_l = v_{r_LPPF} + v_{dc} \times (d - 1); 0 \leq d \leq 1 \quad (6)$$

where \hat{v}_l is the estimated voltage across the equivalent boost coil.

This approximation will introduce some distortion in the voltage command due to the actual ripple content of the back EMF voltage. The next section analyzes its effect in the boost current obtained.

IV. BOOST-CURRENT CONTROLLER PERFORMANCE

The current controller has been first tested using detailed simulations to analyze not only the boost-current control but also the corresponding torque produced. It must be remarked that the main goal of controlling the boost current is to indirectly control the generator torque.

MATLAB/Simulink software package has been used for the simulations. Discrete-time controllers have been obtained using Tustin approximation, and they have been implemented in C language. Therefore, the same control code runs in the simulation as in the actual digital signal controller (DSC). A PWM and sampling frequency of 20 kHz is used for the boost-converter control. AD and PWM quantization and 3.5-kHz antialiasing filters are introduced in the simulation model to match the experimental setup conditions. A PMSG model with the same parameters as the actual generator used in the experimental study has been used. The generator parameters can be found in Table III. The machine simulation model does not include cogging torque.

TABLE III
GENERATOR PARAMETERS

| Rated power | P_g | 1.7 kW |
|-------------------|---------------|-------------------------------|
| Rated speed | ω_{rm} | 500 r/min |
| Rated current | i_r | 3.7 A |
| Stator resistance | r_s | 6.03 Ω |
| Inductance | $L_d = L_q$ | 63 mH |
| Back-emf constant | k_e | 1.06 V _{peak} /r/min |
| Pole number | p | 12 |
| Inertia constant | J_g | .00581 kg m ² |

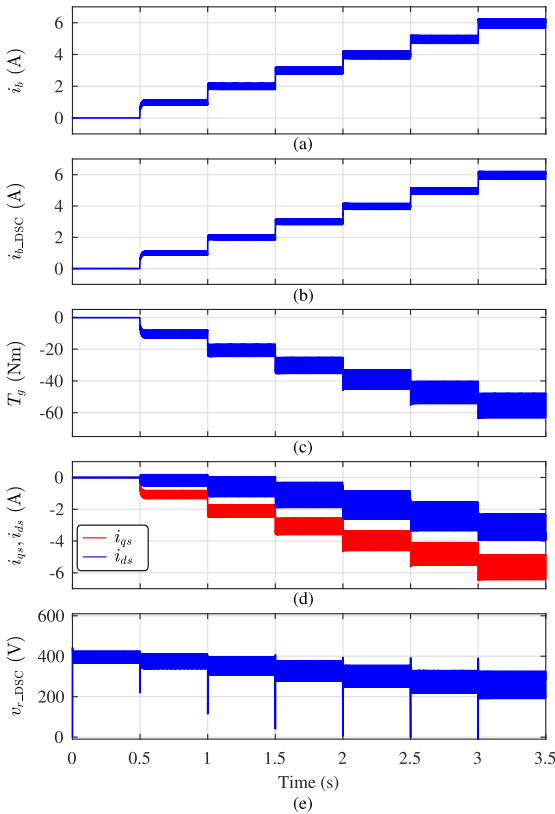


Fig. 4. Simulation. Inductorless boost-converter performance. 1 A boost current steps at fixed 400 r/min rotor speed. Current loop bandwidth: 400 Hz. (a) Boost current i_b . (b) Measured boost current $i_{b,DSC}$. (c) Generator torque T_g . (d) q - and d -axes stator current in synchronous reference frame. (e) Measured rectifier voltage after the antialiasing filter, $v_{r,DSC}$.

Fig. 4 demonstrates the current controller capability. A boost-current command is increased from 0 to 6 A in 1-A steps every half second when the generator rotor speed is fixed to 400 r/min. The boost-current controller bandwidth is tuned to 400 Hz. Fig. 4(a) shows the actual current i_b while Fig. 4(b) shows the current measured by the DSC (i.e., filtered, quantized, and sampled), $i_{b,DSC}$. The line thickness is due to the ac ripple present in the signals. Both signals are similar and show a moderate ripple content at the harmonic frequencies present in $v_{b,emf}^{DC}$. This is due to the voltage-command approximation (6). This

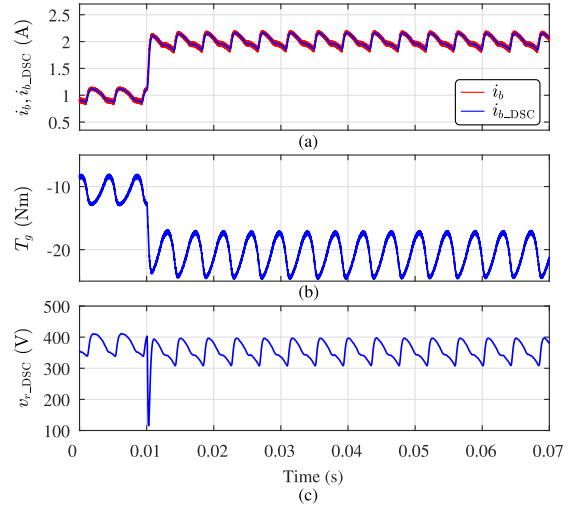


Fig. 5. Simulation. Inductorless boost-converter performance detail. 1- to 2-A boost-current step at fixed 400 r/min rotor speed. Current loop bandwidth: 400 Hz. (a) Actual and measured boost currents, i_b and $i_{b,DSC}$, respectively. (b) Generator torque T_g . (c) Measured rectifier voltage $v_{r,DSC}$.

is more clearly seen in the magnified view shown in Fig. 5(a). The switching harmonics are negligible due to the large equivalent boost inductance (twice the stator inductance). Moreover, there is not a significant increase of the current ripple with increasing load, as can be seen in Fig. 4(a)–(b). Fig. 4(c) shows the corresponding generator torque. It also shows ac harmonic content corresponding to the back EMF harmonic frequencies. A detailed view can be seen in Fig. 5(b). However, in this case the torque ripple magnitude is load dependent, as can be seen in Fig. 4(c). However, this torque ripple is not expected to be an issue for the turbine speed control due to the large turbine inertia. The reason for this torque ripple increase is found in the q - and d -axes components of the stator current that show an increasing ripple magnitude with the load level [see Fig. 4(d)]. The measured and filtered rectifier voltage $v_{r,DSC}$ can be seen in Fig. 4(e). When the boost current is zero and the power switch is open, the rectifier voltage equals the back EMF voltage. The signal used for the turbine control is $v_{r,DSC}$ whose detailed view can be found in Fig. 5(c).

The current controller shows a good dynamic response, as seen in Fig. 5(a), but even more important, a similar dynamic response can be seen for the generator torque in Fig. 5(b).

This section has demonstrated the inductorless converter capability with the proposed control structure for controlling the boost current and the generator torque. The next section analyzes the advantages and limitations when compared with the conventional topology.

V. COMPARISON WITH THE CONVENTIONAL BOOST CONVERTER

This section discusses the differences between the inductorless converter and the conventional converter in the boost-current control, resulting generator torque, harmonic current

TABLE IV
BOOST-CONVERTER PARAMETERS

| | | |
|--------------------------|----------|--------------|
| Input filter capacitance | C_{in} | 235 μ F |
| Boost coil inductance | L_b | 5 mH |
| Boost coil resistance | r_b | 0.6 Ω |
| DC-link capacitance | C_{dc} | 235 μ F |

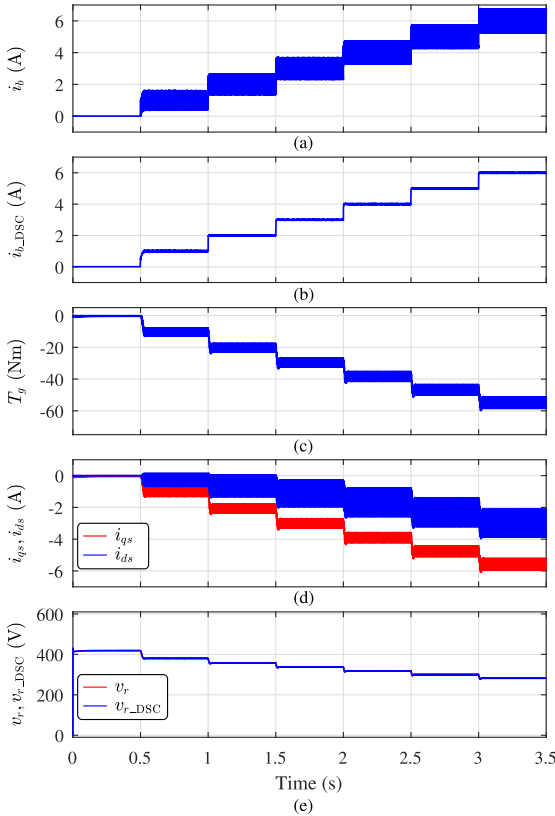


Fig. 6. Simulation. Conventional boost-converter performance. 1-A boost-current steps at fixed 400 r/min rotor speed. Current loop bandwidth: 400 Hz. (a) Boost current i_b . (b) Measured boost current $i_{b,DSC}$. (c) Generator torque T_g . (d) q - and d -axes stator current in synchronous reference frame. (e) Actual and measured rectifier voltages, v_r and $v_{r,DSC}$, respectively.

content in the electrical machine, and efficiency. A boost converter with the parameters seen in Table IV is used for comparison.

A. Boost-Current Control and Generator Torque

The same simulation conditions explained for Figs. 4 and 5 have been reproduced using the conventional converter in Figs. 6 and 7.

Fig. 6(a)–(b) shows the actual current i_b and the sampled current $i_{b,DSC}$. In this case, the actual current has a significant amount of ripple, while the sampled current is a clean signal. The reason is now that the ripple is due to high-frequency switching

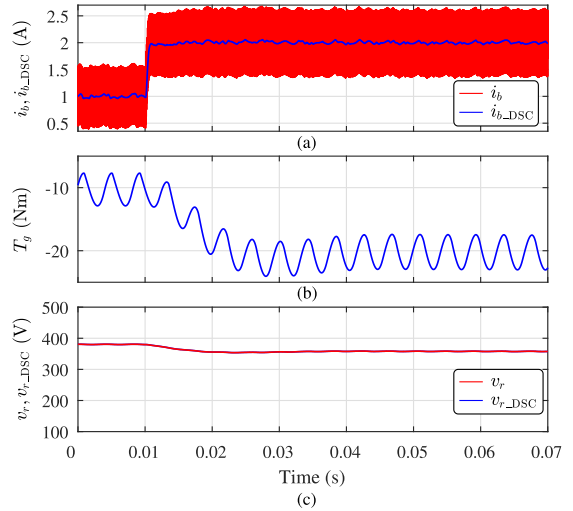


Fig. 7. Simulation. Conventional boost-converter performance detail. 1- to 2-A boost-current step at fixed 400 r/min rotor speed. Current loop bandwidth: 400 Hz. (a) Actual and measured boost currents, i_b and $i_{b,DSC}$, respectively. (b) Generator torque T_g . (c) Measured rectifier voltage $v_{r,DSC}$.

harmonics, as seen in Fig. 7, which are not seen by the sampled signal. Since the voltage command provided by the PI controller is correctly calculated by (2), there are no back EMF dependent harmonics in the controlled signal $i_{b,DSC}$. The corresponding generator torque can be seen in Fig. 6(c). The average value of the torque is similar for the same boost-current level. Despite the average current, $i_{b,DSC}$ does not contain back EMF dependent harmonics, the generator torque does, as can be better seen in Fig. 6(b). This is explained by the fact the q - and d -axes stator current components contain that harmonic content. However, when compared with the inductorless converter the torque ripple is not load dependent, showing a smaller magnitude at medium to large load. It can also be seen that switching harmonics are present neither in the generator currents nor the torque. This is due to the effect of the input filter capacitor. The rectifier voltage is shown in Figs. 6(e) and 7(c) for reference.

An important advantage of the inductorless converter can be seen by comparison of Figs. 5 and 7. While the current control dynamics are similar in both cases [see Figs. 5(a) and 7(a)], the generator-torque response is slower for the conventional converter, as seen in Figs. 5(b) and 7(b). This can be explained by the fact that the boost current in the conventional case is decoupled from the generator current to some extent by the input filter capacitor.

B. Generator-Current Harmonics and Power Losses

One concern with the inductorless inverter is the distribution of the power losses once the boost coil is removed, as well as the total system efficiency. It has been shown in the previous section that the same average torque is produced for the same boost-current level. Therefore, comparisons between both alternatives will be made in terms of the boost-current level.

