

***GIPUZKOAKO INGENIARITZA ESKOLA***  
**ESCUELA DE INGENIERÍA DE GIPUZKOA**

**EIBAR**

---

**TFG :** MODELADO DE AEROGENERADORES CON PMSM

---

**DOCUMENTO Nº 1 : MEMORIA**

**Grado:** Grado en Ingeniería de Energías Renovables

**Curso:** 2017 - 2018

**Autor:** Solbas Amengual, Hermes

**Director:** De Marcos Plaza, Julián



**AGRADECIMIENTOS**

*Este proyecto quiero dedicárselo a la buena gente que he conocido en estas tierras, que me han acogido durante casi 4 años, gente que a día de hoy considero que formarán parte de mi vida durante muchos años, huelga hacer nombramientos.*

*Por supuesto, al profesorado y equipo universitario al que he tenido el placer de conocer y, de la gran mayoría, aprender de ellos. Gracias por vuestro tiempo y disposición.*

*Pero en especial quiero darle las gracias a mi madre, Beatriz, por persistir y no tirar la toalla conmigo, ni en los momentos difíciles ni en los fáciles; por apoyarme en todas mis decisiones e intentar no juzgarlas; y por brindarme la oportunidad de estudiar esta carrera. Mamá esto sin ti, no habría sido posible.*



# ÍNDICE

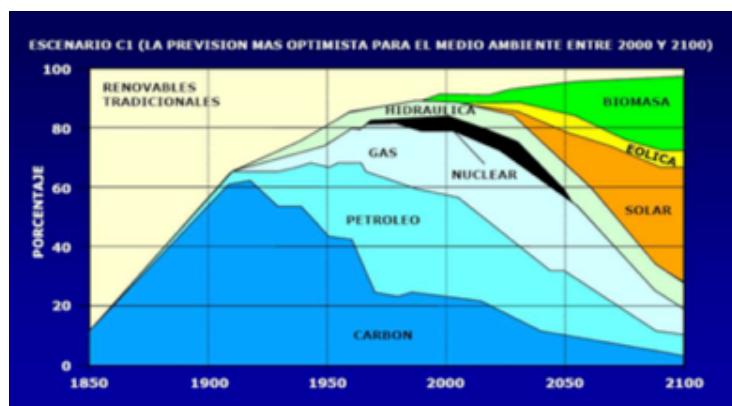
1.	Introducción .....	7
1.1.	Justificación .....	8
1.2.	Objetivo.....	9
1.3.	Situación de la energía eólica en la actualidad .....	9
2.	Sistemas eólicos: Configuraciones y componentes .....	11
2.1.	Configuraciones en sistemas eólicos en función del tipo de generador.....	11
2.1.1.	Aerogeneradores de velocidad constante.....	12
2.1.1.1.	Generador de inducción con rotor de jaula de ardilla (SCIG) .....	12
2.1.2.	Aerogeneradores de velocidad variable .....	13
2.1.2.1.	Generadores de inducción de jaula de ardilla con Full Converter .....	14
2.1.2.2.	Generador de inducción doblemente alimentado con Parcial Converter.....	14
2.1.2.3.	Generador síncrono de imanes permanentes con Full Converter .....	16
2.1.2.4.	Generador síncrono con Full Converter.....	16
2.2.	Máquinas síncronas de imanes permanentes .....	17
2.2.1.	Máquinas PMSM de flujo radial.....	19
2.2.1.1.	Rotor de polos en superficie (SPM) con geometría trapezoidal .....	19
2.2.1.2.	Rotor de polos en superficie (SPM) con geometría sinusoidal.....	19
2.2.1.3.	Rotor de polos incrustados en la superficie (SIPM) con geometría sinusoidal .....	20
2.2.1.4.	Rotor de imanes permanentes en el interior (IPM) con geometría sinusoidal .....	20
2.2.2.	Máquinas PMSM de flujo axial .....	22
2.2.3.	Máquinas PMSM de flujo transversal.....	23
2.3.	Configuraciones en sistemas eólicos con PMSM .....	23
2.3.1.	Direct drive (sin caja de cambios) .....	23
2.3.1.1.	Convertidor Back-to-Back .....	24
2.3.1.2.	Convertidor Boost-VSI .....	24
2.3.2.	Configuraciones poco usuales.....	25
2.4.	Tipos de control de potencia máxima .....	25
2.4.1.	Control por pérdida aerodinámica (Stall Control) .....	25
2.4.2.	Control activo por pérdida aerodinámica (Active Stall Control).....	26
2.4.3.	Control de pitch o variación del ángulo de paso.....	26
3.	Modelo teórico .....	27
3.1.	Modelo aerodinámico de una turbina .....	27
3.1.2.	Punto de máxima potencia de una turbina (MPPT).....	29
3.2.	Modelo del comportamiento dinámico de las partes mecánicas.....	30
3.3.	Modelo de una máquina eléctrica PMSM.....	32
3.3.1.	Modelo general en el sistema de referencia trifásico “abc” .....	32
3.3.1.1.	Campo magnético giratorio.....	32
3.3.1.2.	Inductancias presentes .....	34
3.3.1.3.	Flujo magnético en el estator .....	35
3.3.1.4.	Tensión inducida en el estator.....	36
3.3.2.	Modelo general en el sistema de referencia giratorio “dq” ligado al flujo $\Psi_r$ .....	37
3.3.2.1.	Modelo “dq” general para régimen estacionario y permanente .....	37
3.3.2.2.	Modelo “dq” general en régimen estacionario.....	38
3.3.3.	Modos de funcionamiento.....	39
3.3.3.1.	Modos de funcionamiento como motor .....	39
3.3.3.2.	Modos de funcionamiento como generador.....	41
3.4.	Modelo de un convertidor Back-to-Back.....	42
3.4.1.	Modelo del inversor conectado a red ( $VSI_2$ ).....	42
3.4.1.1.	Modos de funcionamiento.....	44
3.4.1.2.	Generación de consignas para el inversor conectado a red ( $VSI_2$ ) .....	45
3.4.1.3.	Generación de consignas para el rectificador conectado a la PMSM ( $VSI_1$ ) .....	45
3.4.2.	Modelado del bus de continua .....	46
4.	Estrategia de control .....	49

4.1. Fundamento teórico .....	49
4.1.1. Controlador proporcional integral (PI) .....	49
4.1.1.1. Limitación dentro del control PI .....	50
4.1.2. Aproximación a un sistema de segundo orden .....	51
4.2. Control de la velocidad y potencia.....	52
4.2.1. Lazo cerrado de corriente del VSI <sub>1</sub> (Lazo interno).....	52
4.2.2. Lazo cerrado de velocidad del VSI <sub>1</sub> (Lazo externo).....	53
4.2.3. Zonas de funcionamiento.....	53
4.2.3.1. Zonas 0 y 5: Velocidades mínimas y máximas de viento.....	54
4.2.3.2. Zona 1: Regulación a velocidad mínima .....	54
4.2.3.3. Zona 2: Regulación para la extracción de máxima potencia (MPPT) .....	55
4.2.3.4. Zona 3: Regulación a velocidad máxima constante.....	56
4.2.3.5. Zona 4: Limitación de potencia mediante el ángulo pitch .....	57
4.3. Estrategia de control del lado de la red (VSI <sub>2</sub> ) .....	59
4.3.1. Bucle de enganche de fase (PLL) .....	59
4.3.2. Lazo cerrado de corriente del VSI <sub>2</sub> (Lazo interno).....	60
4.3.3. Lazo cerrado de la tensión del bus DC (Lazo externo).....	60
5. Modelo en PSIM .....	63
5.1. Implementación del modelo “dq” de una PMSM .....	63
5.1.2. Implementación del modelo del conjunto mecánico .....	65
5.1.3. Parametrización del modelo.....	66
5.2. Implementación del modelo aerodinámico .....	69
5.2.2. Implementación del control de potencia (variación del ángulo Pitch) .....	70
5.3. Implementación del convertidor Back-to-Back .....	72
5.3.1. Implementación del control de velocidad (generación de consignas para el VSI <sub>1</sub> ).....	74
5.3.1.1. Ajuste del controlador PI asociado al lazo de corriente de VSI <sub>1</sub> .....	75
5.3.1.2. Ajuste del controlador PI asociado al lazo de velocidad de VSI <sub>1</sub> .....	76
5.3.2. Implementación del control de red (generación de consignas para el inversor VSI <sub>2</sub> ).....	77
5.3.2.1. Ajuste del controlador PI asociado al lazo PLL.....	78
5.3.2.2. Ajuste del controlador PI asociado al lazo de corriente del VSI <sub>2</sub> .....	79
5.3.2.3. Ajuste del controlador PI asociado al lazo de tensión del bus DC del VSI <sub>2</sub> .....	80
6. Conclusiones .....	81
7. Bibliografía .....	83

## 1. INTRODUCCIÓN

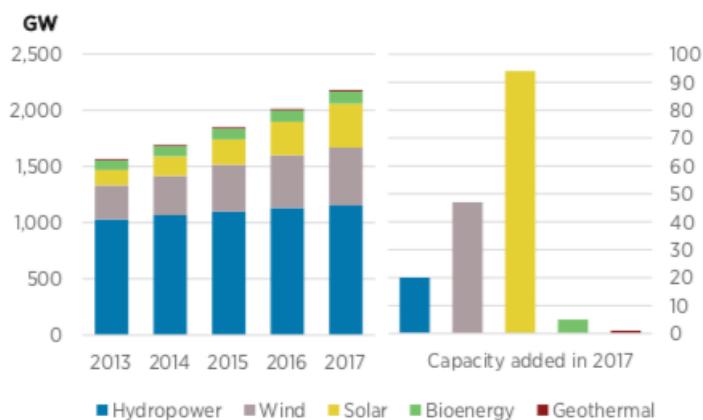
Por fin ha llegado nuestra hora, la de las energías renovables. Ha costado años de transición, pero es más que obvio, que son la apuesta del futuro. Las estadísticas no mienten, los países más desarrollados son los que mayor número de megavatios de energías renovables tienen instalados.

Ante la inminente extinción de los combustibles fósiles, se van abriendo paso las nuevas formas de extracción energética más sostenibles y respetuosas con el medio ambiente.



**Figura 1-1. Evolución del consumo de energía primaria y previsiones para el siglo XXI.**

La regulación de las energías renovables en España empezó a desarrollarse en 1980 con una ley que fomentaba la mini hidráulica (Ley 82/1980 de la conservación de la energía) con el fin de hacer frente a la crisis del petróleo y mejorar la eficiencia energética.



**Figura 1-2. Crecimiento de la potencia renovable instalada.**

Siguiendo la tendencia europea se crearon los primeros precedentes del marco regulatorio en cuanto a las energías renovables, abriendo paso hasta los últimos planes regulatorios que establecen mínimos de crecimiento para estas fuentes a años vista. Como puede ser el Acuerdo de París celebrado en diciembre de 2015, donde se estipuló un plan de actuación para limitar el calentamiento global, cubriendo el periodo posterior al 2020.

A pesar del pesimismo que embriaga a los profesionales del sector debido a la incesante lucha contra gigantes multinacionales a cuyos intereses no obedecen estos objetivos, todo esto no se puede considerar más que una victoria. Aunque la gran

mayoría de los objetivos no se cumplan, es innegable la tendencia hacia el cambio. A veces notablemente mayor entre la población que en los dirigentes de la misma.

Aun viendo la situación con el máximo optimismo posible no se debe olvidar que nos queda un largo camino por recorrer. Una lucha que no abarca únicamente el ámbito profesional, sino, que va más allá. Una lucha que es necesario interiorizar en nuestros hábitos más cotidianos, dentro de la posibilidad de cada individuo.

## 1.1. JUSTIFICACIÓN

La energía eólica es la energía obtenida del viento, la energía cinética del aire en movimiento, conocido como corrientes de aire o viento.

El viento depende directamente del Sol. Debido a la irregular incidencia de la radiación solar sobre la Tierra, se generan zonas de mayor y menor temperatura. En las zonas frías el aire desciende debido a su aumento de densidad, generándose zonas de altas presiones. Mientras que en las zonas calientes el aire asciende generando zonas de baja presión. Esta diferencia de presiones impulsa al aire a desplazarse de un punto de alta presión a un punto de baja, generando corrientes conocidas como viento.

Nuestra sociedad ha aprendido a utilizar el viento desde tiempos inmemoriales, para desplazarse a través de los océanos mediante barcos de vela o para accionar la maquinaria de los primeros molinos de viento, que datan del siglo I. Hasta la actualidad donde se utiliza para accionar turbinas modernas que se empezaron a diseñar en el año 1980 con una potencia máxima de 50 KW.

Puede combinarse con otras energías como la hidráulica, bombeando agua a los embalses con el excedente de energía generado por la eólica, para después turbinarla en tiempos de menor incidencia del viento (véase GORONA del viento, en la isla de El Hierro del archipiélago Canario).

Huelga destacar las innumerables ventajas frente a los combustibles fósiles. Pero sí se destacarán los inconvenientes que presenta este tipo de energía. En primer lugar la incapacidad de predecir los cambios meteorológicos a largo plazo la incapacitan para ser utilizada como única fuente de energía eléctrica. Se debe tener una fuente alternativa para suplir las alteraciones de potencia constantes en la energía eólica, para que no se vea traducido en bajadas sobre las líneas de consumo. Al depender de un factor imprevisible se dificulta la producción con antelación, por eso, en los mercados energéticos se le da prioridad a la energía eólica, también a la solar.

Por otro lado existen inconvenientes medioambientales, como el impacto visual o "paisajístico", perturbaciones sonoras, muerte de aves migratorias y murciélagos, alteraciones en la fauna de la zona, etc.

Uno de los mayor inconvenientes a día de hoy es el llamado hueco de tensión. Que consiste en una reducción brusca de la tensión de la red eléctrica entre un 90 y un 1% de la tensión declarada. Esto provoca que las protecciones de los aerogeneradores de inducción se desconecten de la red para evitar ser dañados, provocando a su vez una nueva perturbación debido a su desconexión de la misma. La solución a este problema tiene dos vertientes, mejorar el sistema eléctrico de los aerogeneradores o bien la utilización de máquinas síncronas que son capaces de adaptarse tanto a variaciones de potencia del viento como a perturbaciones en la tensión de red.

## 1.2. OBJETIVO

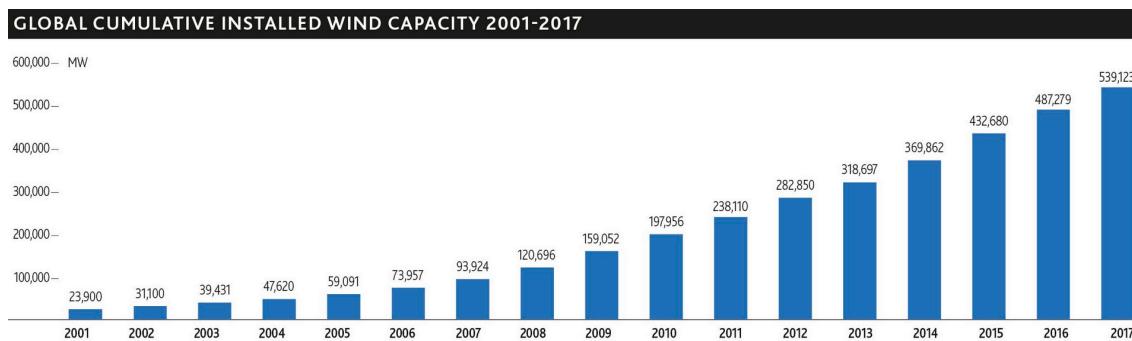
El objetivo de este proyecto es modelar una máquina síncrona de imanes permanentes multipolo, sin necesidad de caja de cambios. Incluyendo los lazos de control y el seguimiento del punto de máxima potencia de trabajo.

Poniendo a prueba el modelo con variaciones en la velocidad del viento y perturbaciones eléctricas en la red del sistema. Para analizar su respuesta y demostrar el gran interés de este tipo de tecnología poco desarrollada hasta el día de hoy.

## 1.3. SITUACIÓN DE LA ENERGÍA EÓLICA EN LA ACTUALIDAD

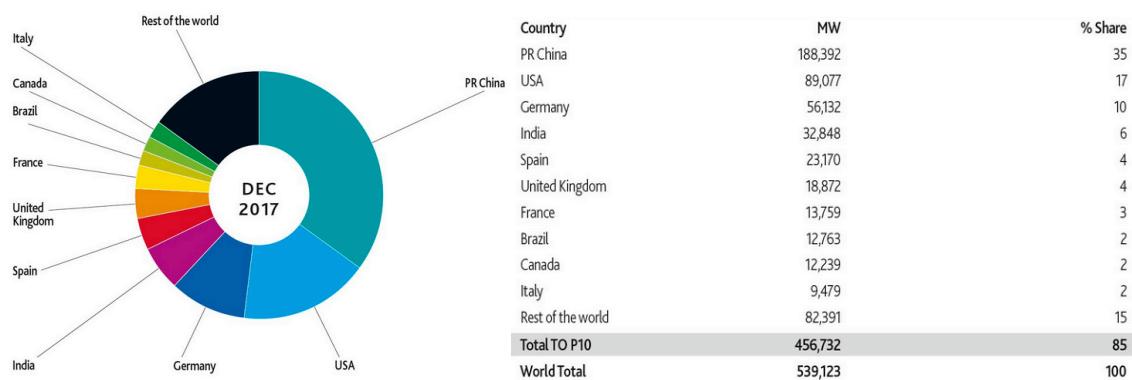
La energía eólica es una de las fuentes con mayor crecimiento dentro del sector, suponiendo un 23% de la energía renovable a finales de 2017, según la Agencia Internacional de Energías Renovables.

El Instituto para la Diversificación y Ahorro de la Energía detalló que en el año 2016 se generaron en España 48.914 GWh eléctricos mediante energía eólica, con una potencia instalada de 22.978 MW.



**Figura 1-3. Potencia eólica acumulada globalmente, instalada entre 2001 y 2017.**

Como se puede observar en el la figura anterior, el crecimiento de esta fuente de energía es exponencial. Esto se debe a las políticas de fomento a las renovables mencionadas anteriormente, desde la Unión Europea se estableció que para el 2030 se deberán cubrir el 35% mediante energías renovables, siendo decisivo el desarrollo de la energía eólica para cumplir dicho objetivo.



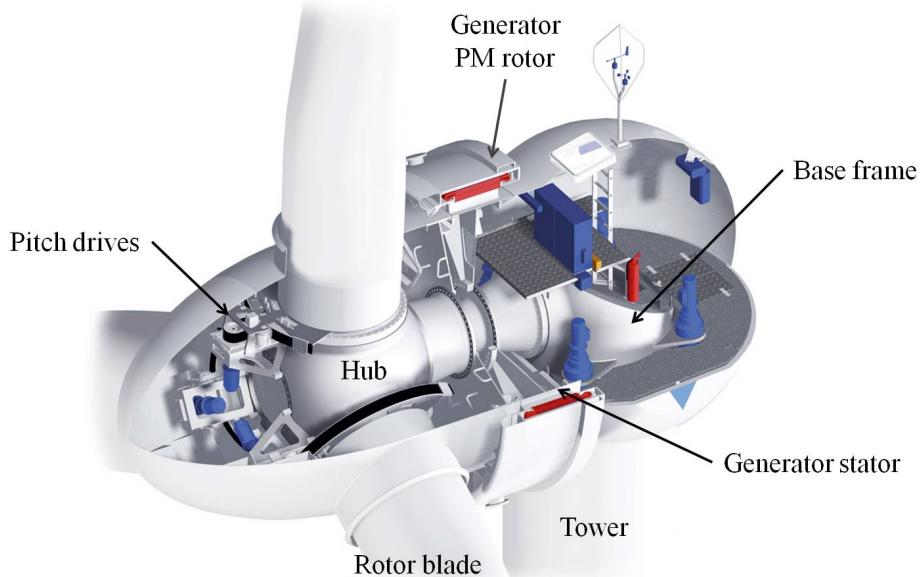
**Figura 1-4. Los 10 países con mayor potencia eólica instalada a nivel mundial.**

La rentabilidad económica de esta tecnología frente a sus competidoras también ha jugado un papel crucial en su desarrollo. La energía eólica es competitiva en costos

o más barata que la energía producida en centrales que se alimentan de combustibles fósiles.

## 2. SISTEMAS EÓLICOS: CONFIGURACIONES Y COMPONENTES

Este capítulo detallará los distintos tipos de configuraciones disponibles dentro de los aerogeneradores en función de qué máquina eléctrica se utilice, las diferentes topologías dentro de las máquinas PMSM y sus diferencias, y los distintos tipos de control que se pueden implementar en función de la zona que se desee regular.



*Figura 2-1. Sección de un aerogenerador con PMSM y direct drive.*

### 2.1. CONFIGURACIONES EN SISTEMAS EÓLICOS EN FUNCIÓN DEL TIPO DE GENERADOR

Las diferentes configuraciones dentro de los sistemas eólicos varían en función de si su velocidad es fija o variable, el tipo de generador eléctrico que lleva incorporado el sistema, necesidad de una caja multiplicadora o no y el sistema electrónico de conversión de energía que utiliza; el cual determinará las estrategias de control aplicables al sistema, tanto de velocidad, como de gestión de potencia entregada.

Para entender los distintos tipos de generadores eléctricos y sus diferencias de comportamiento, se definen las velocidades presentes y otros conceptos necesarios:

$$\omega_e = 2\pi \cdot f_e \quad (2.1)$$

$$\omega_r = \omega_m \cdot P \quad (2.2)$$

$$n_{rpm} = \omega_m \cdot \frac{60}{2\pi} = \frac{60 \cdot f_e}{P} \quad (2.3)$$

Donde:

$\omega_e$ : Velocidad angular electromagnética de red [rad/s].

$f_e$ : Frecuencia de la red eléctrica [Hz].

$\omega_r$ : Velocidad angular del campo electromagnético generado en el rotor [rad/s].

$\omega_m$ : Velocidad angular mecánica del rotor [rad/s].

P: Pares de polos.

$n_{rpm}$ : Velocidad de rotación de la máquina [rpm].

La velocidad angular del campo electromagnético generado por el rotor puede estar en sincronismo con el campo electromagnético del estator (fijado siempre a la frecuencia de red) o no. Cuando no están en sincronismo aparece el concepto de deslizamiento:

$$s = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.4)$$

Donde:

$\omega_s$ : Velocidad angular del campo electromagnético generado en el estator [rad/s].

s: Deslizamiento entre el rotor y el estator.

## 2.1.1. Aerogeneradores de velocidad constante

Se trata de aerogeneradores equipados con generadores de inducción o asíncronos. Suelen utilizar un control de perdida aerodinámica, activo o no, para la limitación de potencia.

Estas máquinas sufren variaciones de velocidad inferiores al 2%, para conseguir un mayor aprovechamiento del viento, la configuración más utilizada es la de un generador asíncrono directamente conectado a la red eléctrica.

### 2.1.1.1. Generador de inducción con rotor de jaula de ardilla (SCIG)

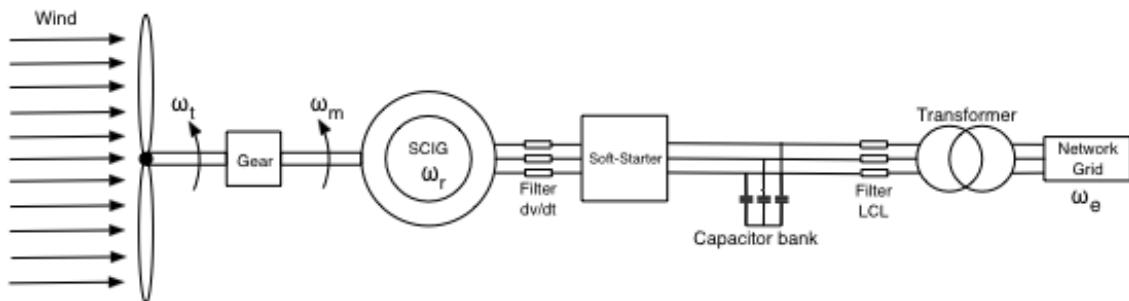


Figura 2-2. Esquema de un sistema eólico de velocidad constante típico.

Se trata de una máquina asíncrona conectada directamente a la red eléctrica. En el generador de inducción con rotor de jaula de ardilla (SCIG) la frecuencia del estator está fijada a la de red (50 Hz), y la velocidad de rotación es prácticamente la de sincronismo (permitiéndose solo un 1% de deslizamiento debido a pérdidas del rotor), considerándose constante:

$$n_{sync} = \frac{60 \cdot f_e}{P} \quad (2.5)$$

Para gestionar la energía reactiva entregada a la red es necesario algún sistema auxiliar tipo "STATCOM". Esta configuración no lo permite, por ello se hace imprescindible incluir un banco de condensadores para corregir el factor de potencia, debido a la energía reactiva que consume para generar el campo magnético del rotor.

Por otro lado, es necesario dotarlo de un sistema de arranque suave (Soft-Starter) para limitar los picos de corrientes al conectar directamente el estator a la red. Este sistema genera el campo magnético de forma más prolongada en el tiempo, evitando así los picos de corriente en el régimen transitorio de la máquina.

Es necesaria una caja multiplicadora con tres etapas de salida normalmente. Esto se debe a que el único control de la velocidad en este sistema está realizado por la caja multiplicadora.

Las fluctuaciones del viento se traducen directamente en fluctuaciones de la potencia entregada a la red, por la inexistencia de un buffer de potencia que permita almacenar de forma transitoria esas variaciones de potencias y permitir al sistema actuar sobre ellas. Cabe mencionar el estrés mecánico que producen estas variaciones en el sistema.

Como ventaja aparece la carencia de escobillas, traducido en un menor mantenimiento.

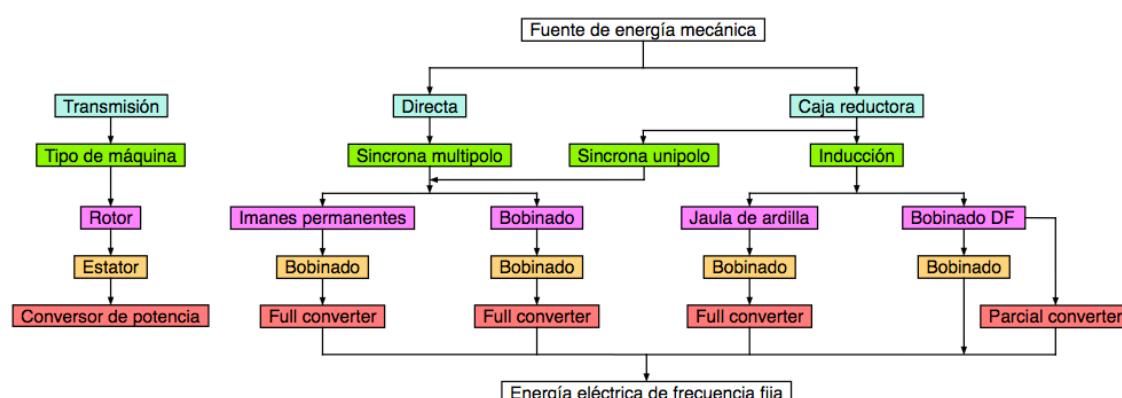
Una variante muy extendida dentro de este sistema es la de emplear un generador asíncrono con dos devanados, uno de 6 polos para velocidades del viento bajas y otro de 4 polos para velocidades del viento mayores.

### 2.1.2. Aerogeneradores de velocidad variable

Estos sistemas ofrecen grandes ventajas sobre los anteriores, permiten ajustar la velocidad de giro de la turbina en función del viento situándose en el punto de trabajo óptimo para extraer la máxima potencia; además, las variaciones bruscas en la velocidad del viento no se traducen en variaciones de potencia entregada a la red, sino que se almacenan en forma de energía cinética del rotor, actuando como un buffer de energía. El tipo de control utilizado para la limitación de potencia se basa en la variación del ángulo pitch.

Son las máquinas con mayor presencia en el mercado, se basan en generadores asíncronos doblemente alimentados (DFIG) y generadores síncronos conectados a la red mediante un bus de continua. Dicho bus de continua puede gestionar el 100% de la energía entregada a la red (Full Converter) o gestionar una fracción de la energía entregada (Parcial Converter). Los Parcial Converter se utilizan únicamente con los generadores de inducción doblemente alimentados. Las máquinas síncronas convencionales deberán gestionar tanto la energía consumida por el rotor como la producida en el estator, para asegurar el sincronismo del que depende su correcto funcionamiento.

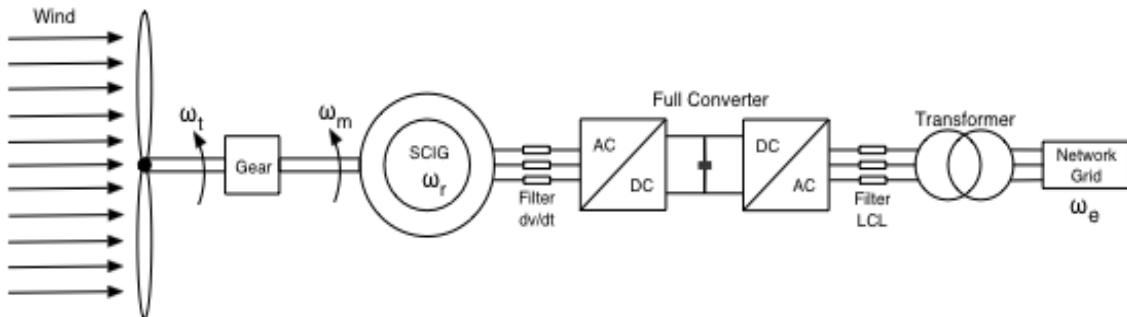
Los convertidores de potencia (indiferentemente de la cantidad de potencia que controlen) permiten gestionar la cantidad de energía activa y reactiva que se entrega a la red, mejorando la interacción con la red respecto a las condiciones de régimen permanente, la calidad de suministro y la estabilidad de la tensión y fase.



**Figura 2-3. Tipos de configuraciones en aerogeneradores de velocidad variable.**

Los sistemas más comunes aparecen en la industria con velocidad variable son los siguientes:

### 2.1.2.1. Generadores de inducción de jaula de ardilla con Full Converter



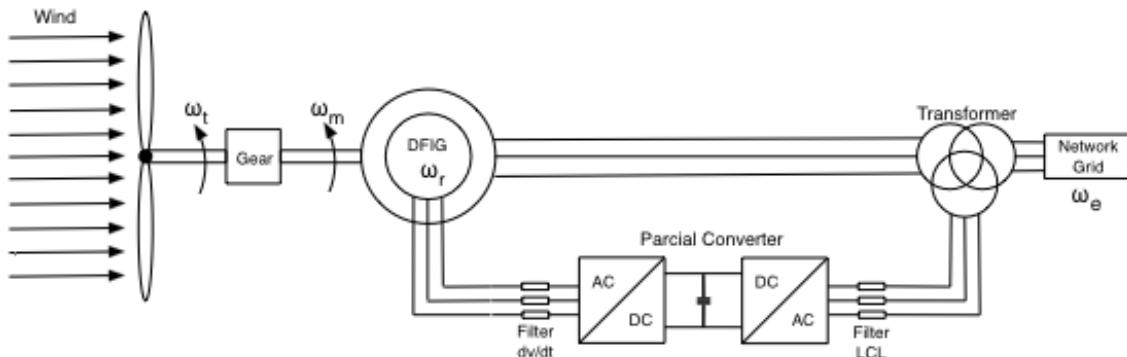
**Figura 2-4. Esquema de un sistema eólico SCIG.**

Son similares al modelo anterior con la diferencia de incorporar un gestor de potencia Full Converter. Este permite que el módulo y la frecuencia de la tensión del estator sean distintos al módulo y frecuencia de la red, lo que permite un control activo sobre la velocidad de giro de la máquina (amplio rango de velocidades).

