

Trabajo Fin de Grado  
Grado en Ingeniería Electrónica, Robótica y  
Mecatrónica

Modelado, simulación y control de un convertidor de  
potencia back to back de 5 niveles

Autor: Jesús Mondragón Vara

Tutor: Francisco Salas Gomez

Dep. de Ingeniería de Sistemas y Automática  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017





Trabajo Fin de Grado  
Grado en Ingeniería Electrónica, Robótica y Mecatrónica

# **Modelado, simulación y control de un convertidor de potencia back to back de 5 niveles**

Autor:

Jesús Mondragón Vara

Tutor:

Francisco Salas Gomez

Profesor titular

Dep. de Ingeniería de Sistemas y Automática

Escuela Técnica Superior de Ingeniería

Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017



Trabajo Fin de Grado: Modelado, simulación y control de un convertidor de potencia back to back de 5 niveles

Autor: Jesús Mondragón Vara

Tutor: Francisco Salas Gomez

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

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2017

El Secretario del Tribunal



*El presente es de ustedes,  
pero el futuro, por el que tanto  
he trabajado, me pertenece.*  
—Nikola Tesla





# Agradecimientos

---

Este proyecto supone el final de un largo camino que empezó hace 5 años. Una etapa en la que he pasado buenos y malos momentos a partes iguales, donde he pasado etapas en las cuales apenas podía dormir porque siempre quedaba algo por saber para el examen, pero también donde disfrutaba pasar las clases con mis compañeros.

A mi familia por el apoyo recibido, por darme la oportunidad de llegar aquí y por la paciencia, especialmente en época de exámenes donde el estrés se apoderaba de mí y me hacía ser a veces alguien un tanto insoportable.

A mis amigos, todos ingenieros menos Justo, con los que he pasado muchísimo tiempo tanto dentro como fuera de clase, y que me han hecho amenas esas clases tan aburridas y esos descansos en la máquina de café. Esos amigos con los que pasar la tarde juntos jugando al PES hace que recupere vida. Gracias por tanto Fran.

Y, por último, a mis compañeros de trabajo que tanto me han aconsejado sabiamente durante estos meses, y sobretodo a Luis, que no le gustará que le mencione, pero me da igual, para eso es mi TFG.

*Jesús Mondragón Vara*

*Sevilla, septiembre de 2017*



# Resumen

---

El presente trabajo Fin de Grado presenta el modelado, simulación y control de un convertidor de potencia back to back de 5 niveles. Específicamente la topología del convertidor a tratar es Neutral-Point-Clamped (NPC) aplicado a conversión de energía eólica basado en un generador doblemente alimentado (DFIG).

A pesar de utilizar la topología NPC, realizaremos previamente un estado del arte sobre los diferentes tipos de topología multinivel, en el cual se analizará su estructura, ventajas e inconvenientes con la tecnología actual y posible utilización en aplicaciones futuras. Tras ello, se hará la presentación de la topología back to back de 5 niveles que será aplicada en este trabajo.

El objetivo primordial de este trabajo es el modelado mediante MATLAB Simulink y la implementación en este de la técnica de control propuesta en el artículo [1]. El control propuesto consta de dos bucles: el bucle externo controla el valor medio de la tensión DC, mientras el bucle interno controla la diferencia de tensión en cada rama mediante el uso de un clamping bridge. Por otra parte, también aplicaremos un control para la regulación de la potencia activa y reactiva generada en el DFIG.



<b>Agradecimientos</b>	<b>ix</b>
<b>Resumen</b>	<b>xi</b>
<b>Índice</b>	<b>xiii</b>
<b>Índice de Tablas</b>	<b>xv</b>
<b>Índice de Figuras</b>	<b>xvii</b>
<b>1 Introducción</b>	<b>1</b>
<b>2 Análisis general de convertidores multinivel</b>	<b>3</b>
2.1. <i>Definición y características de convertidores multinivel</i>	3
2.2. <i>Topologías clásicas de convertidores multinivel</i>	3
2.2.1 Neutral Point Clamped (NPC)	4
2.2.2 Flying Capacitor (FC)	4
2.2.3 Cascade H-Bridge (CHB)	5
2.3. <i>Topologías existentes de convertidores multinivel</i>	5
2.3.1 Convertidor generalizado	6
2.3.2 Convertidores Full Semiconductor	6
2.3.3 Topologías con condensadores flotantes (CF) y sin puntos intermedios	13
2.3.4 Topologías con condensadores flotantes (CF) y sin puntos intermedios	15
2.3.5 Topologías CHB (Cascaded H bridge) y derivadas	18
2.4. <i>Topología elegida</i>	19
<b>3 Modelo convertidor back to back (B2B)</b>	<b>21</b>
<b>4 Control del back to back (B2B)</b>	<b>23</b>
4.1 <i>Convertidor de 5 niveles</i>	23
4.2 <i>Control del Grid Side Converter (GSC)</i>	25
4.2.1 Modelo del bucle de tensión	26
4.2.2 Estrategia de control	27
4.2.3 Clamping bridge y algoritmo de control	27
4.3 <i>Control del Rotor Side Converter (RSC)</i>	29
4.3.1 Modelado del DFIG	29
4.3.2 Estrategia de modulación PWM	30
4.3.3 Estrategia de control	32
<b>5 Modelado de la turbina eólica</b>	<b>35</b>
5.1 <i>Características de la turbina</i>	35
5.2 <i>Descripción y modelado</i>	36
5.2.1 Modelo estático de par	36
5.2.2 Modelo mecánico y de actuador de ángulo de pala	38
5.2.3 Generación de la velocidad de referencia	39
5.2.4 Control de par	39
5.2.5 Control de ángulo de pala	40
5.2.6 Modelo turbina en Matlab Simulink	41
<b>6 Simulación del Back-to-Back</b>	<b>43</b>
6.1 <i>Simulación GSC (Rectificador)</i>	43

---

6.2	<i>Simulación RSC (Inversor)</i>	47
6.3	<i>Simulación turbina eólica</i>	50
<b>7</b>	<b>Conclusiones y posibles mejoras</b>	<b>53</b>
<b>Anexo A</b>		<b>55</b>
	<i>Códigos Rectificador</i>	55
	Controlhisteresis.m	55
	ControlClamplngBridge.m	57
	init.m	60
<b>Anexo B</b>		<b>61</b>
	<i>Códigos Inversor</i>	61
	Modulación PWM	61
<b>Anexo C</b>		<b>65</b>
	<i>Modelado Rectificador</i>	65
	<i>Generación de corrientes de referencia, control de histéresis y señales de disparo</i>	66
	<i>Modelado control Claping Bridge</i>	67
<b>Anexo D</b>		<b>69</b>
	<i>Modelado Inversor</i>	69
	<i>Modelado Inversor</i>	70
	<i>Modelado Lazo interno de corriente</i>	70
	<i>Modelado Lazo externo de potencia</i>	70
<b>Anexo E</b>		<b>71</b>
	<i>Códigos Turbina Eólica</i>	71
	cp.m	71
	datos_partida.m	72
<b>Anexo F</b>		<b>73</b>
	<i>Modelado Turbina Eólica</i>	73
	Modelo Estático de Par	73
	Modelo Aerogenerador	73
	Estimador Velocidad de Referencia	73
	Control de Ángulo de Pala	74
	Control de Par	74
	Modelo PI Anti-WindUp	74
	Modelo Turbina	75
<b>Referencias</b>		<b>77</b>

# ÍNDICE DE TABLAS

---

Tabla 2–1 Estados conmutación NPC de 3 niveles	8
Tabla 2–2 Estados conmutación NPC o DCC de 5 niveles	8
Tabla 2–3 Estados conmutación ANPC de 3 niveles	9
Tabla 2–4 Estados conmutación TCC de 3 niveles	10
Tabla 2–5 Estados conmutación SNPC de 3 niveles	11
Tabla 2–6 Estados conmutación ASNPC de 3 niveles	12
Tabla 2–7 Estados conmutación MPC de 5 niveles	13
Tabla 4–1 Magnitud eléctrica de cada configuración del brazo k	24
Tabla 4–2 Señales Bks	31
Tabla 5–1 Parametros de la turbina	36