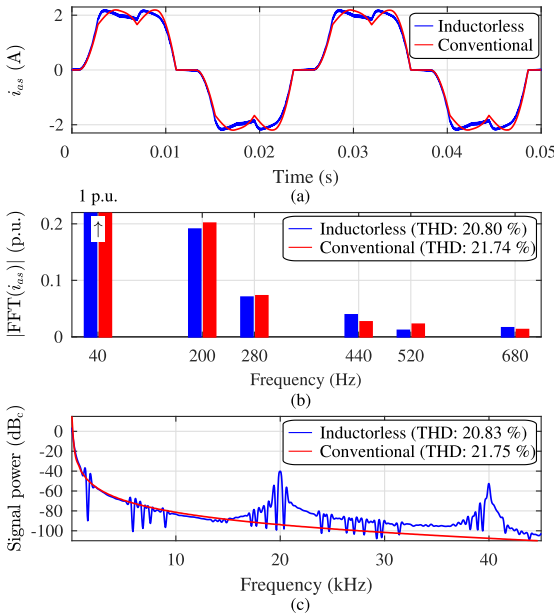


Fig. 8. Simulation. Generator phase-a current with boost current $i_b = 2$ A, rotor speed $\omega_{rm} = 400$ r/min, and dc-link voltage $v_{dc} = 575$ V, for the inductorless and conventional boost converters. (a) Phase-a current. (b) Frequency spectrum of phase-a current showing components higher than 0.01 p.u. THD calculated for harmonics up to 1 kHz. (c) Power spectrum of phase-a current. THD for harmonics up to 45 kHz.

Fig. 8(a) shows two periods of the generator phase-a current when the boost-current command is 2 A and the rotor speed is fixed to 400 r/min (i.e., 40 electrical Hz), both for the inductorless and the conventional converter. They show a similar magnitude and shape distortion. The fast Fourier transform (FFT) is applied to analyze the frequency spectrum of both signals. Fig. 8(b) show the per unit (p.u.) FFT magnitude relative to the fundamental frequency component magnitude at 40 Hz. The frequency range shown in Fig. 8(b) has been limited to those frequency components having a magnitude larger or equal to 0.01 p.u. The total harmonic distortion (THD) is calculated for harmonics up to 1 kHz. Both converters create a similar low-frequency harmonic distribution in the generator currents for this boost-current level. This agrees with the similar torque ripple level seen in Figs. 5(c) and 6(c) for this current level. To evaluate the effect of switching harmonics the signal power spectrum is shown in 8(c), where the THD is calculated for frequencies up to 45 kHz. Above this frequency there is no meaningful change in THD. A low impact in the inductorless converter torque production can be expected from these harmonics and nonexistent in the conventional converter case. Nevertheless, they can contribute to increased iron losses.

When the boost-current level increases, the low-frequency harmonic content relatively decreases compared with the fundamental waveform, as can be seen in Fig. 9. It shows the same signals as Fig. 8 with a boost current of 3.7 A (rated). However, the inductorless converter exhibits a smaller reduction. This is in

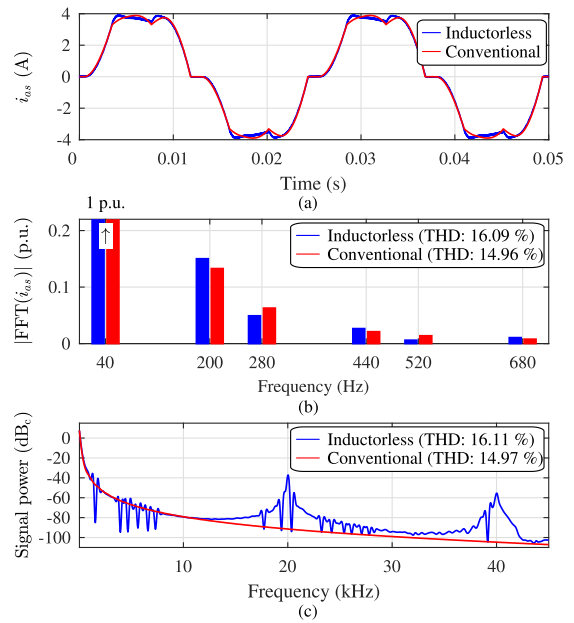


Fig. 9. Simulation. Generator phase-a current with boost current $i_b = 3.7$ A (rated), rotor speed $\omega_{rm} = 400$ r/min, and dc-link voltage $v_{dc} = 575$ V, for the inductorless and conventional boost converters. (a) Phase-a current. (b) Frequency spectrum of phase-a current showing components higher than 0.01 p.u. THD calculated for harmonics up to 1 kHz. (c) Power spectrum of phase-a current. THD for harmonics up to 45 kHz.

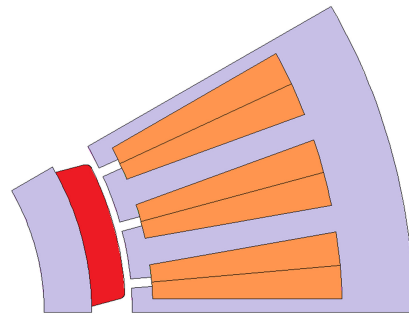


Fig. 10. Cross section of the generator model developed for FEA.

agreement with the larger torque ripple seen as the boost-current level increases. Nevertheless, there is not a dramatic difference between both converters. The high-frequency harmonics remain at a similar relative level, as can be seen in Fig. 9(c).

Finite element analysis (FEA) using the ANSYS/Maxwell software package has been conducted to precisely determine both the copper and iron losses using both converters. An FEA model mimicking the actual PMSG used in the experimental setup has been developed as seen in Fig. 10. The main parameters can be found in Table III. The boost coil used in the conventional converter has also been modeled. Its parameters can be found in Table IV.

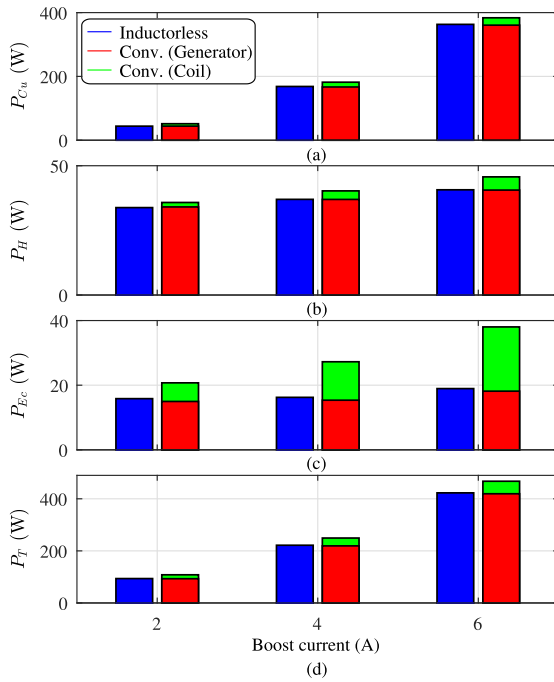


Fig. 11. FEA. Generator power loss distribution for different boost-current levels and fixed rotor speed, $\omega_{rm} = 400$ r/min, using the inductorless and the conventional converter. Power losses in the boost coil are shown for the conventional converter case. (a) Copper losses. (b) Hysteresis losses. (c) Eddy current losses. (d) Total losses.

Fig. 11 shows the losses' distribution for both converters when different boost-current levels are imposed, and the rotor speed is fixed to 400 r/min. It only includes the generator and the boost-coil losses in the conventional converter case, the losses in the input filter capacitor being neglected. Fig. 11(a) shows the copper losses. The generator losses are similar in both cases, and the coil losses are small. However, the inductorless converter shows less total losses. Fig. 11(b) shows the hysteresis losses. Again, the generator losses are similar in both cases, but due to the coil losses the inductorless converter is a better option. Fig. 11(c) shows the Eddy current losses. In this case, the generator losses are slightly higher in case of the inductorless inverter. This is due to the switching harmonics present in the phase currents, not seen in the conventional case. Nevertheless, the losses in the coil are much higher than this difference due to the high switching ripple in the boost current. Fig. 11(d) shows the total losses. The generator losses in the inductorless case are slightly higher at medium to high load. However, the coil contribution to the total losses makes the inductorless converter a more efficient solution. The resulting efficiency for the same cases is shown in Fig. 12. It has been calculated using the following equation:

$$\text{Efficiency} = \frac{P_{\text{mech}} - P_T}{P_{\text{mech}}} \quad (7)$$

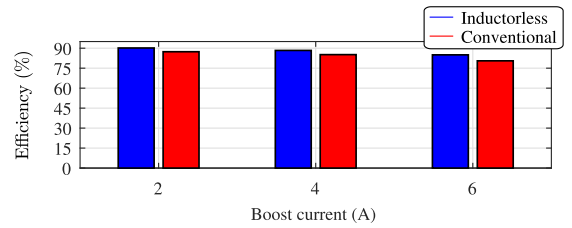


Fig. 12. FEA. Generator efficiency for different boost-current levels and fixed rotor speed $\omega_{rm} = 400$ r/min, using the inductorless and the conventional converter. The conventional converter case includes the boost-coil losses.

TABLE V
TURBINE PARAMETERS

| Rated power output | P_t | 1.2 kW |
|---------------------------|-----------------|------------------------------------|
| Rated wind speed | v_w | 12 m/s |
| Rated rotor speed | ω_{rm} | 600 r/min |
| Turbine radius | R | 0.875 m |
| Mechanical inertia | J_t | $0.74 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ |
| Optimal TSR | λ_{max} | 4.6 |
| Optimal power coefficient | $c_{p,max}$ | 0.47 |

where P_{mech} is the mechanical power calculated using the average torque and the rotor speed, and P_T are the total losses seen in Fig. 11(d).

VI. WIND-TURBINE CONTROL

The inductorless converter has been tested to control a wind turbine using the control strategy described in Section II-B. A turbine model with the parameters shown in Table V has been used in this study.

Fig. 13 shows a case where the turbine is operating in the MPPT region. The turbine starts with a wind speed of 11 m/s, which later changes to 8 m/s and finally to 10 m/s as indicated on top of Fig. 13. The wind turbine must follow the rotor-speed command ω_{rm}^* seen in Fig. 13(a), which is calculated by the command generator block seen in Fig. 1(b) to follow the MPPT trajectory. The speed command tracking is successfully achieved by the inductorless system as can be seen in Fig. 13(a). The analyzed torque ripple does not create speed oscillations due to the large turbine inertia. Fig. 13(b) shows the actual turbine torque T_t and its estimate \hat{T}_t . A good matching can be seen between both magnitudes despite some ripple in the estimated torque. This is also the case when a conventional converter is used [30]. Fig. 13(c) shows the boost-current command and the actual boost current. It can be seen that the current control is working properly. Some ripple is seen in the actual current due to the voltage-command approximation, as it was described in Section IV. Fig. 13(d) shows the measured voltage after the antialiasing filter, $v_{r,DSC}$. Although it still shows a significant amount of ripple, it is confirmed that it can be successfully used to calculate both the rotor-speed command and the rotor-speed estimate necessary to control the wind turbine. It must be remarked that the wind-turbine control system has not experienced any modification or special tuning with respect to that described

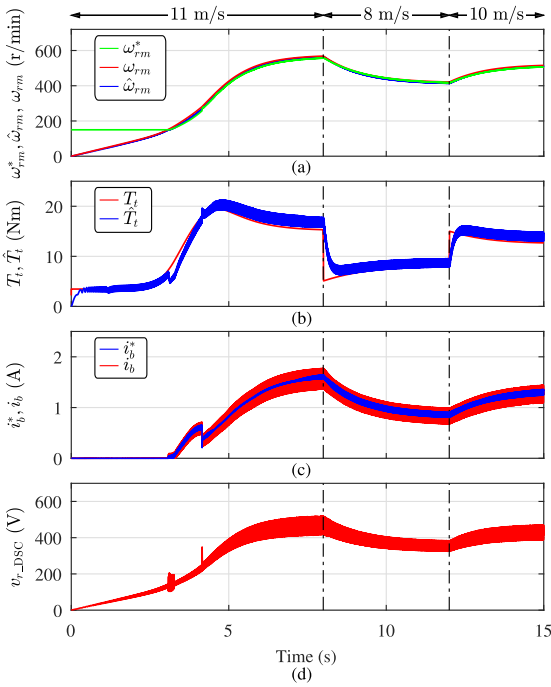


Fig. 13. Simulation. Wind-turbine control performance under variable wind conditions (11, 8, and 10 m/s indicated on top of figure). (a) Rotor-speed command ω_{rm}^* and actual and estimated rotor speeds, ω_{rm} and $\hat{\omega}_{rm}$, respectively. (b) Actual and estimated turbine torques, T_t and \hat{T}_t , respectively. (c) Boost-current command and actual current, i_b^* and i_b , respectively. (d) Measured rectifier voltage v_{r_DSC} .

in [30], apart from the boost-current controller, as described in Section III.