El Full Converter también permite gestionar la cantidad de potencia activa y reactiva que entrega a la red.

Igual que el modelo anterior es necesaria una caja multiplicadora y carece de escobillas, necesarias para la alimentación activa del rotor.

### 2.1.2.2. Generador de inducción doblemente alimentado con Parcial Converter



**Figura 2-5. Esquema de un sistema eólico DFIG.**

Este sistema acopla el estator del generador directamente a la red mediante un transformador. El convertidor está situado sobre las líneas que controlan la excitación del rotor (Parcial converter), gestionando un 25% aproximadamente de la potencia total entregada a la red. Esto supone un ahorro considerable a la hora de diseñar los componentes electrónicos de potencia, ya que estos no tienen la necesidad de soportar toda la potencia entregada a la red. También se reducen las perdidas de conmutación en un 75% aproximadamente.

Es necesaria una caja multiplicadora para adaptar la velocidad de giro de las palas ( $\omega_t$ ) a la velocidad de giro del generador ( $\omega_m$ ), que es cercana a la de sincronismo. Suele constar de tres etapas y el rango típico de variación es del 33% sobre la velocidad de sincronismo.

Este tipo de generador tiene anillos rozantes y escobillas que permiten la excitación del rotor.

La frecuencia y las amplitudes de las señales de excitación son proporcionales al deslizamiento:

$$f_r = s \cdot f_e \quad (2.6)$$

$$V_r = s \cdot V_s \quad (2.7)$$

Donde:

$f_r$ : Frecuencia de las señales del rotor [Hz].

$V_r$ : Módulo de la tensión de excitación del rotor [V].

$V_s$ : Módulo de la tensión generada en el estator [V].

La potencia aparente del rotor se aproxima mediante la siguiente ecuación:

$$S_r = -s \cdot S_s \quad (2.8)$$

Donde:

$S_r$ : Potencia aparente consumida o generada por el rotor [kVA].

$S_s$ : Potencia aparente generada por el estator [kVA].

Según la ecuación 2.4 y 2.8, se pueden dar tres modos de trabajo que definirán si el rotor consume o no energía:

- En sincronismo: no hay señales en el bus de excitación del rotor.

$$\omega_r = \omega_e \rightarrow s = 0$$

$$S_r = 0$$

- Por debajo de la velocidad de sincronismo: El rotor absorbe energía.

$$\omega_r < \omega_e \rightarrow s > 0$$

$$S_r < 0$$

- Por encima de la velocidad de sincronismo: El rotor produce energía.

$$\omega_r > \omega_e \rightarrow s < 0$$

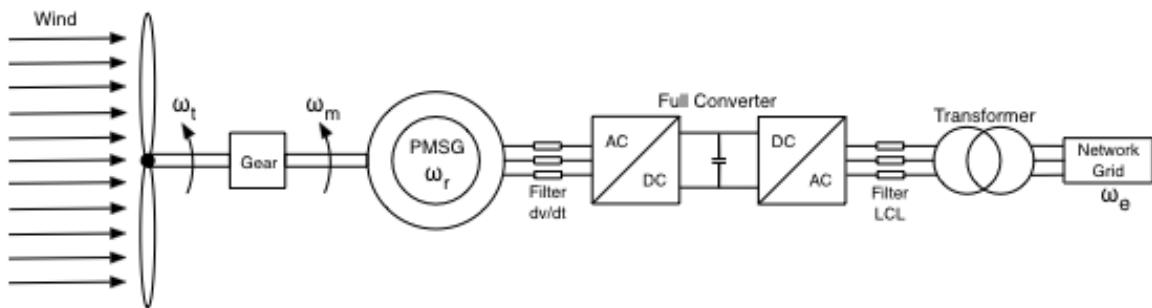
$$S_r > 0$$

Estos sistemas fueron un gran avance en la industria de la generación eléctrica mediante sistemas eólicos. Tienen la capacidad de poder absorber o entregar energía reactiva a la red, una característica única dentro de los aerogeneradores y que solo es posible mediante este tipo de sistema eólico.

El tipo de convertidor de potencia utilizado en esta configuración se trata de un convertidor parcial "Back-to-Back", este convertidor es bidireccional, lo cual permite explotar la cualidad expresada en el párrafo anterior.

El convertidor "Back-to-Back" permite aplicar la estrategia de control de velocidad para la extracción de máxima potencia, mediante el conversor conectado al rotor; y con el conversor conectado al transformador permite gestionar la potencia reactiva consumida o generada por el sistema, asegurando que la potencia generada en el estator tiene una tensión de módulo y frecuencia igual que la de red.

### 2.1.2.3. Generador síncrono de imanes permanentes con Full Converter



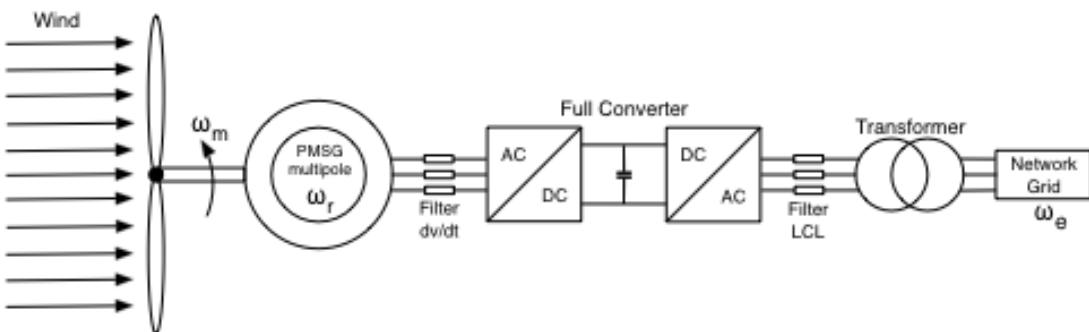
**Figura 2-6. Esquema de un sistema eólico con PMSG.**

Este tipo de configuraciones disponen de un convertidor de potencia que gestiona toda la potencia entregada a la red. De esta forma es posible controlar la cantidad de energía activa y reactiva que se entrega a la red.

Tienen un amplio rango de velocidades de funcionamiento. La caja multiplicadora suele ser de 2 etapas.

Como ventaja destacar que al tener un rotor de imanes permanentes no necesita de escobillas ni anillos de rozamiento para su alimentación evitando ese mantenimiento.

Las máquinas PMSM tienen menor tamaño y mejor rendimiento que los DFIG, pero por contrapartida, los imanes permanentes son notablemente más caros que un rotor bobinado.



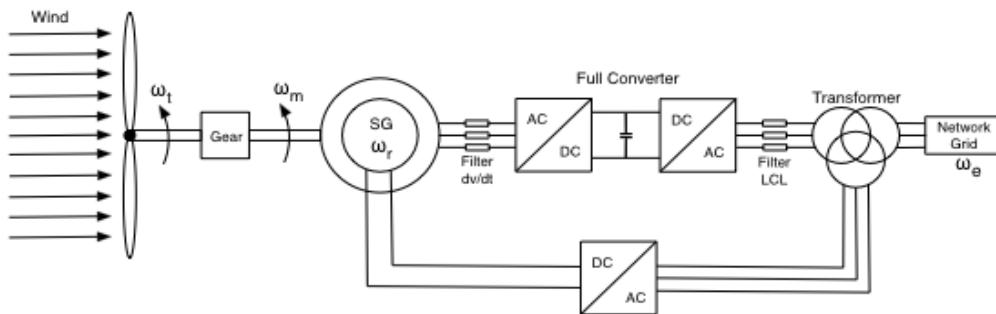
**Figura 2-7. Esquema de un sistema eólico con PMSG multipolo.**

Los generadores PMSM multipolo permiten eliminar la caja multiplicadora. Realizando un pequeño estudio sobre la velocidad media del viento predominante en la zona donde instalar el aerogenerador, obteniendo la velocidad angular mecánica óptima para la turbina y mediante un incremento en los polos de la PMSM ajustar el punto de trabajo sin necesidad de una caja multiplicadora.

Esta característica es de gran interés, se trata de un aerogenerador que apenas necesitaría mantenimiento.

### 2.1.2.4. Generador síncrono con Full Converter

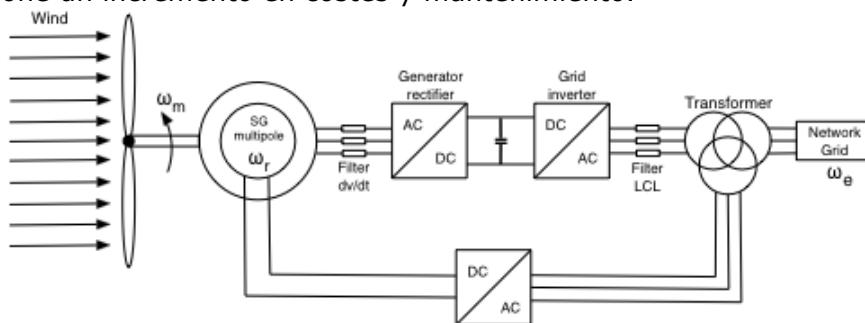
También existen sistemas eólicos equipados con generadores síncronos convencionales, véase las figuras 2-8 y 2-9.



**Figura 2-8. Esquema de un sistema eólico con SG.**

Estos tienen la necesidad de incluir un bus dedicado a la excitación del rotor, el cual debe incluir un rectificador de potencia para convertir la corriente alterna en continua, incrementando las pérdidas por commutación.

Necesita un colector de anillos y escobillas para poder excitar el bobinado del rotor. Esto supone un incremento en costes y mantenimiento.



**Figura 2-9. Esquema de un sistema eólico con SG multipolo.**

También disponen de su variante multipolo que permite suprimir la caja de cambios. Pero se trata de una tecnología con peor rendimiento y de mayores costes que los sistemas de imanes permanentes o DFIG. Por ello, no se considera una configuración viable dentro de la industria a día de hoy.

## 2.2. MÁQUINAS SÍNCRONAS DE IMANES PERMANENTES

Denominadas por sus siglas en inglés PMSM, se trata de máquinas síncronas cuyo rotor en lugar de estar devanado viene provisto de imanes permanentes que generan un campo magnético sin necesidad de campo eléctrico. Este tipo de máquina eléctrica se ve cada vez más en la industria debido al gran número de ventajas que presentan.

Por ejemplo, si se utilizan imanes de gran energía (NdFeB), la máquina tendrá un tamaño menor y una inercia menor; además, los imanes permanentes proveen de una eficiencia mayor a las máquinas eléctricas, un factor de potencia estable y una enorme flexibilidad en el diseño como se demostrará a continuación. También se eliminan las pérdidas en el cobre asociadas a los devanados del rotor. Como contrapartida son materiales muy caros.

Los imanes permanentes están compuestos de materiales que retienen la magnetización cuando se elimina el campo externo. Las corrientes que circulan a través del estator magnetizan y desmagnetizan los imanes. Se debe tener en cuenta para los transitorios, cuyos picos son capaces de debilitar su campo magnético; además, a altas temperaturas resultan más fácil de desmagnetizar. El campo magnético se pierde a la "temperatura de Curie", distinta para cada material; para evitar esta situación se suele dotar a estas máquinas de sistemas de protecciones para los transitorios (Dampper).

En la gráfica siguiente se puede observar cómo se reduce el campo de inducción magnética B a medida que aumenta la excitación magnética H.

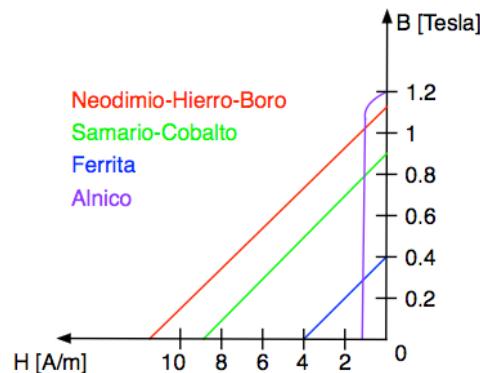


Figura 2-10. Gráfica H-B.

El "NdFeB" presenta las mejores características magnéticas, pero tiene una temperatura de servicio muy baja.

Las tipologías de rotor varían en función de la dirección del flujo, la posición de los imanes y su geometría. El número de polos no influye en la tipología del rotor, únicamente define si la máquina es multipolo o no.

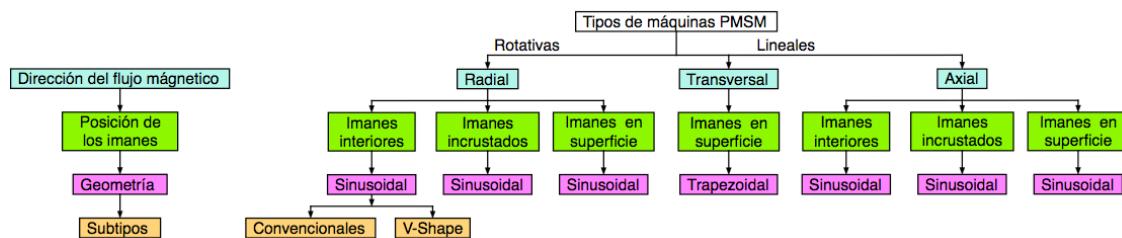


Figura 2-11. Tipologías típicas para máquinas PMSM

En este tipo de máquinas el flujo magnético lo generan los imanes permanentes del rotor. El eje "d" del sistema de referencia giratorio (véase ANEXO 1) se alinea con el flujo generado por los imanes, es decir, atraviesa por el centro al único o a uno de los pares de polos que contenga el rotor; y el eje "q" atraviesa la sección de hierro situada entre los imanes:

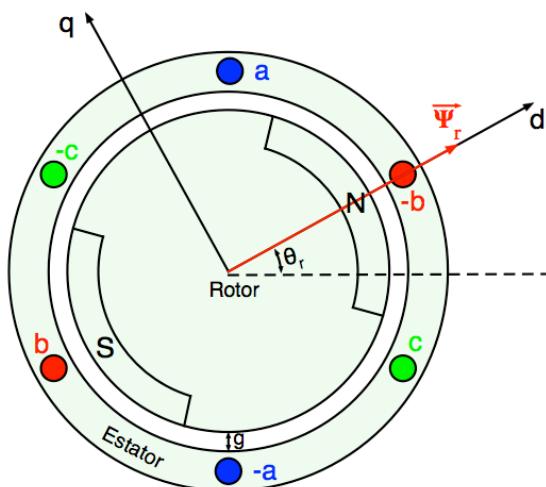


Figura 2-12. Modelo de una PMSM trifásica con rotor monopolo de PM incrustados (SIPM).

## 2.2.1. Máquinas PMSM de flujo radial

Son las más comunes dentro de la industria, se usan como servomotores, accionamientos eléctricos de posicionamiento, motores o generadores. Existen modelos que superan 1MW de potencia utilizados en accionamiento de transportes.

### 2.2.1.1. Rotor de polos en superficie (SPM) con geometría trapezoidal

A esta tipología se la denomina comercialmente como “Brushless DC motor” (BLDC o BLDM). Tiene los devanados del estator muy concentrados pero con distribución sinusoidal.

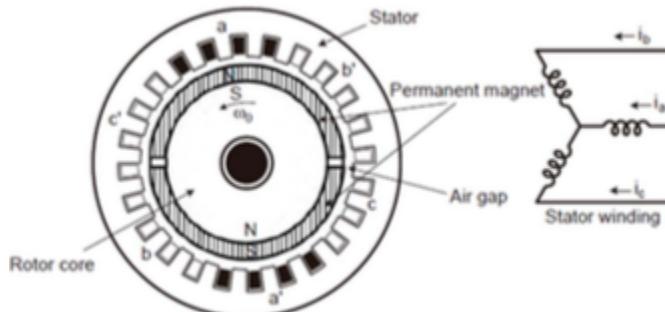


Figura 2-13. Sección de una PMSM tipología BLDC.

La fuerza electromotriz que generan tiene una forma de onda trapezoidal, no como las demás tipologías que generan ondas sinusoidales. Por lo que se hace indispensable un convertidor electrónico “Six-Step” que gestione la corriente para que la máquina pueda desarrollar par. Normalmente consta de sensores Hall incorporados que detectan la posición del rotor.

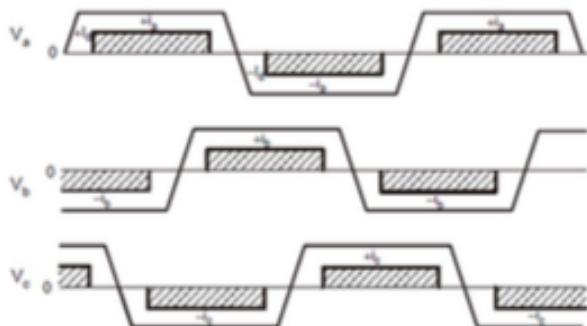
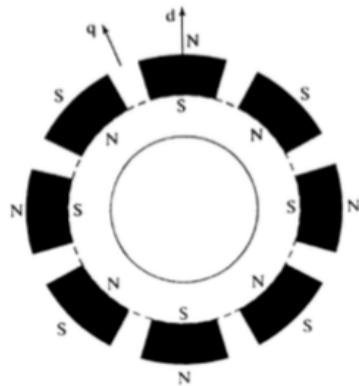


Figura 2-14. Tensiones generadas en el estator.

Como ventaja tienen un diseño y proceso de fabricación simple, lo que se traduce en una reducción de los costos. Por el contrario, su rendimiento es menor y en las variaciones de velocidad se comporta de forma brusca.

### 2.2.1.2. Rotor de polos en superficie (SPM) con geometría sinusoidal

Teniendo en cuenta que la reluctancia de los imanes permanentes y el aire son muy bajas, a este tipo de rotor se considera “sin saliencia”, debido a que la impedancias magnéticas o reluctancias asociadas a los ejes “dq” se pueden considerar simétricas, por eso recibe el nombre de rotor de “polos lisos”.



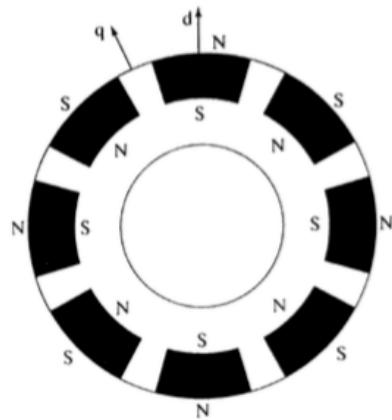
**Figura 2-15. Rotor con imanes permanentes en la superficie (SPM).**

El rotor está fabricado en un material ferromagnético, normalmente hierro sólido o laminado. Se fijan los imanes permanentes en su superficie, la impedancia magnética que sufre un devanado del estator es igual para cualquier posición del rotor:

$$L_{sd} = L_{sq}$$

#### **2.2.1.3. Rotor de polos incrustados en la superficie (SIPM) con geometría sinusoidal**

Se considera una tipología con "saliencia" debido a que el material ferromagnético que compone el rotor tiene una impedancia magnética menor que los imanes permanentes. Es decir, la reluctancia es asimétrica, la reluctancia asociada a la componente "q" del flujo es menor que en la componente "d". A las máquinas con saliencia se las denomina de "polos salientes".



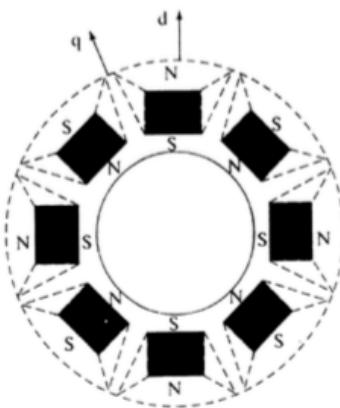
**Figura 2-16. rotor de imanes permanentes incrustados (SIPM)**

Tanto la componente del flujo "d" como la "q" atraviesan el entrehierro entre el estator y el rotor, pero además la componente "d" atraviesa los imanes, cuya reluctancia es alta, por lo que:

$$L_{sd} < L_{sq}$$

#### **2.2.1.4. Rotor de imanes permanentes en el interior (IPM) con geometría sinusoidal**

Igual que la tipología SIPM consta de reluctancias asimétricas para las componentes "d" y "q" del flujo, por lo que se considera que tiene "saliencia".

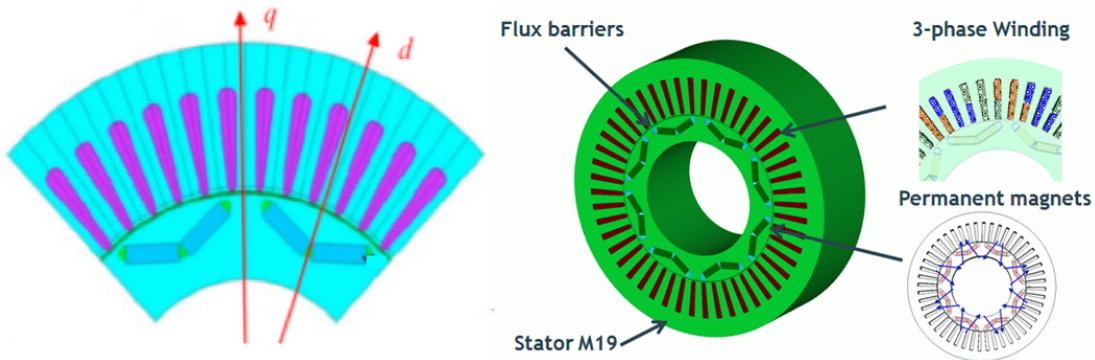


**Figura 2-17. Rotor de imanes permanentes situados en el interior (IPM).**

Debido a que las impedancias magnéticas asociadas al eje "d" y al eje "q" son asimétricas, siendo superior la asociada al eje "d" por tener que atravesar los imanes permanentes, la inductancia presente en el estator en el sistema de referencia giratorio también constará de dos componentes que también cumplirán:

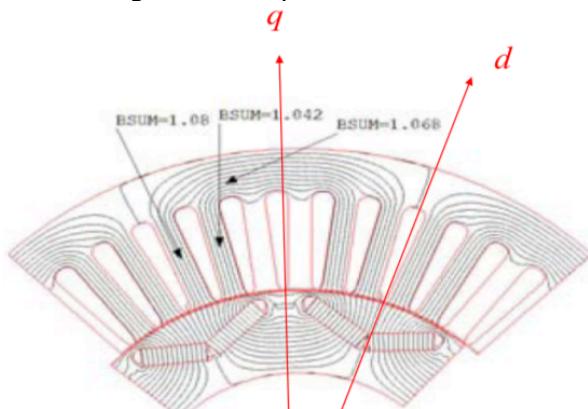
$$L_{sd} < L_{sq}$$

Dentro de esta tipología (IPM) aparece un subtipo distinto denominado V-Shape:



**Figura 2-18. Subtipo V-shape para rotor tipo IPM.**

Esta configuración consta de una barrera de flujo que se fabrican en un material diamagnético, canalizando el flujo por los vértices y espacios entre imanes; generando así una fuerza magnética muy elevada.

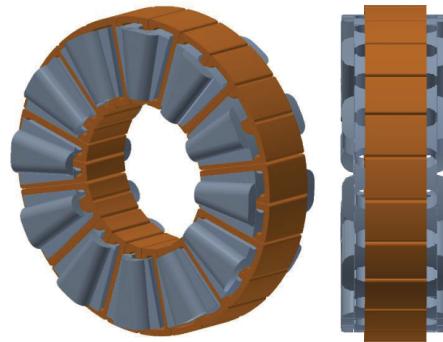


**Figura 2-19. Diagramas de flujo a través del rotor V-shape.**

Según los datos proporcionados por Toyota, el modelo de coche híbrido "Prius" de 2003 incorporaba un rotor de imanes interiores en superficie; en 2004 incorporaron la topología de la figura anterior obteniendo un 50% de potencia más que en el modelo IPM convencional del año anterior.

## 2.2.2. Máquinas PMSM de flujo axial

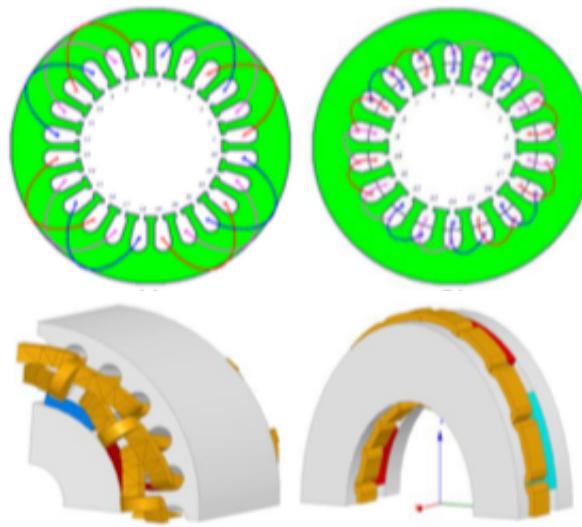
Esta tipología cada vez está más presente en el mercado, sobre todo en aplicaciones Direct Drive (sin caja de relaciones). Aunque tienen rendimientos inferiores a las máquinas de flujo radial.



**Figura 2-20. PMSM de flujo axial SPM.**

Ventajas sobre las máquinas PMSM de flujo radial:

- Tienen un par transversal muy bajo, lo que provoca que los cojinetes produzcan menos ruido y tengan una vida más larga (En máquina sin ranurar).
- Mayor ratio de par/volumen.
- Longitud axial corta.
- Su devanado es mucho más simple.



**Figura 2-21. Comparación en 2D y 3D del flujo generado por una PMSM radial (izquierda) y una PMSM axial (derecha).**

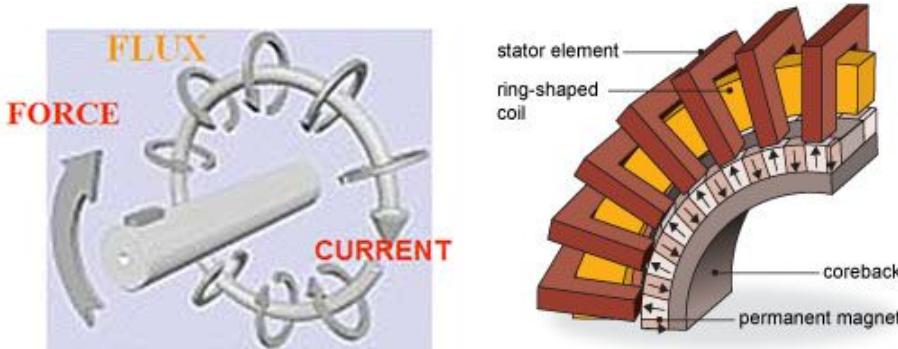
Desventajas sobre las máquinas PMSM de flujo radial:

- Menor ratio par/masa.
- Diámetro exterior más grande.
- Gran número de pares de polos, lo que provoca inestabilidad estructural (En máquina sin ranurar).
- Dificultad a la hora de mantener el entrehierro constante a lo largo del diámetro (En máquina ranurada).
- Dificultad de fabricación a la hora de abordar el núcleo del estator (En máquina ranurada).

### 2.2.3. Máquinas PMSM de flujo transversal

Las ventajas que presentan este tipo de máquinas frente a las de flujo radial (longitudinales) son:

- Una mayor densidad de fuerza.
- Pérdidas en el cobre considerablemente más bajas.
- Devanados simples.



**Figura 2-22. Diagrama de fuerza, flujo y corriente (izquierda). Sección de una PMSM de flujo transversal (derecha).**

Por desventaja, son más difíciles de fabricar que las máquinas de flujo radial o axial debido a que el flujo no se desplaza sobre un plano; se desplaza a través de las tres dimensiones.

## 2.3. CONFIGURACIONES EN SISTEMAS EÓLICOS CON PMSM

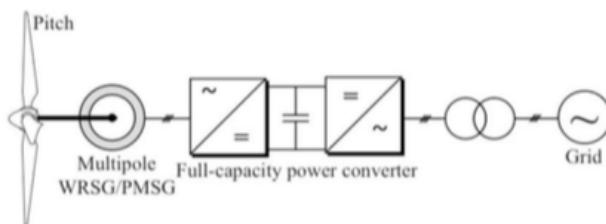
Existen innumerables tipos de convertidores de potencia y configuraciones posibles para el control de máquinas eléctricas PMSM, siempre dentro de las limitaciones de que el convertidor debe ser Full-Converter.

Solo se detallan las configuraciones utilizadas en máquinas PMSM de las que se ha encontrado bibliografía:

### 2.3.1. Direct drive (sin caja de cambios)

Esta configuración se ha mencionado en el apartado anterior igual que sus ventajas.

Se basa en aprovechar la posibilidad de aumentar el número de polos, aumentando así el par de accionamiento necesario para adaptar las turbinas a las velocidades de viento de la zona de instalación sin necesidad de una caja de relaciones:



**Figura 2-23. Esquema de la configuración direct drive.**

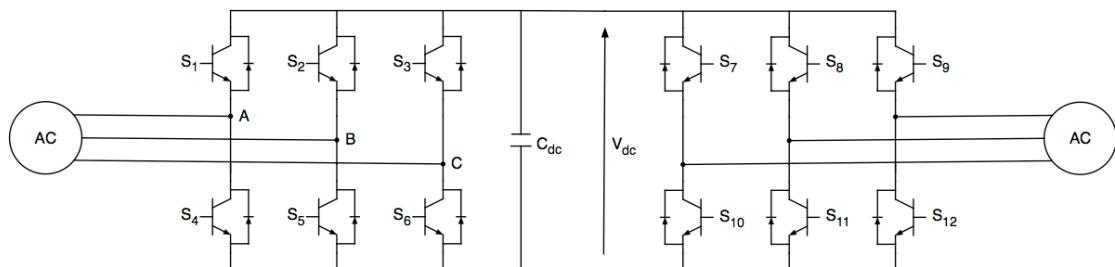
Al eliminar la caja de cambios se reducen los costes y el mantenimiento. También se reduce la longitud de la góndola, pero se aumenta su diámetro para alojar los imanes permanentes.

Se utilizan dos tipos de controladores dentro de esta configuración:

### 2.3.1.1. Convertidor Back-to-Back

El conversor Back-to-Back está compuesto por dos convertidores VSI trifásicos conectados en paralelo, uno conectado a lado de la red funcionando como inversor y otro conectado al lado del generador funcionando como rectificador.