# ÍNDICE DE FIGURAS

---

Figura 2-1. Convertidor NPC de tres niveles	4
Figura 2-2. Convertidor Flying Capacitor	4
Figura 2-3. Convertidor Flying Capacitor de tres niveles	5
Figura 2-4. Convertidor Cascaded H-Bridge	5
Figura 2-5. Convertidor generalizado de 5 niveles	6
Figura 2-6. Convertidor stacked cell	6
Figura 2-7. Convertidores NPC: a) 3 niveles y b) 5 niveles	7
Figura 2-8. Convertidor DCC de 5 niveles	7
Figura 2-9. Convertidor NPC de 3 niveles	8
Figura 2-10. Convertidor TCC de 3 niveles	9
Figura 2-11. Convertidor SNPC de 3 niveles	10
Figura 2-12. Convertidor ASNPC de 3 niveles	11
Figura 2-13. Convertidor MPC de 5 niveles (Fuji)	13
Figura 2-14. Convertidor FC de 5 niveles	14
Figura 2-15. Convertidor MCC de 5 niveles	15
Figura 2-16. Convertidor SMC de 5 niveles (salida NPC)	15
Figura 2-17. Convertidor ANPC de 5 niveles	16
Figura 2-18. Convertidor ANPC de 7 niveles	17
Figura 2-19. Convertidores híbridos: a) de 4 niveles y de b) de 5 niveles	17
Figura 2-20. Puente en H	18
Figura 2-21. Convertidor ACHB de 7 niveles	18
Figura 3-1. Esquema general del Back-to-Back (B2B)	22
Figura 4-1. Topología del convertidor NPC de 5 niveles	23
Figura 4-2. Esquema de control del rectificador NPC de 5 niveles	25
Figura 4-3. Esquema filtro intermedio (Clamping bridge)	28
Figura 4-4. Comparación de las señales de referencia y triangulares	30
Figura 4-5. Varias configuraciones del convertidor NPC de 5 niveles	31
Figura 4-6. Esquema control del DFIG	34
Figura 5-1. Esquema general del Back-to-Back (B2B) y turbina eólica	35
Figura 5-2. Turbina eólica de 600kW	35
Figura 5-3. Modelo estático de par mecánico	36
Figura 5-4. Coeficiente de potencia	37
Figura 5-5. Modelo mecánico	38
Figura 5-6. Esquema del actuador hidráulico	39
Figura 5-7. Esquema del bloque de generación de velocidad de referencia	39

---

Figura 5-8. Esquema de control de par	40
Figura 5-9. PI con reset Anti-Windup	40
Figura 5-10. Esquema control de ángulo de pala	41
Figura 6-1. Esquema control GSC	43
Figura 6-2. Tensión media del DC-link	44
Figura 6-3. Suma tensiones del DC-link	44
Figura 6-4. Tensión Condensadores (VC2, VC1, VC3, VC4)	45
Figura 6-5. Tensiones UC1-UC2 (arriba) y UC3-UC4 (abajo)	45
Figura 6-6. Corrientes de red (azul) y su referencia (rojo)	46
Figura 6-7. Amplitud de la corriente rectificador-media	46
Figura 6-8. Esquema control RSC	47
Figura 6-9. Resultados de potencia activa y reactiva	48
Figura 6-10. Tensiones del estator	48
Figura 6-11. Intensidad del estator (ejes dq)	49
Figura 6-12. Tensiones referencia modulación PWM	49
Figura 6-13. Velocidad de viento	50
Figura 6-14. Ángulo de pala (azul) y referencia (rojo)	51
Figura 6-15. Par eléctrico generado	51
Figura 6-16. Potencia generada	52
Figura 6-17. Lambda obtenida	52





# 1 INTRODUCCIÓN

---

El objetivo de la electrónica de potencia es: modificar, utilizando dispositivos de estado sólido, la forma de presentación de la energía eléctrica. Los convertidores electrónicos de potencia permiten la transformación de la energía eléctrica para amplias aplicaciones. Su principal ventaja son la eficiencia y la mejora de prestaciones, lo cual puede permitir un gran avance tecnológico en cuanto al transporte y uso de la energía eléctrica tanto a nivel doméstico como industrial.

Durante las últimas décadas los convertidores de potencia han reducido tanto en coste como en tamaño y han mejorado notablemente en términos de eficiencia y fiabilidad, lo cual ha llevado su uso a un amplio rango de aplicaciones:

- Industriales: ventiladores, accionamientos para bombas, trenes de laminación, calentamiento por inducción rectificadores, robots...
- Tracción: tracción ferroviaria, propulsión marina, vehículo eléctrico...
- Aplicaciones de la red: integración de energías renovables, mejora de la calidad de red (FACTS y STATCOM), transmisión en alta tensión de continua (HVDC)...

Según la naturaleza de la energía que transforman los convertidores de potencia pueden ser:

- AC/AC: conectan dos fuentes de corriente alterna a través de semiconductores de potencia. Ejemplo: cicloconvertidores y convertidores matriciales.
- AC/DC o DC/AC: transforman energía de corriente alterna a corriente continua (AC/DC) o viceversa (DC/AC). En caso de usar fuentes de tensión continua los convertidores se denominan Voltage Source Converter (VSC) y en caso de utilizar fuentes de corriente los convertidores se denominan Current Source Converters (CSC).
- DC/DC: se conectan dos fuentes de corriente continua mediante semiconductores de potencia e inductancias.

En muchas de las aplicaciones mencionadas anteriormente el convertidor de potencia utilizado es del tipo VSC de dos niveles (Fig. 1.1). Este convertidor está compuesto por un bus de continua y dos semiconductores para cada fase los cuales determinan la tensión y potencia del convertidor. En aplicaciones de baja tensión esta estructura suele ser suficiente para transformar la potencia requerida, sin embargo, para aplicaciones de media tensión (MT) y alta potencia esta estructura puede ser insuficiente cuando los semiconductores no pueden soportar la tensión requerida por la aplicación o cuando los semiconductores no pueden transformar la potencia requerida.

Con el objetivo de aumentar la tensión y potencia del convertidor se han aplicado las siguientes soluciones:

- Paralelización de semiconductores: al paralelizar los semiconductores se aumenta la corriente extraíble y por tanto la potencia del convertidor. Como inconvenientes tiene que la tensión no aumenta, se obtienen pérdidas por trabajar con una corriente mayor y complica el diseño para asegurar el reparto equitativo de la corriente por los semiconductores paralelizados.
- Serialización de semiconductores: al serializar semiconductores la tensión de trabajo aumenta, y por tanto la potencia. El inconveniente es que se requiere circuitos adicionales para asegurar el reparto equitativo de la tensión bloqueada de los semiconductores serializados.

- Convertidores multinivel: son convertidores que serializan semiconductores y que aseguran estructuralmente que los semiconductores se bloquean con su tensión nominal. Al aumentar la tensión también aumenta la potencia del convertidor.

Aparte de aumentar la tensión y potencia del convertidor, los convertidores multinivel pueden obtener tensiones intermedias a la salida, o dicho de otra manera distintos niveles de tensión aparte de la tensión de los terminales del bus (por ello se denominan convertidor multinivel). Además, algunos convertidores multinivel pueden aumentar la frecuencia de salida. Estas características permiten lograr formas de onda con menor distorsión armónica total (THD), reducir la derivada de tensión que ven los devanados de las máquinas y disminuir el tamaño del filtro de salida requerido.

Gracias a estas características hacen que los convertidores multinivel sean una alternativa seria en numerosas aplicaciones. Y en particular son una solución especialmente atractiva para aplicaciones de media tensión, por su ventaja a la hora de poder aumentar la tensión y potencia.