Therefore, the inductorless converter can be safely used to control small wind turbines.

VII. EXPERIMENTAL RESULTS

The proposed controller for the inductorless converter for small wind turbines has been experimentally tested to validate its performance. An Alxion 190STK3M alternator, whose parameters can be found in Table III, is used as generator. A wind turbine with the parameters seen in Table V is emulated using a 4-pole 11 kW vector controlled induction motor drive. The turbine power curves as well as the turbine inertia are programmed in the load drive using a SM-Applications Lite module from Control Techniques. A custom converter following the design seen in Fig. 1(a) is used for the generator operation. The control blocks seen in Fig. 1(b)–(c) are implemented in a Texas Instrument TMS320F28335 DSC. The PWM and sampling frequencies for the boost converter are set to 20 kHz. The H-bridge inverter switching frequency is 10 kHz. The experimental setup can be seen in Fig. 14.

The inductorless converter was first tested to confirm the boost-current control capability. Fig. 15(a) shows the measured boost current when 1- to 2-A step command is imposed at

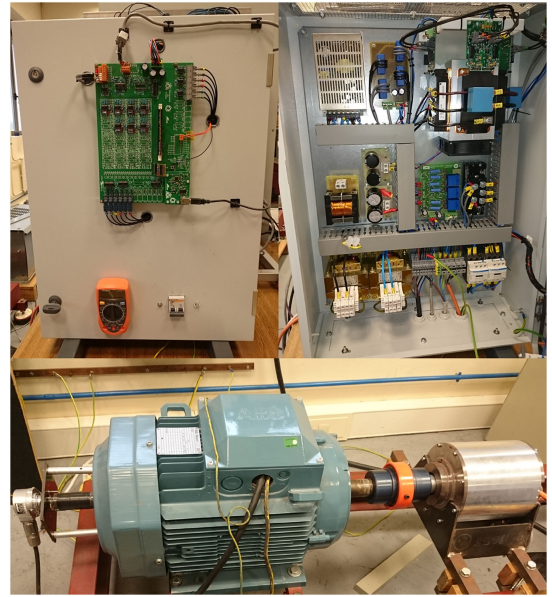


Fig. 14. Experimental setup. Top left: Control board. Top right: Power converter. Bottom left: Load induction motor. Bottom right: PMSG.

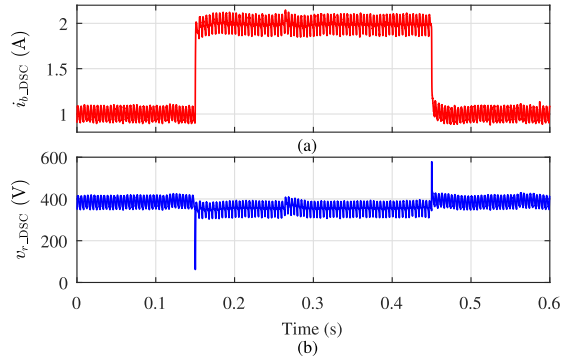


Fig. 15. Experimental result. Inductorless boost-converter performance. 1- to 2-A boost-current step up/down at fixed 400 r/min rotor speed. Current loop bandwidth: 400 Hz. Signals downsampled to 10 kHz. (a) Measured boost current i_{b_DSC} . (b) Measured rectifier voltage v_{r_DSC} .

$t = 0.15$ s and 2 to 1 A at $t = 0.45$ s. The rotor speed is controlled by the load drive to 400 r/min, and the current controller is tuned to 400 Hz, like in the simulations carried out. The measured current is perfectly controlled as predicted by the simulations. Fig. 15(b) shows the measured rectifier voltage. Despite the expected ripple, it is still a valid signal for control.

A magnified view of the current step is shown in Fig. 16. The ripple observed both in the boost current and in the measured voltage is very similar to that predicted by the simulation results. By comparison with Fig. 5(a)–(c) the degree of accuracy of the performed simulations can be noticed. It must be remarked that no offline processing has been done to the experimental results,

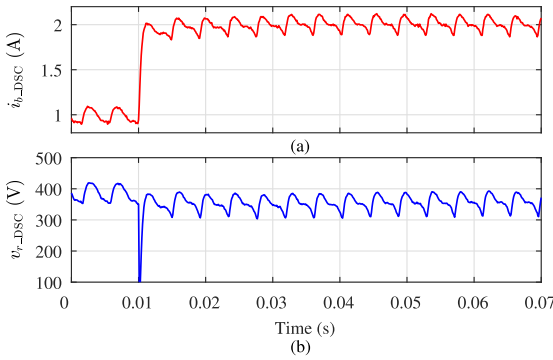


Fig. 16. Experimental result. Inductorless boost-converter performance detail. 1- to 2-A boost-current step at fixed 400 r/min rotor speed. Current loop bandwidth: 400 Hz. Signals downsampled to 10 kHz. (a) Measured boost current $i_{b,DSC}$. (b) Measured rectifier voltage $v_{r,DSC}$.

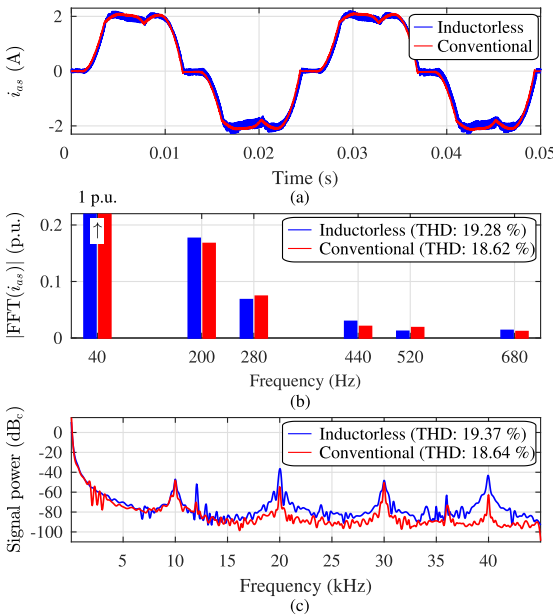


Fig. 17. Experimental result. Generator phase-a current with boost current $i_b = 2$ A, rotor speed $\omega_{rm} = 400$ r/min and dc-link voltage $v_{dc} = 575$ V, for the inductorless and conventional boost converters. (a) Phase-a current. (b) Frequency spectrum of phase-a current showing components higher than 0.01 p.u. THD calculated for harmonics up to 1 kHz. (c) Power spectrum of phase-a current. THD for harmonics up to 45 kHz. Signals sampled at 500 kHz.

the measured signals being directly stored in the DSC memory for later representation.

The generator phase-a current has been acquired with a Keysight DSOX3014A digital scope for two values (2 and 3.7 A) of the boost current, as can be seen in Figs. 17 and 18. They show a close agreement with those analyzed in simulation, in Figs. 8 and 9. However, small differences exist:

1) The general harmonic content is slightly smaller than in simulation; this is easily explained by any small difference

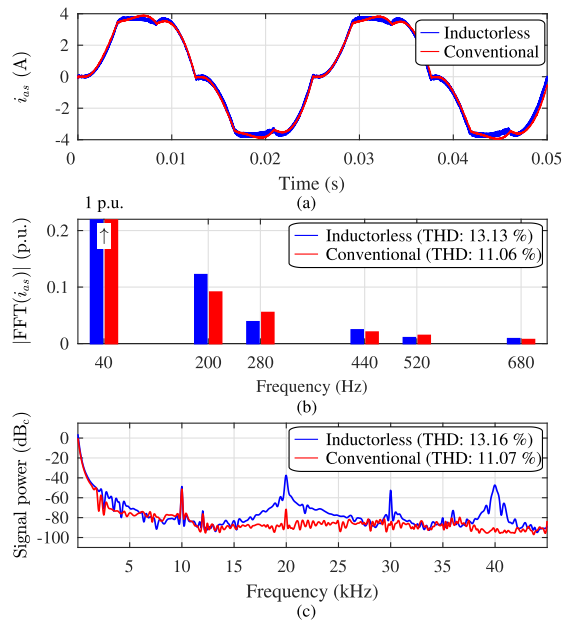


Fig. 18. Experimental result. Generator phase-a current with boost current $i_b = 3.7$ A (rated), rotor speed $\omega_{rm} = 400$ r/min and dc-link voltage $v_{dc} = 575$ V, for the inductorless and conventional boost converters. (a) Phase-a current. (b) Frequency spectrum of phase-a current showing components higher than 0.01 p.u. THD calculated for harmonics up to 1 kHz. (c) Power spectrum of phase-a current. THD for harmonics up to 45 kHz. Signals sampled at 500 kHz.

in the parameter values used in simulation from the actual values.

2) The high-frequency spectrum contains harmonics at multiples of 10 kHz not seen in simulation; this is radiated noise induced in the scope probes from the H-bridge commutation.

This can be clearly seen both by their low magnitude (note the logarithmic scale) and by the relative magnitude difference observed between Figs. 17(c) and 18(c), the second having an increased signal-to-noise ratio. These results confirm the analysis made by means of simulations.

The same wind sequence (11, 8, and 10 m/s) tested simulation (see Fig. 13) has been used to experimentally validate the inductorless converter for small wind-turbine systems. The load drive emulates the turbine behavior including inertia using the method described in [30]. Fig. 19 shows the obtained results. It must be noticed that the variables have been downsampled to 250 samples/s. This was both due to the test length (15 s) and the limited memory available in the DSC for data storage. Fig. 19(a) shows the rotor-speed command generated to track the MPPT, ω_{rm}^* , and the actual rotor speed ω_{rm} . The actual speed is obtained from the load drive encoder and it is only used for performance analysis. The actual speed accurately follows the speed command. The emulated turbine (blades) torque T_t and its estimate \hat{T}_t can be seen in Fig. 19(b). The turbine-torque estimate follows the actual turbine torque within the observer bandwidth. Fig. 19(c) shows the the measured current $i_{b,DSC}$. It can be seen

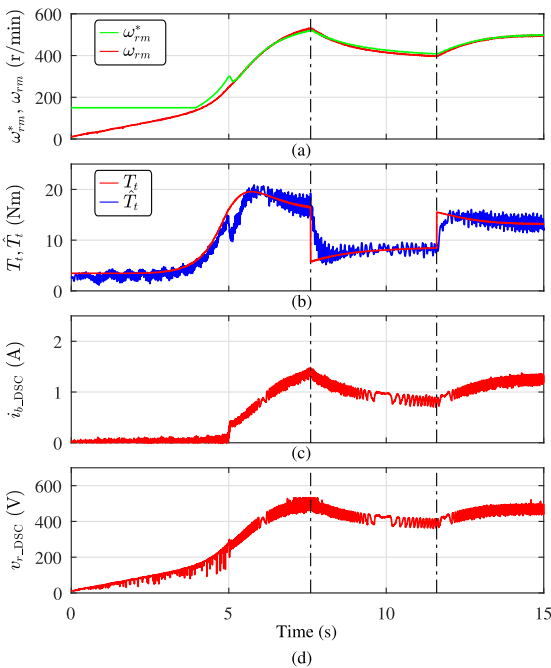


Fig. 19. Experimental result. Wind-turbine control performance under variable wind conditions (11, 8, and 10 m/s indicated on top of figure). Signals downsampled to 250 Hz. (a) Rotor-speed command ω_{rm}^* and actual rotor speed ω_{rm} . (b) Actual and estimated turbine torques, T_t and \hat{T}_t , respectively. (c) Boost current acquired by the DSC, i_b^* . (d) Rectifier voltage acquired by the DSC, v_{r_DSC} .

that the current regulation is successfully performed during the normal operation of the wind turbine. Finally, Fig. 19(c) shows the measured rectifier voltage. It can be seen that the antialiasing filter provides enough attenuation to obtain a reliable signal for controlling the wind turbine.