Este tipo de convertidor no solo se utiliza para la gestión de potencia generada, también podría utilizarse para gestionar potencia consumida o para gestionar intercambios de potencia entre dos redes eléctricas. Es decir, se utiliza para gestionar flujos de potencia entre dos sistemas de corriente alterna.

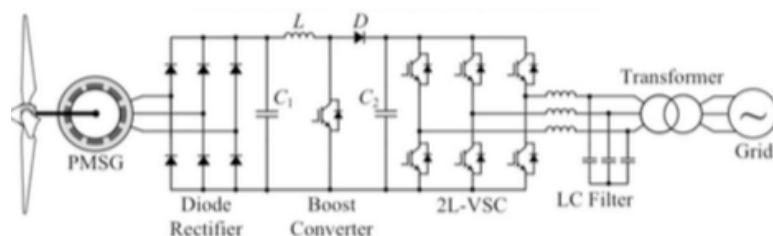


**Figura 2-24. Esquema eléctrico simplificado de un convertidor Back-to-Back.**

Los convertidores comparten el bus de continua, a través del semiconductor capacitivo ( $C_{DC}$ ), el cual permite que se puedan controlar independientemente dentro de ciertas limitaciones de potencia. Son dos convertidores desacoplados donde la amplitud, fase y frecuencia se pueden controlar de forma independiente en uno y en otro.

### 2.3.1.2. Convertidor Boost-VSI

Una variante del convertidor Back-to-Back es utilizar un rectificador de diodos trifásico en el lado del generador, conectado a un convertidor Boost a la salida del bus DC; y para la gestión de la potencia entregada a red se mantiene el inversor VSI<sub>2</sub>. De esta forma se puede gestionar la tensión en los bornes del estator mediante un único transistor, reduciendo las pérdidas por conmutación considerablemente, y simplificando el control del lado del generador.

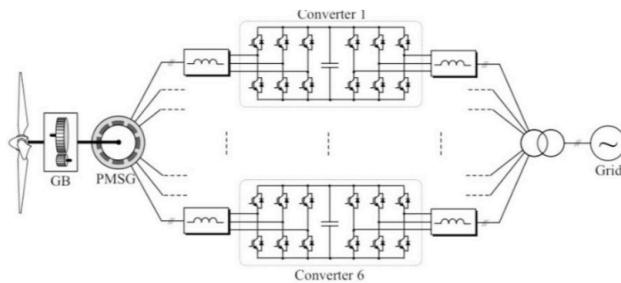


**Figura 2-25. Esquema para la configuración direct drive con convertidor Boost-VSI.**

El convertidor Boost DC-DC se utiliza para elevar la tensión generada y su control actúa para extraer la máxima potencia de viento (MPPT); y el inversor conectado a red gestiona la amplitud y frecuencia de la tensión entregada a red, y el factor de potencia.

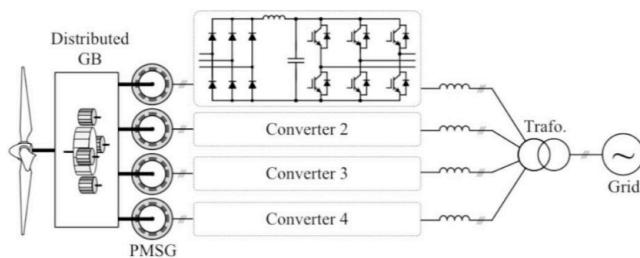
Se trata de un convertidor barato con una topología simple. El control es sencillo. Pero provoca armónicos en el estator del generador.

### 2.3.2. Configuraciones poco usuales



**Figura 2-26. PMSG con multidevanado en el estator.**

Esta configuración se basa en incluir un convertidor Back-to-Back por cada tres devanados del estator. Es muy eficiente y tolera bien los huecos de tensión.



**Figura 2-27. PMSG con tren de distribución.**

En esta el tren de distribución se encarga de repartir la potencia turbina entre las máquinas PMSM.

## 2.4. TIPOS DE CONTROL DE POTENCIA MÁXIMA

La potencia generada por el aerogenerador depende de forma totalmente directa a la potencia eólica disponible, como esta no es posible gestionarla se actúa directamente sobre los elementos de extracción de potencia, las palas.

Este control actúa directamente sobre el disco rotor, modificando las características aerodinámicas del sistema de forma pasiva (diseño aerodinámico) o activa (variación del ángulo de paso). Su cometido es permitir al aerogenerador seguir extrayendo potencia a velocidades de viento superiores a la nominal y proteger al sistema ante incidencias de viento periódicas o continuadas superiores al rango de trabajo.

### 2.4.1. Control por pérdida aerodinámica (Stall Control)

El Stall Control o control por pérdida aerodinámica, se basa en turbinas cuyas palas están acopladas de forma fija al buje del rotor (no permiten variación del ángulo pitch); el perfil aerodinámico de las palas está diseñado de forma que al alcanzar la velocidad nominal o de diseño, la componente de sustentación de la pala comienza a reducirse, de forma que no puede alcanzar velocidades de rotación superiores a la nominal.

La base de la pala tiene un ángulo de incidencia del viento o ángulo de ataque, mayor que en la punta. La pala está torsionada de forma que a velocidades de viento elevadas se provoque una pérdida de sustentación a lo largo de la misma.

Como ventajas destacan la ausencia de partes móviles y el sistema de control necesario. Por el contrario, aparece una complejidad de diseño aerodinámico y problemas derivados de las vibraciones generadas por la pérdida de sustentación. Este tipo de control presenta más problemas que ventajas, de ahí que apenas se utilice hoy día.

### **2.4.2. Control activo por pérdida aerodinámica (Active Stall Control)**

Para aerogeneradores de mayor potencia se incorporaron palas con cierto margen a la hora de modificar su ángulo de paso (variación inferior a 10°). De esta forma se conseguía ajustar mejor el perfil aerodinámico para velocidades de viento elevadas, permitiendo un rango de trabajo mayor que en el control de Stall clásico.

La principal diferencia entre el Active Stall Control y el control de pitch es que en caso de que el aerogenerador alcance su potencia de saturación (la potencia turbinada es igual a la nominal), las palas girarán en sentido contrario al que lo haría el control de pitch. De forma que la perdida de potencia ya no es provocado por una pérdida de sustentación gradual al ángulo de paso; sino que, la pérdida de sustentación se provoca generando un régimen turbulento en el plano del disco rotor de las palas, teniendo una pérdida de potencia más rápida pero menos controlada que con el control de ángulo de pitch.

Es más exacto que el control Stall pasivo, permite que la máquina pueda funcionar a potencia nominal dentro de un amplio rango de velocidades de viento.

### **2.4.3. Control de pitch o variación del ángulo de paso**

Este es el sistema de control de máxima potencia que utilizan los aerogeneradores modernos. El diseño de la pala es el óptimo para obtener la máxima componente de sustentación en cada fragmento de pala, con su torsión en punta para corregir las pérdidas turbulentas generadas en la punta de las palas y su correspondiente ensanche en la base para dirigir el viento incidente en el rotor. Este control consiste en variar de forma gradual el ángulo de paso de la pala en función del incremento en la potencia de viento disponible sobre la potencia nominal del aerogenerador.

Este tipo de control reduce la componente de sustentación de forma totalmente lineal al incremento de la velocidad del viento; y además, permite, en caso de alcanzar velocidades de viento peligrosas para los elementos mecánicos del sistema, orientar las palas con 90° de pitch eliminando por completo la componente de sustentación del sistema.

### 3. MODELO TEÓRICO

#### 3.1. MODELO AERODINÁMICO DE UNA TURBINA

La potencia eólica disponible es el primer concepto a definir dentro de este apartado teórico y viene definida por la mitad del producto del área de barrido, la densidad del aire y el cubo de la velocidad del viento:

$$P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot V_v^3 \quad (3.1)$$

Donde:

$\rho$ : es la densidad del aire, cuyo valor medio es 1.225 [kg/m<sup>3</sup>].

$A$ : es el área barrida [m<sup>2</sup>].

$V_v$ : es la velocidad del viento [m/s].

No es posible absorber toda la potencia eólica disponible, por lo que se añade un término a la formula anterior denominado coeficiente de potencia. Este coeficiente es la relación entre la potencia eólica disponible y la absorbida por la turbina, cuyo valor máximo lo determina la teoría del "límite de Betz" y define, por tanto, la eficiencia de la turbina a la hora de transformar la energía cinética del aire en energía mecánica de rotación:

$$C_p = \frac{P_T}{P_v} \rightarrow C_{p\ max} = \frac{16}{27} \approx 0,5926 \quad (3.2)$$

El coeficiente de potencia se deduce mediante la teoría aerodinámica del momento unidimensional y el principio de Bernouilli para fluidos no viscosos.

Definiendo la potencia absorbida por la turbina mediante la siguiente ecuación:

$$P_T = C_p \cdot P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot V_v^3 \cdot C_p \quad (3.3)$$

En la práctica las turbinas de tres palas utilizadas hoy en día tienen un valor de coeficiente de potencia que oscila entre 0.52 y 0.55.

El coeficiente de potencia se suele representar en función del coeficiente de velocidad específica ( $\lambda$ ) y del ángulo de pala o pitch ( $\beta$ ).

El ángulo pitch o de pala aparece únicamente en aerogeneradores de control activo de pérdida aerodinámica (Active stall control). Básicamente, se basa en modificar el ángulo de ataque del viento sobre el perfil alar de las palas de la turbina para generar una pérdida aerodinámica cuando las velocidades de viento superan la velocidad óptima de funcionamiento, reduciendo así el coeficiente de potencia. Esto permite que nunca se supere la potencia nominal de la máquina, lo que podría acarrear mal funciones o daños en el sistema.

El coeficiente de velocidad específica o TSR por sus siglas en inglés (Tip-Speed-Ratio) se trata de la relación entre la velocidad tangencial del extremo de la pala y velocidad lineal de viento incidente en el plano del rotor.

$$\lambda = \frac{V_p}{V_v} = \frac{\omega_t \cdot R}{V_v} \quad (3.4)$$

Donde:

$V_p$ : es la velocidad lineal de la punta de la pala [m/s].

$R$ : Radio de las palas de la turbina [m].

$\omega_t$ : Velocidad angular de la turbina [rad/s].

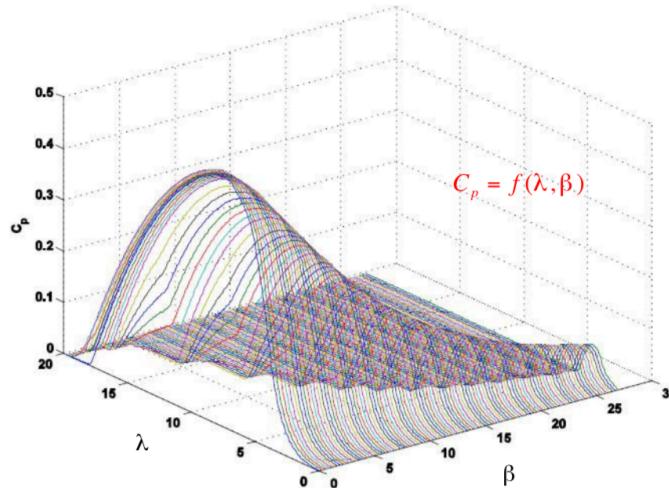


Figura 3-1. Gráfico en 3D del coeficiente de potencia en función del ángulo pitch y el TSR.

Según la ecuación 3.4 existe una relación directa entre la velocidad de rotación de la turbina y el TSR, a mayor TSR mayor velocidad de giro en el eje, aumentando así la generación de energía del sistema. Los valores óptimos para el TSR se dan cuando la punta de la pala gira entorno 8-9 veces más rápido que la velocidad del viento incidente.

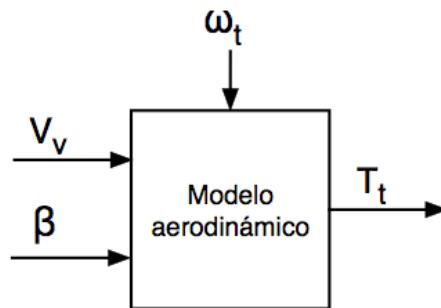


Figura 3-2. Esquema de las entradas y salidas del modelo aerodinámico.

Para el modelo se utiliza el siguiente sistema de ecuaciones como aproximación para obtener el coeficiente de potencia:

$$C_p = f(\lambda, \beta) = 0.5176 \cdot \left( \frac{116}{\lambda_t} - 0.4 \cdot \beta - 5 \right) \cdot e^{-\frac{21}{\lambda_t}} + 0.0068 \cdot \lambda \quad (3.5)$$

$$\frac{1}{\lambda_t} = \frac{1}{\lambda + 0.08 \cdot \beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (3.6)$$

La expresión matemática del par aplicado por el rotor de la turbina al eje:

$$T_t = \frac{P_t}{\omega_t} = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot r^3 \cdot C_p \cdot V_v^2 \cdot \frac{1}{\lambda} \quad (3.7)$$

### 3.1.2. Punto de máxima potencia de una turbina (MPPT)

Para extraer la máxima potencia del viento cuando la velocidad de este varía, es necesario modificar la velocidad angular del rotor:

$$P_{T\_max} = C_{p\_max} \cdot P_v = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A \cdot V_v^3 \cdot C_{p\_max} \quad (3.8)$$

En la ecuación 3.8, el coeficiente de potencia debe mantenerse constante en su máximo. Para ello el TSR debe situarse en su valor óptimo y mantenerse constante:

$$C_p(\lambda, \beta) = C_p(\lambda_{opt}, 0) = C_{p\_max} \quad (3.9)$$

Ahora, se asume un valor de TSR constante y un valor de pitch igual a cero. Teniendo en cuenta la ecuación 3.4, la velocidad angular del rotor dependerá directamente de la velocidad del viento. Si el TSR se mantiene constante en su valor óptimo, entonces, para obtener el valor máximo del coeficiente de potencia la turbina debe girar a una velocidad angular específica para cada velocidad de viento:

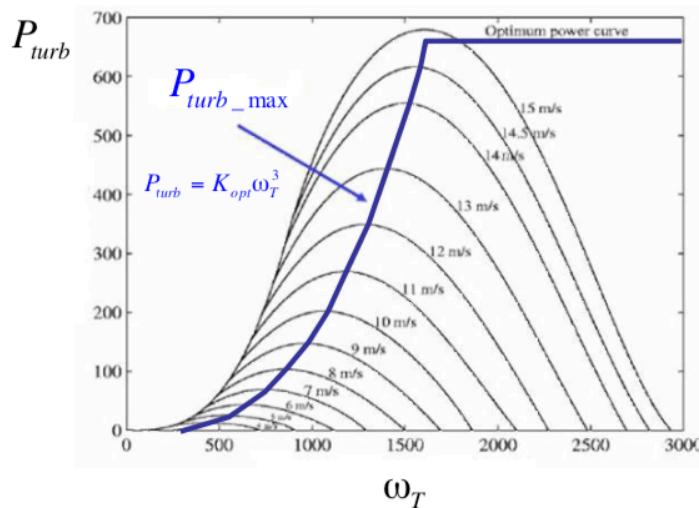
$$\omega_{t\_opt} = f(V_v) = \lambda_{opt} \cdot \frac{V_v}{R} \quad (3.10)$$

Donde:

$\lambda_{opt}$ : TSR óptimo.

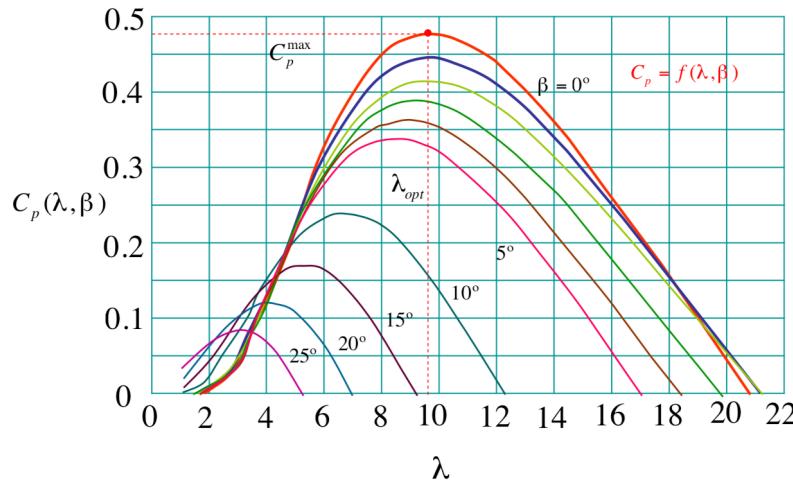
$\omega_{t\_opt}$ : velocidad angular optima de la turbina para una velocidad de viento determinada [rad/s].

Para cada valor de velocidad de viento dentro del rango de trabajo existirá una velocidad de angular de la turbina óptima, que otorgará el valor máximo posible al coeficiente de potencia y por tanto permitirá extraer la máxima potencia del viento.



**Figura 3-3. Gráfico de la potencia turbinada en función de la velocidad angular de rotor.**

En la figura anterior se puede observar la línea de trabajo en la que interesa mantener a nuestro sistema para extraer la máxima potencia. La potencia extraída se limita por la potencia nominal de la máquina eléctrica, de forma que la potencia turbinada solo podrá ser menor o igual. Llegado ese punto se activa el control del ángulo de paso, aumentando en relación directa con la velocidad del viento, disminuyendo el valor del coeficiente de potencia y manteniendo así la potencia a valor constante.



**Figura 3-4. Curvas de  $C_p$  para distintos valores del ángulo pitch en función del TSR.**

En resumen, una vez alcanzado el  $C_{p,\max}$  si la velocidad del viento aumenta la velocidad angular de la turbina también lo hará en relación al TSR óptimo; manteniendo constantes así el  $C_{p,\max}$  y TSR óptimo hasta alcanzar la velocidad angular nominal del sistema, donde se aplica otra zona de trabajo que no corresponde al punto de seguimiento de máxima potencia.

### 3.2. MODELO DEL COMPORTAMIENTO DINÁMICO DE LAS PÁRTES MECÁNICAS

El conjunto mecánico está compuesto por el rotor de la turbina, eje de unión y el rotor del generador. Su dinámica se define por tres parámetros: momento de inercia ( $J$ ), coeficiente de elasticidad o rigidez del eje ( $k$ ) y el coeficiente de amortiguamiento ( $B$ ). A continuación se detallan estas constantes:

- **Momento de inercia ( $J$ ):** El momento de inercia asignado a la turbina ( $J_t$ ) y el momento de inercia asignado al generador ( $J_m$ ) incluyen su porción del eje. En este modelo se asumen las palas de la turbina unidas al eje de forma rígida, por lo que carecen de un momento de inercia propio.
- **Coeficiente de rigidez torsional o elasticidad del eje ( $k$ ):** Este coeficiente define la relación entre el par transmitido y el giro entre los dos extremos del eje.

La máxima rigidez del sistema pertenece al rotor de la máquina eléctrica, la rigidez del eje que conecta el rotor con la turbina tiene una magnitud 100 veces menor y la de la turbina es unas 50 veces menor que la del generador. Por este motivo las vibraciones en un sistema mecánico de estas características son inevitables y se deben tener en consideración la frecuencia y amplitud de las mismas ya que pueden influir en el comportamiento del aerogenerador. En este modelo se considera elementos rígidos a la turbina y al rotor, pero no al eje que los conecta, por lo que solo existirá un coeficiente de rigidez torsional ( $k_{tr}$ ).

- **Coeficiente de amortiguamiento ( $B$ ):** Este coeficiente depende de varios factores, entre los que destacan la naturaleza de las fuerzas que actúan sobre las palas, incluyendo las fuerzas de rozamiento asociadas a cada elemento, y la histéresis del material del que está compuesto el eje. El estudio de estos factores es muy complejo y normalmente se determina de forma empírica.

Al considerar al eje un elemento no rígido se debe tener en cuenta el par que pueda absorber. La ecuación que define el par soportado o absorbido por el eje es:

$$T_m = k_{tr} \cdot \gamma_{tr} + B_{tr} \cdot (\omega_t - \omega_m) \quad (3.11)$$

Donde:

$T_m$ : Par transmitido al eje [Nm].

$k_{tr}$ : constante de elasticidad del eje [Nm/rad].

$\gamma_{tr}$ : Ángulo entre la turbina y el rotor de la máquina [rad].

$B_{tr}$ : Coeficiente de amortiguamiento mutuo del eje [N·m<sup>2</sup>].

$\omega_t$ : velocidad angular de la turbina [rad/s].

$\omega_m$ : velocidad angular del rotor de la máquina eléctrica [rad/s].

En el modelo del conjunto mecánico se consideran dos masas concentradas, la correspondiente a las partes que componen la turbina eólica y la que corresponde al rotor de la máquina PMSM, unidas por un eje.

Se aplica la segunda Ley de Newton, el sumatorio de los pares es igual al momento de inercia resultante del sistema por la derivada de aceleración angular:

$$J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = T_t - T_m \quad (3.12)$$

Donde:

$J$ : Momento de inercia resultante de la turbina y el rotor [kg·m<sup>2</sup>].

$T_t$ : Par ejercido sobre el eje por la turbina [Nm].

$T_m$ : Par resistente ejercido por la máquina PMSM [Nm].

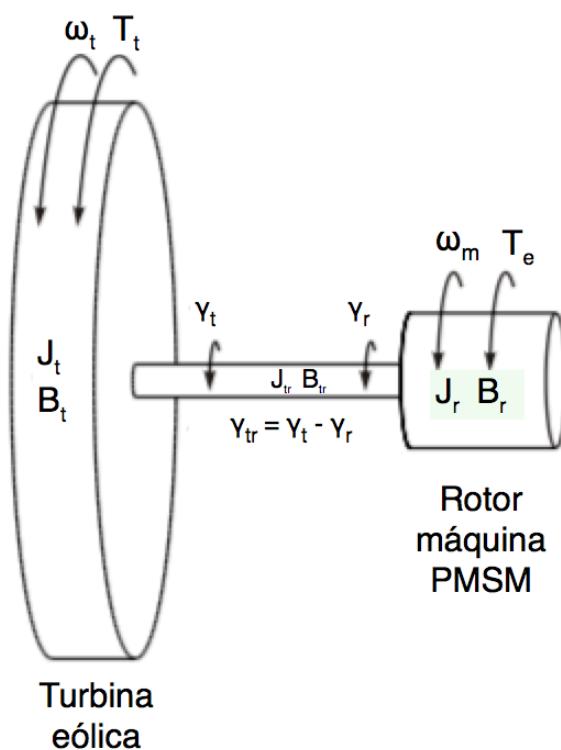


Figura 3-5. Modélo de dos masas unidas por un eje.

En esta figura se observa el modelo mencionado anteriormente. El cual será descrito por las siguientes ecuaciones, deducidas de la segunda Ley de Newton incluyendo la naturaleza de cada elemento.

$$\frac{d\gamma_{tr}}{dt} = (\omega_t - \omega_m) \quad (3.13)$$

$$\frac{d\omega_t}{dt} = \frac{1}{J_t} (T_t - B_t \cdot \omega_t - T_m) \quad (3.14)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_m} (T_m - B_m \cdot \omega_m - T_e) \quad (3.15)$$

Donde:

$J_t$ : Momento de inercia de la turbina [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ].

$J_m$ : Momento de inercia del rotor [ $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ ].

$B_t$ : Coeficiente de amortiguamiento de la turbina [Nms/rad].

$B_m$ : Coeficiente de amortiguamiento del rotor [Nms/rad].

$T_e$ : Par resistente ejercido por el rotor, igual al par electromagnético [Nm].

### 3.3. MODELO DE UNA MÁQUINA ELECTRICA PMSM

En este apartado se desarrolla el modelo dinámico de una máquina eléctrica síncrona de imanes permanentes (PMSM). El modelo se desarrollará en un sistema de referencia "abc" y "dq" (Véase ANEXO 1).

En este modelo se despreciarán la saturación de los circuitos magnéticos y la dispersión de los campos magnéticos en los extremos de la máquina, así como la reducción del flujo generado por los imanes permanentes del rotor y aumento de la resistencia del estator con el aumento de temperatura. Se asume el modelo como un sistema lineal.

No difiere mucho del modelo teórico de una máquina síncrona de rotor devanado convencional. Debido que el estator es prácticamente idéntico y la fuerza electromotriz producida por un imán permanente es similar a la producida por una bobina excitada.

#### 3.3.1. Modelo general en el sistema de referencia trifásico "abc"

Previo a explicar las ecuaciones que definen el comportamiento dinámico de la máquina PMSM en el sistema de referencia convencional "abc", se explicará la teoría del campo magnético giratorio expuesta por Galileo Ferraris y Nikola Tesla en el año 1885.

##### 3.3.1.1. Campo magnético giratorio

Si se reparte en un cilindro de material ferromagnético tres bobinados (a,b,c) situados a  $120^\circ$  geométricos el uno del otro y se hacen circular corrientes alternas desfasadas  $120^\circ$  eléctricos, se produce un campo electromagnético pulsante giratorio de amplitud constante.

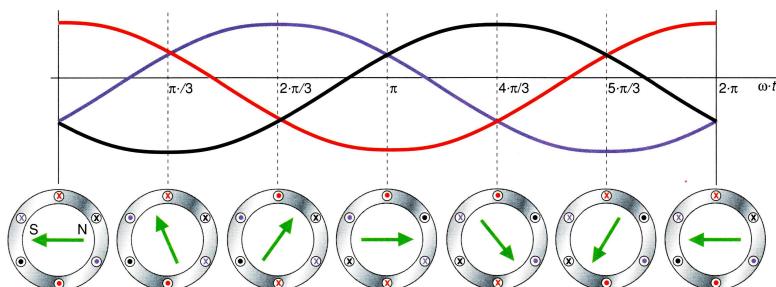


Figura 3-6. Representación de un periodo completo del campo magnético rotativo.

Cuanto mayor sea el número de bobinas que componga cada bobinado o fase, más se aproximara a una forma senoidal las corrientes generadas en los devanados. Si el número es escaso la onda generada tenderá a aproximarse más a una forma cuadrada.

$$i_a = I \cdot \cos(\omega_s \cdot t) \quad (3.16)$$

$$i_b = I \cdot \cos(\omega_s \cdot t - 2\pi/3) \quad (3.17)$$

$$i_c = I \cdot \cos(\omega_s \cdot t + 2\pi/3) \quad (3.18)$$

Donde:

$I$ : Es el módulo de la corriente que atraviesa cada devanado o bobinado [A].

$t$ : Es el tiempo [s].

$\omega_s$ : Velocidad angular asociada a la frecuencia de las corrientes que atraviesan los devanados [rad/s].

La velocidad angular del campo electromagnético generado por el rotor es igual al del estator, por ser una máquina síncrona (no hay deslizamiento):

$$\omega_r = \omega_s = 2\pi \cdot f_s \quad (3.19)$$

Donde:

$\omega_r$ : Velocidad angular del flujo generado en el rotor [rad/s].

$f_s$ : Es la frecuencia eléctrica de las corrientes que atraviesan los bobinados [Hz].

Este fenómeno puede aprovecharse para generar fuerzas electromotrices si se coloca un rotor que conste o pueda generar otro campo magnético, transformando la energía eléctrica en mecánica.

Este principio también ocurre a la inversa, es decir, si se aplica un campo magnético rotativo de amplitud constante a tres bobinados desfasados 120° geométricos, se generarán corrientes de amplitud constante a través de ellos desfasadas 120° eléctricos.

Este es el principio básico para el modelado y diseño de cualquier máquina eléctrica síncrona. En este caso el campo magnético lo generará un rotor compuesto por imanes permanentes accionado por un par mecánico, girando a una velocidad de sincronismo con las corrientes eléctricas generadas por los bobinados del estator, su deslizamiento es igual a cero:

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{P} = 2\pi \cdot \frac{f_s}{P} \quad (3.20)$$

$$n_{sinc} = f_s \cdot \frac{60}{P} \quad (3.21)$$

Donde:

$n_{sinc}$ : Número de revoluciones por minuto del rotor en sincronismo [rpm].

$\omega_m$ : Velocidad angular mecánica del rotor [rad/s].

$P$ : Pares de polos magnéticos del rotor.

$f_s$ : Frecuencia de las corrientes o tensiones que atraviesan el estator [Hz].

La frecuencia  $f_s$  puede coincidir con la frecuencia de la red si la máquina funciona como motor o si funciona como generador a la misma frecuencia.

El modelo que de estudio tiene sus fases conectadas a neutro (aislamiento a neutro), la suma de las corrientes respecto al mismo será igual a cero:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.22)$$

### 3.3.1.2. Inductancias presentes

Para definir las inductancias presentes en el devanado del estator, es necesario explicar ciertos conceptos previos, de tal forma que se pueda entender realmente las distintas componentes que se asocian a la inductancia de cada devanado.

La inductancia propia de un bobinado genérico "X" que podría corresponder a cualquiera de las fases (a,b,c) de nuestro modelo trifásico con un entrehierro y rotor uniforme es la siguiente:

$$L_{xx} = \mu_o \cdot N_x^2 \cdot \frac{r \cdot l}{g} \cdot \frac{4}{\pi} \quad (3.23)$$

Donde:

$\mu_o$ : Permeabilidad magnética del vacío [H/m].

$N_x$ : Número de espiras del bobinado "X".

$g$ : Distancia de entrehierro [m].

$r$ : Radio [m].

$l$ : Longitud del bobinado [m].

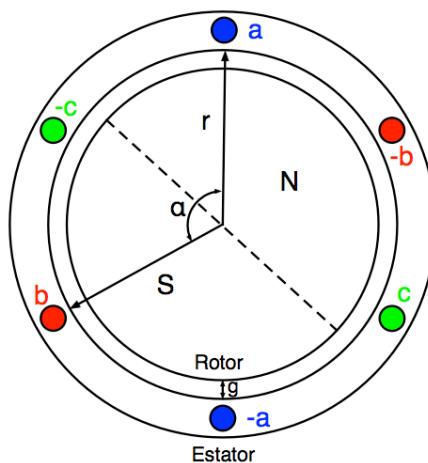


Figura 3-7. Representación de una máquina eléctrica trifásica PMSM.

La inductancia mutua entre dos bobinados genéricos "X" e "Y" idénticos en material, con mismo radio y longitud será:

$$L_{xy} = L_{yx} = k \cdot \mu_o \cdot N_x \cdot N_y \cdot \frac{r \cdot l}{g} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (3.24)$$

Donde:

$N_y$ : Número de espiras del bobinado "Y".

$\alpha$ : Ángulo entre ambos bobinados [rad].

Si se considera que todas las secciones de la máquina son simétricas, lo que implica que los devanados tengan el mismo número de espiras.