En nuestro trabajo nuestro convertidor tendrá aplicaciones en energía eólica mediante el uso de generadores (turbinas eólicas), que se encargan de la generación de la potencia que posteriormente será inyectada a la red. En la actualidad, podemos encontrarnos principalmente dos estructuras de conversión: conversión con Máquina Asíncrona Doblemente Alimentada, en inglés Doubly Fed Induction Generator (DFIG), y conversión con máquina síncrona Full-converter. Estas dos estructuras utilizan un convertidor compuesto por dos etapas, una AC/DC y otra DC/AC para conectar la máquina (rótora o estator respectivamente) con la red.

El uso de DFIG tiene como ventaja principal que el convertidor tiene que estar dimensionado únicamente para la potencia del rotor y no para la potencia total del aerogenerador como en el caso de la conversión Full-converter. Aproximadamente el convertidor suele estar dimensionado a un 30% de la potencia nominal del aerogenerador. Por el contrario, como inconvenientes pueden citarse que utiliza anillos rozantes y, especialmente, que es muy sensible a perturbaciones de la red.

La estructura Full-converter tiene como gran ventaja que el generador se encuentra totalmente desacoplado de la red. Además, el generador puede girar a cualquier velocidad y no se ve influido por perturbaciones en la red. En contrapartida, el convertidor trabaja con toda la potencia del aerogenerador.

La energía eólica ha ido aumentando su penetración en la red de forma exponencial en la primera década del siglo XXI, superando incluso el 60% de la cobertura de la demanda. En consecuencia, las normas para la conexión se han endurecido.

Como se ha comentado la potencia de los aerogeneradores ha ido aumentando y por ello los convertidores han tenido que evolucionar para ser capaces de aportar la potencia demandada. Una solución consiste en hacer máquinas multiestatóricas de forma que cada convertidor sólo transforma parte de la energía total. Otra opción, en la cual se centra este trabajo, es aumentar la tensión del convertidor empleando el convertidor multinivel Neutral Point Clamped (NPC). Mediante este convertidor multinivel podemos trabajar con mayor tensión de bus aumentando la potencia extraíble y disminuyendo las pérdidas.

# 2 ANÁLISIS GENERAL DE CONVERTIDORES MULTINIVEL

---

Mediante este segundo capítulo realizaremos un estudio del arte sobre los convertidores multinivel, y por el cual justificaremos el uso de la tecnología utilizada (topología NPC). Durante este capítulo estudiaremos aspectos comunes de los convertidores multinivel, los cuales cuentan con características propias que no aparecen en los convertidores de dos niveles de tensión y que es conveniente estudiar.

Por ello, en esta parte del trabajo realizaremos un análisis general de los convertidores multinivel con el objetivo de entender su funcionamiento. Y una vez realizado el análisis, podremos realizar una comparación de las distintas topologías que se encuentran en la actualidad, justificando así la topología utilizada. Este estudio del arte se ha basado en la Tesis [2], de la cual he extraído tanto la descripción de las topologías como su representación.

## 2.1. Definición y características de convertidores multinivel

Mediante un convertidor de dos niveles de tensión obtenemos a la salida la tensión máxima del bus o la tensión mínima, es decir, dos niveles de tensión distintos tal y como indica su nombre. Por otra parte, los convertidores multinivel del tipo VSC son convertidores de potencia, que generan a la salida más de dos niveles de tensión.

Las ventajas principales en los convertidores multinivel son dos. La primera, es que permiten alcanzar una tensión mayor para un semiconductor dado sin serializar semiconductores a la vez que aumenta la potencia del convertidor sin haber paralelizado semiconductores, por lo cual, disminuimos las pérdidas por conducción. La segunda ventaja principal es que el aumento de niveles hace posible un control de la corriente mejor, reduciendo la distorsión armónica total (THD) y permitiendo reducir el tamaño del filtro de salida. Además, algunos convertidores multinivel permiten obtener una frecuencia aparente a la salida superior a la frecuencia de conmutación de los semiconductores empleados.

Para el aumento de los niveles de tensión, cabe la posibilidad de aplicar dos técnicas distintas:

- Mediante puntos intermedios del bus: dividiendo el bus y accediendo a estas divisiones se pueden conectar a la salida del convertidor distintos niveles de tensión comprendidos entre los niveles de tensión de los extremos del bus a través de semiconductores de potencia.
- Usando capacidades en serie: sumando o restando la tensión de capacidades para obtener nuevos niveles de tensión.

## 2.2. Topologías clásicas de convertidores multinivel

Dentro de todas las topologías multinivel, hay tres que son ampliamente conocidas, y que por ello se las denomina como topologías clásicas. Estas topologías se estudiarán durante este punto y son:

- Neutral Point Clamped (NPC): conecta dos diodos al punto medio de bus para obtener un nivel de tensión adicional, en concreto la tensión del punto intermedio del bus.
- Flying Capacitor (FC): utiliza capacidades para sumar o restar la tensión de la misma a la tensión del bus con lo que obtiene un mayor número de niveles de tensión.

- CHB o Cascaded H-Bridge: conecta en serie puentes en H para obtener mayor número de niveles de tensión.

### 2.2.1 Neutral Point Clamped (NPC)

El convertidor NPC de tres niveles, que se muestra en la Fig. 2.1, es el convertidor multinivel más utilizado ya que es el convertidor multinivel más simple y robusto.

La topología NPC conecta dos diodos entre el punto medio de bus (PM) y el punto de conexión de los semiconductores en serie 1-2 y 3-4. Estos diodos fijan la tensión de los semiconductores serializados a  $V_{BUS}/2$ , y por ello se denominan diodos de clamp (fijar, en inglés). Además, los diodos habilitan un camino a la corriente para poder tener a la salida un nivel de tensión de  $V_{BUS}/2$ .

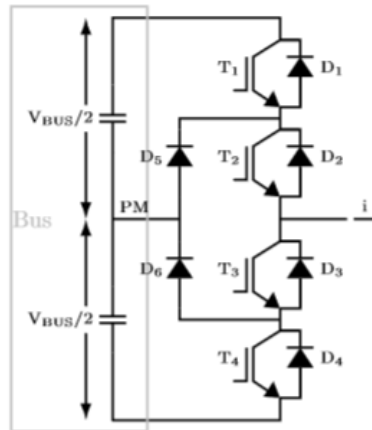


Figura 2-1. Convertidor NPC de tres niveles

Mediante el encendido de T1 y T2 y apagando T3 y T4 conseguimos el nivel de tensión  $V_{BUS}$ , para conseguir el nivel de tensión  $V_{BUS}/2$  se encienden T2 y T3 y se apagan T1 y T4 y para conseguir el nivel de tensión 0 se encienden T3 y T4 y se apagan T1 y T2. En la situación en que se tenga un nivel de tensión de  $V_{BUS}/2$  a la salida, si la corriente es positiva circula por D5 y T2, y si es negativa por D6 y T3. En este convertidor T1 y T3, por un lado, y T2 y T4 por otro, trabajan como células de conmutación.

Al hacer uso del punto medio de bus las capacidades de bus se cargan y descargan, provocando un desvío en la tensión del punto medio de bus. Para un sistema trifásico este desvío se puede controlar mediante modulación o usando hardware externo.

### 2.2.2 Flying Capacitor (FC)

Esta topología se caracteriza por la conexión en serie de celdas. Estas celdas constan de un condensador y dos semiconductores, y mediante la unión de  $n$  celdas podemos obtener  $n$  niveles de tensión distintos (Fig. 2.2).

Dependiendo de si están encendidos o no, las capacidades de cada celda pueden sumar o restar tensión a la salida. Cada celda proporciona al convertidor un nivel de tensión.