VIII. CONCLUSION

The present paper analyzes the low-cost boost converter for small wind generators where the boost coil and the input filter capacitor are removed and the boost function is made by the generator-phase inductance. This can be safely made in systems using generators with a rated voltage similar to that of the dc link. This solution brings an immediate reduction of the size and cost of the system, as it has been shown. This paper demonstrates that removal of the boost inductance does not require any modification in the turbine-control algorithms or the sensed variables, but a subtle change in the boost current controller, making possible system retrofitting. Moreover, the system efficiency and the generator-torque dynamic response are improved. As drawbacks, a moderately higher torque ripple and slightly higher generator losses at medium to high loads have been identified. The large turbine inertia makes the torque ripple increase negligible. The higher generator losses are largely compensated by the elimination of the boost-coil losses. The modification allows

a better integration of the generator and the power electronics for small wind turbines. Simulations and experimental results have proven the viability of the proposed controller solution.

REFERENCES

- [1] GWEC, "Global wind report 2017, annual market update." Global Wind Energy Council, 2018.
- [2] WWEA, "2017 small wind world report summary," World Wind Energy Association, Jul. 2017. [Online]. Available: http://www.wwindea.org/wp-content/uploads/filebase/small_wind/SWWR2017-SUMMARY.pdf
- [3] H. Li and Z. Chen, "Overview of different wind generator systems and their comparisons," *IET Renewable Power Gener.*, vol. 2, no. 2, pp. 123–138, Jun. 2008.
- [4] I. Schiemenz and M. Stiebler, "Control of a permanent magnet synchronous generator used in a variable speed wind energy system," in *Proc. IEEE Elect. Mach. Drives Conf.*, 2001, pp. 872–877.
- [5] M. Pathmanathan, W. L. Soong, and N. Ertugrul, "Output power capability of surface PM generators with switched-mode rectifiers," in *Proc. IEEE Int. Conf. Sustain. Energy Technol.*, Dec. 2010, pp. 1–6.
- [6] Y.-L. Juan, "An integrated-controlled AC/DC interface for microscale wind power generation systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 5, pp. 1377–1384, May 2011.
- [7] A. B. Raju, K. Chatterjee, and B. G. Fernandes, "A simple maximum power point tracker for grid connected variable speed wind energy conversion system with reduced switch count power converters," in *Proc. IEEE 34th Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, Jun. 2003, vol. 2, pp. 748–753.
- [8] H.-G. Park, S.-H. Jang, D.-C. Lee, and H.-G. Kim, "Low-cost converters for micro wind turbine systems using PMSG," in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electron.*, Oct. 2007, pp. 483–487.
- [9] A. Singh and B. Mirafzal, "A generator-converter topology with zero dc-link impedance for direct drive wind turbines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 32, no. 4, pp. 1620–1623, Dec. 2017.
- [10] A. Singh, J. Benzaquen, and B. Mirafzal, "Current source generator-converter topology for direct-drive wind turbines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 2, pp. 1663–1670, Mar. 2018.
- [11] S.-H. Song, S.-I. Kang, and N.-K. Hahn, "Implementation and control of grid connected AC-DC-AC power converter for variable speed wind energy conversion system," in *Proc. IEEE 18th Annu. Appl. Electron. Conf. Expo.*, vol. 1, 2003, pp. 154–158.
- [12] H. Wang, C. Nayar, J. Su, and M. Ding, "Control and interfacing of a grid-connected small-scale wind turbine generator," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 2, pp. 428–434, Jun. 2011.
- [13] Z. Dalala, Z. Zahid, and J.-S. Lai, "New overall control strategy for small-scale WECS in MPPT and stall regions with mode transfer control," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 4, pp. 1082–1092, Dec. 2013.
- [14] C. Lumbreras, J. M. Guerrero, P. Garca, F. Briz, and D. D. Reigosa, "Control of a small wind turbine in the high wind speed region," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 6980–6991, Oct. 2016.
- [15] A. Sokolovs and L. Grigans, "Front-end converter choice considerations for PMSG-based micro-wind turbines," in *Proc. 56th Int. Sci. Conf. Power Elect. Eng. Riga Tech. Univ.*, Oct. 2015, pp. 1–6.
- [16] A. Prasad, P. Ziogas, and S. Manias, "An active power factor correction technique for three-phase diode rectifiers," in *Proc. IEEE 20th Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, vol. 1, Jun. 1989, pp. 58–66.
- [17] D. Simonetti, M. Azevedo, G. Sousa, and J. Vieira, "A single-switch three-phase boost rectifier with constant input harmonic content," in *Proc. IEEE 24th Annu. Conf. Ind. Electron. Soc.*, vol. 2, Aug. 1998, pp. 691–696.
- [18] R. Tonkoski, L. Lopes, and F. Dos Reis, "A single-switch three-phase boost rectifier to reduce the generator losses in wind energy conversion systems," in *Proc. IEEE 2009 Elect. Power Energy Conf.*, Oct. 2009, pp. 1–8.
- [19] O. Castillo, E. Amoros, G. Sanfeliu, and L. Morales, "Average current mode control of three-phase boost rectifiers with low harmonic distortion applied to small wind turbines," in *Proc. Electron., Robot. Automotive Mech. Conf.*, Sep. 2009, pp. 446–451.
- [20] Y. Y. Xia, J. E. Fletcher, S. J. Finney, K. H. Ahmed, and B. W. Williams, "Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter," *IET Renewable Power Gener.*, vol. 5, no. 5, pp. 377–386, Sep. 2011.
- [21] D. J. Perreault and V. Caliskan, "Automotive power generation and control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 3, pp. 618–630, May 2004.

- [22] H. Huang and L. Chang, "A new DC link voltage boost scheme of IGBT inverters for wind energy extraction," in *Proc. Elect. Comput. Eng., Can. Conf.*, vol. 12000, pp. 540–544.
- [23] P. Tenca, A. A. Rockhill, T. A. Lipo, and P. Tricoli, "Current source topology for wind turbines with decreased mains current harmonics, further reducible via functional minimization," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1143–1155, May 2008.
- [24] L. Chen, W. L. Soong, M. Pathmanathan, and N. Ertugrul, "Comparison of AC/DC converters and the principles of a new control strategy in small-scale wind turbine systems," in *Proc. 22nd Australasian Univ. Power Eng. Conf.*, Sep. 2012, pp. 1–6.
- [25] D. M. Whaley *et al.*, "Investigation of a low-cost grid-connected inverter for small-scale wind turbines based on a constant-current source PM generator," in *Proc. IECON 32nd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, Nov. 2006, pp. 4297–4302.
- [26] R. Sharma, T. W. Rasmussen, and B. B. Jensen, "Application of a synchronous generator with a boost converter in wind turbines: An experimental overview," *IET Renewable Power Gener.*, vol. 6, no. 6, pp. 414–423, Nov. 2012.
- [27] M. Meiqin, L. Jidong, M. Ding, C. V. Nayar, and L. Chang, "A novel control strategy for small wind generation system based on the converter without DC storage components," in *Proc. IEEE Int. Conf. Sustain. Energy Technol.*, Dec. 2010, pp. 1–5.
- [28] W. Malan, D. J. Thrimawithana, and U. K. Madawala, "Performance study on a low cost converter for micro-wind generation systems," in *Proc. IECON 39th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, Nov. 2013, pp. 7193–7198.
- [29] K. Buchert and F. W. Fuchs, "Power losses of three phase rectifier topologies in small wind turbines," in *Proc. Renewable Energy Management.; Proc. PCIM Europe 2015; Int. Exhib. Conf. Power Electron., Intell. Motion*, May 2015, pp. 1–8.
- [30] J. M. Guerrero, C. Lumberras, D. D. Reigosa, P. Garcia, and F. Briz, "Control and emulation of small wind turbines using torque estimators," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 5, pp. 4863–4876, Sep. 2017.
- [31] C. Lumberras, J. M. Guerrero, D. Reigosa, D. Fernandez, and F. Briz, "Inductorless boost rectifier for small power wind energy converters," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2016, pp. 1–6.
- [32] M. Hinkkanen and J. Luomi, "Induction motor drives equipped with diode rectifier and small DC-link capacitance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 312–320, Jan. 2008.



Carlos Lumberras received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Oviedo, Spain, in 2011 and in 2013, respectively. He is currently working toward the Ph.D. degree at the same university. At the same time he is also working for AST Ingeniería.

His research interests include renewable energy, motor drives, and grid-connected power converters.



Juan Manuel Guerrero (S'00–A'01–M'04) received the M.E. degree in industrial engineering and the Ph.D. degree in electrical and electronic engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1998 and 2003, respectively.

Since 1999, he has occupied different teaching and research positions with the Department of Electrical, Computer and Systems Engineering, University of Oviedo, where he is currently an Associate Professor. From February to October 2002, he was a Visiting Scholar with the University of Wisconsin, Madison, WI, USA. From June to December 2007, he was a Visiting Professor with the Tennessee Technological University, Cookeville, TN, USA. His research interests include control of electric drives and power converters, smart grids, and renewable energy generation.



Daniel Fernandez received the M.S. degree in power electronic engineering and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2013 and 2017, respectively.

He was an Intern with the Nissan Advanced Technology Center, Atsugi, Japan, in 2013, and a Visiting Student with the University of Sheffield, Sheffield, U.K., in 2015. His research interests include electric motors and drives, magnetics, and wireless measurement systems.

Dr. Fernandez was the recipient of a Fellowship of the Personnel Research Training Program funded by the Regional Ministry of Education and Science of the Principality of Asturias in 2013 and he was also the recipient of four IEEE Industry Applications Society Conference prize paper awards.



David Diaz Reigosa was born in Spain 1979. He received the M.E. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Oviedo, Spain, in 2003 and 2007, respectively.

He is currently an Associated Professor with the Electrical Engineering Department, University of Oviedo. From 2004 to 2008, he was the recipient of the Fellowship of the Personnel Research Training Program funded by Regional Ministry of Education and Science of the Principality of Asturias. He was a Visitor Scholar with the Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium, University of Wisconsin, Madison, WI, USA, in 2007. He was a Visitor Professor with the Electrical Machines and Drives Group, University of Sheffield, Sheffield, U.K., in 2016. His research interests include sensorless control of induction motors, permanent magnet synchronous motors, and digital signal processing.

Dr. Diaz was the recipient of eight IEEE Industry Applications Society Conference and IEEE Energy Conversion Congress and Exposition prize paper awards.



Cristina González-Moral was born in Spain in 1992. She received the B.S. degree in industrial electronic engineering in 2014 and the M.S. degree in power electronic engineering in 2016, from the University of Oviedo, Gijón, Spain, where she is currently working toward the Ph.D. degree in electrical engineering.

Her research interests include batteries, power converters, and drives.

Dr. González-Moral is a Board Member in the IEEE student branch chapter IAS / PELS / PES from the University of Oviedo.



Fernando Briz (A'96–M'99–SM'06) received the M.S. and Ph.D. degrees in industrial engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1990 and 1996, respectively.

He is currently a Full Professor with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo. His current research interests include electronic power converters, ac drives, and power systems.

Dr. Briz was the recipient of the 2005 IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS Third Place Prize Paper Award and 10 IEEE Industry Applications Society (IAS) Conference and IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) prize paper awards. He is currently the Chair for the Industrial Drives Committee of the IAS-Industrial Power Conversion Systems Department.

B.2.4. Accurate Rotor Speed Estimation for Low-Power Wind Turbines [150].

Accurate Rotor Speed Estimation for Low-Power Wind Turbines

Juan Manuel Guerrero ^{lb}, *Member, IEEE*, Carlos Lumbreras, David Reigosa ^{lb}, *Senior Member, IEEE*, Daniel Fernandez ^{lb}, *Member, IEEE*, Fernando Briz ^{lb}, *Senior Member, IEEE*, and Cristian Blanco Charro ^{lb}, *Member, IEEE*

Abstract—Small grid-tied wind turbines based on permanent magnet generators often use a cost-effective power converter topology consisting of a passive rectifier, a boost converter, and an H-bridge inverter. Speed or position sensors are rarely used due to cost issues. Model-based estimators relying on electrical magnitudes are used instead. However, such estimators are parameter sensitive, which limit their accuracy. Further concerns arise if these parameters change with the operating condition of the machine, mainly due to temperature. Speed sensorless control using the rectifier voltage ripple is analyzed in this paper. This technique provides good dynamic response and does not depend on machine parameters. Simulations are provided for speed and power tracking comparison with an accurate model-based speed estimation method operating at non-rated parameters. They show the speed accuracy and power tracking capability of the proposed method are similar to that provided by a speed sensor. This is translated into a 0.9% power increase when the model-based speed estimator shows 9% of error. Experimental results are carried out to test the effect of current and temperature in the estimation, showing temperature insensitivity and some distortion due to fast current transients. A speed estimation accuracy of zero mean error and 1.7% standard error is experimentally obtained in the regular operation of the wind turbine.