Para el caso la máquina trifásica simétrica con tres bobinados del mismo material y número de espiras, desfasados 120° (véase la figura 3-7). Aparecen un total de nueve inductancias, tres propias y seis mutuas:

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$$

$$L_{ab} = L_{ba}$$

$$L_{bc} = L_{cb}$$

$$L_{ca} = L_{ac}$$

De las ecuaciones anteriores se deduce la siguiente relación entre inductancias para un sistema trifásico equilibrado:

$$L_{xy} = L_{xx} \cdot \cos(2\pi/3) = -\frac{1}{2} \cdot L_{xx} \quad (3.25)$$

Si se aplica la ecuación 3.25 a las igualdades anteriores, se reducen las cuatro expresiones a dos únicas expresiones, una para la inductancia propia de cada fase y otra para la inductancia mutua:

$$L_{so} = L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \quad (3.26)$$

$$L_{sm} = L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} \quad (3.27)$$

Donde:

$L_{os}$ : Es la inductancia propia de cada fase [H].

$L_{om}$ : Es la inductancia mutua entre bobinados [H].

### 3.3.1.3. Flujo magnético en el estator

Conociendo las inductancias presentes en el estator de la máquina trifásica PMSM, se deducen las expresiones para las componentes del flujo:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Se aplican las ecuaciones 3.26 y 3.27 a la matriz anterior, teniendo en cuenta que las componentes del flujo asociadas a las inductancias mutuas entre devanados son de signo contrario al flujo asociado a la inductancia propia del devanado:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{so} & -L_{sm} & -L_{sm} \\ -L_{sm} & L_{so} & -L_{sm} \\ -L_{sm} & -L_{sm} & L_{so} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Donde el término  $\Psi_r$  representa el flujo magnético generado por los imanes permanentes del rotor en los devanados del estator. Esta componente del flujo del estator está directamente asociada a la posición del rotor.

Definiéndose el flujo magnético que incide en cada fase de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} = \psi_r \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Donde:

$\psi_r$ : Es el módulo del flujo magnético generado por el rotor [Wb].

$\theta_r$ : Es la posición angular del rotor [rad].

### 3.3.1.4. Tensión inducida en el estator

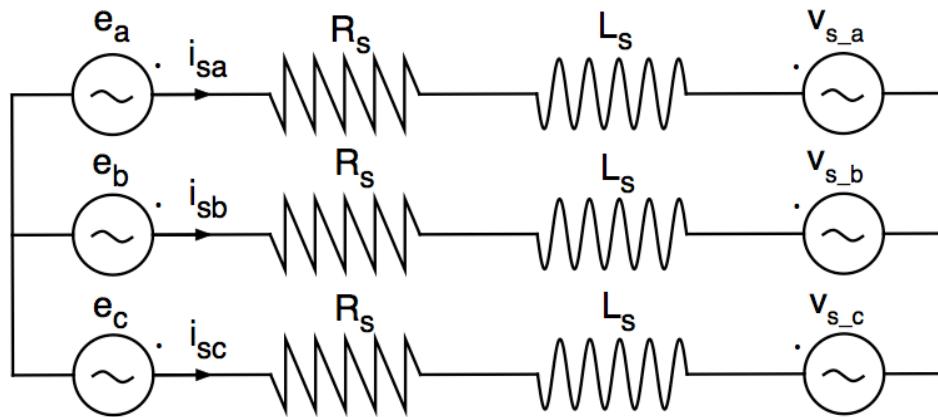


Figura 3-8. Circuito equivalente de la máquina PMSM.

La ecuación dinámica para la tensión en los devanados del estator viene definida por la siguiente matriz:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Donde  $R_s$  es la resistencia propia de cada devanado [ $\Omega$ ].

Desarrollando la matriz 3.33 se obtiene la expresión para la tensión inducida en el estator:

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_{so} & -L_{sm} & -L_{sm} \\ -L_{sm} & L_{so} & -L_{sm} \\ -L_{sm} & -L_{sm} & L_{so} \end{bmatrix} - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Para terminar de definir la tensión inducida en el estator, cabe tener en cuenta la Ley de Faraday que enunció en 1831, estableciendo que la tensión o fuerza electromotriz inducida en una espira es proporcional a la velocidad de variación del flujo magnético respecto al tiempo. Expresándose matemáticamente por:

$$e = f.e.m. = -\frac{d\Psi}{dt} \quad (3.33)$$

Si se aplica la Ley de Faraday al flujo magnético generado por los imanes del rotor sobre los devanados del estator:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\psi_r \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} = -\psi_r \cdot \omega_r \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

Donde  $e_a$ ,  $e_b$  y  $e_c$  son las fuerzas electromotrices inducidas por los imanes permanentes en cada fase [V].

### 3.3.2. Modelo general en el sistema de referencia giratorio “dq” ligado al flujo $\Psi_r$

Las componentes d y q de la inductancia asociada al bobinado del estator para el modelo anterior toman los siguientes valores (Estas expresiones se deducen mediante un ensayo empírico sobre la máquina, vease capítulo 5):

$$L_{sd} = \frac{3}{2} \cdot (L_{so} - L_{sm}) + L_{sl} \quad (3.35)$$

$$L_{sq} = \frac{3}{2} \cdot (L_{so} + L_{sm}) + L_{sl} \quad (3.36)$$

En el modelo, el sistema de referencia giratorio “dq” está ligado al flujo del rotor, por ser de amplitud constante y tener frecuencia constante (en estado estacionario); simplificando en lo posible las expresiones del modelo.

#### 3.3.2.1. Modelo “dq” general para régimen estacionario y permanente

En primer lugar se obtienen las expresiones para el flujo a través de la matriz de transformación de Clarke y Park:

$$\Psi_{sd} = L_{sd} \cdot I_{sd} + \Psi_r \quad (3.37)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.38)$$

Ahora se transforma la ecuación trifásica para la tensión del estator al sistema de referencia giratorio “dq”:

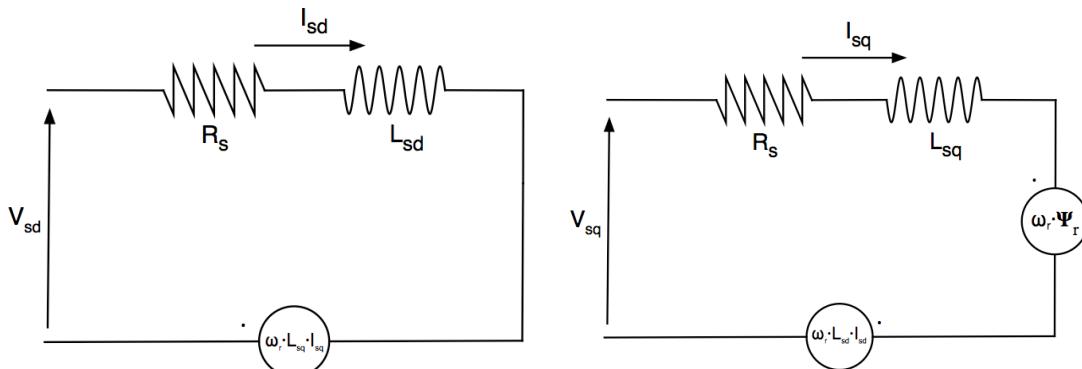
$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\Psi_{sd}}{dt} - \omega_r \cdot \Psi_{sq} \quad (3.39)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \omega_r \cdot \Psi_{sd} \quad (3.40)$$

Los circuitos equivalentes para cada componente y su expresión desarrollada:

$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + L_{sd} \cdot \frac{dI_{sd}}{dt} - \omega_r \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.41)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + L_{sq} \cdot \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_r \cdot L_{sd} \cdot I_{sd} + \omega_r \cdot \Psi_r \quad (3.42)$$



**Figura 3-9. Circuitos equivalentes del modelo “dq” para una PMSM.**

La ecuación del par electromagnético consta de dos componentes, el par debido a la interacción del campo magnético del rotor con las corrientes del estator ( $T_{e\_mag}$ ) y el

par de reluctancia debido a la variación de reluctancia por movimiento del rotor ( $T_{e\_reluc}$ ):

$$T_{e\_mag} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \Psi_r \cdot I_{sq} \quad (3.43)$$

$$T_{e\_reluc} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (L_{sd} - L_{sq}) \cdot I_{sq} \cdot I_{sd} \quad (3.44)$$

$$T_e = T_{e\_mag} + T_{e\_reluc} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\Psi_r \cdot I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) \cdot I_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (3.45)$$

De las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico de la tensión en el estator se despejan las ecuaciones de las variables de estado:

$$I_{sd} = (V_{sd} + \omega_r \cdot L_{sq} \cdot I_{sq}) \cdot \left( \frac{1}{R_s + p \cdot L_{sd}} \right) \quad (3.46)$$

$$I_{sq} = (V_{sq} - \omega_r \cdot L_{sd} \cdot I_{sd} - \omega_r \cdot \Psi_r) \cdot \left( \frac{1}{R_s + p \cdot L_{sq}} \right) \quad (3.47)$$

### 3.3.2.2. Modelo "dq" general en régimen estacionario

Se considera régimen permanente o estacionario cuando las componentes "dq" de los vectores del sistema se mantienen constantes en módulo, de forma que las componentes derivativas que aparecen en las expresiones anteriores se anulan:

$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} - \omega_r \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.48)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \omega_r \cdot (L_{sd} \cdot I_{sd} + \Psi_r) \quad (3.49)$$

Las expresiones para el par y el flujo no se ven alteradas:

$$\Psi_{sd} = L_{sd} \cdot I_{sd} + \Psi_r \quad (3.50)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.51)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\Psi_r \cdot I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) \cdot I_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (3.52)$$

Las expresiones para la potencia activa y reactiva:

$$P_s = \frac{3}{2} \cdot \text{Re}(\vec{v}_s \cdot \vec{i}_s^*) = \frac{3}{2} \cdot (V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq}) \quad (3.53)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \cdot \text{Im}(\vec{v}_s \cdot \vec{i}_s^*) = \frac{3}{2} \cdot (V_{sq} \cdot I_{sd} - V_{sd} \cdot I_{sq}) \quad (3.54)$$

Donde:

$P_s$ : Potencia activa consumida o generada [W].

$Q_s$ : Potencia reactiva consumida o generada [W].

Las expresión para la potencia activa y reactiva desarrolladas son:

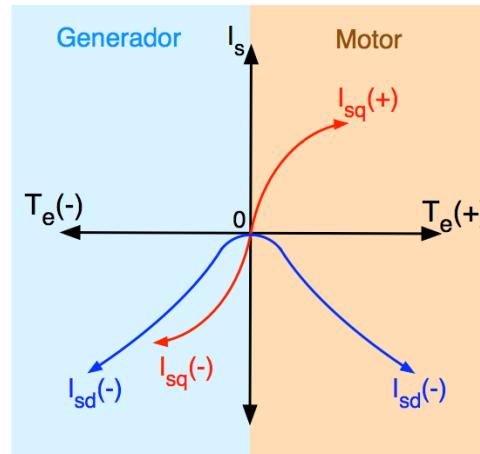
$$P_s = \frac{3}{2} \cdot ((\omega_r \cdot \Psi_r + \omega_r \cdot L_{sd} \cdot I_{sd}) \cdot I_{sq} - (\omega_r \cdot L_{sq} \cdot I_{sq}) \cdot I_{sd}) \quad (3.55)$$

Las expresión para la potencia detallada anteriormente no tiene en cuenta las pérdidas en el cobre por efecto Joule ( $P_{cu}$ ):

$$P_{cu} = 3 \cdot R_s \cdot (I_{sq}^2 + I_{sd}^2) \quad (3.56)$$

### 3.3.3. Modos de funcionamiento

Como toda máquina eléctrica puede funcionar como motor o como generador, dependiendo de si se le aplica corriente o un par de carga. En función del criterio de signos que se desee utilizar las variables de control y de estado tomaran valores negativos o positivos:



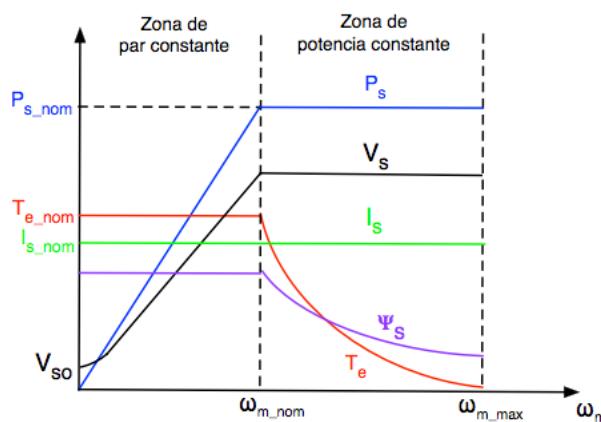
**Figura 3-10. Criterio de signos para diferenciar el funcionamiento como motor o generador.**

Este criterio está establecido por convenio, cuando una máquina síncrona consta de un par electromagnético negativo se la considera que está ofreciendo un par resistente al sistema y por tanto generando potencia.

Por el contrario, si el par es positivo se considera que está ejerciendo sobre una carga dicho par y necesita consumir energía para desempeñar dicha tarea. Por definición la componente  $I_{sq}$  de la corriente respetará el signo que lleve asociado el par electromagnético.

#### 3.3.3.1. Modos de funcionamiento como motor

A la hora de funcionar como motor el par electromagnético será positivo y por consiguiente la componente  $I_{sq}$  también. Funcionando como motor se pueden dar dos situaciones distintas para este tipo de máquina:



**Figura 3-11. Modos de funcionamiento como motor.**

- a) Zona de par constante ( $I_{sd} = 0$ ): También conocida como MTPA (Máximo Torque Por Amperio), en esta zona la corriente nominal es la que limita el par y la tensión del estator es la que regula la velocidad angular mecánica.

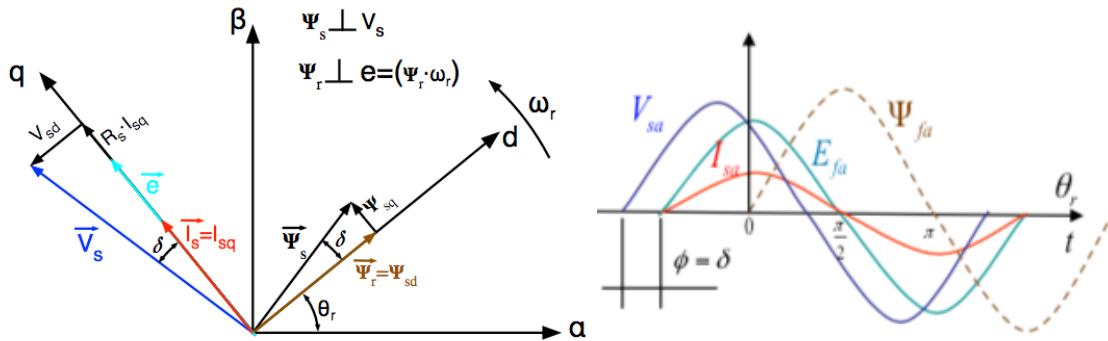


Figura 3-12. Diagrama fasorial y ondas de una PMSM funcionando como motor a par constante.

Las ecuaciones para el modelo en este modo de funcionamiento son:

$$\Psi_{sd} = \Psi_r \quad (3.57)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.58)$$

$$V_{sd} = -\omega_r \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.59)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \omega_r \cdot \Psi_r \quad (3.60)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\Psi_r \cdot I_{sq}) \quad (3.61)$$

$$P_s = \frac{3}{2} \cdot (V_{sq} \cdot I_{sq}) \quad (3.62)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \cdot (-V_{sd} \cdot I_{sq}) \quad (3.63)$$

La potencia reactiva que se consume en este modo de funcionamiento es constante, no se puede gestionar, vendrá dada por el par nominal o de funcionamiento de la máquina que determinara la componente  $I_{sq}$ .

- b) Zona de potencia constante ( $I_{sd} < 0$ ): En este modo de funcionamiento la amplitud del flujo del estator se debilita y el voltaje del estator necesario se reducirá también. Por otro lado, la amplitud de la corriente necesaria aumenta.

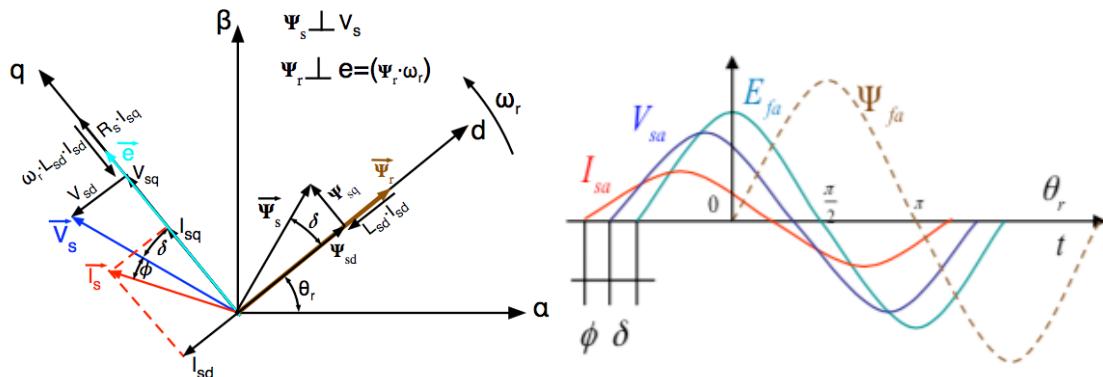


Figura 3-13. Diagrama fasorial y ondas de una PMSM funcionando a potencia constante.

Las ecuaciones para el modelo en este modo de funcionamiento son:

$$\Psi_{sd} = L_{sd} \cdot I_{sd} + \Psi_r \quad (3.64)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.65)$$

$$V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} - \omega_r \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.66)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot I_{sq} + \omega_r \cdot (L_{sd} \cdot I_{sd} + \Psi_r) \quad (3.67)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\Psi_r \cdot I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) \cdot I_{sq} \cdot I_{sd}) \quad (3.68)$$

$$P_s = \frac{3}{2} \cdot (V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq}) \quad (3.69)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \cdot (V_{sq} \cdot I_{sd} - V_{sd} \cdot I_{sq}) \quad (3.70)$$

Al aumentar la componente  $I_{sd}$  se reducirá el par electromagnético generado por la máquina, es decir, que a voltaje máximo y corriente máxima el par se verá reducido en post de aumentar la velocidad. En este caso el control si puede gestionar la potencia reactiva consumida por el motor, incluso eliminarla si iguala las componentes  $I_{sq}$  e  $I_{sq}$ , lo que conllevaría a tener la tensión y corriente del estator en fase.

### 3.3.3.2. Modos de funcionamiento como generador

Cuando la máquina PMSM funciona como generador lleva implícito que  $T_e$  y  $I_{sq}$  sean negativos, por tanto se podrán dar dos modos de funcionamiento igual que cuando funciona como motor.

Los principios de funcionamiento son idénticos, las variables de control en cada caso son las mismas y las ecuaciones que definen las variables tampoco varían. A continuación se exponen los diagramas fasoriales para el funcionamiento como generador:

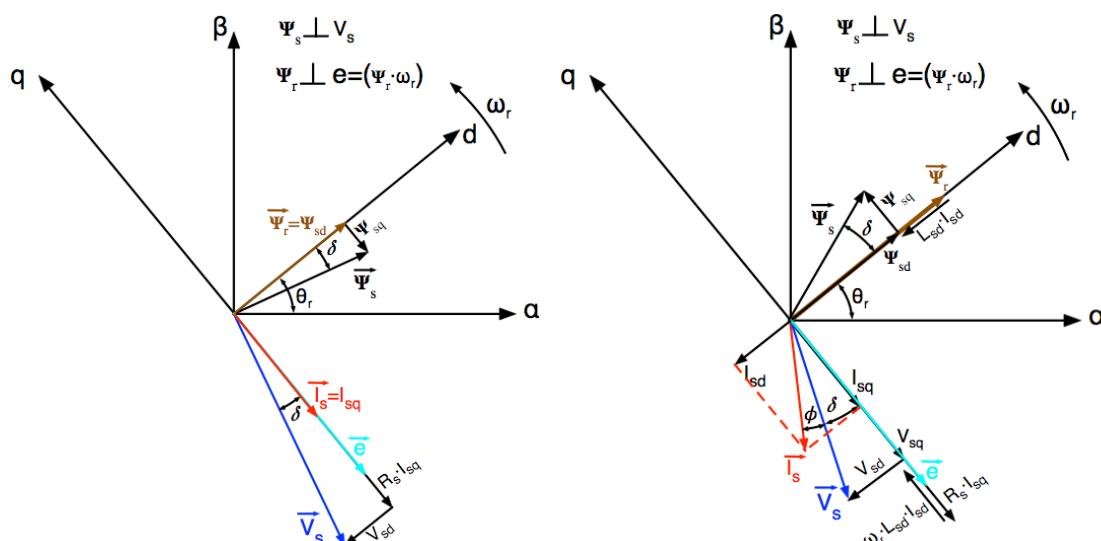


Figura 3-14. Diagrama fasorial de una PMSM funcionando como generador a par constante (izquierda) y a potencia constante (derecha).

### 3.4. MODELO DE UN CONVERTIDOR BACK-TO-BACK

En este apartado se analizarán y modelarán las dos partes diferenciables del convertidor Back-to-Back y el bus de continua que las conecta. Las variables de estado del rectificador que se utilizarán para la modulación vectorial del mismo son las corrientes de entrada, y la tensión de red y la diferencia de potencial del bus de continua en el inversor conectado a la red.

Al rectificador del lado del generador se le ha denominado VSI<sub>1</sub> y al inversor conectado a la red eléctrica se denomina VSI<sub>2</sub>. En este proyecto se analizara y modelará en un marco de referencia giratorio “dq”. VSI<sub>2</sub> tendrá su sistema giratorio “dq” ligado al módulo de la tensión de red ( $V_g$ ) mediante un lazo de tensión, con el fin de que la potencia gestionada por el mismo se entregue a la misma frecuencia y con el mismo módulo de tensión; VSI<sub>1</sub> por otro lado tendrá su sistema giratorio ligado a a la velocidad angular del rotor ( $\omega_m$ ) mediante un lazo de corriente para poder seguir el punto de máxima potencia del sistema. Pero todo esto se detallará más adelante en el apartado de control.

#### 3.4.1. Modelo del inversor conectado a red (VSI<sub>2</sub>)

El modelo teórico explicado a continuación para el inversor conectado a red (VSI<sub>2</sub>) es prácticamente idéntico para el rectificador conectado al generador (VSI<sub>1</sub>). Por tanto se obviará incluir un apartado para el mismo, detallándose en el subapartado de generación de consignas sus diferencias.

Es necesario añadir un filtro a la salida del inversor cuando está conectado a la red, debido a que ambos actúan como fuentes de tensión y se hace indispensable conectar una impedancia entre dos fuentes de tensión conectadas en paralelo. Además el filtro atenúa los armónicos indeseados a la salida del inversor.

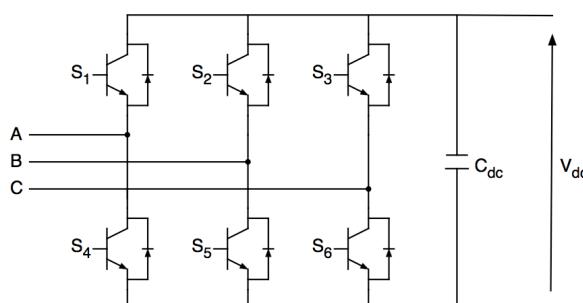


Figura 3-15. Esquema eléctrico de un VSI.

La red eléctrica se considera como una fuente de tensión ideal a un voltaje determinado para líneas de generación de este calibre y a frecuencia europea. El filtro se define por la ecuación de una bobina ideal.

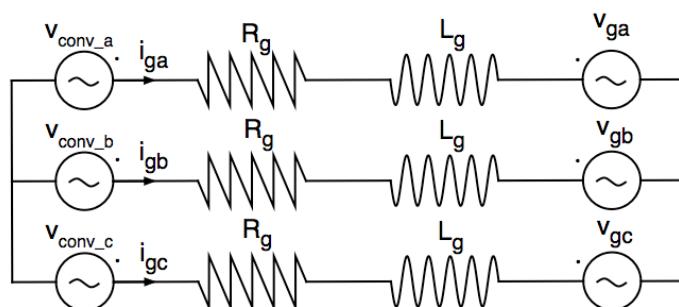


Figura 3-16. Esquema simplificado de las líneas VSI-RED.

Entonces aplicando las Leyes de Kirchhoff:

$$v_{conv\_a} = R_g \cdot i_{ga} + L_g \cdot \frac{di_{ga}}{dt} + v_{ga} \quad (3.71)$$

$$v_{conv\_b} = R_g \cdot i_{gb} + L_g \cdot \frac{di_{gb}}{dt} + v_{gb} \quad (3.72)$$

$$v_{conv\_c} = R_g \cdot i_{gc} + L_g \cdot \frac{di_{gc}}{dt} + v_{gc} \quad (3.73)$$

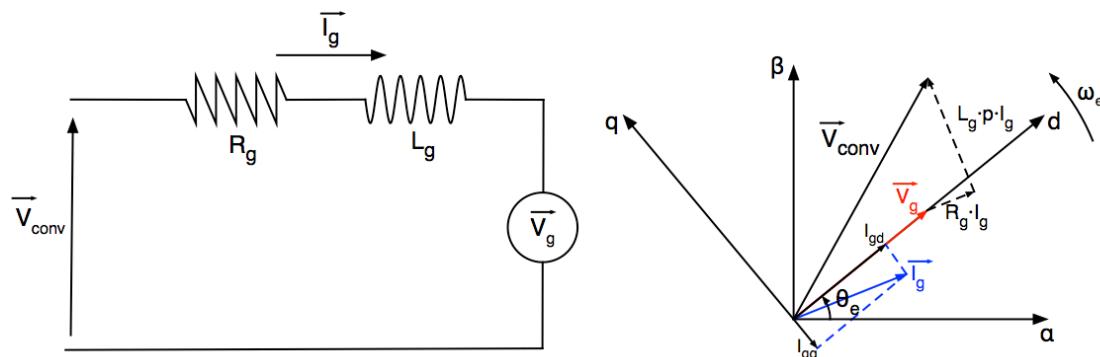
El valor del módulo de la tensión a la salida del conversor ( $|v_{conv}|$ ) viene definido por los valores del bus de continua y por las propiedades de la modulación vectorial SVPWM (Véase ANEXO 1).

$$|v_{conv}|_{max} = \frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (3.74)$$

Para que la corriente se desplace en el sentido del circuito equivalente y se cumpla el diagrama fasorial de la figura 3-17, el módulo de la tensión de salida del convertidor debe ser mayor que el de la tensión de red. Teniendo en cuenta la ecuación 3.74:

$$\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}} \geq |v_{conv}| > |v_g| \quad (3.75)$$

Para estudiar el anterior sistema se dibuja el circuito equivalente por fase con su respectivo diagrama fasorial en el sistema de referencia giratorio "dq".



**Figura 3-17. Circuito equivalente y su respectivo diagrama fasorial.**

Para obtener las variables de control en el sistema de referencia "dq" se aplican las transformadas de Park y Clarke sobre las señales obtenidas en las ramas de conexión a red:

$$I_{gd} = \frac{2}{3}(i_{ga} \cdot \cos(\theta_e) + i_{gb} \cdot \cos(\theta_e - 2\pi/3) + i_{gc} \cdot \cos(\theta_e + 2\pi/3)) \quad (3.76)$$

$$I_{gq} = -\frac{2}{3}(i_{ga} \cdot \sin(\theta_e) + i_{gb} \cdot \sin(\theta_e - 2\pi/3) + i_{gc} \cdot \sin(\theta_e + 2\pi/3)) \quad (3.77)$$

$$V_{gd} = \frac{2}{3}(v_{ga} \cdot \sin(\theta_e) + v_{gb} \cdot \sin(\theta_e - 2\pi/3) + v_{gc} \cdot \sin(\theta_e + 2\pi/3)) \quad (3.78)$$

$$V_{gq} = -\frac{2}{3}(v_{ga} \cdot \cos(\theta_e) + v_{gb} \cdot \cos(\theta_e - 2\pi/3) + v_{gc} \cdot \cos(\theta_e + 2\pi/3)) \quad (3.79)$$

La ecuación del voltaje a la salida del convertidor, es igual al sumatorio vectorial de las caídas de tensión en la bobina y la resistencia, la tensión de red y los términos de acople (asociados a la conversión del sistema “ $\alpha\beta$ ” al sistema “ $dq$ ”):

$$V_{conv\_d} = V_{gd} + R_g \cdot I_{gd} + L_g \cdot p \cdot I_{gd} - \omega_e \cdot L_g \cdot I_{gq} \quad (3.80)$$

$$V_{conv\_q} = V_{gq} + R_g \cdot I_{gq} + L_g \cdot p \cdot I_{gq} + \omega_e \cdot L_g \cdot I_{gd} \quad (3.81)$$

La potencia activa y reactiva entregadas a red:

$$P_g = \frac{3}{2} \cdot (V_{gd} \cdot I_{gd} + V_{gq} \cdot I_{gq}) \quad (3.82)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} \cdot (V_{gq} \cdot I_{gd} - V_{gd} \cdot I_{gq}) \quad (3.83)$$

### 3.4.1.1. Modos de funcionamiento

El conversor VSI<sub>2</sub> tiene 3 modos de funcionamiento, se desprecia la resistencia del circuito equivalente de la figura 3-17, para poder explicar los modos de funcionamiento de una forma más sencilla:

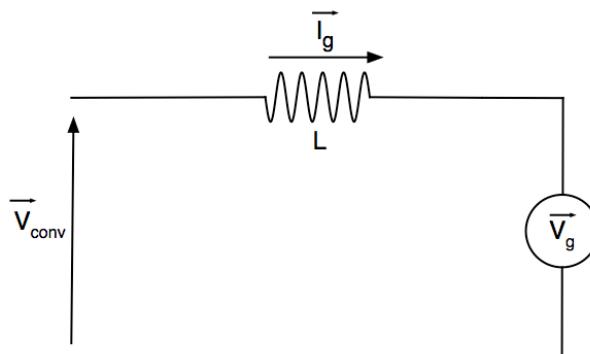


Figura 3-18. Circuito equivalente despreciando la resistencia.

Atendiendo al circuito anterior se consideran tres modos de funcionamiento:

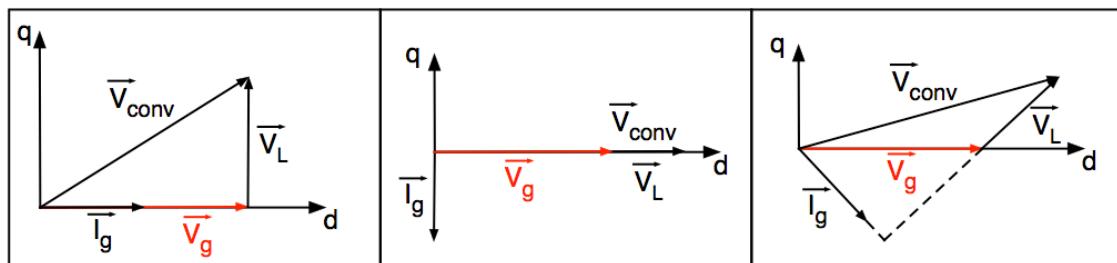


Figura 3-19. Diagramas fasoriales para los distintos modos de funcionamiento.