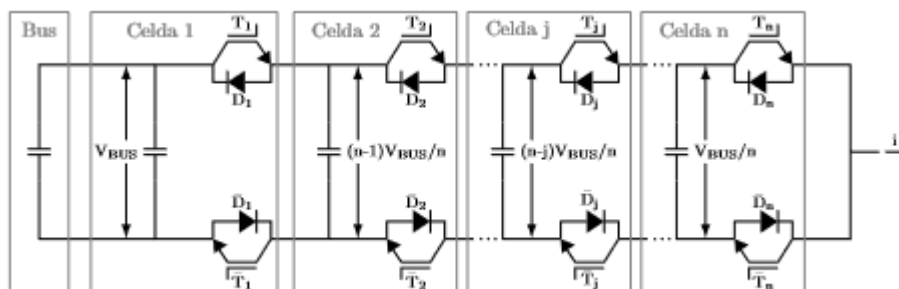


Figura 2-2. Convertidor Flying Capacitor



Con el objetivo de entender su funcionamiento, podemos fijarnos en el flying capacitor de 3 niveles, debido a que es el convertidor multinivel más simple de comprender (Fig. 2.3).

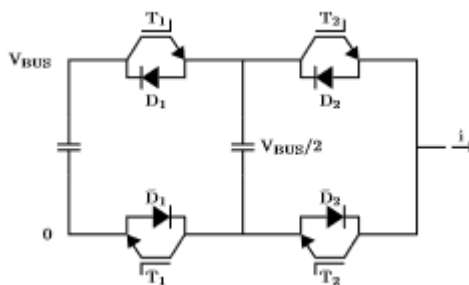


Figura 2-3. Convertidor Flying Capacitor de tres niveles

Fijandonos en el esquema de la figura 2.3, en el caso de tanto T1 como T2 se encuentren activos se tendrá a la salida una tensión  $V_{BUS}$ . Y en el caso de que ambos, T1 y T2, estén no activos obtendremos una tensión de valor 0. Si deseamos niveles de tensión intermedios (en este caso sería  $V_{BUS}/2$ ), podemos tanto encender T1 y apagar T2, o encender T2 y apagar T1. La diferencia de cada caso sería que, en el primer caso (T1 ON y T2 OFF) la capacidad de la segunda celda se carga. Y en el segundo caso (T1 OFF y T2 ON) la capacidad se descarga.

Con la opción de obtener una tensión de salida de  $V_{BUS}/2$ , cargando o descargando la capacidad, nos permite controlar la tensión de esta, es decir, da la posibilidad de cargar o descargar la capacidad en cuestión de la desviación de la tensión que posee respecto a su tensión nominal. La descripción del funcionamiento es extraíble para convertidores flying capacitor de mayor número de niveles.

### 2.2.3 Cascade H-Bridge (CHB)

La última topología considerada clásica es la denominada Cascade H-Bridge (CHB). Esta topología difiere de las previamente descritas debido a la ausencia de un bus de continua, sino que consta de varias fuentes de tensión continua. Se compone de puentes en H conectados en cascada, tal como indica su nombre. En la Fig. 2.4 podemos ver un sistema trifásico que consta de 3 ramas y  $2m+1$  niveles. Un extremo de ellas se conecta formando el neutro y el otro extremo forma la salida de cada fase.

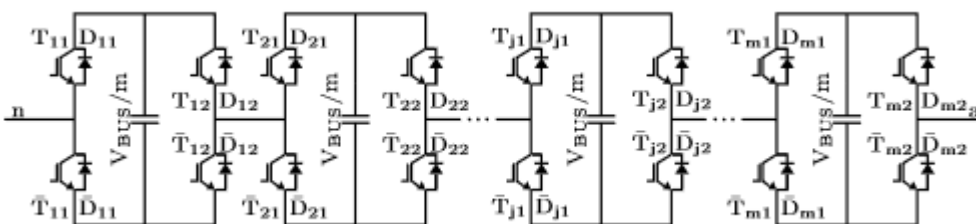


Figura 2-4. Convertidor Cascaded H-Bridge

Cada puente en H consta de 4 semiconductores y un condensador. Estos condensadores actúan como fuente de tensión variable conectadas en serie, y a igual en el flying capacitor, dependiendo del estado de conmutación de los semiconductores, podemos obtener distintos niveles de tensión a la salida.

## 2.3. Topologías existentes de convertidores multinivel

Aparte de los convertidores previamente descritos (NPC, FC y CHB), existen una gran variedad de convertidores. Muchas de estas diferentes topologías combinan características de los convertidores clásicos, con los que tratan de obtener la parte más beneficiosa de ellos.

### 2.3.1 Convertidor generalizado

El convertidor generalizado, tal y como se muestra en la Fig. 2.5 (convertidor generalizado de 5 niveles), presenta un gran número de redundancias posible par cada nivel de tension intermedio. Esto hace que este convertidor no sea factible debido al tamaño y coste del elevado número de componente (condensadores y semiconductores) que posee. La mayor virtud de este convertidor es que sirve como plantilla, con lo que quitand elementos Podemos obtener distintos convertidores multinivel.

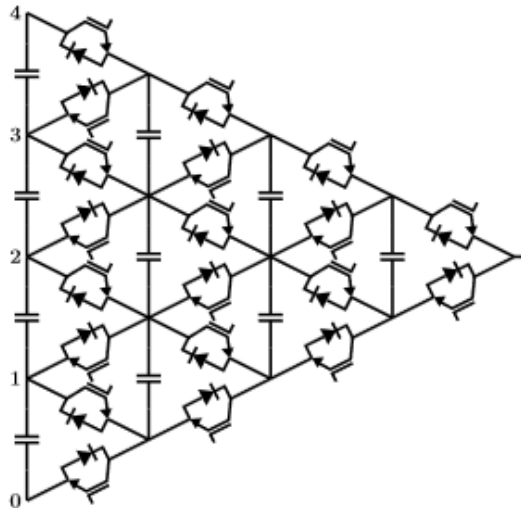


Figura 2-5. Convertidor generalizado de 5 niveles

### 2.3.2 Convertidores Full Semiconductor

Se denominan convertidores Full Semiconductor a aquellos convertidores multinivel que hacen uso de puntos intermedios de bus para obtener distintos niveles de tensión y que no emplean capacidades flotantes (flying capacitor), un ejemplo puede ser el convertidor NPC de 3 niveles.

Las ventajas de esta topología son que al no tener capacidades flotantes, su diseño es más simple a la vez que robusto en comparación a los convertidores que poseen estas capacidades flotantes. Por el contrario, estos requieren controlar la tensión en los puntos del bus utilizado. En el ejemplo del convertidor de 3 niveles, haría uso punto medio del bus.

#### 2.3.2.1 Convertidor Stacked Cell (SC)

Se considera el primer convertidor multinivel (1981). Este convertidor conecta los diferentes niveles de la tensión de continua mediante tiristores en antiparalelo (Fig. 2.6).

El problema de esta topología es que los interruptores deben ser de distintas tensiones de bloqueo, o hay que serializarlos o algunos están sobredimensionados. A los que hay que añadir la necesidad de controlar la tensión de todos los puntos intermedios del bus.

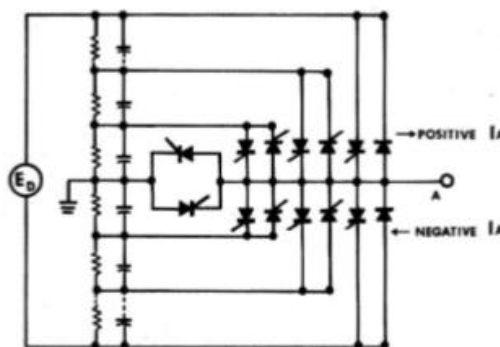


Figura 2-6. Convertidor stacked cell

### 2.3.2.2 Neutral point clamped (NPC) y Diode clamped converter (DCC)

El convertidor NPC de tres niveles es el convertidor multinivel con mayor aceptación por parte de la industria, principalmente por ser el convertidor multinivel más sencillo y robusto. En la Fig. 2.7 se muestra el convertidor NPC para el caso de 3 y 5 niveles de tensión.