Index Terms—Power converters, rectifiers, sensorless control, wind energy generation, wind power generation.

I. INTRODUCTION

IN THE last years, cost and sustainability concerns have raised the interest in the use of low-power renewable resources for self-generation due to cost issues. Small wind turbines are good candidates to satisfy this increasing demand in farms, homes, and small businesses [1]. Diverse electrical machine types and power converter topologies can be used in these applications. In the low-power segment (<5 kW), permanent

magnet generators are preferred due to their efficiency and system simplicity [2], [3]. Several power converter topologies have been proposed for the wind generator side, including passive rectifier without or with dc converter (buck, boost, SEPIC, . . .), half of full controlled rectifiers, etc. Passive rectifier followed by a dc/dc converter is especially appealing due to its simplicity and cost [2]–[4] and will be used in this paper.

Below rated wind speed, wind turbines are operated using a maximum power point tracking (MPPT) strategy. Tip-speed ratio (TSR) control, maximum power versus rotor speed lookup tables, or perturb and observe methods (P&O) can be used for MPPT. P&O methods [5]–[8] are quite independent on the machine parameters but show a relatively slow convergence. The MPPT tracking can be speeded up by using predefined turbine/generator models or lookup tables providing an optimum rotor speed or generator voltage reference based on the measured electrical power [9]–[13]. Unfortunately, the optimum relationship given by the model only holds at ideal (i.e., rated parameters) conditions.

At high wind speeds, the torque produced by the blades exceeds the maximum braking torque that can be produced by the generator. Disk brakes, pitch control, stall control, yaw control, or electrical braking are methods available to stop the turbine in the case of power excess [14]. Soft-stall methods have been also proposed to keep the turbine generating at a non-optimum point in the event of power or torque excess [6], [7], [9]–[12].

Both model-based MPPT and implementation of turbine power/torque limit strategies require direct or indirect knowledge of the turbine speed. However, shaft speed sensors are rarely used in low-power applications due to cost, meaning that speed must be estimated or indirectly controlled from available electrical variables.

The rotor speed is often indirectly adjusted by controlling the rectifier dc voltage [11]–[13]. The main problem of this type of controllers is the strong decoupling between the rotor speed and the rectifier voltage during high loads (i.e., high wind speed conditions). This may easily lead to unstable behavior and makes soft-stall implementation difficult. Rotor speed estimation only using the dc magnitude of the rectifier output voltage has also been proposed [6], [9]. The rotor speed estimation enables the estimation of the turbine mechanical torque, easing the soft-stall implementation. However, neglecting the load current effect in the rotor speed estimation results in large rotor speed estimation errors at high loads. An accurate speed estimation model using

Manuscript received October 4, 2018; revised January 26, 2019 and March 27, 2019; accepted April 17, 2019. Date of publication April 28, 2019; date of current version October 18, 2019. This work was supported in part by the Research, Technological Development and Innovation Programs of the Spanish Ministry Economy and Competitiveness, under Grant MINECO-17-ENE2016-80047-R and in part by the Government of Asturias through FEDER funds under Project IDI/2018/000188. Recommended for publication by Associate Editor L. Chang. (Corresponding author: Juan Manuel Guerrero.)

The authors are with the Department of Electrical Engineering, University of Oviedo, Gijón 33203, Spain (e-mail: guerrero@uniovi.es; carloslumbreras@gmail.com; diazdavid@uniovi.es; fernandezalodaniel@uniovi.es; fernando@isa.uniovi.es; blancocristian@uniovi.es).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TPEL.2019.2913781

0885-8993 © 2019 IEEE. Personal use is permitted, but republication/redistribution requires IEEE permission. See http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/index.html for more information.

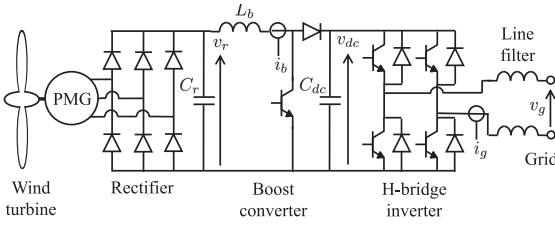


Fig. 1. Schematic diagram of the wind generating system [17].

both the rectifier dc voltage magnitude and the boost converter current was proposed in [10]. Soft-stall is implemented through a mechanical torque observer using the speed estimate as input. Despite the improved accuracy, this method is also sensitive to machine parameter variation.

Methods using a different set of sensors have also been proposed for this power converter topology. A sensorless sliding-mode controller is proposed in [15]. The speed is estimated from the phase voltages and currents. However, the extra voltage and current sensors penalize cost. In addition, the speed estimation is also obtained using a parameter-dependent machine model. Measurement of a phase voltage of the generator was proposed in [16], rotor frequency being obtained from phase voltage frequency. An open-loop feedforward controller is then used to operate the boost converter. However, operation at low load levels and the phase voltage frequency extraction was not discussed in that work. Besides, the lack of a current controller decreases the system dynamic response and makes the use of soft-stall techniques unfeasible. Furthermore, the method requires a constant output dc-link voltage, not being therefore suitable for single-phase grid connection.

A method for rotor speed estimation using the rectifier dc voltage ripple is proposed [17]. The frequency of the voltage ripple components is a function of the generator speed and does not depend on machine parameters or load conditions. Simulations show the method promising to enable proper MPPT tracking and high wind speed turbine protection of small wind turbines under different operating or environmental conditions. However, the major concern for its use is the signal-to-noise ratio due to the different magnitude of the voltage fundamental component and the ripple components. This paper explains the physical principle and conditions of the signal tracked for rotor speed estimation; analyzes the method accuracy both for speed and turbine torque estimation (used for soft-stall) and its impact on the harvested power; clarifies implementation issues; experimentally demonstrates the method feasibility in actual conditions including fast current change, temperature change, and regular operation of the turbine; and experimentally quantifies the estimation errors.

II. SYSTEM DESCRIPTION

Fig. 1 shows a schematic representation of the generation system. It comprises a wind turbine, permanent magnet synchronous generator (PMG), passive rectifier, boost converter, H-bridge inverter, and line filter for grid connection. The variables

TABLE I
TURBINE PARAMETERS

| | | |
|---------------------------|----------------------|------------------------------------|
| Rated power output | P_{t_rated} | 1.2 kW |
| Rated wind speed | v_{w_rated} | 12 m/s |
| Rated rotor speed | ω_{rm_rated} | 600 r/min |
| Turbine radius | R | 0.875 m |
| Mechanical inertia | J_i | $0.74 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ |
| Optimal TSR | λ_{max} | 4.6 |
| Optimal power coefficient | C_{p_max} | 0.47 |

TABLE II
GENERATOR PARAMETERS

| | | |
|-------------------|----------------------|---------------------------------------|
| Rated power | P_{g_rated} | 1.7 kW |
| Rated speed | ω_{rm_rated} | 500 r/min |
| Rated current | i_r | 3.7 A |
| Stator resistance | r_s | 6.03Ω |
| Inductance | $L_d = L_q$ | 63 mH |
| Back-emf constant | k_e | $1.188 \text{ V}_{peak}/\text{r/min}$ |
| Pole number | p | 12 |
| Inertia constant | J_g | $.00581 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ |

TABLE III
BOOST CONVERTER PARAMETERS

| | | |
|---------------------|----------|-------------------|
| Input capacitance | C_r | 273 μF |
| Boost inductance | L_b | 1.2 mH |
| DC-link capacitance | C_{dc} | 273 μF |

measured for control purposes are the rectifier output voltage v_r , boost current i_b , dc-link voltage v_{dc} , grid current i_g , and grid voltage v_g , as shown in Fig. 1. Parameters of turbine and generator used for simulation as well as for experimental verification can be found in Tables I and II. The relevant boost converter parameters are shown in Table III.

The turbine control strategy followed in this paper is described in [10]. The turbine speed is controlled to follow the command provided by the MPPT algorithm. Under high wind speeds, the turbine speed command is decreased to avoid surpassing the generator rated torque. It must be remarked the rotor speed estimation method, proposed here can be used with any other control strategy proposed in the literature.

The no-load output voltage of a three-phase diode rectifier supplied by a three-phase generator consists of a dc component and harmonics (voltage ripple) at integer multiples of six times the ac voltage frequency (1) [18], where V_g is the amplitude of the generator output voltage, ω_r is the three-phase generator voltage frequency, and n is the harmonic number. It is noted that V_g in the following equation can contain additional harmonic components due to the non-ideal construction (i.e., asymmetries, tolerances, etc.) of the generator:

$$v_r = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_g \left(1 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{(6n)^2 - 1} \cos(6n\omega_r t) \right). \quad (1)$$

Generator speed can be indirectly controlled by regulating the dc component [11]–[13]; it can also be directly controlled by estimating the rotor speed from that dc component [6], [9] or from the ripple present in the rectifier output voltage [17]. The dc component depends on the back electromotive force (EMF) voltage, which is a function of speed; it is also dependent on the load, due to the voltage drop in stator windings. Therefore, compensation of the voltage drop in the stator windings is required for improved estimation accuracy. The measured load (i.e., boost converter) current can be used for this purpose. The rotor speed is accurately estimated using a polynomial approximation function using boost current and rectifier voltage, shown in the following equation, in [10]:

$$\hat{\omega}_{rm}(v_r, i_b) = a_{00} + a_{10}v_r + a_{01}i_b + a_{11}v_r i_b + a_{02}i_b^2 + a_{12}v_r i_b^2 + a_{03}i_b^3 \quad (2)$$

where a_{ij} are the polynomial coefficients obtained during the commissioning process. Coefficients of this function are obtained in a commissioning stage and stored in a table, which is later accessed during normal operation of the turbine.

The polynomial coefficients depend on the generator stator phase resistance and inductance, and on the back EMF constant. Provided these parameters are temperature dependent, the estimation accuracy of (2) will also depend on the generator operating temperature.

Instead of the dc component, the rectifier output voltage ripple can be used for speed estimation purposes. Since the frequency of voltage ripple harmonics is a function of rotor speed exclusively and is not affected by machine parameters or load level, a robust rotor speed estimation is possible in this case.

Equation (1) assumes no capacitor is connected at the rectifier output. The boost converter input capacitor C_r , seen in Fig. 1, attenuates all the ac components of the rectifier voltage, including those useful for rotor speed estimation. However, they are not completely removed due to the low value of the capacitor. Elimination of the capacitor has also been proposed to either improve the power factor, decrease the torque ripple, or simply due to cost reasons [13]. The proposed method has shown a good behavior with a capacitance up to 300 μF , which is relatively high for the system power rating.

Fig. 2 shows the frequency spectrum of the rectifier voltage for a constant generator rotor speed of 300 r/min (5 Hz) and different load levels. The first harmonic in (1) at $6\omega_r$ is readily visible in all cases. Even if observable, the magnitude of the second harmonic at $12\omega_r$ is significantly smaller and consequently difficult to track. It is also observed that the magnitude of both the first and second harmonics is significantly affected by the load level. Finally, several harmonic components at relatively low frequencies are observed in Fig. 2, mainly due to machine constructive asymmetries. While some of these harmonics also occur at frequencies, which are multiples of the rotor speed, their spectral proximity and the fact that are produced by undesired asymmetries make inadvisable their use for rotor speed estimation.

Estimation of the rotor speed using the first harmonic component, shown in the following equation, of the rectifier voltage

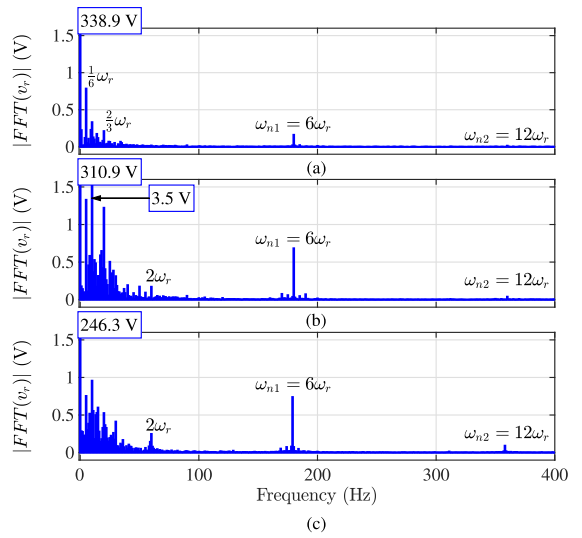


Fig. 2. Experimental results. Rectifier output voltage frequency spectrum for a constant rotor speed of 300 r/min (5 Hz) and three boost current levels: (a) $i_b = 0$ A; (b) $i_b = 1$ A; (c) $i_b = 3.7$ A (rated). Magnitude is indicated for those components larger than the y-axis scale. The rotor speed is controlled by the load drive.