Empezando por la izquierda, el primer diagrama representa el modo de devolución de energía activa. El del centro representa el diagrama para la devolución a red de energía reactiva. Y el diagrama de la derecha representa la entrega de energía activa y reactiva.

El modelo de estudio trabaja en modo de devolución de energía activa, donde las componentes  $I_{gq}$  e  $V_{gq}$  serán iguales a cero.

### 3.4.1.2. Generación de consignas para el inversor conectado a red ( $VSI_2$ )

Como el control de este inversor está ligado al vector espacial de la tensión de red, de forma que eje de abscisas de nuestro sistema de referencia giratorio coincide con el vector espacial  $\vec{V}_g$ , la componente  $V_{gq}$  es igual a cero y la componente  $V_{gd}$  es igual al módulo de la tensión de red.

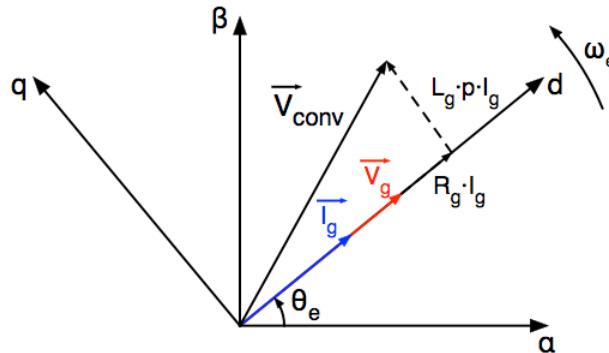


Figura 3-20. Digrama fasorial del modo de funcionamiento de nuestro modelo.

El sistema está diseñado para entregar a la red toda la potencia activa posible; la potencia reactiva entregada por el sistema a la red será igual a cero, y por consiguiente la componente  $I_{gq}$  también, simplificando las ecuaciones anteriores para generar los valores de consigna. Las cuales tomarán las siguientes expresiones en estado estacionario:

$$I_{gd}^* = |I_g| \quad (3.84)$$

$$I_{gq}^* = 0 \quad (3.85)$$

$$V_{conv\_d}^* = |V_g| + R_g \cdot I_{gd} \quad (3.86)$$

$$V_{conv\_q}^* = \omega_e \cdot L_g \cdot I_{gd} \quad (3.87)$$

$$P_g^* = \frac{3}{2} \cdot |V_g| \cdot I_{gd} \quad (3.88)$$

$$Q_g^* = 0 \quad (3.89)$$

### 3.4.1.3. Generación de consignas para el rectificador conectado a la PMSM ( $VSI_1$ )

En nuestro modelo se desprecia la resistencia de las líneas que conectan el estator con el rectificador  $VSI_1$ , y no se instala filtro RL para simplificar el control. Partiendo de las ecuaciones definidas para la PMSM en el sistema de referencia "dq"

En este caso el sistema de referencia giratorio irá ligado al flujo generado por los imanes permanentes del rotor. La función de este rectificador, es el control de la velocidad y el par de la máquina PMSM.

El control del mismo estará enfocado únicamente a la generación de una consigna de par eléctrico óptima para la máxima extracción de potencia. Teniendo en cuenta que la potencia generada tiene relación directa con el par eléctrico, interesa que este sea máximo. Según la ecuación 3.61, la componente  $I_{sd}$  de la corriente generada en el estator de la máquina deberá ser igual a cero.

Se asume estado estacionario:

$$I_{sd}^* = 0 \quad (3.90)$$

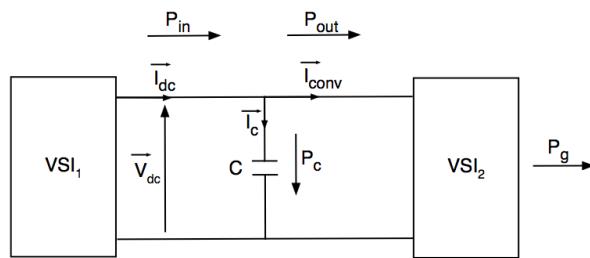
$$I_{sq}^* = (V_{sq} - \omega_r \cdot \psi_r) \quad (3.91)$$

$$V_{sd}^* = -\omega_r \cdot L_{sq} \cdot I_{sq} \quad (3.92)$$

$$V_{sq}^* = R_s \cdot I_{sq} + \omega_r \cdot \psi_r \quad (3.93)$$

$$T_e^* = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\psi_{sd} \cdot I_{sq}) \quad (3.94)$$

### 3.4.2. Modelado del bus de continua



**Figura 3-21. Esquema eléctrico del bus de continua.**

La corriente derivada por la rama del condensador está definida por:

$$i_c = C \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (3.95)$$

Aplicando Kirchhoff en el nudo donde convergen las tres corrientes:

$$i_{dc} = C \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} + i_{conv} \quad (3.96)$$

Considerando el condensador como un semiconductor ideal sin pérdidas. Se define la potencia absorbida por el condensador, la potencia de entrada y la de salida como:

$$p_{in} = i_{dc} \cdot v_{dc} \quad (3.97)$$

$$p_{out} = i_{conv} \cdot v_{dc} \quad (3.98)$$

$$p_c = C \cdot \frac{dv_{dc}}{dt} \cdot v_{dc} \quad (3.99)$$

Balance de potencias:

$$p_{in} = p_c + p_{out} \quad (3.100)$$

Las pérdidas por conmutación de los semiconductores que componen el inversor VSI<sub>2</sub> se disipan en la resistencia situada entre él y la red, podemos aproximar:

$$p_{out} = p_g \quad (3.101)$$

$$p_{out} = \frac{3}{2} \cdot |V_g| \cdot i_{gd} \quad (3.102)$$

Sustituyendo las ecuaciones 3.97 y 3.98 en la ecuación 3.96 obtenemos la ecuación dinámica para el bus DC:

$$\frac{dv_{dc}}{dt} = p \cdot v_{dc} = \frac{1}{C} \cdot \left( i_{dc} - \frac{3}{2} \cdot |V_g| \cdot \frac{i_{gd}}{v_{dc}} \right) \quad (3.103)$$



## 4. ESTRATEGIA DE CONTROL

El sistema eólico equipado con una máquina eléctrica PMSM modelado en el capítulo anterior consta de dos bloques de control principales. Uno controlará que la potencia generada se inyecta a red con la amplitud de tensión y frecuencia eléctrica deseados, además de permitir gestionar el porcentaje de potencia activa y reactiva inyectada a red; y el otro controla que la turbina se encuentre en el punto óptimo de trabajo en función de la zona de funcionamiento.

Antes de entrar en la estrategia de control del sistema completo explicaremos el tipo de control utilizado en ambos convertidores, permitiendo la estrategia escogida.

Todas las valoraciones realizadas en este capítulo sobre los aumentos o decrementos en los valores de las constantes y las consignas se hacen en valor absoluto.

### 4.1. FUNDAMENTO TEÓRICO

Es necesario explicar ciertos conceptos en cuanto al tipo de controlador y la estrategia utilizada a la hora de escoger sus ganancias.

#### 4.1.1. Controlador proporcional integral (PI)

Este tipo de controlador es uno de los más comunes en la industria. Se basa en una entrada que representa un error (resultado de una realimentación negativa), a la salida obtenemos el incremento o decremento necesario para forzar que el error tienda a cero. Esto lo realiza aplicando un ganancia proporcional al error recibido, en paralelo lo integra y le aplica una ganancia integral para sumar ambos términos posteriormente.

La acción teórica de un controlador PI se define por la siguiente ecuación:

$$u(t) = k_p \cdot e(t) + \frac{k_p}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) \cdot dt \quad (4.1)$$

Donde:

$k_p$ : Ganancia proporcional.

$T_i$ : Constante del tiempo integral.

$u(t)$ : Salida del controlador PI.

$e(t)$ : Entrada al controlador PI.

Si asumimos  $k_i = k_p/T_i$ , podemos esbozar su estrategia de control de forma sencilla mediante un diagrama de bloques:

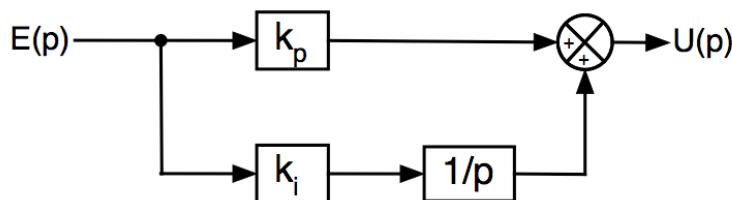


Figura 4-1. Diagrama de bloques de un controlador PI.

Atendiendo al diagrama de bloque de la figura anterior, su función de transferencia es la siguiente:

$$G(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = k_p + \frac{k_i}{p} \quad (4.2)$$

Donde:

$E(p)$ : Entrada del bloque PI (error transitorio del sistema).

$U(p)$ : Salida del bloque PI.

$k_i$ : Ganancia integral.

$p$ : Operador de Laplace.

Por tanto si el resultado de la realimentación negativa es cero, el controlador PI no actúa de ninguna manera, pero de no ser así, actuará en un sentido u otro para eliminar el error.

Las constantes  $k_p$  y  $k_i$  se calculan de forma independiente para cada controlador. La constante proporcional se calcula en función del coeficiente de amortiguación del sistema, el cual dictaminará el porcentaje de sobrepulso que tendrá la variable de control ante una variación. La constante integral se calcula en base a la frecuencia natural propia del sistema, la cual vendrá determinada por el tiempo de establecimiento ante una perturbación.

Este tipo de controlador es idóneo para sistemas con señales de entrada escalón o rampa, para las que responde con un error estacionario nulo y una ganancia infinita. Sin embargo no es adecuado para señales senoidales, para las que introduce un error estacionario y una ganancia inferior a la unidad.

#### 4.1.1.1. Limitación dentro del control PI

En el subcircuito que utilizaremos en nuestro modelo se incluirá un limitador de rango conectado a la respuesta  $u(t)$ . De forma que en caso de que la salida tomase valores fuera del rango establecido, el controlador desconectaría la acción integral.

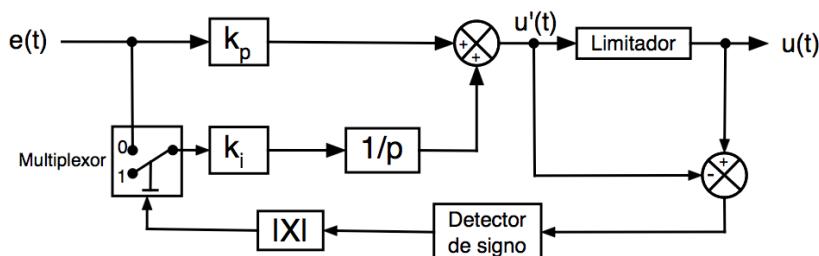


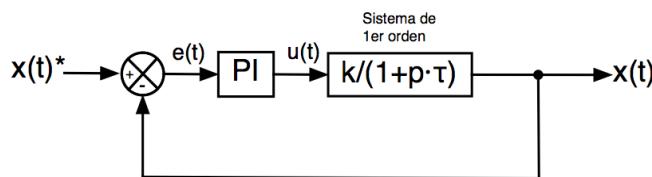
Figura 4-2. Diagrama de bloques del subcircuito PI con limitador.

El limitador consta de límite superior e inferior, así la señal de salida del PI puede estar o no limitada en rango. En caso de aplicar límites: el restador comparará la señal a la salida y a la entrada del limitador, si son iguales (el limitador no actúa) y la señal en esa rama será igual a cero, aplicándose la acción integral; por el contrario si el limitador está actuando la señal por esa rama será distinta de cero anulándose la acción integral:

$$\left. \begin{array}{l} u(t) < u_{min} \\ u(t) > u_{max} \end{array} \right\} \rightarrow G(p) = k_p \quad (4.3)$$

Es necesario aplicar un retardo entre el restador y el detector de signo para evitar errores en el control. El bloque detector de signo precedido de un bloque de valor absoluto, esto asegura que a la entrada del multiplexor solo tendremos dos valores posibles, cero o uno. El multiplexor actúa como un conmutador pero se trata de un elemento electrónico o de control, no de potencia.

#### 4.1.2. Aproximación a un sistema de segundo orden



**Figura 4-3.** Diagrama de bloques de un sistema de primer orden con realimentación negativa.

La forma más sencilla de aplicar un controlador PI dentro de un sistema con realimentación negativa, se basa en intentar aproximar el modelo de comportamiento dinámico del sistema a la ecuación de un sistema de primer orden. Cuya función de transferencia es:

$$G(p) = \left( \frac{k}{1 + p \cdot \tau} \right) \cdot \left( k_p + \frac{k_i}{p} \right) \quad (4.4)$$

Donde

$\tau$ : Constante de tiempo del sistema.

$k$ : Ganancia del sistema.

De esta forma la ecuación de transferencia entre la variable de control y la de consigna es:

$$\frac{X(p)}{X^*(p)} = \frac{G(p)}{G(p) + 1} \quad (4.5)$$

Se conoce la ecuación del comportamiento dinámico de un sistema de segundo orden, se aplica la igualdad y se opera para despejar los términos de interés:

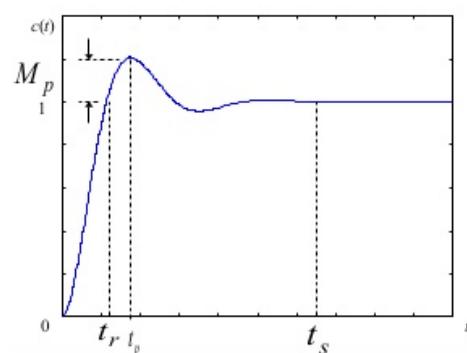
$$\frac{G(p)}{G(p) + 1} = \frac{k \cdot \omega_n^2}{p^2 + p \cdot (2 \cdot \xi \cdot \omega_n) + \omega_n^2} \quad (4.6)$$

Donde:

$\omega_n$ : Es el ancho de banda o rapidez de respuesta transitoria [rad/s].

$\xi$ : Coeficiente de amortiguamiento.

Se estudia la respuesta de un sistema de segundo orden ante una entrada escalón unitario, vemos que aparece un periodo transitorio, que depende de varios factores, hasta que alcanza el valor de la entrada.



**Figura 4-4.** Respuesta de un sistema de segundo orden ante una entrada escalon.

Se entiende el periodo transitorio como tiempo de establecimiento ( $t_s$ ) o el tiempo necesario para que el sistema tenga un error inferior al 2% ante su entrada:

$$t_s = \frac{5.8}{\xi \cdot \omega_n} \quad (4.7)$$

Durante ese periodo transitorio de establecimiento aparece un sobrepulso ( $M_p$ ), que depende únicamente del coeficiente de amortiguamiento:

$$M_p = e^{-\left(\frac{\xi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right)\pi} \quad (4.8)$$

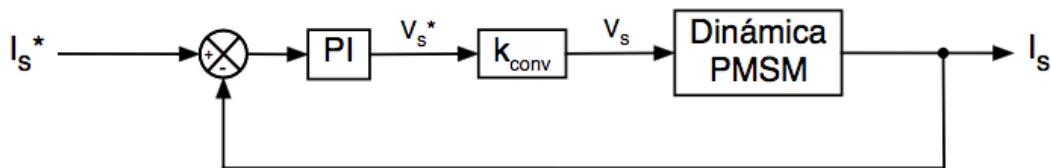
El coeficiente de amortiguamiento que se escoja dará lugar a cuatro comportamientos distintos; si el coeficiente es inferior a la unidad, el lazo se comportará como un sistema subamortiguado con un elevado sobrepulso a la entrada y una respuesta oscilante durante el transitorio, si toma un valor unitario se considera críticamente amortiguado y deberá aproximarse a su entrada sin sobrepulsos, si toma valores superiores a la unidad se trata de un sistema sobreamortiguado el cual se comportará como un sistema críticamente amortiguado pero con un tiempo de establecimiento notablemente superior.

## 4.2. CONTROL DE LA VELOCIDAD Y POTENCIA

En el capítulo 3 se detalla el modelo aerodinámico y el mecánico, del que dependerá en gran parte este lazo de control. El control de velocidad de la turbina se realiza mediante un un lazo de control cerrado sobre la velocidad angular del sistema, que incluye un lazo cerrado sobre la corriente que controlará el par eléctrico.

Todas las valoraciones sobre los aumentos o decrementos en los valores de las constantes y las consignas se hacen en valor absoluto.

### 4.2.1. Lazo cerrado de corriente del VSI<sub>1</sub> (Lazo interno)



**Figura 4-5. Diagrama de bloques para el lazo interno de corriente del VSI<sub>1</sub>.**

Este lazo de control se encarga de que las variables  $I_{sd}$  e  $I_{sq}$  tomen los valores de consigna asignados. En caso de variar la corriente generada por el estator el control actuará de la siguiente forma para ambas componentes:

$$(I_s > I_s^*) \rightarrow V_s^* \downarrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow V_s \downarrow \rightarrow I_s \downarrow$$

Si una de las componentes de la corriente intenta tomar un valor superior a su valor de consigna, el controlador PI recibirá un error negativo en su entrada saliendo de saturación y actuará sobre el voltaje de referencia de VSI<sub>1</sub> disminuyendo su amplitud, de forma que el ciclo de trabajo disminuirá, evitando así el incremento de tensión del estator. En caso contrario, aumentará el ciclo de trabajo evitando el decremento de corriente.

Nuestro sistema en estado estacionario tendrá un valor de consigna para la componente  $I_{sd}$  igual a cero. Esto se debe a que para operar en el punto de extracción de máxima potencia, interesa que el par electromagnético sea máximo en todo momento, ya que la velocidad angular estará limitada por otros factores.

#### 4.2.2. Lazo cerrado de velocidad del VSI<sub>1</sub> (Lazo externo)

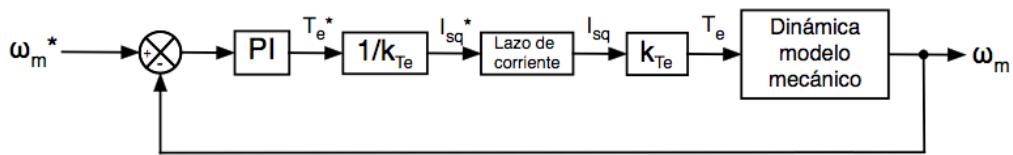


Figura 4-6. Diagrama de bloques para el lazo externo de velocidad del VSI<sub>1</sub>.

Este es el lazo que se encarga de generar una consigna de velocidad angular en función de la velocidad de viento instantánea. El lazo de control para la velocidad angular mecánica del sistema actúa ante las variaciones de velocidad de la siguiente forma:

$$\omega_m^* \uparrow \rightarrow T_e^* \uparrow \rightarrow I_{sq}^* \uparrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow I_{sq} \uparrow \rightarrow T_e \uparrow \rightarrow \omega_m \uparrow$$

Se encarga de transmitir el incremento o decremento necesario al lazo de corriente explicado en el apartado anterior. De esta forma si la consigna  $\omega_m^*$  aumenta también lo hará la consigna del par electromagnético, y a su vez la consigna de la componente "q" de la corriente, aumentando el ciclo de trabajo del rectificador. Así se permite el paso de corrientes mayores a través del rectificador, lo que se traducirá en un aumento de velocidad.

#### 4.2.3. Zonas de funcionamiento

Las zonas de funcionamiento del sistema son directamente dependientes de la velocidad del viento. En función de su valor, sus incrementos o decrementos el sistema deberá ajustarse por sí mismo para actuar en la zona de funcionamiento necesaria.

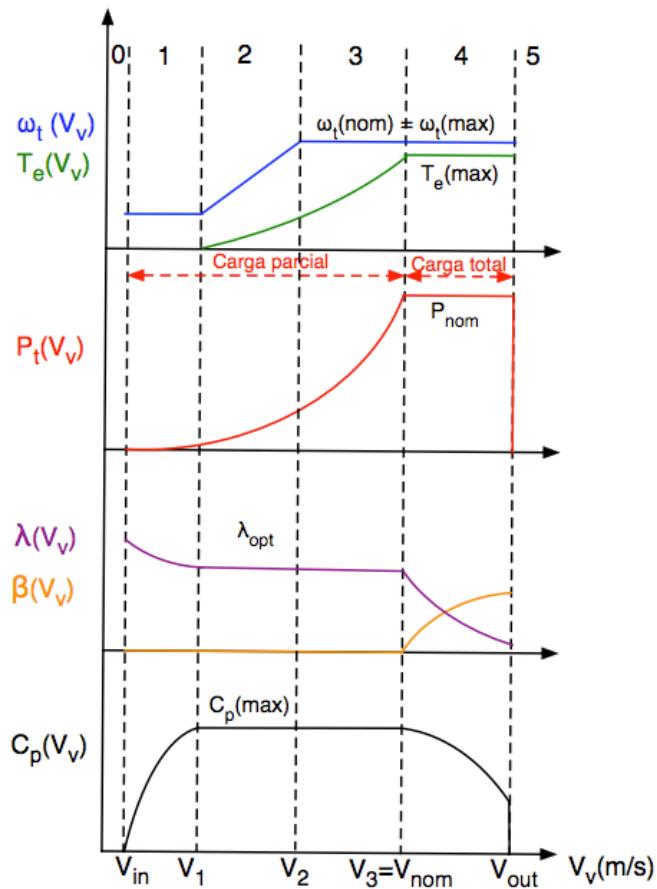


Figura 4-7. Zonas de funcionamiento del sistema en función de la velocidad del viento.

#### **4.2.3.1. Zonas 0 y 5: Velocidades mínimas y máximas de viento**

Como se puede observar en la figura 4-7, el sistema necesita una velocidad de viento mínima para empezar a accionarse, denominada  $V_{in}$ , que viene determinada por el momento de inercia resultante, los coeficientes de amortiguación de los componentes del sistema y la aerodinámica de la turbina; si el viento no alcanza esa velocidad el sistema se encuentra desconectado.

Si el sistema no tuviese un sistema de encendido que actuase para mantener el par electromagnético igual a cero hasta que se alcanza  $V_{in}$ , el control generaría una consigna para la velocidad angular mínima, como en la zona 1, y el sistema consumiría energía de la red para alcanzar esa velocidad angular de consigna. Con el sistema de encendido se asegura que el sistema empieza a girar una vez superada la velocidad de viento mínima necesaria capaz de superar el par mínimo de accionamiento. Una vez alcanzado o superado ese valor, se sitúa en la zona 1 de funcionamiento.

También es necesario un sistema de apagado en caso de que el viento alcance la velocidad  $V_{out}$ . A partir de ese punto de trabajo el fabricante asegura daños mecánicos por vibraciones y torsiones superiores a las que soporta el sistema. Por ese motivo se hace imperante la necesidad de un sistema de frenado de emergencia y la posibilidad de orientar las palas con un ángulo de pitch igual a 90º para suprimir la componente de sustentación por completo

Esta parte del control no se ha incluido en el modelo de PSIM.

#### **4.2.3.2. Zona 1: Regulación a velocidad mínima**

Al entrar en esta zona el valor del coeficiente de potencia comienza a incrementarse desde cero hasta llegar a su valor máximo. El coeficiente de potencia, a medida que aumente la velocidad del viento irá aumentando hasta alcanzar su valor máximo.

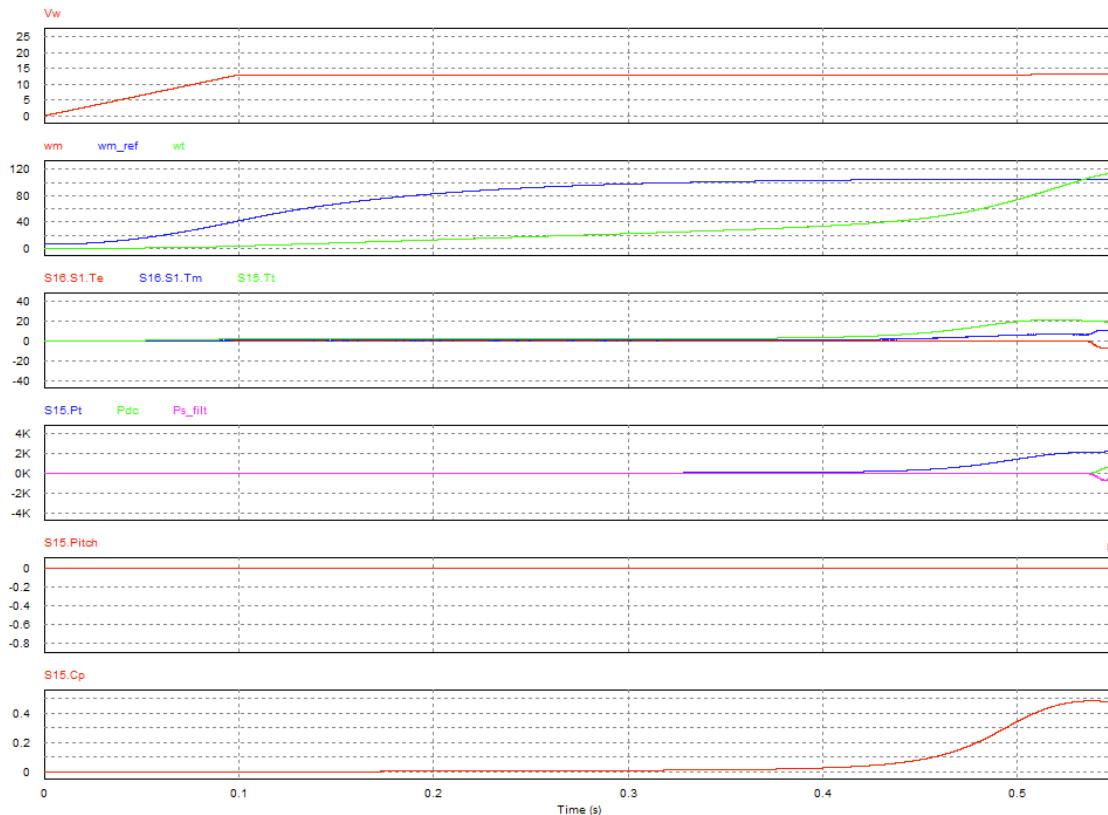
El control debe encargarse de que la turbina no tome frecuencias de giro cercanas a su frecuencia natural de resonancia (aproximadamente 0,5 Hz), para evitar oscilaciones resonantes en las partes mecánicas que podrían destruir o dañar seriamente el sistema.

Para ello se establece un valor de consigna mínimo para la velocidad de giro del sistema superior a la velocidad de resonancia natural; de forma que, si el sistema intenta girar a una velocidad cercana a la frecuencia de resonancia el control actuará reduciendo la consigna del par para permitir la aceleración de la máquina.

$$(\omega_m \approx \omega_{m\_min}) \rightarrow T_e^* \downarrow \rightarrow I_{sq}^* \downarrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow I_{sq} \downarrow \rightarrow T_e \downarrow \rightarrow \omega_m \uparrow \rightarrow (\omega_m > \omega_{m\_min})$$

Durante el arranque el control generará una consigna de par igual a cero hasta alcanzar el valor deseado, así se evitará el consumo de potencia de la red durante el transitorio y se reducirá el tiempo de existencia de la zona 1.

$$(\omega_m < \omega_{m\_min}) \rightarrow T_e^* = 0 \rightarrow I_{sq}^* = 0 \rightarrow I_{sq} = 0 \rightarrow T_e = 0$$



**Figura 4-8. Ondas de interes durante la zona 1.**

Se observa como el control mantiene el par electromagnético de la máquina PMSM igual a 0 hasta que el aerogenerador alcanza la velocidad mínima de consigna, permitiendo su rápida aceleración para no oscilar a frecuencias cercanas a la natural, sin consumo de energía de la red. Una vez alcanzado ese valor y el valor de coeficiente de potencia máximo el control permite la generación de par electromagnético, igualándose este al turbinado, y se comienza a producir potencia en los devanados del estator.

#### 4.2.3.3. Zona 2: Regulación para la extracción de máxima potencia (MPPT)

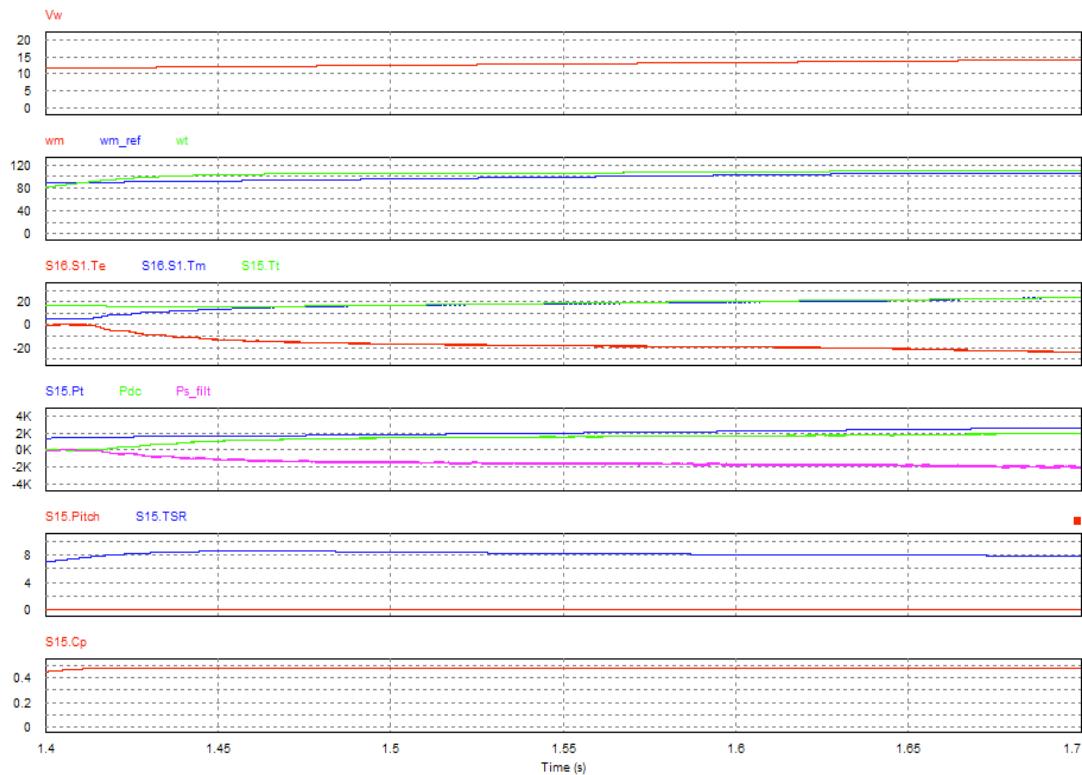
Una vez alcanzado el valor máximo para el coeficiente de potencia, interesa que se mantenga para asegurar la máxima extracción de potencia. Aquí entra en juego la estrategia de seguimiento de máxima potencia (MPPT). En el capítulo 3, se demuestra que el coeficiente de potencia es función del ángulo pitch y del TSR; el control MPPT se basa en aumentar, disminuir o mantener constante la velocidad de rotación de la turbina en función de la variación del viento respecto al tiempo, para que el valor de TSR se mantenga en el punto óptimo, asegurando que el coeficiente de potencia se encuentra en su máximo, al aumentar la velocidad del viento debe aumentar la velocidad de rotación de la máquina y viceversa.