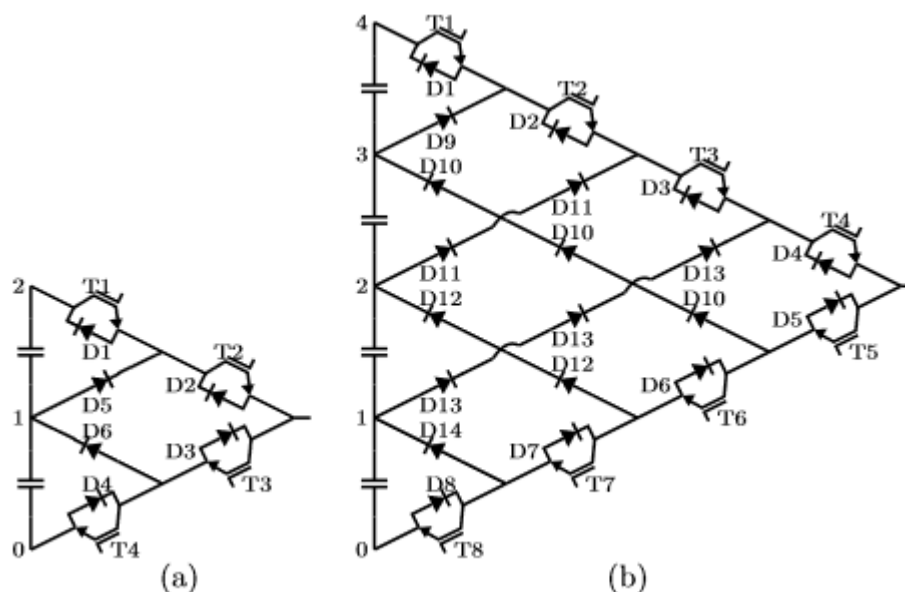


Figura 2-7. Convertidores NPC: a) 3 niveles y b) 5 niveles

Tanto la topología NPC como la DCC proporcionan dos caminos (corriente entrante y saliente), para niveles intermedios de tensión mediante la conexión de diodos entre los puntos intermedios del bus y las ramas principales.

La diferencia entre el DCC y el NPC, es que en caso de la topología DCC se conectan las ramas de los diodos de manera que no se serializan y su tensión queda fijada. En la Fig. 2.8 se muestra el convertidor DCC de 5 niveles.

El funcionamiento de estos convertidores consiste en habilitar los dos caminos (corriente entrante o saliente) para el nivel de tensión deseado a la salida. Es decir, para un nivel de tensión, los interruptores que tienen que estar encendidos son aquellos que quedan entre el terminal de tensión AC y los puntos de conexión entre las ramas de diodos para ese nivel y las ramas principales. Para los niveles de tensión máxima y mínima se encienden todos los interruptores de la rama principal positiva o de la rama principal negativa respectivamente.

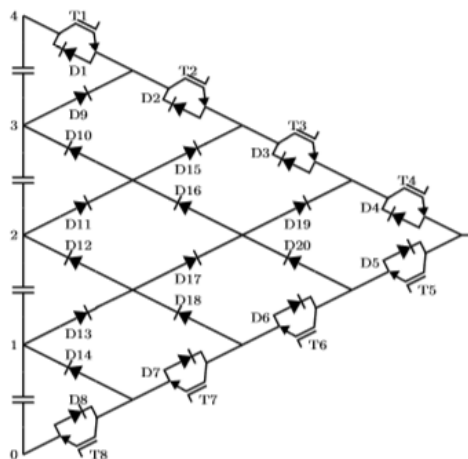


Figura 2-8. Convertidor DCC de 5 niveles

Los estados de conmutación del NPC de 3 niveles y del NPC de 5 niveles (o DCC de 5 niveles) se pueden ver en las Tabla 2.1 y Tabla 2.2 respectivamente.

Tabla 2–1 Estados conmutación NPC de 3 niveles

NPC 3 niveles	T1	T2	T3	T4
Nivel 2	1	1	0	0
Nivel 1	0	1	1	0
Nivel 1	0	0	1	1

Tabla 2–2 Estados conmutación NPC o DCC de 5 niveles

NPC 5 niveles	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0
Nivel 3	0	1	1	1	1	0	0	0
Nivel 2	0	0	1	1	1	1	0	0
Nivel 1	0	0	0	1	1	1	1	0
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1

Con el fin de asegurar que cada semiconductor soporta en bloqueo un solo nivel de tensión, sólo están permitidas las conmutaciones entre niveles de tensión adyacentes. Un ejemplo aplicado al convertidor de 3 niveles sería que, solo se permiten las conmutaciones entre los niveles de tensión 1 y 2, y 1 y 0, y no en 2 y 0 ya que no es seguro que los semiconductores vayan a bloquear un sólo nivel de tensión.

Un importante inconveniente de los NPC es que el reparto de las pérdidas no es homogénea entre los distintos semiconductores, y se debe a que no todos los semiconductores conmutan y conducen la corriente de la misma manera. El número de conmutaciones y la corriente conmutada tampoco son iguales para todos los semiconductores. Por tanto, las pérdidas en los semiconductores no son uniformes y en consecuencia, tendremos semiconductores que alcancen la temperatura máxima de unión antes que los demás semiconductores, formando un cuello de botella.

### 2.3.2.3 Active Neutral Point Clamped (ANPC)

Uno de los inconvenientes principales del NPC y DCC era que las pérdidas se concentraban en algunos semiconductores. Mediante la sustitución de los diodos clamp del NPC de 3 niveles (Fig. 2.9) por semiconductores controlados bidireccionales en corriente (por ejemplo, IGBT con diodo en antiparalelo) la topología ANPC soluciona este problema mostrado en la topología anterior.

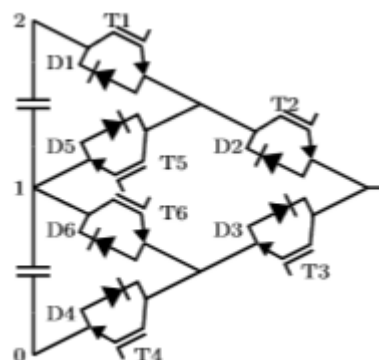


Figura 2-9. Convertidor NPC de 3 niveles

Los estados de conmutación del ANPC de 3 niveles se pueden ver en la Tabla 2.3. Los interruptores T2 y T3 son complementarios, como también lo son T5 y T6. Debido a ello, T1 y T4 no pueden estar encendidos a la vez.

Tabla 2-3 Estados conmutación ANPC de 3 niveles

ANPC 3 niveles	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Nivel 2	1	1	0	0	0	1
Nivel 1+0	0	1	0	0	1	0
Nivel 1+1	0	1	0	1	1	0
Nivel 1-1	1	0	1	0	0	1
Nivel 1-0	0	0	1	0	0	1
Nivel 0	0	0	1	1	1	0

Mediante esta modificación se nos da la posibilidad de elegir el camino de la corriente cuando se tiene el nivel de tensión 1 mediante distintos estados de conmutación, algo que no ocurría en el NPC. Las pérdidas totales se mantienen iguales que en el NPC, pero se reparten de manera más homogénea en todos los semiconductores eligiendo de manera adecuada los estados de conmutación del nivel 1. Debido a esto, se reduce la temperatura de unión máxima de los semiconductores en comparación con el NPC. Esto permite aumentar la potencia máxima de trabajo del convertidor o aumentar la frecuencia aparente.

#### 2.3.2.4 Transistor Clamped Converter o Neutral Point Piloted (TCC o NPP)

El convertidor Transistor Clamped Converter) o Neutral Point Piloted es un convertidor de tres niveles que hace uso del punto medio de bus al igual que el NPC o el ANPC de tres niveles. El TCC conecta el punto medio del bus con la salida mediante un interruptor bidireccional en tensión y corriente que puede implementarse con dos semiconductores controlados con diodo en antiparalelo conectados en antiserie, tal y como puede verse en la Fig. 2.10.

Al igual que el NPC, requiere controlar la tensión del punto medio del bus, lo que suele hacerse de la misma manera que el NPC.