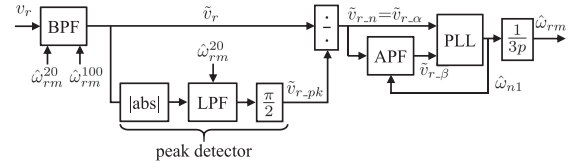


Fig. 3. Block diagram of the rotor speed estimator.

is discussed in the following section:

$$\omega_{n1} = 6 \cdot \omega_r = 6 \cdot \frac{p}{2} \cdot \omega_{rm} \quad (3)$$

where ω_{n1} is the frequency of the first harmonic component, p is the pole number, and ω_{rm} is the mechanical rotor speed. For the sake of readability, this component will be denoted as \tilde{v}_r hereafter.

III. SPEED ESTIMATION USING THE RECTIFIER OUTPUT VOLTAGE RIPPLE

The signal processing used to isolate \tilde{v}_r from the overall dc-link voltage and obtain the rotor speed can be seen in the block diagram in Fig. 3. An adaptive bandpass filter (BPF) extracts the ripple component containing speed information from the rectifier voltage v_r . The amplitude of this component also depends on rotor speed; a peak detector is used for normalization. The frequency of the resulting component \tilde{v}_{r-n} is obtained with a complex vector phase-lock loop (PLL), where the quadrature component $\tilde{v}_{r-\beta}$ is obtained with an all-pass filter. Finally, the ripple component frequency $\hat{\omega}_{n1}$ is scaled to the rotor speed

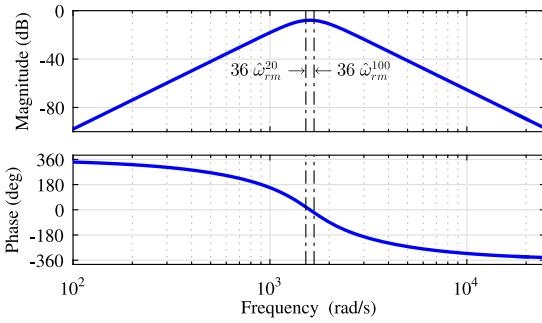


Fig. 4. BPF Bode diagram when $\hat{\omega}_{rm}^{20} = 403$ r/min and $\hat{\omega}_{rm}^{100} = 440$ r/min.

$\hat{\omega}_{rm}$ using (3). The performance of each processing stage is analyzed in Section V. Further details on the implemented blocks can be found in [17]. However, some additional comments are made below regarding some blocks due to their importance for a correct implementation.

A. Adaptive BPF

The BPF design is challenging due to several reasons, including the following.

- 1) The large range of variation (0–420 Hz) of the voltage ripple frequency, which is a consequence of the large range of variation of generator speed (0–700 r/min).
- 2) Presence of spurious frequency components in the rectifier at frequencies nearby \hat{v}_r (i.e., at $1/3\omega_{n1}$ and $2\omega_{n1}$).
- 3) The low resolution of the analog-to-digital converter capturing the voltage ripple, as it is scaled for the dc component, which is significantly larger (see Fig. 2).
- 4) Transients in the dc component of the rectifier output voltage, which can produce additional frequency components and interfere with the method.

A fourth-order speed adaptive Butterworth-type BPF implemented by cascading two pairs of second-order adaptive high-pass and low-pass filters has been designed. It ensures a good attenuation of the undesired components while adapts the pass-band to the rotor speed. The resulting BPF frequency response can be seen in Fig. 4.

Actual rotor speed will be bounded by the speed estimates provided by (2) at the lower and higher operating temperatures considered for this generator, which are 20 and 100 °C, respectively. Due to this, cutoff frequencies $\hat{\omega}_{rm}^{100}$ and $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ used by the adaptive BPF are obtained using the polynomial function in (2). The coefficients are adjusted for the cases the generator operates at temperatures of 20 and 100 °C. It must be remarked that inaccuracies in these estimates do not significantly affect the performance of the proposed method. Therefore, these estimates can be obtained by any other magnitude-based speed estimation method.

B. Peak Detector

In a three-phase PLL, the β -axis (or q -axis) component is used as error signal, while the α -axis (or d -axis) is often used

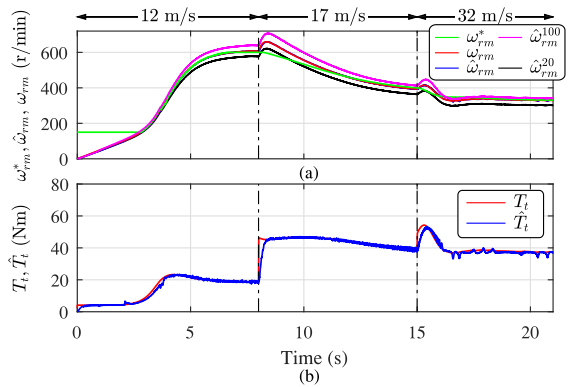


Fig. 5. Simulation results. Response of the proposed speed estimation method for wind speeds of 12, 17, and 32 m/s, for a generator temperature of 60 °C. (a) Speed command ω_{rm}^* , rotor speed ω_{rm} , estimated speed $\hat{\omega}_{rm}$, and model-estimated rotor speeds $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ and $\hat{\omega}_{rm}^{100}$. (b) Actual (T_t) and estimated (\hat{T}_t) turbine torque.

for signal normalization. In the present application, the small magnitude of \hat{v}_r prevents from correct operation of such normalization. A peak detector mimicking the behavior of a passive rectifier is used instead.

IV. SIMULATION RESULTS

The dynamic performance of the proposed method has been first tested by means of simulation. The MATLAB/Simulink software has been used to model the system in Fig. 1, main design parameters can be found in Tables I–III. Controllers and estimation blocks discussed in previous sections have been discretized using bilinear (Tustin) approximation with a sampling frequency of 20 kHz, which is also the switching frequency of the boost converter. The simulation model also includes antialiasing filters tuned for a 2.5-kHz bandwidth and 12-bit analog-to-digital converters as in the experimental setup. The simulation uses a variable-step solver.

The behavior of the proposed method is shown in Fig. 5. Speed command ω_{rm}^* in Fig. 5(a) is obtained from the electrical power using the control strategy described in [10]. An operating temperature of 60 °C is considered in the generator. This produces a mismatch of +16% in the stator resistance and –4% in the magnet flux between the model and the actual machine. Fig. 5 shows the system behavior for three different wind speeds.

Good agreement between actual and estimated speeds is observed in Fig. 5(a). The model-based estimated speeds used as inputs for the adaptive filter $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ and $\hat{\omega}_{rm}^{100}$ are shown for reference. Fig. 5(b) shows the actual torque and the estimated torque used for the turbine protection at high wind speeds. Good agreement between actual and estimated values is also noticed, which is critical for turbine protection under high wind speeds.

Fig. 6 shows the response of the model-based speed estimation method for the same parameter mismatch as in Fig. 5. While the rotor speed estimate $\hat{\omega}_{rm}^{20}$ used for speed feedback correctly follows the speed reference ω_{rm}^* , there is a noticeable error between commanded and actual speeds [see Fig 6(a)], which also impacts

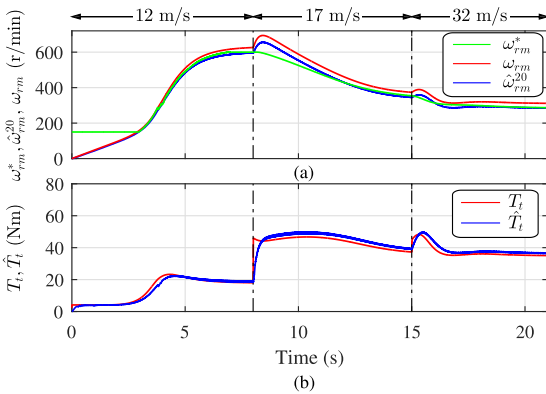


Fig. 6. Simulation results. Speed control and turbine torque estimation performance using a model-based speed estimation under unrated parameter conditions (60 °C: 1.16 r_s , 0.96 k_e) and increasing wind conditions (12, 17, and 32 m/s). (a) Rotor speed command ω_{rm}^* , rotor speed ω_{rm} , and model-estimated rotor speed $\hat{\omega}_{rm}^{20}$. (b) Turbine torque T_t , and estimated turbine torque \hat{T}_t .

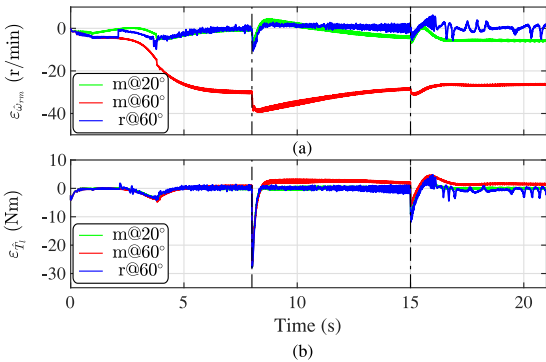


Fig. 7. Simulation results. (a) Rotor speed estimation error. (b) Turbine torque estimation error. Ripple-based method at 60 °C (r@60°, detuned parameters); model-based method at 20 °C (m@20°, tuned parameters); model-based method 60 °C (m@60°, detuned parameters).

the accuracy of the estimated turbine torque [see Fig. 6(b)]. Errors in the estimated speed and torque will affect both the turbine efficiency as well as protection under high wind speed.

Fig. 7 summarizes rotor speed and turbine torque estimation errors for ripple-based and model-based methods. Model-based estimation errors, when the turbine operates at 20 °C, are also provided for the reference. Degradation of model-based method performance at high temperature due to parameter mismatch is evident from the figure. On the contrary, the proposed ripple-based method is seen to provide accurate estimates of speed and turbine torque even in the case of large parameter mismatch, with the only exception of a very low speed region. However, this is not relevant for the application as the turbine only operates in this region at startup.

A. Impact of Speed Estimation Error on Turbine Efficiency

A relevant issue is the impact of speed estimation errors on turbine efficiency. Knowing the turbine power coefficient versus

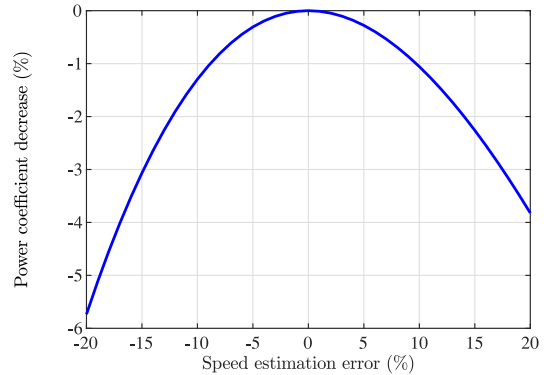


Fig. 8. Turbine power coefficient reduction in terms of the speed estimation error.

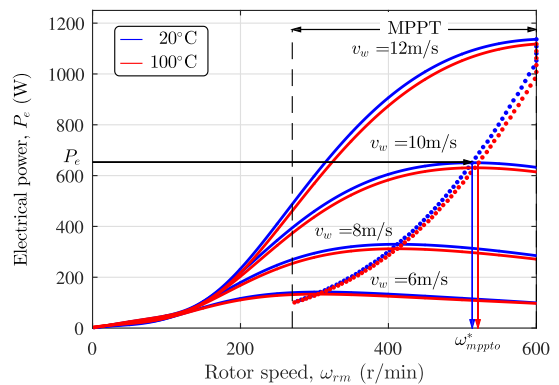


Fig. 9. Simulation results. Power versus rotor speed characteristic of the turbine/generator (solid) and MPPT trajectory (dotted) for two different temperatures of 20 and 100 °C [17].

TSR curve, it is not difficult to obtain the power coefficient decrease in terms of the rotor speed estimation error, as shown in Fig. 8. This figure assumes the wind speed is perfectly known and the speed estimate is set to achieve the optimal TSR to obtain the maximum power coefficient. Fig. 8 shows that the turbine used in this study is quite tolerant to speed estimation errors. For instance, a -9% speed estimation error only brings a reduction of 1% in the maximum power coefficient (i.e., power harvested). Depending on the turbine design, the speed accuracy may have a higher impact in the power coefficient.