En caso de que la velocidad de viento aumente, la consigna para  $I_{sq}^*$  aumentará en valor absoluto, provocando así un aumento del par resistente o eléctrico en valor absoluto generado por la máquina PMSM, asegurando que la velocidad angular se mantiene en el punto óptimo para la extracción de potencia del viento.

$$V_v \uparrow \rightarrow \omega_m^* \uparrow \rightarrow T_e^* \uparrow \rightarrow I_{sq}^* \uparrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow I_{sq} \uparrow \rightarrow T_e \uparrow \rightarrow \omega_m \uparrow \rightarrow P_t \uparrow$$

Eso se consigue generando una consigna de velocidad de rotación mecánica igual al producto de la velocidad del viento por el TSR óptimo entre el radio de la pala; obedeciendo a la ecuación 3.4. Lo que hará que nuestro sistema genere una consigna

para  $I_{sq}$  proporcional a la ecuación mencionada anteriormente, gestionando así el par eléctrico generado; de forma que la velocidad angular se mantenga en su punto óptimo en función del TSR óptimo hasta alcanzar la zona 3.



**Figura 4-9. Ondas de interés durante la zona 2.**

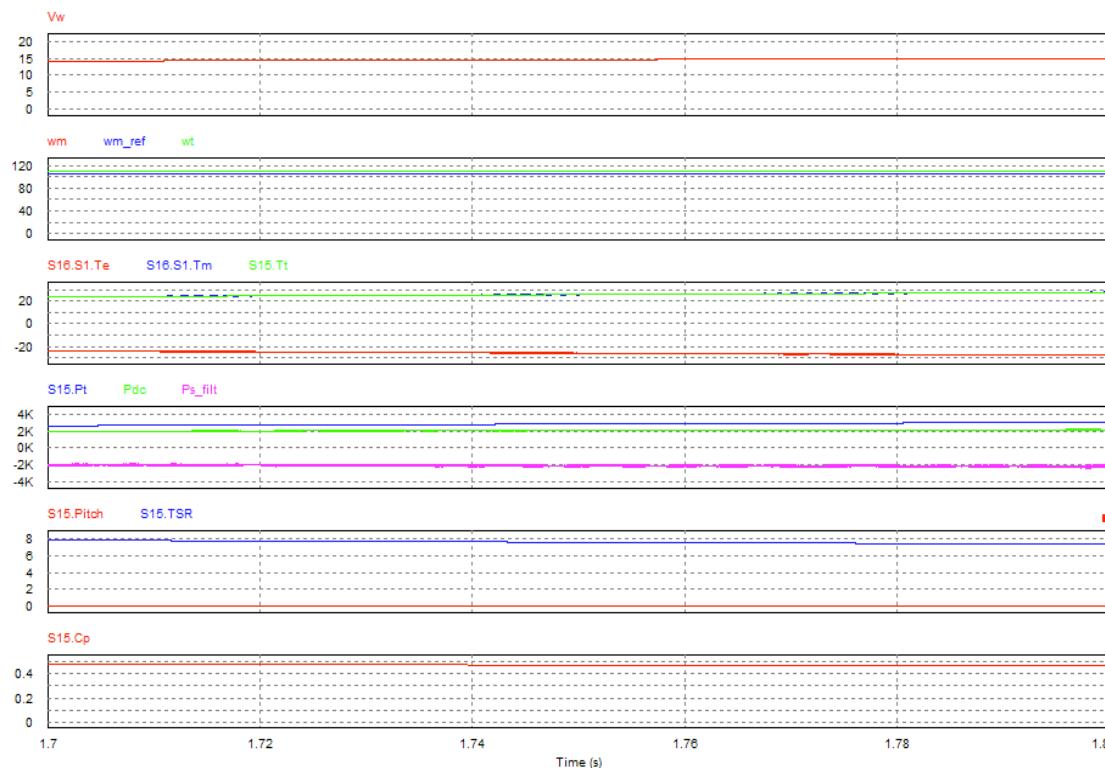
Se observa como el coeficiente de potencia es máximo manteniéndose constante. El par turbinado en un inicio es superior al par electromagnético, aumentando este hasta igualarse al turbinado y posteriormente aumentando con relación a la velocidad del viento o potencia eólica disponible, comportándose las potencias en consecuencia a los pares aplicados al sistema. Se aprecia la aceleración angular mecánica del sistema hasta alcanzar el valor nominal del sistema, punto en que se da 'paso a la siguiente zona de control.

#### 4.2.3.4. Zona 3: Regulación a velocidad máxima constante

Una vez alcanzada la velocidad de rotación mecánica nominal del sistema, el control debe actuar para detener la aceleración angular; en caso de incremento de la velocidad del viento deberá mantener esa velocidad de giro constante. Esto limitará los esfuerzos mecánicos a los que se someten la partes mecánicas; además de limitar la velocidad tangencial o lineal de las puntas de las palas, para limitar la contaminación audible que producen.

Para limitar la velocidad angular mecánica, igual que en la zona I se aplica un limitador que provocará que la consigna de la velocidad angular se mantenga constante, cuando la velocidad angular intente incrementarse sobre el valor de consigna el regulador PI actuará en su salida aplicando un decremento, que se traducirá en el aumento en valor negativo de la consigna para  $I_{sq}$  provocando que el par eléctrico aumente en la misma dirección, manteniendo así la velocidad angular constante y aumentando la potencia generada por la máquina PMSM.

$$V_v \uparrow \rightarrow (\omega_m^* = \omega_{nom}) \rightarrow T_e^* \uparrow \rightarrow I_{sq}^* \uparrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow I_{sq} \uparrow \rightarrow T_e \uparrow \rightarrow (\omega_m = \omega_{nom}) \rightarrow P_t \uparrow$$



**Figura 4-10. Ondas de interés durante la zona 3.**

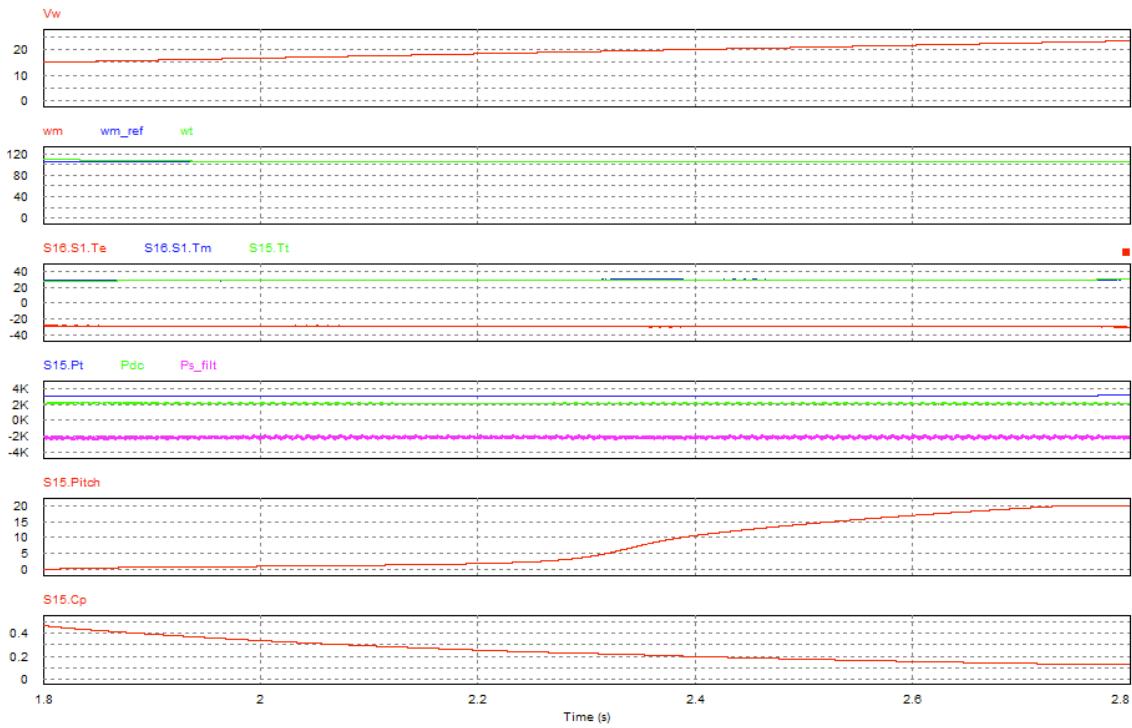
Se observa tanto la consigna como la velocidad angular mecánica en su punto máximo o nominal, el control actúa aumentando la consigna del par electromagnético para mantener constante la velocidad a pesar del aumento en la potencia turbinada. El coeficiente de potencia se mantiene constante en su máximo, ya que la potencia turbinada sigue aumentando en relación a la disponible.

Esta parte del control podría realizarse mediante la regulación del ángulo Pitch, pero debido a la lenta dinámica de ese tipo de regulación y la carente linealidad entre el ángulo Pitch y la potencia turbinada, es preferible realizar el control mediante un aumento de la consigna de par eléctrico o de la corriente  $I_{sq}$ , cuya linealidad ya se ha demostrado; permitiendo un único ajuste del controlador PI para cualquier punto de trabajo.

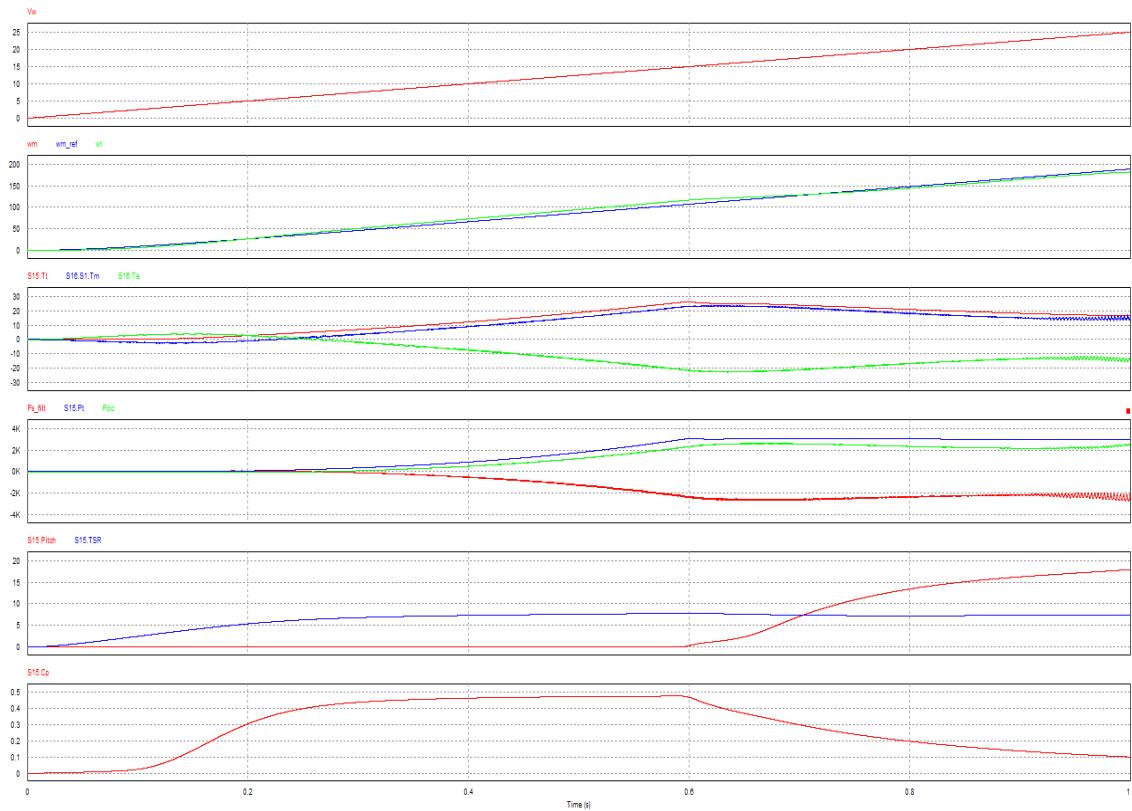
#### 4.2.3.5. Zona 4: Limitación de potencia mediante el ángulo pitch

Una vez alcanzada la potencia nominal del sistema, el sistema mecánico que varía el ángulo Pitch entra en juego. Como se detalla en el capítulo 3 el coeficiente de potencia es dependiente del ángulo Pitch. Por tanto, en el momento que comienza el incremento del ángulo Pitch, el coeficiente de potencia comenzará a caer de forma más notable que en el apartado anterior, manteniendo la potencia turbinada igual a la potencia nominal del sistema. Para ello es necesario un lazo de control sobre la potencia nominal del sistema y la potencia turbinada.

$$V_v \uparrow \rightarrow (P_t^* = P_{nom}) \rightarrow e_{pot} \uparrow \rightarrow \beta \uparrow \rightarrow C_p \downarrow \rightarrow (P_t = P_{nom})$$

**Figura 4-11. Ondas de interés durante la zona 4.**

Se observa como a medida la velocidad angular se mantiene constante en su máximo, al igual que la potencia. Debido al aumento del ángulo pitch que permite la premisa anterior aparece un descenso drástico en el coeficiente de potencia.

**Figura 4-12. Ondas de interés para el control de velocidad durante el rango de funcionamiento del aerogenerador.**

### 4.3. ESTRATEGIA DE CONTROL DEL LADO DE LA RED (VSI<sub>2</sub>)

El inversor del lado de la red es el encargado de asegurar que la energía inyectada a la misma coincide en módulo de tensión y frecuencia con la red.

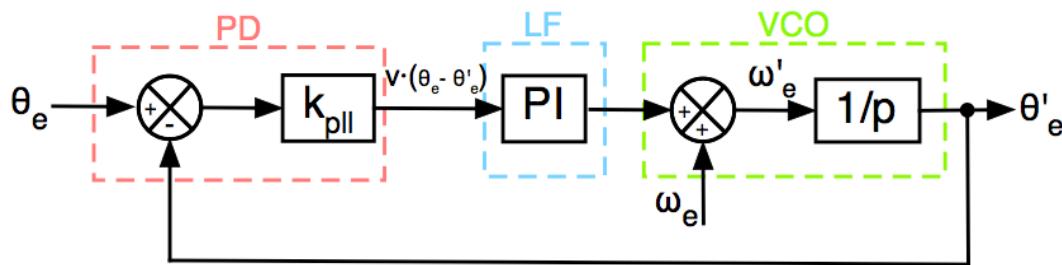
Para asegurar el módulo de la tensión de inyección y la máxima transferencia de potencia a la red sin componente reactiva se utiliza un lazo de corriente cerrado con un bucle externo; para determinar la frecuencia y el ángulo de fase se utiliza un bucle cerrado denominado PLL (Phase Locked Loop).

#### 4.3.1. Bucle de enganche de fase (PLL)

Es necesario conocer el ángulo de fase de forma exacta, teóricamente dicho ángulo tendrá variaciones de frecuencia constante, pero pueden darse perturbaciones en la red como armónicos o huecos de tensión que provoquen un pequeño retraso o adelanto en el mismo.

El bloque PLL consta de una dinámica rápida de seguimiento y se encarga de estimar el ángulo de forma exacta en cada instante.

Este tipo de bloque no se utiliza únicamente en sistemas electrónicos de control de potencia, también es utilizado por la industria informática y de telecomunicaciones, debido a la capacidad para establecer frecuencias sintonizadas con señales periódicas externas. Además son capaces de detectar y recopilar información relevante proveniente de señales distorsionadas.



**Figura 4-13. Diagrama de bloques para un PLL.**

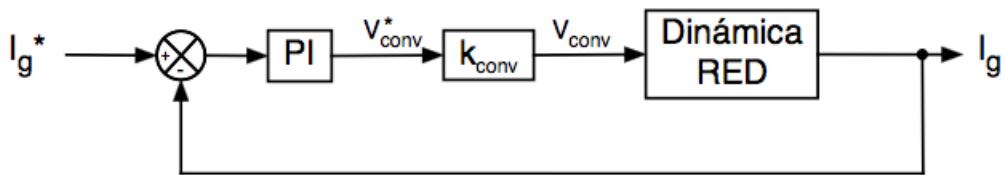
El bloque PD (Phase Detector) o detector de fase compara la señal de salida con la de entrada generando una salida proporcional a la variable utilizada.

El bloque LF (Loop Filter) o filtro de lazo se trata de un filtro pasa bajos que atenúa la componente alterna de la salida del bloque PD, suele utilizarse un controlador PI para ello.

El bloque VCO (Voltage Controller Oscilator) o controlador de oscilación de voltaje, genera una salida de alterna con una frecuencia muy próxima, por no decir idéntica, a la frecuencia de control; es decir, da el ángulo de fase estimado que compara con el ángulo de fase.

Esta descripción hace referencia a un bloque PLL básico que es el que se utilizará en el modelo, pero existen bucles mucho más complejos y completos que este.

### 4.3.2. Lazo cerrado de corriente del VSI<sub>2</sub> (Lazo interno)



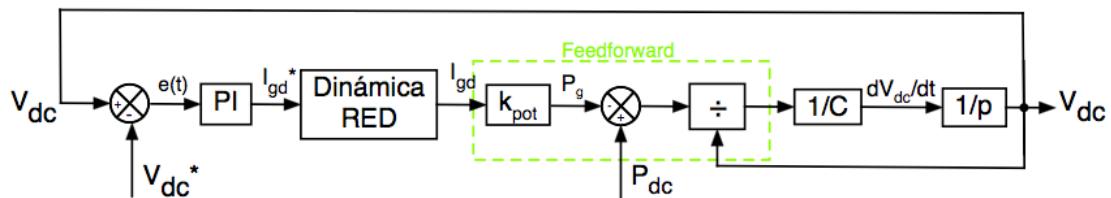
**Figura 4-14.** Diagrama de bloques para el lazo cerrado de corriente del VSI<sub>2</sub>.

La función de este lazo es asegurar que el módulo de la tensión es el deseado, es decir, que coincida con la tensión de consigna.

$$(V_{conv} > V_{conv}^*) \rightarrow I_g^* \downarrow \rightarrow D \downarrow \rightarrow I_g \downarrow \rightarrow V_{conv} \downarrow \rightarrow (V_{conv} = V_{conv}^*)$$

Si la tensión generada por el convertidor intenta aumentar sobre el valor de consigna el controlador PI actuara disminuyendo la consigna  $I_g^*$  reduciendo el ciclo de trabajo de forma que el valor de tensión del convertidor no pueda seguir aumentando y corrigiendo el error.

### 4.3.3. Lazo cerrado de la tensión del bus DC (Lazo externo)



**Figura 4-15.** Diagrama de bloques para el lazo de tensión del bus DC.

Este lazo está diseñado para asegurar la inyección de toda la potencia generada por nuestro sistema. Se encarga de mantener la tensión del bus de continua a un valor determinado previamente para que se encuentre en todo momento en el modo de funcionamiento deseado. En estado estacionario:

$$(P_{dc} = P_g) \rightarrow (I_{dc} = I_g) \rightarrow I_c = 0 \rightarrow V_{dc} = cte$$

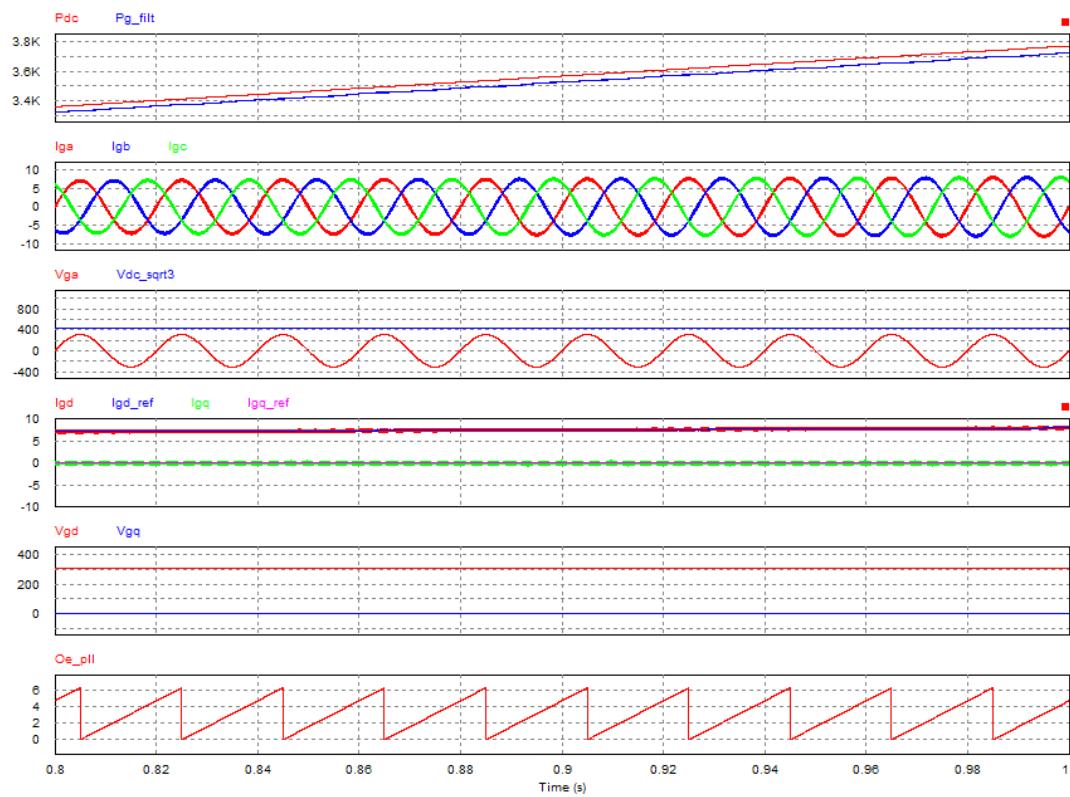
En caso de detectar un aumento en la tensión del bus de continua provocado por una derivación de corriente a través del capacitor, debido a un incremento de la corriente inyectada en el bus de continua:

$$P_{dc} \uparrow \rightarrow (P_{dc} > P_g) \rightarrow (I_{dc} > I_g) \rightarrow I_c \uparrow \rightarrow V_{dc} \uparrow$$

En este caso el lazo actuara de la siguiente forma devolviendo el sistema ha estado estacionario:

$$(V_{dc} > V_{dc}^*) \rightarrow I_g^* \uparrow \rightarrow V_{conv}^* \uparrow \rightarrow D \uparrow \rightarrow V_{conv} \uparrow \rightarrow I_g \uparrow \rightarrow (V_{dc} = V_{dc}^*)$$

El red-forward se trata de un término que mejora el comportamiento dinámico del lazo  $V_{dc}$ , provocando una anticipación a las perturbaciones en la potencia generada por el sistema aerodinámico.

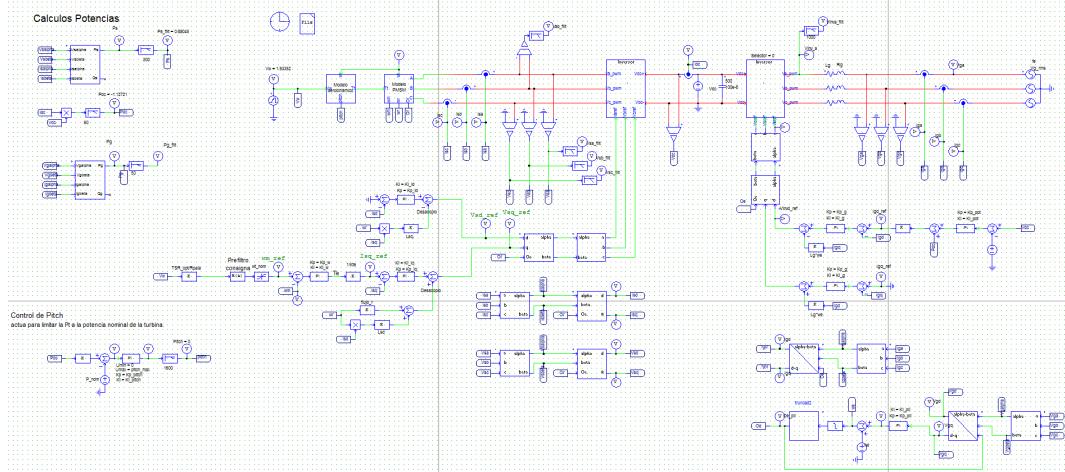


**Figura 4-16. Ondas de interés correspondientes al control del inversor  $VSI_2$ .**



## 5. MODELO EN PSIM

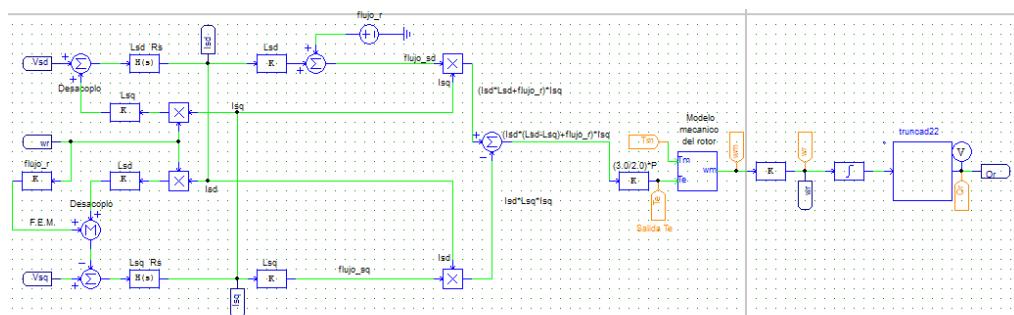
En este capítulo se modelará de forma práctica, mediante el programa PSIM, la teoría explicada en los capítulos anteriores.



**Figura 5-1. Modelo PSIM del sistema eólico completo.**

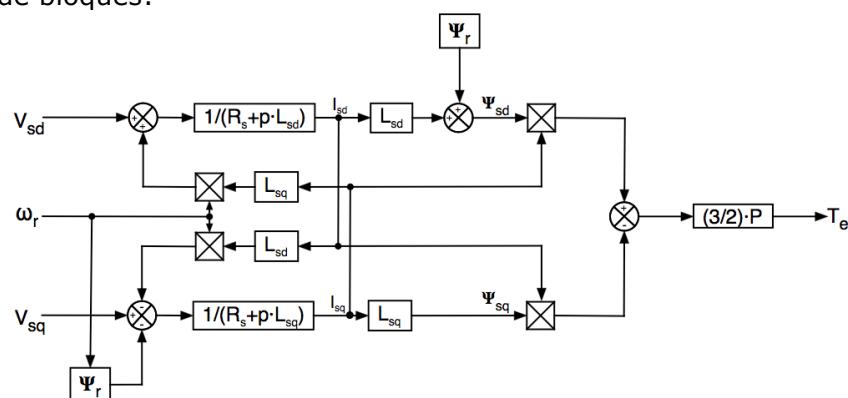
Para llegar a modelar el sistema completo se ha seguido una estrategia que se detallará en este capítulo, de forma que se puedan plasmar los pasos que ha seguido el autor.

### 5.1. IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO “DQ” DE UNA PMSM



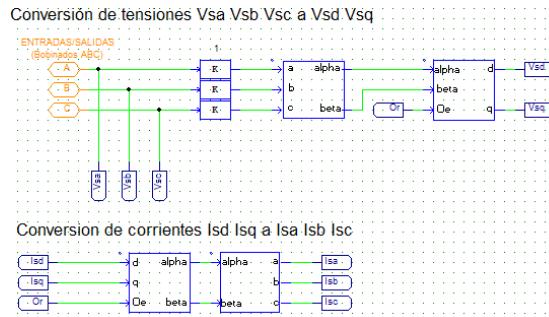
**Figura 5-2. Circuito completo del modelo PMSM y las partes mecánicas.**

Con las ecuaciones desarrolladas en el apartado 3 del capítulo 3 se desarrolla el diagrama de bloques:



**Figura 5-3. Diagrama de bloques para modelar una PMSM en un sistema de referencia "dq".**

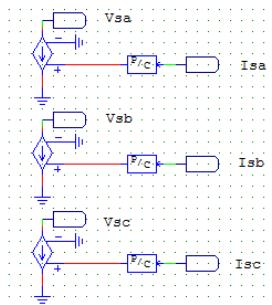
Como se ve en el diagrama de bloques, el modelo consta de tres señales de entrada y una señal de salida. Las señales de entrada  $V_{sd}$  y  $V_{sq}$  se obtienen mediante bloques de programación que incorporan las transformadas de Park y Clarke; y las señales de estado del modelo PMSM  $I_{sd}$  e  $I_{sq}$ , se convierten al sistema de coordenadas convencional ABC mediante bloques de programación que incorporan las transformadas inversas de Park y Clarke:



**Figura 5-4. Bloques PSIM para la conversión de las señales del subcicuito PMSM.**

Es necesario añadir un bloque de ganancia unitaria para poder utilizar señales de potencia en el circuito de control.

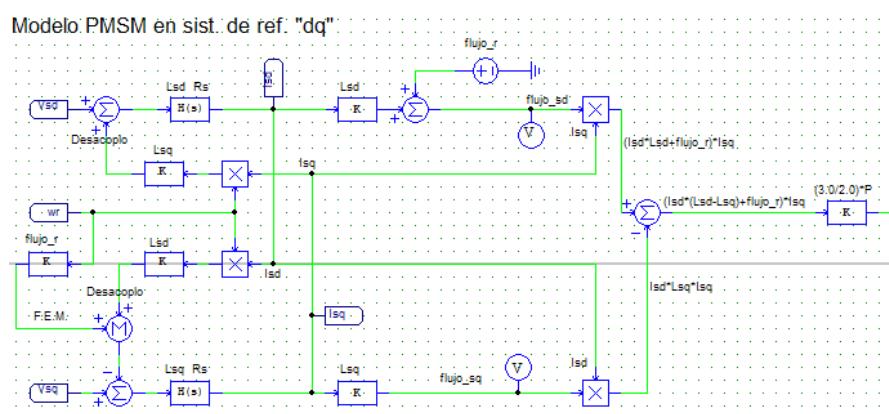
Debido a que las salidas ABC corresponden a señales de control es necesario convertirlas a señales de potencia:



**Figura 5-5. Conversión de variables matemáticas en señales de potencia.**

Para convertir las señales de control o matemáticas en señales de potencia se utiliza un bloque propio de PSIM llamado Control-to-Poder. Esa señal se conecta a una fuente de corriente dependiente de la tensión y se aísla a neutro las tres ramas.