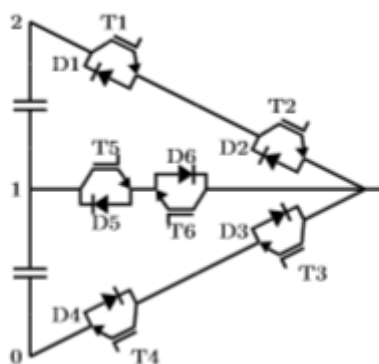


Figura 2-10. Convertidor TCC de 3 niveles

Los estados de conmutación del TCC se pueden ver en la Tabla 2.4. Los interruptores T1 y T2 son complementarios con T6, de la misma manera que T3 y T4 son complementarios con T5.

Tabla 2-4 Estados conmutación TCC de 3 niveles

TCC 3 niveles	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Nivel 2	1	1	0	0	1	0
Nivel 1	0	0	0	0	1	1
Nivel 0	0	0	1	1	0	1

En comparación con el NPC, el TCC distribuye mejor las pérdidas en los semiconductores, ya que estas pérdidas de apagado y encendido de los semiconductores de las ramas principales se reparten. Al distribuir las pérdidas de manera más homogénea, las temperaturas de unión de los semiconductores son menores, y por lo tanto, el TCC también puede trabajar a una potencia mayor o con una frecuencia aparente mayor que el NPC de 3 niveles.

Como principal inconveniente, este convertidor tiene el problema que serializa los semiconductores de las ramas principales, lo que dificulta el equilibrado de tensiones de los mismos. Este efecto se ve algo mitigado por el hecho que los semiconductores serializados bloquean únicamente la mitad de su tensión nominal al apagarse, y en una segunda conmutación pasan a bloquear su tensión nominal de bloqueo. Para evitar este problema se pueden sustituir los interruptores T1 y T2 y los interruptores T3 y T4 por interruptores con el doble de tensión nominal de bloqueo.

### 2.3.2.5 Stacked Neutral Point Clamped (SNPC)

El convertidor SNPC (Stacked Neutral Point Clamped) de 3 niveles es un convertidor que tiene los diodos Clamp del NPC y los semiconductores en antiserie del TCC (Fig. 2.11). El TCC y el ANPC se propusieron para mejorar el reparto de pérdidas del NPC, y el SNPC se propuso para mejorar el reparto de pérdidas del TCC y ANPC. Al igual que el NPC de 3 niveles requiere el control de un punto medio de bus, que será análogo.

Los semiconductores adicionales del SNPC proporcionan 3 caminos distintos para la corriente cuando se tiene un nivel de tensión 1. Dos de ellos (ramas NPC) son unidireccionales en corriente y el otro de ellos (rama TCC) es unidireccional o bidireccional según los interruptores que se enciendan.

La mejor estrategia para que las pérdidas sean lo más uniformes en los semiconductores y que la frecuencia aparente sea el doble de la de conmutación es utilizar para los estados de conmutación de nivel 1 una rama de NPC y el camino complementario en corriente de la rama de TCC (encendiendo solo un interruptor de la rama TCC, de manera que se permita la circulación de corriente en sentido contrario a la rama NPC).

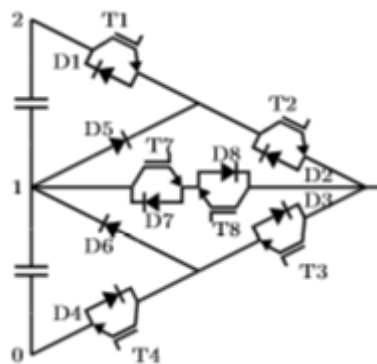


Figura 2-11. Convertidor SNPC de 3 niveles

Los estados de conmutación para el SNPC de 3 niveles se pueden ver en la Tabla 2.5

Tabla 2-5 Estados conmutación SNPC de 3 niveles

SNPC 3 niveles	T1	T2	T3	T4	T7	T8
Nivel 2	1	1	0	0	1	0
Nivel 1 (1+)	1	0	1	0	1	0
Nivel 1 (2+)	0	1	0	0	0	1
Nivel 1 (1-)	0	1	0	1	0	1
Nivel 1 (2-)	0	0	1	0	1	0
Nivel 0	0	0	1	1	0	1

Al tener las pérdidas de potencia en los semiconductores más repartida, y las temperaturas de unión que se alcanzan menores, este convertidor puede operar con mayor potencia o frecuencia que el ANPC o el TCC mediante el empleo de más semiconductores.

### 2.3.2.6 Active Stacked Neutral Point Clamped (ASNPC)

Se puede definir el convertidor ASNPC como la fusión de las tipologías ANPC (Active Neutral Point Clamped) y TCC (Transistor Clamped Converter), es decir, tiene las ramas de interruptores entre las ramas principales y el punto medio de bus (ANPC) y tiene los interruptores en antiserie entre el punto medio de bus y la salida (TCC). Puede verse en la Fig. 2.12.

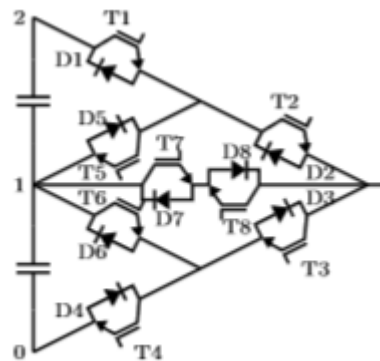


Figura 2-12. Convertidor ASNPC de 3 niveles

Este convertidor se propuso con el objetivo de que las pérdidas de los semiconductores fuesen lo más parecidas posible y que todos los semiconductores conmutasen solo durante medio semiciclo de tensión. Este último aspecto es diferencia a este convertidor del ANPC y del SNPC: al conmutar los semiconductores solo la mitad del semiciclo se obtienen unas menores pérdidas en cada uno de ellos y unas temperaturas de unión más parecidas respecto a los convertidores ANPC y SNPC. Al igual que el NPC y el SNPC, el ASNPC también obtiene una frecuencia aparente el doble de la frecuencia de conmutación.

Los estados de conmutación del ASNPC se pueden ver en la Tabla 2.6:

Tabla 2–6 Estados conmutación ASNPC de 3 niveles

ASNPC 3 niveles	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
Nivel 2	1	1	0	0	0	0	1	0
Nivel 1 (1+)	0	1	0	0	1	0	0	0
Nivel 1 (2+)	1	0	0	0	0	0	1	1
Nivel 1 (1-)	0	0	0	1	0	0	1	1
Nivel 1 (2-)	0	0	1	0	0	1	0	0
Nivel 0	0	0	1	1	0	0	0	1

Los estados 1 (1+) y 1 (2+) solo se usan en el semiciclo positivo de tensión y los estados 1 (1-) y 1 (2-) solo se usan en el semiciclo negativo de tensión. Por lo tanto, los semiconductores T1-D1, T2-D2 y T5-D5, sólo tienen pérdidas de conmutación y de conducción durante el semiciclo positivo de tensión mientras que los semiconductores T3-D3, T4-D4 y T6-D6, solo tienen pérdidas de conmutación y de conducción durante el semiciclo negativo de tensión.

Los semiconductores T7-D7 y T8-D8 se emplean durante los dos semiciclos de tensión, por lo que tienen pérdidas de conducción en los dos semiciclos de tensión. Sin embargo, los semiconductores T7-D7 no soportan tensión durante el semiciclo positivo, por lo que sus pérdidas de conmutación durante ese semiciclo son despreciables. Lo mismo ocurre con T8-D8 durante el semiciclo negativo.

A cambio, el convertidor requiere dos semiconductores con diodos en antiparalelo más que el ANPC y dos semiconductores más que el SNPC. Es discutible que el aumento de la potencia mediante la inclusión de estos semiconductores compense el mayor coste asociado a los componentes adicionales.