However, in most low-power wind turbines, the wind speed is not measured. The MPPT trajectory is programmed as a lookup table in the turbine control system using the power versus rotor speed characteristic of the turbine/generator system, as seen in Fig. 9. The system calculates the extracted power P_e from the measured rectifier voltage v_r and boost current i_b , from which speed reference ω_{mppto}^* for MPPT is obtained (see Fig. 9). Parameter mismatch, e.g., due to temperature will shift the MPPT trajectory (red dotted line in Fig. 9) and consequently the ideal MPPT speed reference. However, due to the flatness

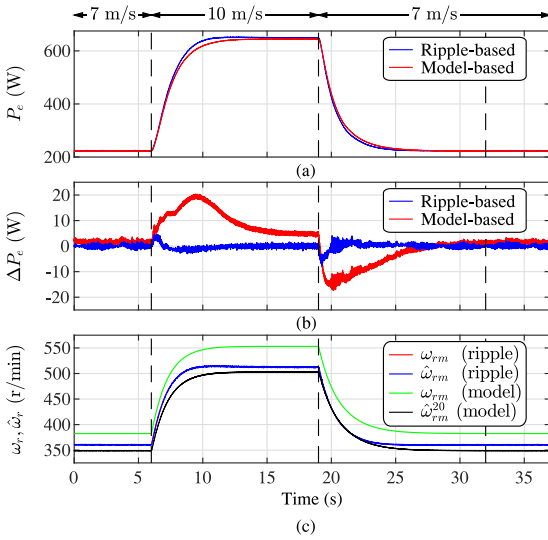


Fig. 10. Simulation results. Energy extraction comparison between the proposed and model-based methods with an operating temperature of 100 °C and changing wind speed (shown on top of figure). (a) Extracted power. (b) Power difference between sensorless and sensor operation. (c) Actual and estimated rotor speed. Note: (a) and (b) do not show the sensor-controlled case since overlaps the ripple-based case at this scale.

TABLE IV
POWER ACQUIRED AT DIFFERENT WIND SPEEDS USING
SENSOR OR ESTIMATORS

| Wind speed (m/s) | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 |
|------------------|--------|--------|--------|--------|--------|
| Sensor | 224 W | 334 W | 475 W | 650 W | 864 W |
| Ripple | 224 W | 334 W | 475 W | 650 W | 864 W |
| Model | 222 W | 331 W | 471 W | 644 W | 856 W |
| Difference (%) | -0.89% | -0.89% | -0.84% | -0.92% | -0.92% |

of the power/speed curves in the peak neighborhood, this difference is small in the turbine under study and has not been compensated.

Fig 10(a) shows the generated power during wind speed transients, whereas Fig. 10(b) shows the difference between the power obtained using a speed sensor and the power acquired by both methods when the generator is operating at a temperature of 100 °C shown in the following:

$$\Delta P_e = P_{e_sensor} - P_{e_sensorless}. \quad (4)$$

According to Fig. 10(b), the proposed method provides a power increase in the steady state, which becomes more relevant at high wind speeds. The power obtained by both methods and the power difference at different wind speeds is summarized in Table IV. The obtained results are in agreement with Figs. 8 and 9. The operating temperature introduces a speed error in the model-based estimate of around -9%, as can be seen in Fig. 10(c). This corresponds to -1% in the harvested power according to Fig. 8. However, the temperature rise also displaces the MPPT trajectory to the right, as seen in Fig. 9, compensating to some extent for the model-based speed underestimation.

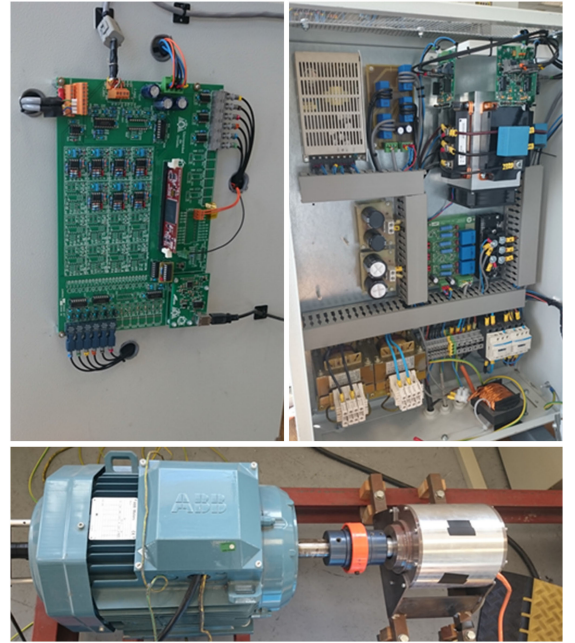


Fig. 11. Experimental setup. Top: control board (left) and power converter (right). Bottom: load motor (left) and PMG (right).

Fig. 10 also allows the analysis of the proposed method under wind speed transients. It is observed in Fig. 10(b) that the captured power difference between the sensor and ripple-based cases is also negligible during transients. The average power difference collected in the whole transient (time 6–32 s) is -0.09 W. However, the comparison between the sensor- and model-based cases shows an increased power difference during the turbine acceleration, this difference being reversed during deceleration. This is explained by the actual and estimated turbine speed seen in Fig. 10(c) for the model-based case. Due to the speed error using model-based estimation, the turbine is operated at a speed higher than the optimal value. This results in increased kinetic energy stored in the turbine inertia, which is released during deceleration. Nevertheless, the average power collected in the whole transient is 2.8 W (0.64%) larger in the case of sensor operation, slightly lower than for the steady state (see Table IV).

V. EXPERIMENTAL RESULTS

Experimental results using the proposed method are presented in this section. The power converter using the topology in Fig. 1 is shown in Fig. 11. Control is implemented in a Texas Instrument TMS320F28335 microcontroller. Control sampling period and switching frequency of the boost converter are set to 20 kHz. H-bridge inverter switching frequency is 10 kHz. An Alxion 190STK3M generator is used. The wind turbine is emulated by a vector-controlled induction machine drive. Turbine inertia is emulated using the method described in [10]. The load drive

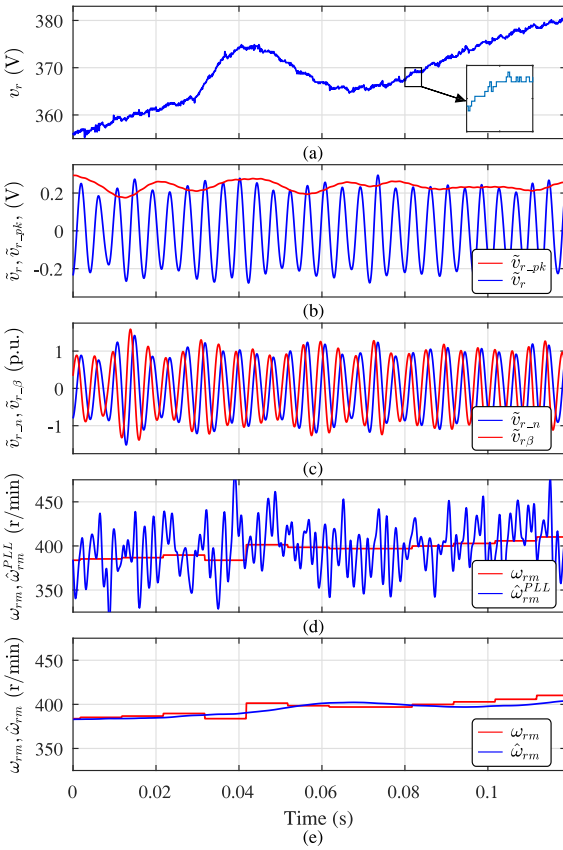


Fig. 12. Experimental results. (a) Rectifier voltage v_r . (b) Voltage ripple \tilde{v}_r and voltage ripple amplitude \tilde{v}_{r_pk} . (c) Normalized components of voltage ripple complex vector \tilde{v}_{r_alpha} and \tilde{v}_{r_beta} . (d) Unfiltered rotor speed estimation $\hat{\omega}_{rm}^f$ and actual rotor speed ω_{rm} . (e) Rotor speed estimation $\hat{\omega}_{rm}$ and actual rotor speed ω_{rm} . Boost converter operated with a constant current $i_b = 2.1$ A.

includes an incremental encoder, which will be used to assess the accuracy of the proposed method. Main parameters of the system are shown in Tables I–III.

The performance of the different signal processing stages seen in Fig. 3 is shown in Fig. 12. Unless otherwise stated, the rotor speed is controlled by the load drive. Rectifier voltage v_r [see Fig. 12(a)] is bandpass filtered to provide the voltage ripple \tilde{v}_r [see Fig. 12(b)], from which normalized voltage ripple complex vector components $v_{r_alpha} = v_{r_alpha}$ and v_{r_beta} are obtained [see Fig. 12(c)]. These signals feed the PLL tracking the ripple frequency. Both the estimated rotor speed provided by the PLL $\hat{\omega}_{rm}^{PLL}$ and the actual speed are shown in Fig. 12(d). $\hat{\omega}_{rm}^{PLL}$ is low-pass filtered to obtain the speed estimate [see Fig. 12(e)] used by the controller.

Fig. 13 shows the actual and estimated speed and the estimation error for three different current levels in the boost converter. The error is seen to decrease as the boost converter current increases, due to the larger magnitude of the voltage ripple.

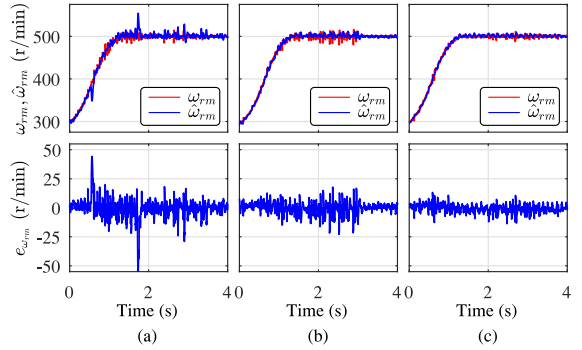


Fig. 13. Experimental results. Speed estimation during speed transients at constant boost current of (a) $i_b = 0$ A, (b) $i_b = 0.1$ A, and (c) $i_b = 3.7$ A. Top: Actual and estimated rotor speed ω_{rm} and $\hat{\omega}_{rm}$. Bottom: Estimation error.

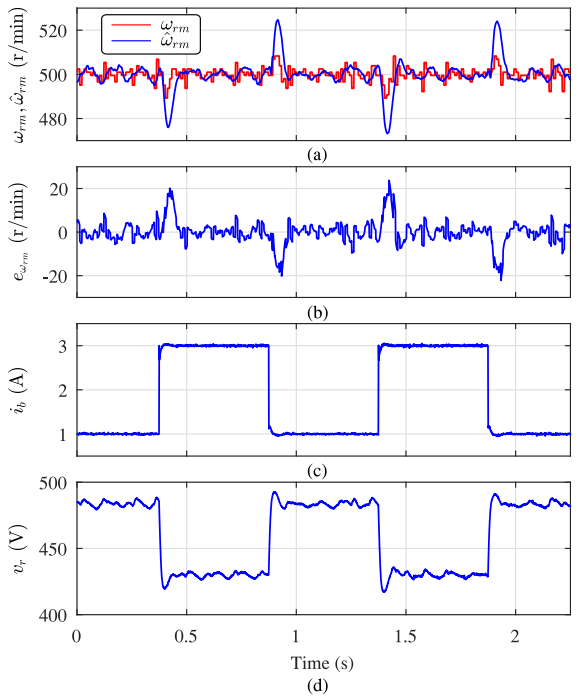


Fig. 14. Experimental results. Speed estimation performance during boost current transients at constant rotor speed. (a) Actual and estimated rotor speed ω_{rm} and $\hat{\omega}_{rm}$, respectively. (b) Estimation error $e_{\omega_{rm}}$. (c) Boost current i_b . (d) Rectifier voltage v_r .