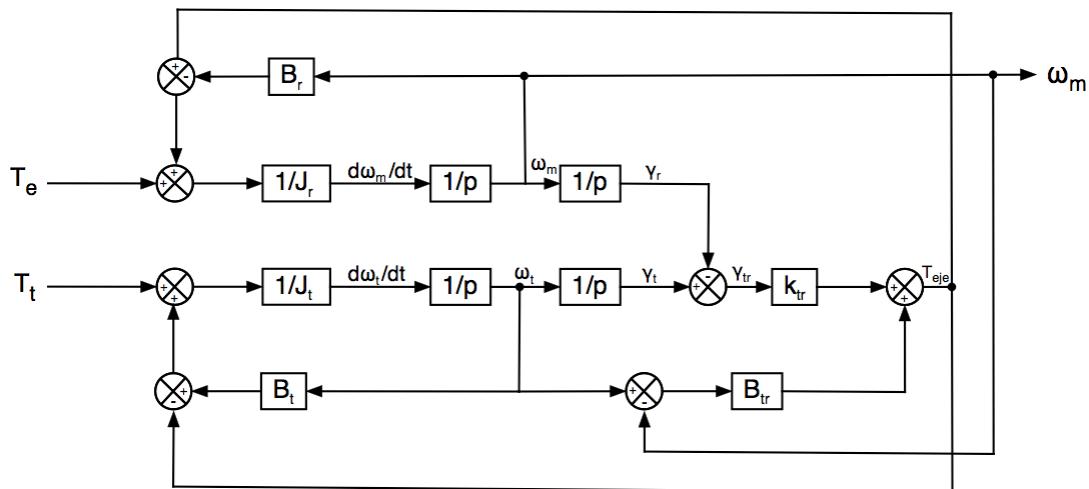
Mediante el diagrama de la figura 5-3 se construye el circuito que responde a la dinámica de una máquina PMSM:



**Figura 5-6. Circuito en PSIM para de modelo PMSM.**

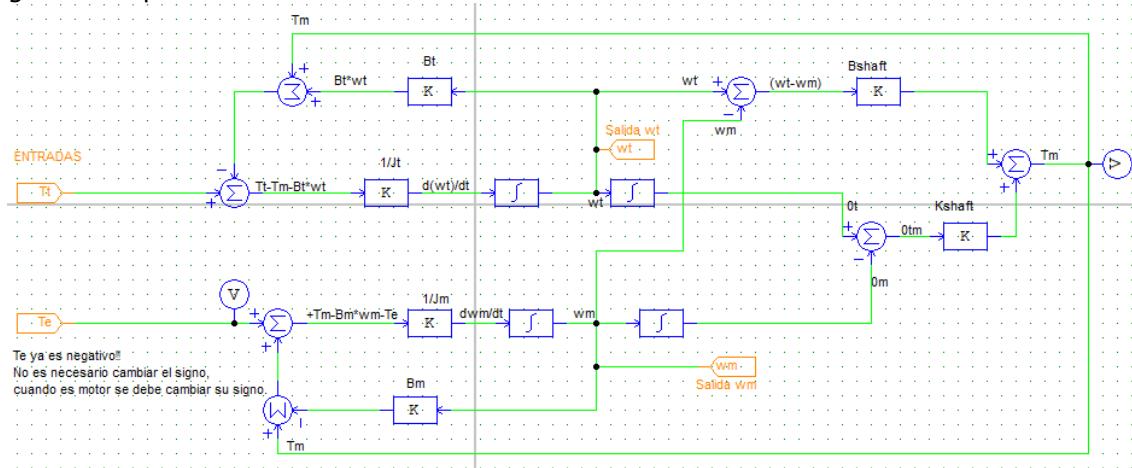
### 5.1.2. Implementación del modelo del conjunto mecánico

El siguiente paso es añadir el comportamiento dinámico de las partes mecánicas del sistema, se diseña un subcírculo basado en el siguiente diagrama de bloques que obedece a las ecuaciones desarrolladas en el apartado 2 del capítulo 3:



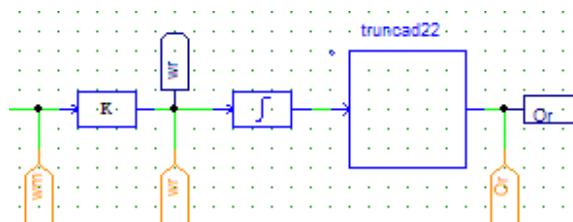
**Figura 5-7. Diagrama de bloques del comportamiento dinámico de las partes mecánicas.**

Dicho subcírculo tiene dos entradas correspondientes al par de carga y al par electromagnético, y dos señales de salida, una para la velocidad angular mecánica y otra para la velocidad angular de la turbina, señal que necesitamos en el subcírculo generado para el modelo aerodinámico de la turbina.



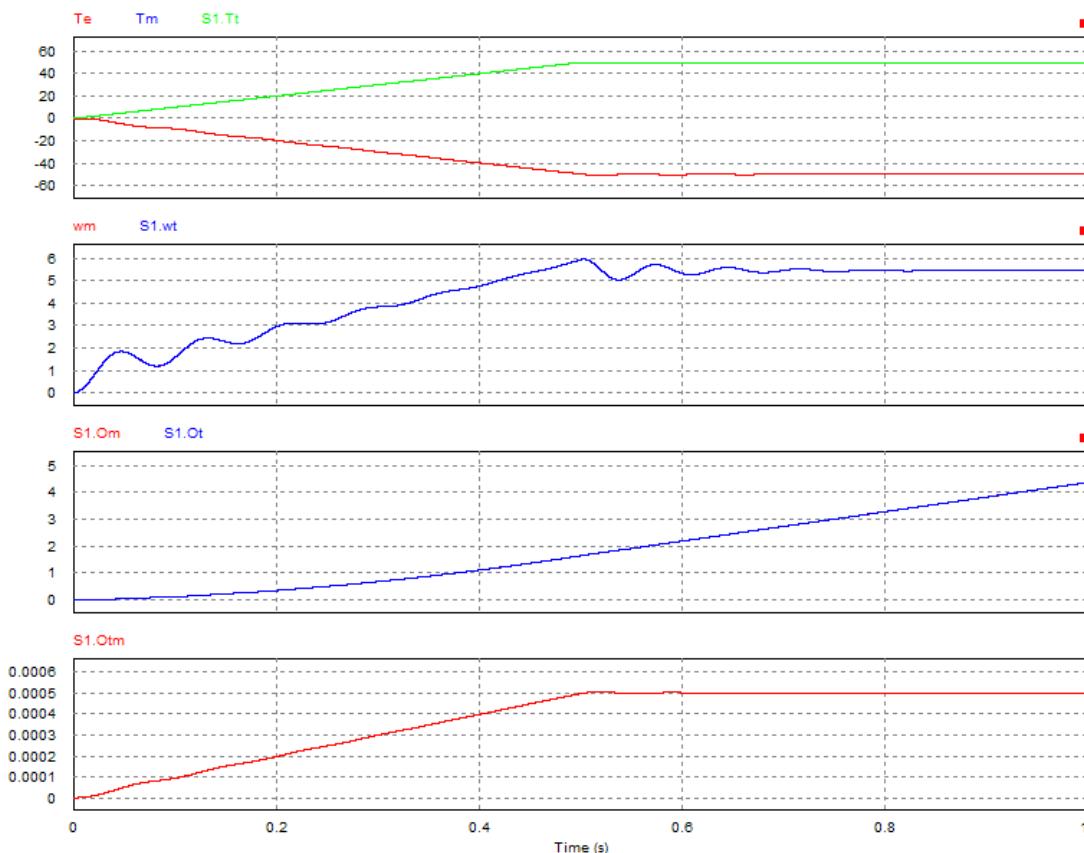
**Figura 5-8. Circuito del modelo de comportamiento dinámico de las partes mecánicas.**

La velocidad angular mecánica se multiplica por los pares de polos para obtener la velocidad angular del campo electromagnético del rotor y se integra la señal resultante para conocer la posición del rotor:



**Figura 5-9. Bloque PSIM para la obtención de la posición del rotor.**

El bloque a la salida del integrador se trata de un truncado que limita la señal entre 0 y  $2\pi$ , su función es evitar que la posición del rotor se acumule para simplificar los cálculos posteriores que se realizarán utilizando dicha señal.



**Figura 5-10. Ondas de interés de modelo mecánico.**

En la gráfica anterior se puede observar la diferencia entre el ángulo de la posición de la turbina que aumenta de forma proporcional al par aplicado. Las oscilaciones en la velocidad angular mecánica se deben a los momentos de inercia del sistema; esta se estabiliza cuando el par se vuelve constante.

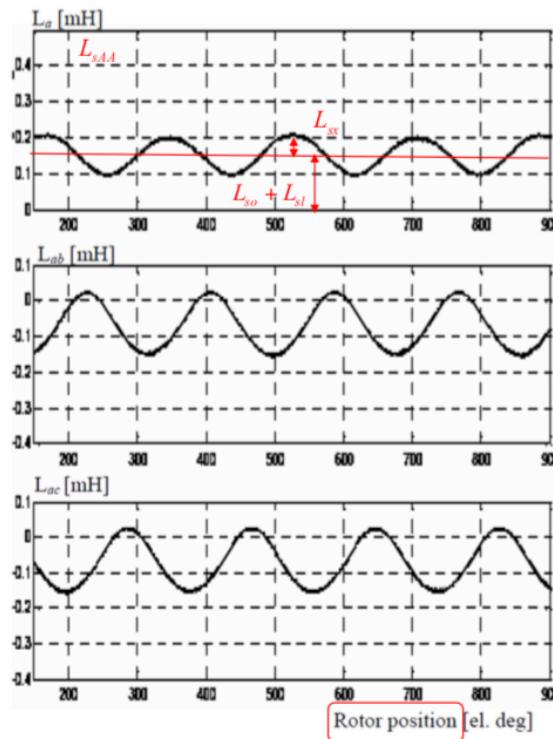
### 5.1.3. Parametrización del modelo

Los parámetros utilizado en este modelo se han tomado del catálogo de un fabricante alemán de máquinas síncronas de imanes permanentes multipolo, llamado VEM. El modelo en concreto escogido es el PE1R100LX4:

PARÁMETRO	VALOR	UNIDAD
$P_n$	3000	W
$P$	2	Pares de polos
$R_s$	1.5	$\Omega$
$L_m$	0.016	H
$L_l$	0.004	H
$J_m$	0.00725	$kg \cdot m^2$
$B_m$	0.004	$N \cdot m \cdot s/rad$
$n_{nom}$	1000	r.p.m.

**Tabla 5-1. Parámetros tomados del catálogo de VEM.**

Para obtener los valores de las inductancias se realiza un ensayo empírico con un osciloscopio conectado a uno de los bobinados de una máquina PMSM y se grafican las tres inductancias presentes en él.



**Figura 5-11. Resultado del ensayo en uno de los bobinados.**

En la figura 5-11 se observa que las inductancias propias de cada devanado están compuestas por la suma de la inductancia magnetizante, la inductancia de fugas y una componente de forma senoidal que varía su valor en función de la posición del rotor; y las inductancias mutuas constan de la componente senoidal y de otra componente fundamental con signo negativo que sitúa la onda por debajo del eje de abscisas (carecen de inductancia de fugas).

De esta forma podemos deducir las siguientes expresiones para las inductancias presentes en los bobinados de la máquina PMSM con rotor de polos salientes:

$$L_{aa} = L_{so} + L_{sl} - L_{sx} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r) \quad (5.2)$$

$$L_{bb} = L_{so} + L_{sl} - L_{sx} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r + 2\pi/3) \quad (5.3)$$

$$L_{cc} = L_{so} + L_{sl} - L_{sx} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r - 2\pi/3) \quad (5.4)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2} \cdot L_{so} - L_{sx} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r - 2\pi/3) \quad (5.5)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2} \cdot L_{so} - L_{sx} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r) \quad (5.6)$$

$$L_{cb} = L_{bc} = -\frac{1}{2} \cdot L_{so} - L_{sx} \cdot \cos(2 \cdot \theta_r + 2\pi/3) \quad (5.7)$$

Donde:

$L_{so}$ : Inductancia magnetizante [H].

$L_{sl}$ : Inductancia de fuga [H].

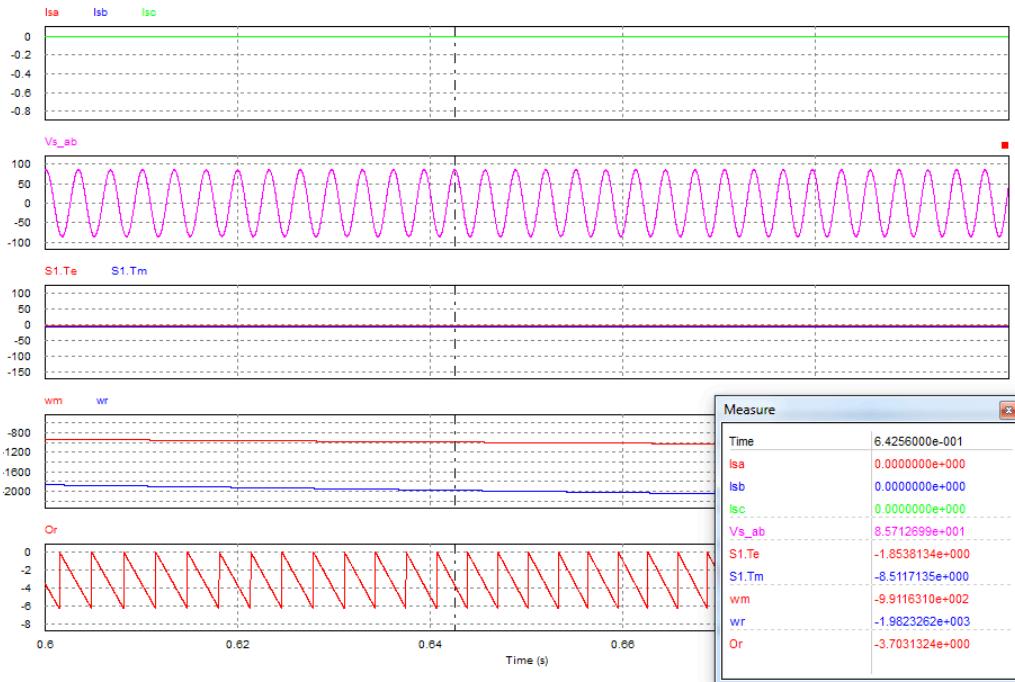
$L_{sx}$ : Inductancia asociada a la posición del rotor [H].

Se aplica la siguiente fórmula para conocer el flujo de los imanes del rotor:

Aplicando las transformadas de Clarke y Park se obtienen las expresiones para el modelo "dq" 3.35 y 3.36 de las inductancias. Mediante el ensayo empírico el valor asignado a la inductancia dependiente de la posición del rotor se estima :

$$L_{sx} = \frac{1}{3} \cdot (L_{sl} + L_{so}) \quad (5.8)$$

Para calcular el flujo magnético se necesita conocer el valor de la tensión de pico entre fases del estator. Para ello se realiza un ensayo a circuito abierto arrastrando la máquina a su velocidad nominal de trabajo:



**Figura 5-12. Gráficas obtenidas a realizar el ensayo a circuito abierto.**

La expresión utilizada para calcular el flujo magnético de los imanes del rotor es la siguiente:

$$\Psi_r = \frac{|V_{sab}|}{\sqrt{3} \cdot \omega_{nom}} \quad (5.9)$$

A continuación se detalla una tabla para los parámetros utilizados en el modelo:

PARÁMETRO	VALOR	UNIDAD
$P_n$	3000	W
$P$	2	Pares de polos
$R_s$	1.5	$\Omega$
$L_{sd}$	0.0018	H
$L_{sq}$	0.0038	H
$J_m$	0.00725	$kg \cdot m^2$
$B_m$	0.000725	$N \cdot m \cdot s/rad$
$k_{shaft}$	0.0001	$kg \cdot m^2$
$B_{shaft}$	100000	$N \cdot m \cdot s/rad$
$n_{nom}$	1000	rpm
$\omega_{nom}$	104.72	$rad/s$
$ V_{sab} $	85.7	V
$\Psi_r$	0.473	Wb

**Tabla 5-2. Parámetros utilizados en el modelo PMSM.**

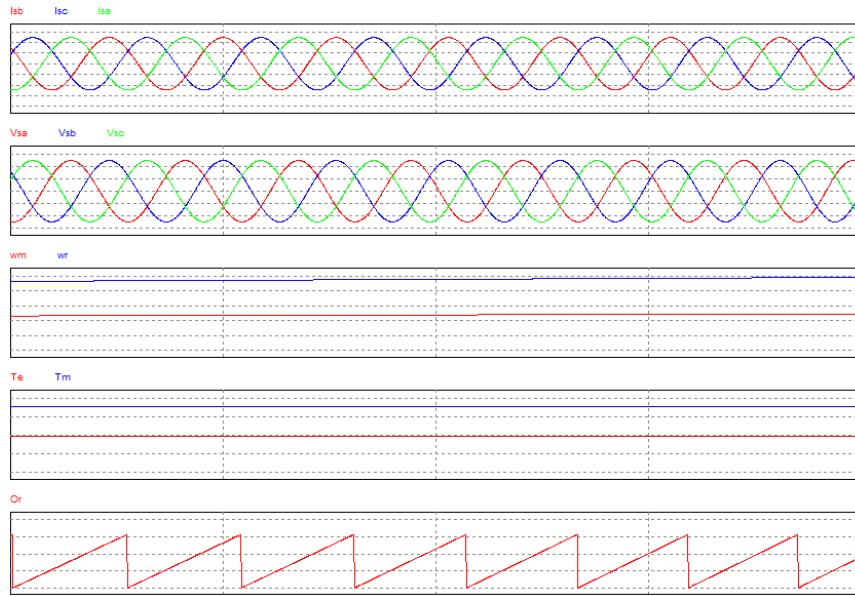


Figura 5-13. Ondas de interés del modelo PMSM en estado estacionario.

Se observan ondas completamente senoidales y de módulo constante para una velocidad y par constantes; y la variación de la posición del rotor se mantiene entre 0 y  $2\pi$ . El modelo se comporta correctamente en periodo estacionario. Se da paso al desarrollo del modelo aerodinámico.

## 5.2. IMPLEMENTACIÓN DEL MODELO AERODINÁMICO

Tomando las ecuaciones desarrolladas en el apartado 3.1 se diseña el siguiente diagrama de bloques para el modelo aerodinámico:

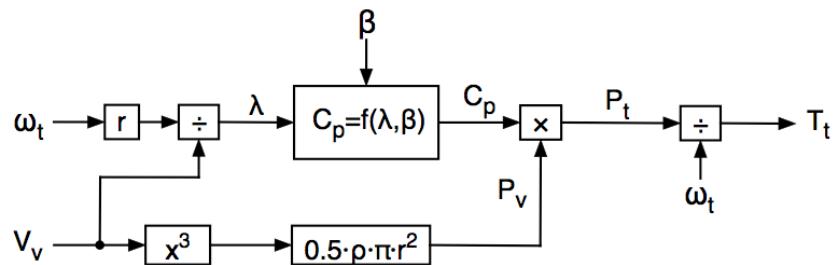


Figura 5-14. Diagrama de bloques para el modelo aerodinámico.

Para obtener el  $C_p$  se utiliza un bloque de programación C, donde se escriben las ecuaciones diferenciales para obtener una aproximación al valor real de  $C_p$  implementando las ecuaciones 3.5 y 3.6. Así se obtiene el circuito completo del comportamiento aerodinámico:

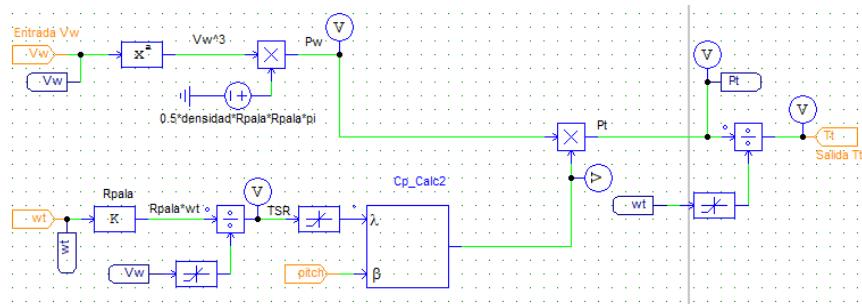


Figura 5-15. Modelo aerodinámico implementado en PSIM del modelo aerodinámico.

El modelo aerodinámico explicado procesa las señales que indican la velocidad de viento y el ángulo de pitch, entregando una señal de salida que corresponde al par aplicado al eje por la turbina.

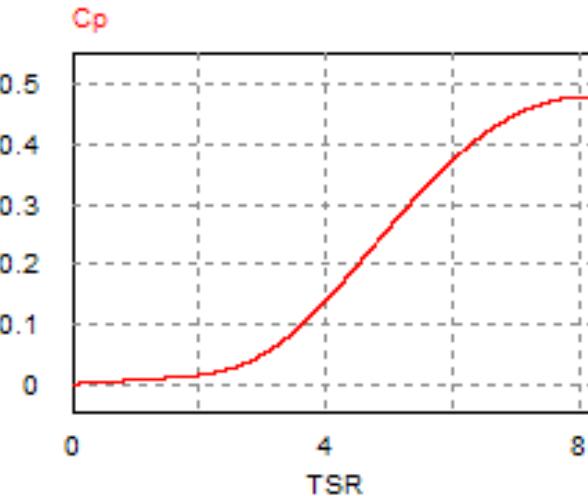


Figura 5-16. Coeficiente de potencia en función del TSR.

Se grafica el coeficiente de potencia en función del TSR, se puede observar que tiene una forma de onda que coincide con la teoría explicada anteriormente. También se determina el valor máximo del coeficiente de potencia para nuestro modelo, valor que necesario para la generación de consignas.

A continuación se detallan los parámetros utilizados en el modelo aerodinámico:

PARÁMETRO	VALOR	UNIDAD
$P_n$	3000	W
$\rho$	1.225	kg/m <sup>3</sup>
$R_{pala}$	1	m
$C_{p\_max}$	0.48	—
$TSR_{opt}$	8.18	—
$J_t$	0.015	kg · m <sup>2</sup>
$B_t$	0.0001	N · m · s/rad

Tabla 5-3. Parámetros utilizados en el modelo aerodinámico.

### 5.2.2. Implementación del control de potencia (variación del ángulo Pitch)

Debido a la lentitud de este sistema el tiempo de establecimiento otorgado a este lazo debe ser alto, para que se comporte de forma similar a un sistema real de Pitch, compuesto por un servomotor por pala que varía su posición angular. Pero se considera de ganancia igual a 1 para no complicar en control del sistema:

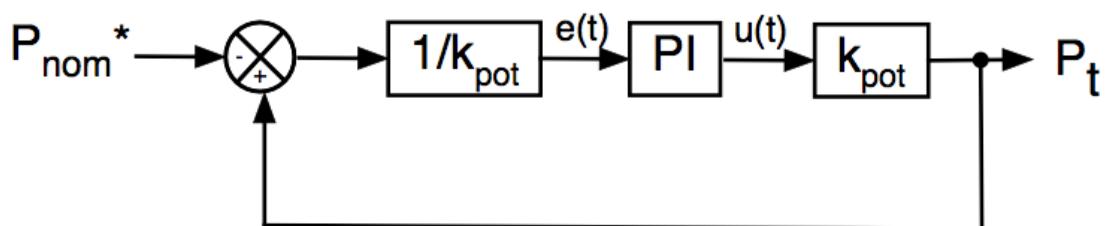


Figura 5-17. Lazo cerrado de potencia.

En este lazo no hay interés sobre la acción proporcional del controlador, de modo que se le otorgará un valor cercano a cero para que su acción se anule de forma permanente.

$$u_{PI\_pitch}(t) = \beta = k_{i\_pitch} \cdot \int (P_t - P_{nom}) \cdot dt \quad (5.10)$$

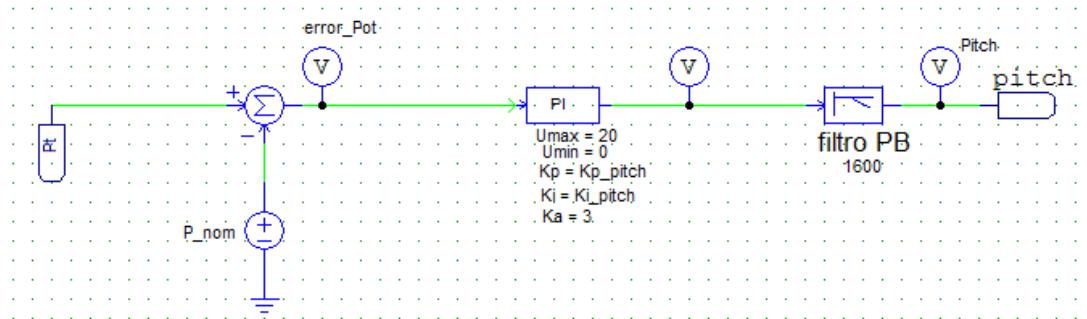
El control consta de una consigna constante igual a la potencia nominal del sistema, cuando la potencia turbinada es superior a la consigna, el controlador PI asociado a esta parte del control saldrá de saturación comenzando a incrementar el ángulo Pitch.

Para que no comience a actuar antes de tiempo, se limita la salida del controlador PI entre 0 y 20, de forma que se anula la acción integral cuando su valor esté fuera de rango; es decir, cuando la potencia turbinada esté por debajo de la nominal, el error generado será negativo encontrándose fuera de rango y cuando el ángulo Pitch alcance un valor de  $20^\circ$ , valor establecido como máximo, también se anulará la acción del controlador PI.

$$\left. \begin{array}{l} P_T \leq P_{nom} \\ \beta > 20^\circ \end{array} \right\} \rightarrow u_{pitch} = 0 \quad (5.11)$$

$$P_T > P_{nom} \rightarrow u_{PI\_pitch} = k_{i\_pitch} \cdot \int (P_t - P_{nom}) \cdot dt \quad (5.12)$$

A continuación se expone el circuito implementado:



**Figura 5-18. Lazo de control implementado en PSIM para la actuación del ángulo Pitch.**

Se definen las ganancias:

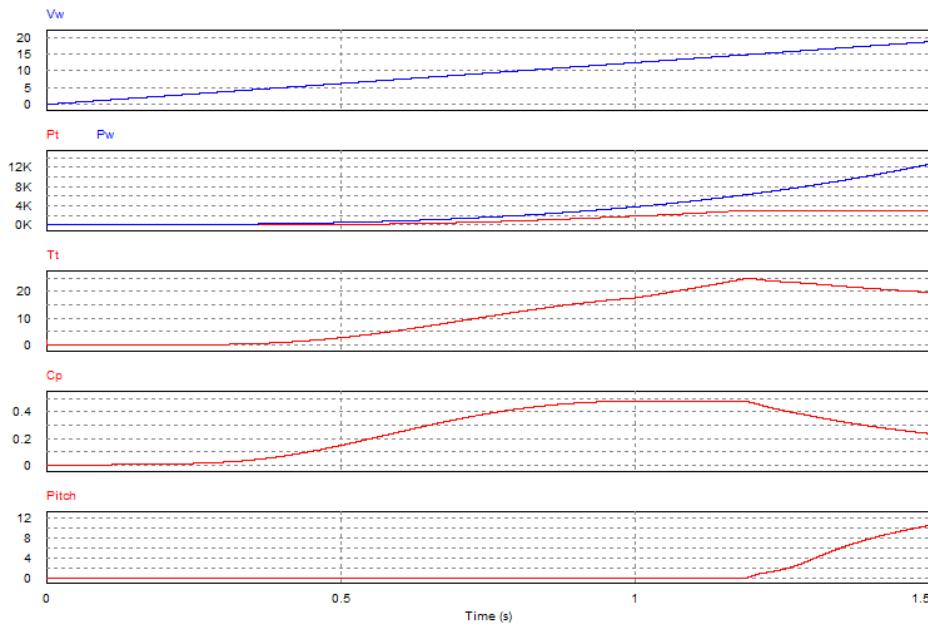
$$T_{est\_pitch} = 2 \text{ s} \quad (5.13)$$

$$k_{pot} = \left( \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot \pi \cdot R^2 \right) \quad (5.14)$$

$$k_{i\_pitch} = \frac{4}{k_{pot} \cdot T_{est\_pitch}} \quad (5.15)$$

$$k_{p\_pitch} = 0.0001 \approx 0 \quad (5.16)$$

Por último se simula para comprobar que el lazo de control del ángulo pitch se ha linealizado en el punto de trabajo y funciona correctamente:

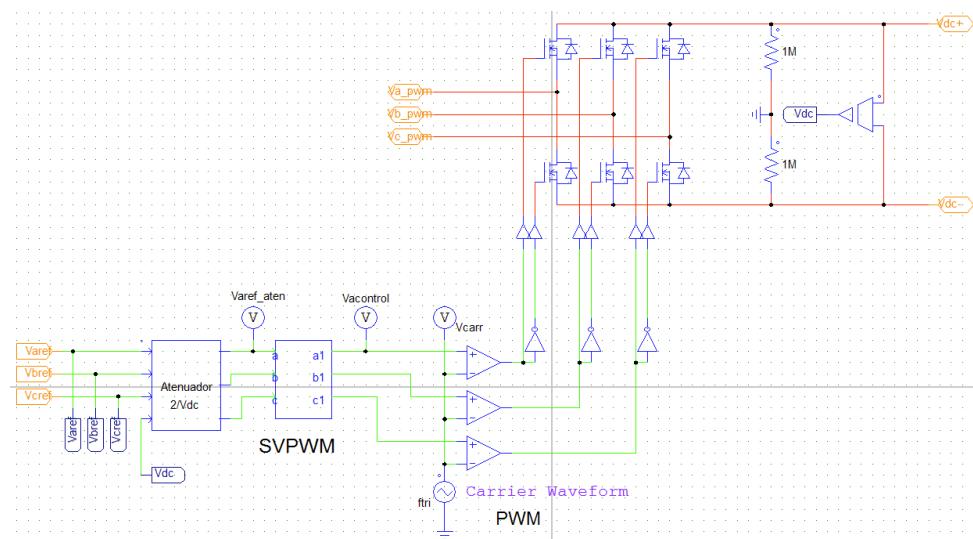


**Figura 5-19. Ondas de interés de modelo aerodinámico.**

Se puede observar como a medida que aumenta la velocidad del viento lo hace la potencia disponible de forma exponencial; así como la potencia turbinada aumenta de forma exponencial hasta alcanzar el límite establecido ( $P_{nom}$ ), punto en el que se activa el controlador de variación del ángulo pitch, aumentando dicho ángulo en relación a la velocidad del viento para mantener constante la potencia turbinada a costa de disminuir el coeficiente de potencia. El coeficiente de potencia aumenta en medida que se acelera la turbina por el aumento de la velocidad del viento hasta alcanzar su máximo, para verse alterado después por la variación del ángulo pitch.