Las pérdidas de conmutación en cada semiconductor del ASNPC sólo se producen en un semiperiodo de tensión, obteniendo un reparto de pérdidas más uniforme que para el caso del ANPC o SNPC y, por lo tanto, unas temperaturas de unión de los semiconductores más uniformes. Esto permite al ASNPC operar a una tensión potencia o frecuencia mayor que el ANPC y SNPC.

Por último, cabe destacar que, este convertidor requiere el control de un punto medio de bus y se consigue de manera análoga al NPC de 3 niveles.

### 2.3.2.7 Multi Point Clamped (MPC)

Los convertidores MPC (Multi Point Clamped) también denominados FS (Full Semiconductor) son convertidores que usan varios puntos intermedios de bus para obtener distintos niveles de tensión. Estos convertidores siguen la misma filosofía que el NPC a la que se añaden algunos interruptores para reducir el número de diodos utilizado. Están planteados en general para un número impar de niveles mayor que 3.

Como no se usan capacidades flotantes, para obtener un convertidor n niveles de tensión se requiere hacer uso de n-2 puntos medios del bus, por lo que habrá que controlar la tensión de esos n-2 puntos.

Para controlar la tensión de 2 o 3 puntos medios del bus en todas las condiciones de operación posibles, se requiere o bien hardware adicional, o bien tener una arquitectura Back-to-Back (B2B) y controlar los puntos medios a costa de empeorar el THD (distorsión armónica total). La Fig. 2.13 muestra un convertidor MPC de 5 niveles.

El mayor inconveniente de los dos convertidores analizados es el uso de 3 puntos intermedios de bus. Por otra parte, también serializan semiconductores, lo que hace necesario disponer de mecanismos para asegurar el reparto de tensiones. Sin embargo, los semiconductores serializados se bloquean a mitad de tensión nominal, por lo que la serialización puede no ser tan crítica.



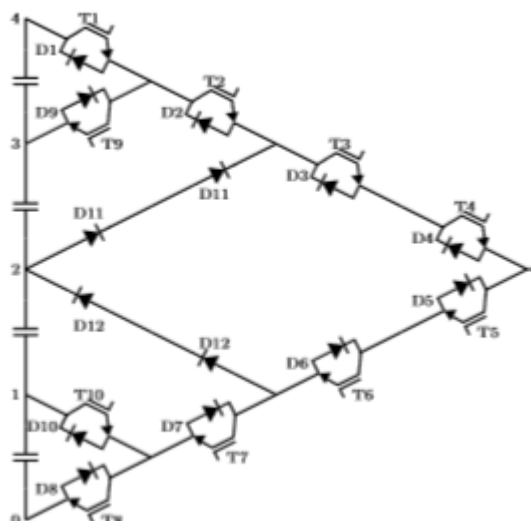


Figura 2-13. Convertidor MPC de 5 niveles (Fuji)

En la Tabla 2.7 se indican los estados de conmutación del convertidor:

Tabla 2-7 Estados conmutación MPC de 5 niveles

MPC 5 niveles (Fuji)	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10
Nivel 4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1
Nivel 3	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1
Nivel 2	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1
Nivel 1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
Nivel 0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0

### 2.3.3 Topologías con condensadores flotantes (CF) y sin puntos intermedios

En este grupo se incluyen los convertidores multinivel que no hacen uso de puntos intermedios de bus para obtener distintos niveles de tensión. En su lugar, emplean condensadores flotantes que, al ser conectados en serie, incrementan o decrementan la tensión de salida en uno o más niveles de tensión. La principal ventaja de estos convertidores es que no requieren control de la tensión de puntos medios del bus.

#### 2.3.3.1 Flying Capacitor (FC)

El convertidor Flying Capacitor (FC) de n niveles está formado por n células conectadas en serie formadas por una capacidad a la que se conecta a cada semiconductor con diodo en antiparalelo. Se obtiene los n niveles de tensión del convertidor sumando y restando la tensión de capacidades flotantes. En concreto, un FC de n niveles tiene n-2 capacidades flotantes. La primera de ellas de n-2 niveles, la segunda de n-3 niveles, y así sucesivamente hasta llegar a la última, de 1 nivel de tensión. En la Fig. 2.14 podemos ver un FC de 5 niveles.

Una ventaja del FC es que no requiere controlar ningún punto medio de bus, pero a cambio necesita controlar la tensión de n-2 capacidades flotantes para un convertidor de n niveles. Este control puede realizarse aprovechando las redundancias que aparecen al generar niveles de tensión intermedios. Para un mismo nivel de tensión, según los interruptores que se hayan encendido se tendrá un efecto en la carga y descarga de las capacidades distinto. Para cada nivel de tensión existen el mismo número de estados redundantes que afectan a cada capacidad. Además, la mitad de los estados redundantes de cada nivel que afectan a una capacidad tienden a cargar esa capacidad, mientras que la otra mitad tiende a descargarla. De esta manera, queda claro que existen estados redundantes para el control de las capacidades flotantes del convertidor.

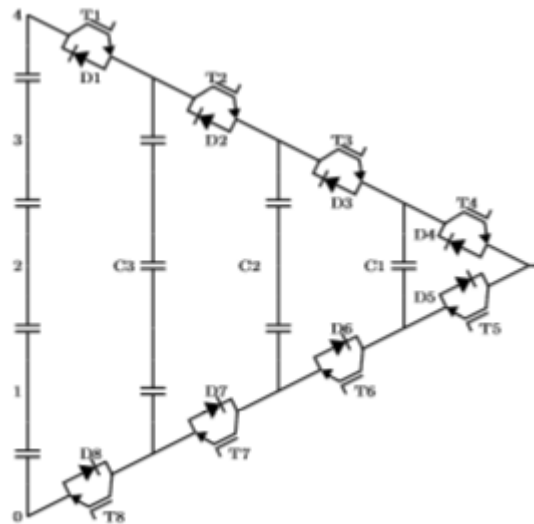


Figura 2-14. Convertidor FC de 5 niveles

Mediante una modulación adecuada se puede controlar la tensión de las capacidades flotantes. Lo ideal es conmutar de manera alterna las células de las que se compone el FC. Mediante esto podemos llegar a obtener una frecuencia aparente a la salida  $n-1$  veces mayor que la frecuencia de conmutación. Comparando el FC con el NPC (ambos de 5 niveles), para una misma frecuencia de salida, los interruptores del flying capacitor conmutan a una frecuencia  $n-1$  veces menor.

La desventaja principal de este convertidor es que al aumentar de niveles, el tamaño de las capacidades aumenta, lo que lo hace más voluminoso y caro, por lo que el FC suele ser inviable a partir de 4 o 5 niveles de tensión.

### 2.3.3.2 Modular Multilevel Converter (MMC)

El convertidor MMC está compuesto por dos ramas de  $p$  células elementales de conmutación conectadas una tras otra. En este convertidor se pueden conectar tantas células elementales como se necesiten. El convertidor MMC de  $p$  módulos tiene  $n=p+1$  niveles de tensión y puede llegar a obtener una frecuencia aparente de  $p$  veces la frecuencia de conmutación. En la Fig. 2.15 podemos observar un MMC con  $p=4$ .

Como vemos en la figura anterior, este convertidor no posee una capacidad en el bus, en este caso son las propias células con sus capacidades las que realizan esta función.

El modo de funcionamiento es el siguiente: las dos ramas del convertidor están siempre activas y conduciendo, lo que requiere que las dos ramas generen a la salida la misma tensión. Por ello, si la rama principal positiva resta  $L$  capacidades a la tensión  $n-1$ , entonces la rama principal negativa suma  $n-1-L$  capacidades al nivel de tensión 0. La pequeña diferencia que puede haber entre las tensiones de las dos ramas debido a los inevitables desfases entre las conmutaciones de una y otra rama, hace necesario la conexión de inductancias entre las dos ramas en la salida para evitar cortocircuitos.

La principal ventaja de este convertidor es su modularidad, lo que lo hace fácilmente escalable. Por el contrario, utiliza más elementos de los estrictamente necesarios y las capacidades utilizadas se cargan y descargan a la frecuencia fundamental, por lo que su tamaño es mucho mayor que las de otros convertidores donde se dimensionan para trabajar a frecuencia de conmutación.