Fig. 14 shows the actual and estimated speed and the estimation error when step-like changes in the boost current occur with constant rotor speed. A large transient error is observed. This is due to the fast rectifier voltage variation [see Fig. 14(d)], which produces a distortion of the voltage ripple. It is noted, however, that this type of step-like change is not expected in the wind

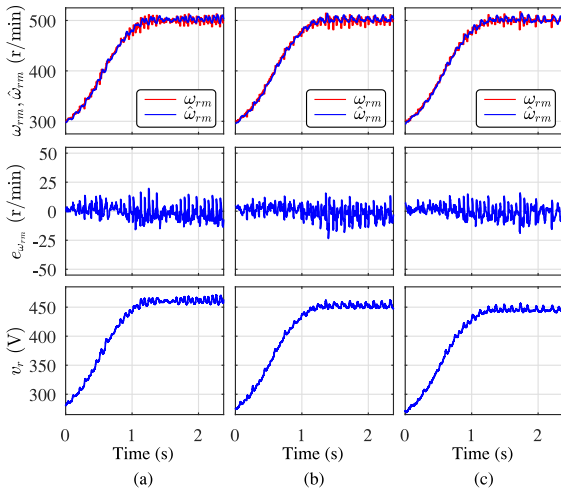


Fig. 15. Experimental results. Speed estimation during speed transients at constant boost current $i_b = 2$ A for a motor case temperature of (a) $T_{\text{case}} = 20^\circ\text{C}$, (b) $T_{\text{case}} = 40^\circ\text{C}$, and (c) $T_{\text{case}} = 60^\circ\text{C}$. Top: Actual and estimated rotor speed ω_{rm} and $\hat{\omega}_{rm}$, respectively. Middle: Estimation error $e_{\omega_{rm}}$. Bottom: rectifier voltage v_r .

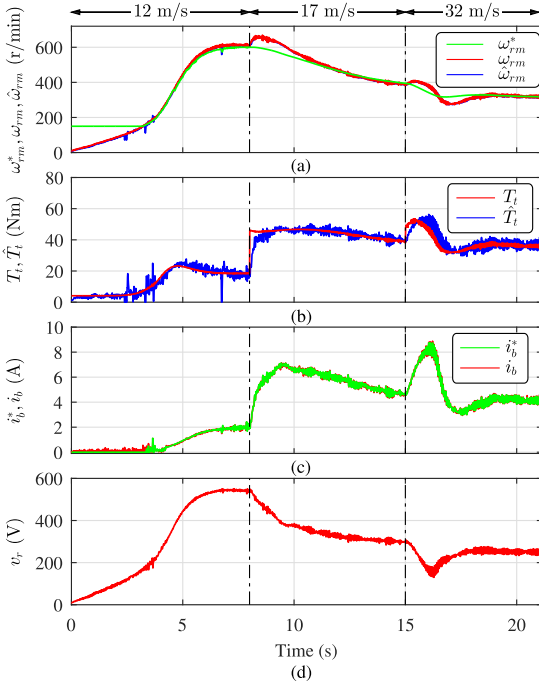


Fig. 16. Experimental results. Speed control and turbine torque estimation performance using the proposed method with increasing wind conditions (12, 17, and 32 m/s). (a) Rotor speed command ω_{rm}^* , rotor speed ω_{rm} , and estimated rotor speed $\hat{\omega}_{rm}$. (b) Turbine torque T_t and estimated turbine torque \hat{T}_t . (c) Boost current command i_b^* and boost current i_b . (d) Rectifier voltage v_r . The load drive emulates the turbine behavior including turbine inertia.

turbine system, due to both the wind speed dynamics and the moderate bandwidth of the speed control loop.

To confirm the robustness of the proposed estimation method against temperature variations, the experiment in Fig. 13 was repeated at three different generator temperatures. Case temperature is measured using a thermocouple. The generator is operated at 2-A boost current. Test results can be seen in Fig. 15. No variation is observed in the estimation error due to the temperature. It is interesting to note, however, in Fig. 15(c) the temperature impact on voltage magnitude.

Experimental results in Fig. 16 correspond to the simulation conditions shown in Fig. 5. Rotor speed is controlled by the generator while the load drive emulates the wind turbine behavior, including inertia [10]. Small errors in the estimated speed and turbine torque are observed in Fig. 16(a) and (b). The main difference between experimental and simulation results is the ripple seen in Fig. 16(a) and (b). This is due to the low bandwidth of the inertia emulator, which is not able to provide enough damping for the high-frequency components of torque ripple injected by both the load drive and generator. Despite this, the proposed method is seen to work as predicted by simulations. The speed estimate mean and standard errors are 0 r/min (0%) and 7.04 r/min (1.7%), respectively, in the whole operating range seen in Fig. 16. The turbine torque estimate shows 0.18 N·m (0.8%) mean error and 3.71 N·m (10%) standard error. It must be noted that the torque estimate is tracking ripple content that is being accounted as error when compared with the turbine torque commanded to the load drive inertia emulator.

VI. CONCLUSION

Most of the small power wind turbines use a diode rectifier followed by a boost converter in the machine side. A method to estimate the rotor speed from the rectifier output voltage ripple has been analyzed in this paper. Contrary to existing model-based speed estimation methods, the proposed method is insensitive to parameter variations, what improves both generator efficiency and the accuracy of high wind speed protection, due to the higher accuracy in the estimation of the turbine torque. It is finally noted that the combined use of model- and ripple-based methods could be used to estimate the electrical generator temperature; this is a topic of ongoing research. Simulation and experimental results confirm the feasibility of the proposed technique.

REFERENCES

- [1] P. Gipe, *Wind Power: Renewable Energy for Home, Farm, and Business*, 2nd ed. New York, NY, USA: Chelsea, Apr. 2004.
- [2] T. R. De Freitas, P. J. Menegz, and D. S. Simonetti, "Converter topologies for permanent magnetic synchronous generator on wind energy conversion system," in *Proc. Brazilian Power Electron. Conf.*, 2011, pp. 936–942. [Online]. Available: http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6085292
- [3] A. Sokolovs and L. Grigans, "Front-end converter choice considerations for PMSG-based micro-wind turbines," in *Proc. 56th Int. Scientific Conf. Power Elect. Eng. Riga Tech.*, Oct. 2015, pp. 1–6.
- [4] Z. Chen, X. Xiao, H. Wang, and M. Liu, "Analysis of converter topological structure for direct-drive wind power system with PMSG," in *Proc. Int. Conf. Power Syst. Technol.*, Oct. 2010, pp. 1–5.

- [5] J. Hui, A. Bakhshai, and P. Jain, "A sensorless adaptive maximum power point extraction method with voltage feedback control for small wind turbines in off-grid applications," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 3, no. 3, pp. 817–828, Sep. 2015.
- [6] J. Hui, A. Bakhshai, and P. Jain, "An energy management scheme with power limit capability and an adaptive maximum power point tracking for small standalone PMSG wind energy systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 7, pp. 4861–4875, Jul. 2016.
- [7] Z. Dalala, Z. Zahid, and J.-S. Lai, "New overall control strategy for wind energy conversion systems in MPPT and stall regions," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2013, pp. 2412–2419.
- [8] Y. Xia, K. Ahmed, and B. Williams, "A new maximum power point tracking technique for permanent magnet synchronous generator based wind energy conversion system," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3609–3620, Dec. 2011.
- [9] J. Chen, J. Chen, and C. Gong, "New overall power control strategy for variable-speed fixed-pitch wind turbines within the whole wind velocity range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2652–2660, Jul. 2013.
- [10] J. M. Guerrero, C. Lumberras, D. D. Reigosa, P. Garcia, and F. Briz, "Control and emulation of small wind turbines using torque estimators," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 5, pp. 4863–4876, Sep. 2017.
- [11] A. Ahmed, L. Ran, and J. Bumby, "New constant electrical power soft-stalling control for small-scale VAWTs," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 4, pp. 1152–1161, Dec. 2010.
- [12] C. Lumberras, J. M. Guerrero, P. Garcia, F. Briz, and D. D. Reigosa, "Control of a small wind turbine in the high wind speed region," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 6980–6991, Oct. 2016.
- [13] Y. Y. Xia, J. E. Fletcher, S. J. Finney, K. H. Ahmed, and B. W. Williams, "Torque ripple analysis and reduction for wind energy conversion systems using uncontrolled rectifier and boost converter," *IET Renewable Power Gener.*, vol. 5, no. 5, pp. 377–386, Sep. 2011.
- [14] Y. Matsui, A. Sugawara, S. Sato, T. Takeda, and K. Ogura, "Braking circuit of small wind turbine using NTC thermistor under natural wind condition," in *Proc. 7th Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, Nov. 2007, pp. 910–915.
- [15] J. Senanayaka, H. Karimi, and K. Robbersmyr, "Sliding-mode observer based sensor-less control of a small wind energy conversion system," in *Proc. Int. Workshop Recent Advances. Sliding Modes*, Apr. 2015, pp. 1–6.
- [16] A. Knight and G. Peters, "Simple wind energy controller for an expanded operating range," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 20, no. 2, pp. 459–466, Jun. 2005.
- [17] J. M. Guerrero, D. Reigosa, C. Blanco, F. Briz, and C. Lumberras, "Sensorless speed control of a small wind turbine using the rectifier voltage ripple," in *Proc. IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*, Sep. 2016, pp. 1–8.
- [18] M. Hinkkanen and J. Luomi, "Induction motor drives equipped with diode rectifier and small DC-link capacitance," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 312–320, Jan. 2008.



Juan Manuel Guerrero (S'00–A'01–M'04) received the M.E. degree in industrial engineering and the Ph.D. degree in electrical and electronic engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1998 and 2003, respectively.

Since 1999, he has occupied different teaching and research positions with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo, where he is currently an Associate Professor. From February to October 2002, he was a Visiting Scholar with the University of Wisconsin, Madison,

WI, USA. From June to December 2007, he was a Visiting Professor with the Tennessee Technological University, Cookeville. His research interests include control of electric drives and power converters, smart grids, and renewable energy generation.



Carlos Lumberras received the B.Sc. and M.Sc. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2011 and in 2013, respectively. He is currently working toward the Ph.D. degree from the same university.

At the same time he is also with AST Ingeniería. His research interests include renewable energy, motor drives, and grid-connected power converters.



David Reigosa (M'05–SM'16) was born in Spain 1979. He received the M.E. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2003 and 2007, respectively.

He is currently an Associated Professor with the Electrical Engineering Department, University of Oviedo. From 2004 to 2008, he was awarded fellowship of the Personnel Research Training Program funded by the Regional Ministry of Education and Science of the Principality of Asturias. He was a Visitor Scholar with the Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium, University of Wisconsin, Madison, in 2007. He was a Visitor Professor with the Electrical Machines and Drives Group, University of Sheffield (U.K.), in 2016. His research interests include sensorless control of induction motors, permanent magnet synchronous motors, and digital signal processing.

Dr. Reigosa was the recipient of nine IEEE Industry Applications Society Conference and IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Prize Paper awards.



Daniel Fernandez (S'14–M'18) received the M.S. degree in power electronic engineering and the Ph.D. degree in electrical engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2013 and 2017, respectively.

He was an Intern with the Nissan Advanced Technology Center, in 2013, and a Visiting Student with the University of Sheffield, in 2015. His research interests include design, monitoring, and diagnostics of electric machines, and control of electric drives and magnetics.

Dr. Fernandez was awarded a fellowship of the Personnel Research Training Program funded by the Regional Ministry of Education and Science of the Principality of Asturias in 2013, and he was the recipient of four IEEE Industry Applications Society Conference Prize Paper awards.



Fernando Briz (A'96–M'99–SM'06) received the M.S. and Ph.D. degrees from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 1990 and 1996, respectively.

He is currently a Full Professor with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo. His topics of interest include electronic power converters and ac drives, power systems, machine monitoring and diagnostics, and digital signal processing.

Dr. Briz is currently the Chair of the Industrial Drives Committee of the IAS-IPCS. He was the recipient of an IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS Award and nine IEEE Industry Applications Society Conference and IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Prize Paper awards.



Cristian Blanco Charro (S'10–M'11) was born in Spain in 1985. He received the B.S. degree in telecommunications engineering, the M.S. and the Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Oviedo, Gijón, Spain, in 2010, 2011, and 2015, respectively.

In 2011, he was awarded a fellowship of the Personnel Research Training Program funded by the Regional Ministry of Education and Science of the Principality of Asturias. From September 2012 to February 2013, he was a Ph.D. Guest with the Aalborg University. He is currently an Assistant Professor with the Department of Electrical, Computer, and Systems Engineering, University of Oviedo. His research interests include modeling and control of islanded and grid-connected converters, synchronization, islanding detection and power quality, microgrids, and digital signal processing.

Dr. Blanco was the recipient one IEEE Energy Conversion Congress and Exposition Prize Paper Award in 2012. He also received the University of Oviedo Outstanding Ph.D. Thesis Award in 2016.