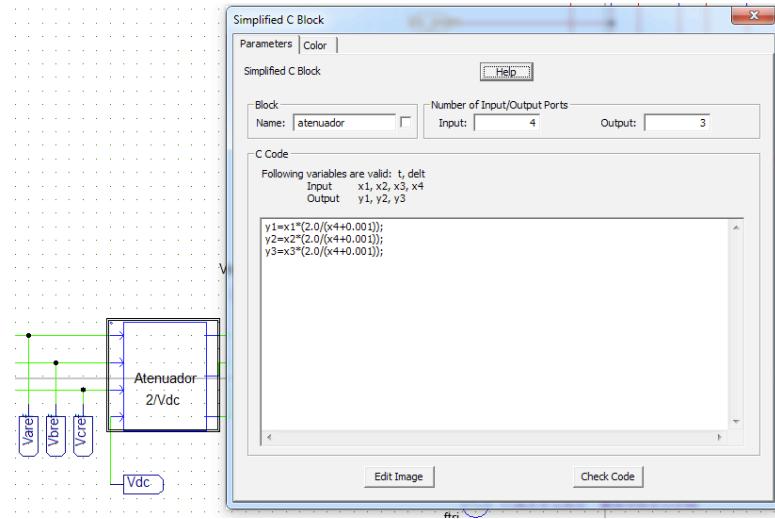
### 5.3. IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR BACK-TO-BACK

Para los dos convertidores VSI que componen el convertidor Back-to-Back se utiliza el mismo subcircuito. Se generan las 3 entradas bidireccionales correspondientes a las bornas trifásicas y 2 entradas bidireccionales correspondientes a las bornas del bus DC. Para las consignas se implementan tres entradas:



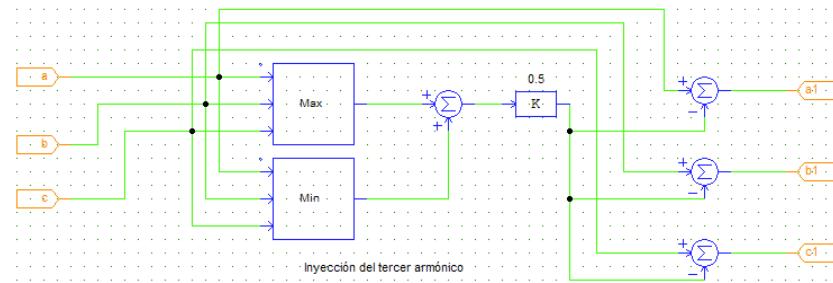
**Figura 5-20. Circuito implementado en PSIM para un convertidor VSI con SVPWM.**

Se observa el atenuador necesario a la entrada del bloque SVPWM que mediante un comparador de voltaje obtiene la señal Vdc. Se trata de un bloque C simple con cuatro entradas y tres salidas que incorpora la ecuación de atenuación para las tres entradas de consigna en función de la tensión instantánea Vdc. Para evitar errores se ha añadido un pequeño término en el numerador que evita las divisiones por cero:



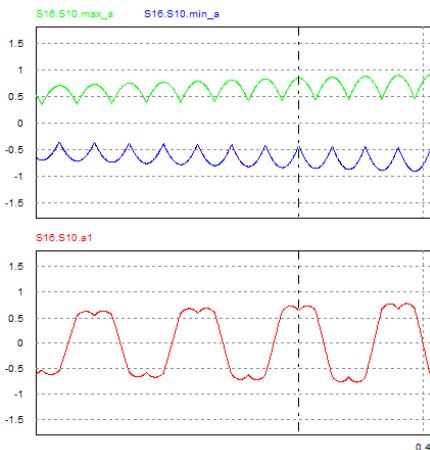
**Figura 5-21.** Atenuador implementado en el convertidor VSI.

Posterior al atenuador se implementa el subcircuito SVPWM, el cual se encarga de la inyección de 3er armónico para obtener la señal de control vectorial del convertidor:



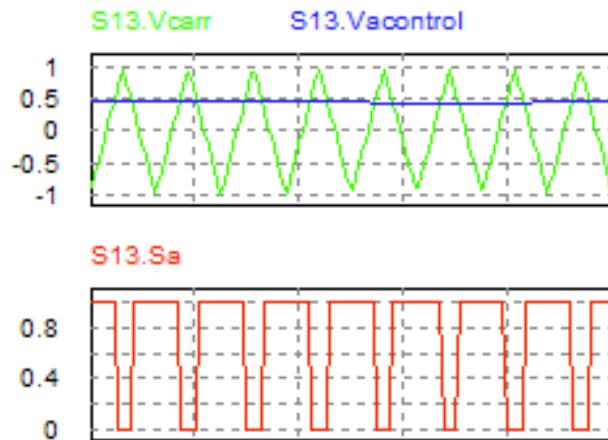
**Figura 5-22.** Circuito correspondiente al bloque SVPWM del convertidor VSI.

En este subcircuito se genera el 3er armónico para cada rama de las tensiones de consigna y se inyecta, de esta forma conseguimos la modulación SVPWM:



**Figura 5-23.** Tercer armónico y señal a la salida del subcircuito SVPWM.

A continuación entra en juego el comparador, el cual está conectado en su terminal negativo a un generador de onda triangular (tensión de carreo) y en su terminal positivo a la onda generada por el subcircuito SVPWM. De esta forma se generarán los pulsos cada vez que la onda de referencia supere la onda de carreo:

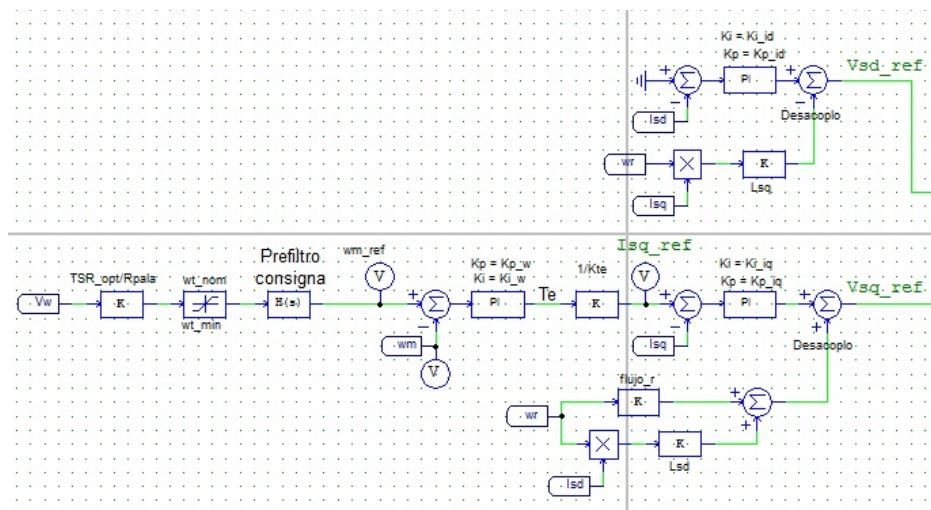


**Figura 5-24. Tensión de referencia, tensión de carreo y pulsos para el MOSFET<sub>1</sub>.**

Estos pulsos generados individualmente para cada rama se transmiten al terminal GATE del MOSFET superior y mediante un negador se crean los pulsos negados para el MOSFET inferior de la rama.

### 5.3.1. Implementación del control de velocidad (generación de consignas para el VSI<sub>1</sub>)

Previo al cálculo de las consignas es necesario transformar las variables de estado del rectificador (corrientes de los devanados ABC) al sistema de referencia giratorio "dq" mediante los bloques de transformación de Clarke y Park explicados anteriormente. El control de velocidad genera las consignas desarrolladas en el subapartado 3.4.1.3 del capítulo 3 con las variables de estado "dq" y el bloque de generación de consigna para la velocidad:

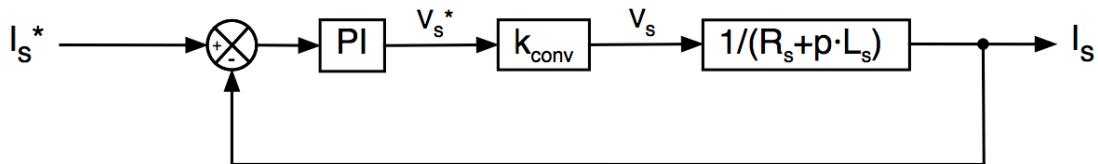


**Figura 5-25. Circuito destinado a la generación de consignas para el rectificador VSI<sub>1</sub>.**

Para que funcione de forma adecuada deben ajustarse de forma independiente cada controlador PI. A continuación se exponen los ajustes llevados a cabo para el correcto funcionamiento de este circuito:

### 5.3.1.1. Ajuste del controlador PI asociado al lazo de corriente de VSI<sub>1</sub>

Para el ajuste del controlador PI asignado a este lazo es necesario ver el diagrama de bloques equivalente y en base a él obtener la función de transferencia para aproximarla a un sistema de segundo orden.



**Figura 5-26. Diagrama de bloques simplificado del lazo de corriente.**

Conociendo la ecuación de transferencia para el sistema expuesto en la figura 4-5:

$$G(p) = \left( k_p + \frac{k_i}{p} \right) \cdot \left( \frac{1}{R_s + p \cdot L_s} \right) \cdot k_{conv} = \frac{p \cdot k_p + k_i}{p \cdot (R_s + p \cdot L_s)} \cdot k_{conv} \quad (5.17)$$

Donde:

$k_{conv}$ : Ganancia del convertidor.

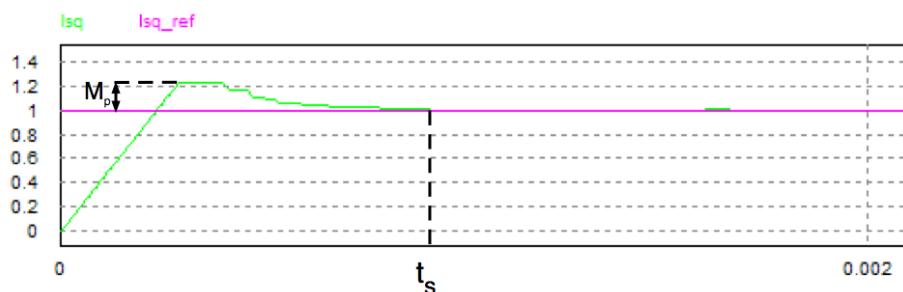
$k_p$ : Ganancia proporcional del bloque PI.

$k_i$ : Ganancia integral del bloque PI.

$R_s$ : Resistencia propia del bobinado del estator [ $\Omega$ ].

$L_s$ : Inductancia propia del bobinado del estator [H].

$p$ : Operador de Laplace.



**Figura 5-27. Respuesta del sistema ante una entrada escalonada.**

Ahora aplicamos la definición para un sistema de realimentación negativa y la operamos hasta obtener una expresión similar a la ecuación 4.6, de forma que podamos despejar las variables  $k_p$  y  $k_i$ .

$$\frac{I_s}{I_s^*} = \frac{G(p)}{G(p) + 1} = \frac{\frac{k_{conv}}{L_{sd}} \cdot (p \cdot k_p + k_i)}{p^2 + \left( \frac{R_s + k_p \cdot k_{conv}}{L_s} \right) \cdot p + \left( \frac{k_i \cdot k_{conv}}{L_s} \right)} \quad (5.18)$$

Se aplica la igualdad con la ecuación 4.6 y se despejan los términos de interés, obteniendo expresiones para las ganancias:

$$k_{i\_i} = \frac{\omega_{n\_i}^2 \cdot L_s}{k_{conv}} \quad (5.19)$$

$$k_{p\_i} = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_{n\_i} \cdot L_s - R_s}{k_{conv}} \quad (5.20)$$

Para que el sobrepulso máximo del transitorio sea igual a cero, el coeficiente de amortiguamiento debe tomar un valor unitario para que se comporte como un sistema críticamente amortiguado eliminando el sobrepulso en el transitorio que aparece en la figura 5.27.

Se iguala el ancho de banda a la velocidad de conmutación

$$\omega_{n_i} \approx 2\pi \cdot f_{switch} \cdot \frac{1}{10} \quad (5.21)$$

Donde  $f_{switch}$  es la frecuencia de conmutación por rama del convertidor, la cual responde a la siguiente ecuación:

$$f_{switch} = 2 \cdot f_{tri} \quad (5.22)$$

La constante  $f_{tri}$  es la frecuencia de la onda triangular, también llamada onda de carreo, utilizada para la modulación SVPWM; la frecuencia de conmutación es igual al doble de la frecuencia de la onda de carreo, debido a que en cada rama se tienen dos commutadores.

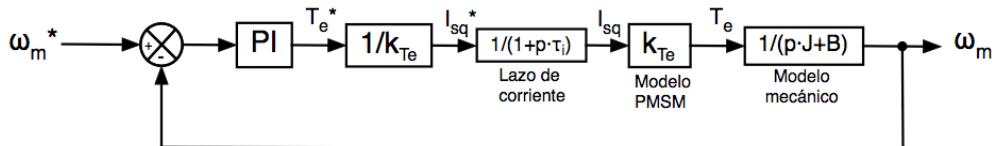
La ganancia del rectificador VSI<sub>1</sub> es la siguiente:

$$k_{conv} = \frac{|V_s|}{|V_{cont}|} = \frac{1}{V_{tri}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (5.23)$$

Donde  $V_{dc}$  representa el valor de la tensión en el bus de continua y  $V_{tri}$  el valor de pico de la onda de carreo, que es unitario.

### 5.3.1.2. Ajuste del controlador PI asociado al lazo de velocidad de VSI<sub>1</sub>

El lazo de corriente se aproxima a un sistema de primer orden de forma que se pueda aproximar el lazo de velocidad a un sistema de segundo orden. Esta aproximación es posible debido a la lentitud de respuesta de este lazo comparado con el de corriente.



**Figura 5-28. Diagrama de bloques del lazo de velocidad angular del sistema.**

En el primer análisis se supone la ganancia del lazo de corriente infinita. De forma que la función de transferencia será:

$$G(p) = \left( k_p + \frac{k_i}{p} \right) \cdot \left( \frac{1}{p \cdot J + B} \right) = \frac{p \cdot k_p + k_i}{p \cdot (p \cdot J + B)} \quad (5.24)$$

Como en el apartado anterior, se aplica la definición de realimentación negativa:

$$\frac{\omega_m}{\omega_m^*} = \frac{G(p)}{G(p) + 1} = \frac{\frac{k_i}{J} \cdot \left( p \cdot \frac{k_p}{k_i} + 1 \right)}{p^2 + \left( \frac{B + k_p}{J} \right) \cdot p + \frac{k_i}{J}} \quad (5.25)$$

Igualando las expresiones de interés se pueden despejar las ganancias:

$$k_{i_w} = J \cdot \omega_{n_w}^2 \quad (5.26)$$

$$k_{p_w} = 2 \cdot \xi \cdot \omega_{n_w} \cdot J - B \quad (5.27)$$

Donde  $J$  es el momento de inercia resultante de todo el sistema y  $B$  es la suma de los coeficientes de amortiguamiento presentes:

$$J = (J_t + J_m) \quad (5.28)$$

$$B = (B_t + B_m + B_{tm}) \quad (5.29)$$

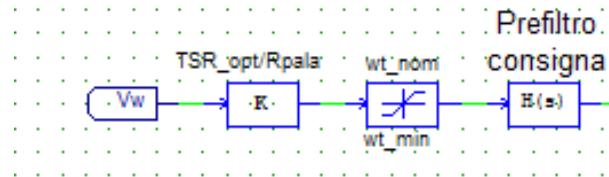
Para el ajuste se toman los siguientes valores:

$$\xi = 1 \quad (5.30)$$

$$T_{est\_w} = 0.07 \quad (5.31)$$

$$\omega_{n\_w} = \frac{2}{T_{est\_w}} \quad (5.32)$$

Para eliminar el polo que aparece en el numerador se aplica un prefiltro de consigna que actuará evitando variaciones bruscas en la señal generada a la salida del cálculo de consigna para la velocidad angular:

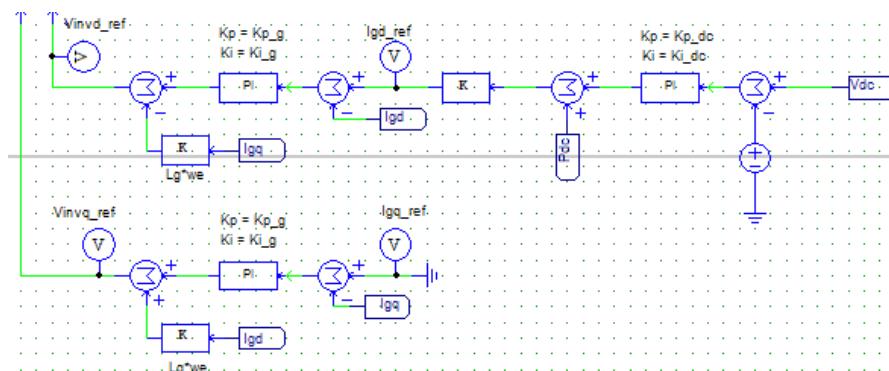


**Figura 5-29. Prefiltro y limitación en la generación de la consigna para la velocidad angular.**

En la figura anterior se puede observar el circuito destinado a la generación de la consigna de la velocidad, basado en la medición del viento y el cálculo de la velocidad angular óptima en función del TSR óptimo, además del bloque de limitación y el prefiltro.

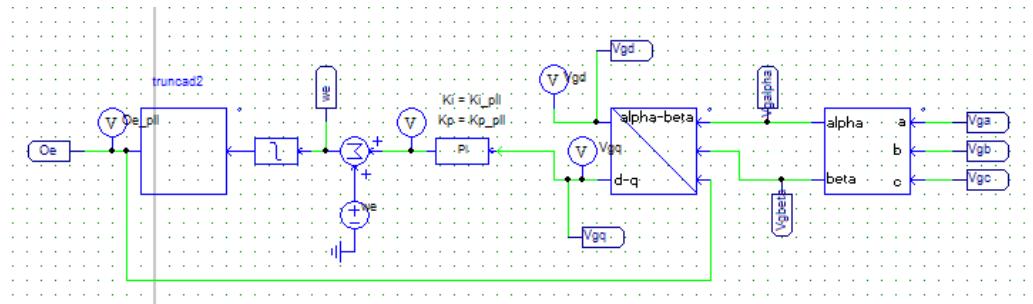
### 5.3.2. Implementación del control de red (generación de consignas para el inversor VSI<sub>2</sub>)

Igual que en el apartado anterior se convierten las variables de estado al sistema de referencia "dq" para el inversor conectado a red (tensión y ángulo de fase de red) mediante las transformadas de Clarke y Park. El control del inversor conectado a la red utiliza las consignas desarrolladas en el subapartado 3.4.1.2 del capítulo 3:



**Figura 5-30. Circuito destinado a la generación de consignas del inversor VSI<sub>2</sub>.**

El primer circuito que se debe implementar para este control es el PLL, es necesaria la posición del ángulo de fase para poder realizar las transformadas de Clarke y Park. Siguiendo el diagrama de bloques expuesto en la figura 4-12 se implementa el siguiente circuito:

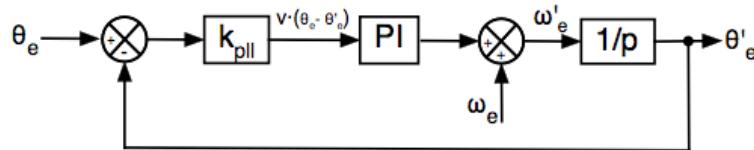


**Figura 5-31.** Bloques de conversión Clarke y Park, y PLL implementado en PSIM.

Se añade un bloque para truncar la salida entre  $0$  y  $2\pi$ , igual que en el circuito que calcula la posición del rotor.

### 5.3.2.1. Ajuste del controlador PI asociado al lazo PLL

El lazo PLL se ajusta de forma sencilla a un sistema de segundo orden, lo que simplifica el ajuste del controlador PI:



**Figura 5-32.** Diagrama de bloques para el lazo PLL.

La función de transferencia para el lazo es:

$$G(p) = k_{pll} \cdot \left( k_p + \frac{k_i}{p} \right) \cdot \frac{1}{p} = k_{pll} \cdot \left( \frac{p \cdot k_p + k_i}{p^2} \right) \quad (5.33)$$

Se aplica la definición para los lazos de realimentación negativa:

$$\frac{\theta'_e}{\theta_e} = \frac{G(p)}{G(p) + 1} \quad (5.34)$$

Aplicando la teoría de aproximación a sistemas de segundo orden y operando, se obtienen las siguientes expresiones:

$$k_{i pll} = \frac{9}{T_{est pll}^2 \cdot \xi^2 \cdot k_{pll}} \quad (5.35)$$

$$k_{p pll} = \frac{9}{T_{est pll} \cdot k_{pll}} \quad (5.36)$$

Para el ajuste se toman los siguientes valores:

$$k_{pll} = |V_g| \quad (5.37)$$

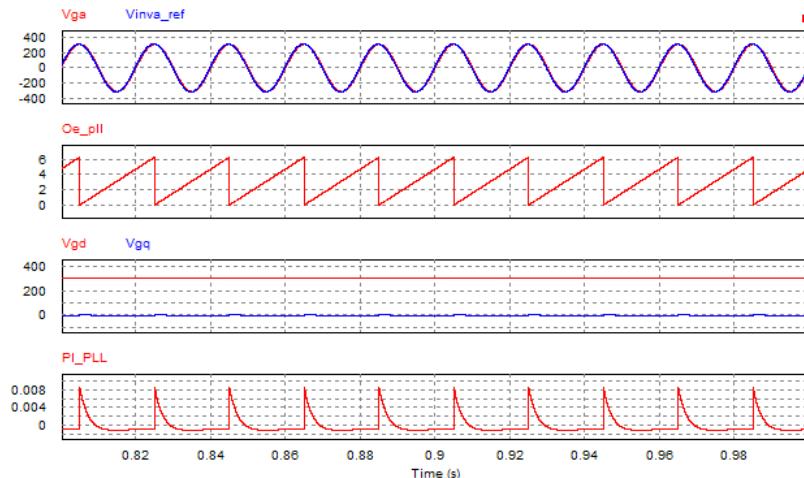
$$\xi = 1 \quad (5.38)$$

$$T_{est\_pll} = \frac{3}{\omega_{n\_pll}} \quad (5.39)$$

$$\omega_{n\_pll} = 2\pi \cdot f_e \quad (5.40)$$

Donde  $f_e$  es la frecuencia de red [Hz].

Se simula para comprobar su correcto funcionamiento:

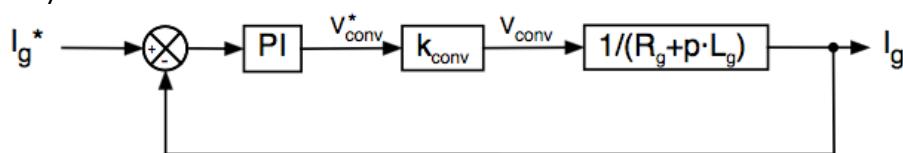


**Figura 5-33. Ondas de interés del bloque PLL.**

En estado estacionario el valor de la componente  $V_{gq}$  será cero, lo que asegura que el sistema de referencia "dq" este alineado con el eje d. Se puede observar como la tensión de red de la rama "a" está desfasada  $90^\circ$  con la posición del ángulo de fase, lo que demuestra su buen funcionamiento. La tensión de red y la generada por el inversor están prácticamente en fase debido a la baja impedancia del filtro de red.

### 5.3.2.2. Ajuste del controlador PI asociado al lazo de corriente del VSI<sub>2</sub>

Este lazo es idéntico en cuanto a comportamiento dinámico al lazo cerrado de corriente del estator. Por lo que se obvia demostrar las aproximaciones y cálculos para la obtención de las ganancias, variando estas únicamente en el valor de la resistencia y la inductancia.



**Figura 5-34. Diagrama de bloques del lazo de corriente del VSI<sub>2</sub>.**

Las expresiones para las ganancias del controlador PI de este lazo son las siguientes:

$$k_{i\_g} = \frac{\omega_{n\_i}^2 \cdot L_g}{k_{conv}} \quad (5.41)$$

$$k_{p\_g} = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_{n\_i} \cdot L_g - R_g}{k_{conv}} \quad (5.42)$$

Donde:

$L_g$ : Inductancia del filtro a la salida del inversor [H].

$R_g$ : Resistencia asociada a las líneas de red [ $\Omega$ ].

### 5.3.2.3. Ajuste del controlador PI asociado al lazo de tensión del bus DC del VSI<sub>2</sub>

Este lazo debido a la división necesaria para poder implementar el feed-forward, que mejora la respuesta del sistema ante variaciones de potencia en el bus DC, los cálculo para realizar un ajuste exacto a su dinámica se tornan muy complejos.

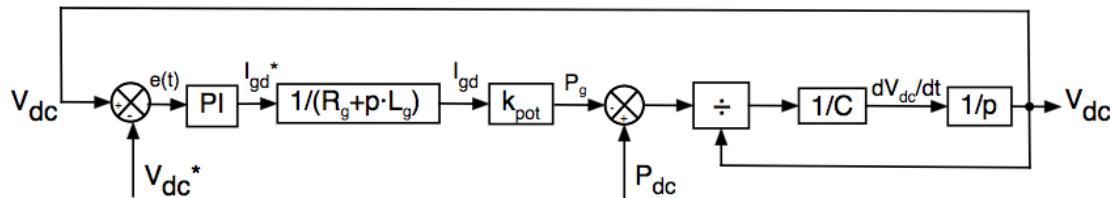


Figura 5-35. Lazo de cerrado para el control de la tensión en el bus DC.

La división dentro del lazo lo condiciona a ser un sistema no lineal. Para poder ajustarlo de forma correcta es necesario linealizar en torno al punto de trabajo. En el modelo este lazo se ha ajustado de forma empírica para simplificar el ajuste. A continuación se detallan los valores para las ganancias de controlador PI:

$$k_{i\_dc} = 0.1 \quad (5.43)$$

$$k_{p\_g} = 1 \quad (5.44)$$

$$k_{pot} = \frac{3}{2} \cdot |V_g| \quad (5.45)$$

Por último se grafican las variables de estado y de control del lado de red para comprobar el correcto funcionamiento del sistema:

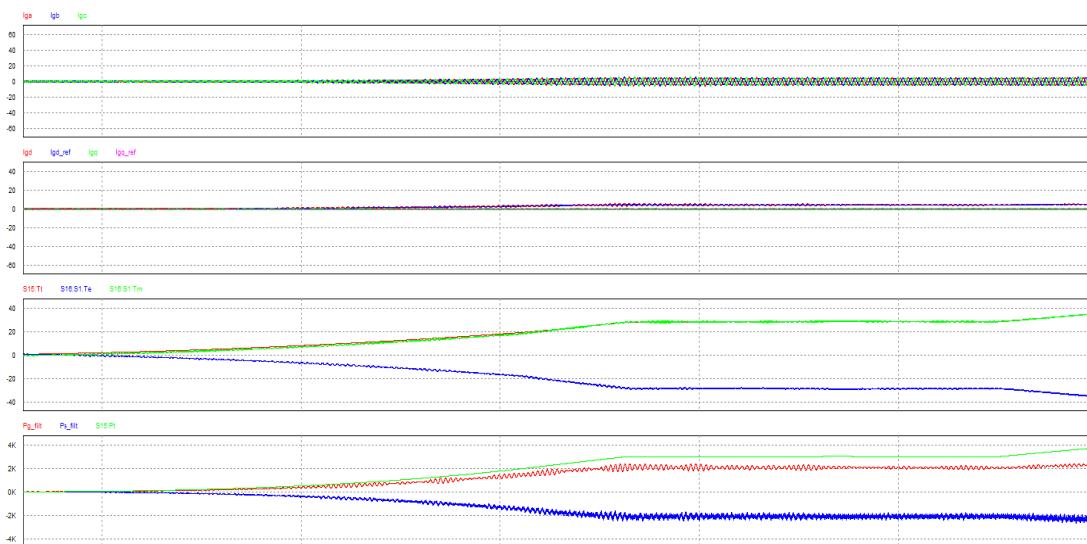


Figura 5-36. Variables de control y de estado del inversor del lado de red.

## 6. CONCLUSIONES

Este proyecto se ha centrado en la modelación y simulación del sistema por encima de los desarrollos teóricos. Un proyecto que empezó con altas expectativas que, como era de esperar, no se han alcanzado pero el autor se queda satisfecho con los resultados obtenidos.

Se ha conseguido implementar satisfactoriamente el control de velocidad en las zonas 1, 2, 3 y 4 de funcionamiento, por carencia de tiempo no se ha podido ni diseñar ni implementar un sistema de START/STOP para las zonas 0 y 5. Por otro lado el control de red se ha linealizado obteniendo un seguimiento de la potencia de inyección a red proporcional a la potencia generada, manteniendo constante así la tensión del bus DC; además de correcto funcionamiento del PLL y el ajuste de la tensión de inyección al módulo de la tensión de red.

Se deja la puerta abierta para comenzar con las simulaciones aplicando variaciones en la tensión de red (Huecos de tensión). También para implementar un lazo de control de potencia máxima turbinada que se ajuste más a la realidad, en este modelo se ha considerado la dinámica del servomotor asociado de ganancia infinita y se ha utilizado la potencia turbinada para la comparación con la consigna de potencia nominal del estator; para ser fieles a la realidad debería realizarse la comparación con la potencia generada en el estator.

Además de lo mencionado anteriormente sería de interés implementar un método MPPT que no se base en la medición del viento mediante un anemómetro, algo que no se ajusta a la realidad debido a la poca estabilidad en las mediciones de los anemómetros; sino que simule alguno de los métodos que se utilizan en la industria como la implementación de la curva característica de la turbina y la comparación de la velocidad angular mecánica medida mediante un sensor de posición angular mecánica.



## 7. BIBLIOGRAFÍA

- WECS Wind Energy Conversion System
- <http://es.pfernandezdiez.es/>
- <http://gwec.net/>
- <http://informeestadistico.idae.es>
- D. Bang, H. Polinder, G. Shrestha, P. Ferreira, "Review of Generator Systems for Direct-Drive Wind Turbines", in EWEC 2008.
- B. K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, 2002.
- BOUAZIZ et al./Turk J Elec Eng & Comp Sci, Performance analysis of radial and axial flux PMSM based on 3D FEM modeling, 2018.
- ISEF 2001 - 10th International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering Cracow, Poland, September 20-22, 2001
- R. Sakki, "Technology trends of wind power generation." Nordic Conference, 2009.
- W. Bu et al, "Power conversion and Control of Wind Energy Systems". John Wiley & Sons. Inc., 2011.
- W. Bu et al, "Power conversion and Control of Wind Energy Systems". John Wiley & Sons. Inc., 2011.
- B. K. Bose, Power Electronics and Drives, Elsevier, 2006.