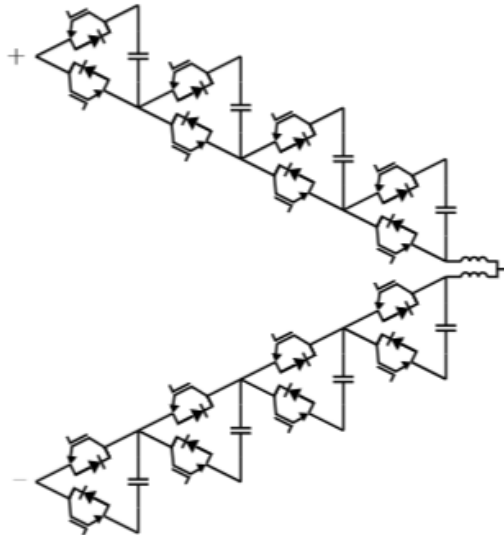


Figura 2-15. Convertidor MCC de 5 niveles

Su modularidad le permite obtener niveles altos de tensión y es una solución atractiva para aplicaciones de mucha tensión, donde lo importante es alcanzar la tensión deseada y que pueda operar con algún módulo estropeado, y donde no es tan crítico el tamaño del convertidor. Por ello, actualmente se está utilizando este convertidor en algunas líneas HVDC.

### 2.3.4 Topologías con condensadores flotantes (CF) y sin puntos intermedios

#### 2.3.4.1 Stacked Multicell Converter (SMC)

El convertidor SMC, es una evolución del FC (Flying Capacitor) que busca reducir el tamaño de las capacidades necesarias de este último. Al igual que la topología FC, el Stacked Multicell Converter (SMC) está formado por celdas o células elementales que van sobreponiéndose unas dentro de otras. Sin embargo, las celdas incluyen una rama intermedia además de las dos exteriores presentes en la FC. Eso hace que se usen menos capacidades y de menor tamaño que en el FC.

El SMC podría usar cuantos puntos intermedios como se quisiera, pero en caso de usar dos o más puntos intermedios, hay que modificar algunas células. Por ello, nos centraremos en el caso de un único punto intermedio, como el que podemos ver en la Fig.2.16, un SMC de 5 niveles.

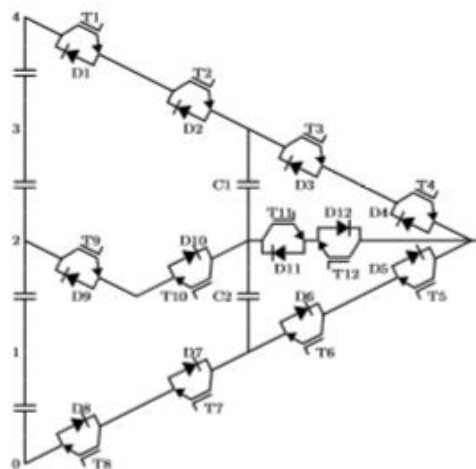


Figura 2-16. Convertidor SMC de 5 niveles (salida NPC)

Los interruptores serializados de las ramas principales tienen la misma señal de puerta y de esta manera los interruptores serializados de las ramas principales conmutan a mitad de tensión cuando estaban encendidos. Si estaban bloqueando la mitad de su tensión nominal, pueden pasar a conducir o a bloquear su tensión nominal dependiendo de la conmutación. Una alternativa sería conmutar los interruptores serializados de las ramas principales alternativamente. De esta manera cada interruptor conmutaría la mitad de las veces y bloquearía su tensión nominal.

Si se usa un sólo punto intermedio de bus, el convertidor SMC queda dividido en dos flying capacitor de  $(n+1)/2$  niveles de tensión, uno compuesto por la rama principal superior y la rama que se conecta al punto intermedio del bus y otro compuesto por la rama principal inferior y la rama que se conecta al punto intermedio del bus. Estos dos subconvertidores tienen las mismas características que el FC en cuando a la obtención de niveles de tensión, su efecto en las capacidades flotantes y el control de la tensión de las capacidades flotantes. Cada FC trabaja en un sólo semiciclo de la tensión.

Para el convertidor SMC con un punto intermedio se puede hacer que cada interruptor sólo conmute en un semiciclo de tensión a una frecuencia de conmutación  $2/n - 1$  veces la frecuencia aparente.

Este convertidor requiere el control tanto de la tensión del punto medio del bus como de las capacidades flotantes. Esto puede hacerse mediante el uso de los vectores redundantes de tensión y de las redundancias propias del convertidor.

### 2.3.4.2 ANPC de n niveles y un punto intermedio

Se trata de convertidores que sólo hace uso del punto medio del bus y que genera la mitad superior de los niveles haciendo uso de la rama principal positiva y del punto medio del bus, mientras que la mitad inferior se genera haciendo uso de la rama principal negativa y del punto medio del bus. Un ejemplo de esta topología podemos verla en la Fig. 2.17 y Fig. 2.18 donde vemos la topología ANPC de 5 y 7 niveles respectivamente.

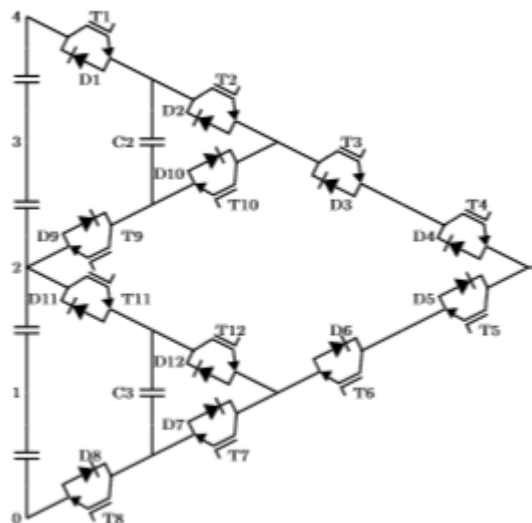


Figura 2-17. Convertidor ANPC de 5 niveles

Un problema que pueden tener este tipo de convertidores es que los lazos de conmutación comprenden cada vez más semiconductores y son cada vez más largos conforme aumentan los niveles. Esto hace aumentar la inductancia parásita de los lazos de conmutación, lo que provoca sobretensiones al conmutar. Estas sobretensiones, especialmente si son elevadas, pueden limitar las prestaciones del convertidor.

Otro problema de estos convertidores es que requieren serialización de semiconductores, y por lo tanto no se puede asegurar que el reparto de tensión en los mismos sea equitativo. Si se quiere evitar la serialización de semiconductores se pueden usar semiconductores de distinta tensión de bloqueo, pero reduce la modulabilidad del convertidor y a veces no es factible debido a la indisponibilidad de los mismos. Por otro lado, la serialización de semiconductores permite que estos tengan unas pérdidas de conmutación menores, porque las pérdidas se reparten entre ellos.

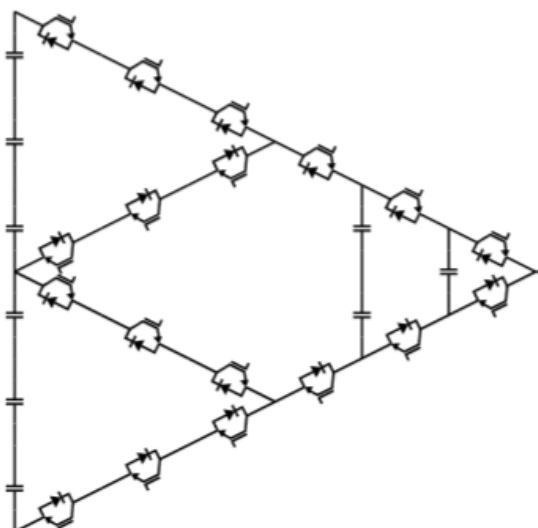


Figura 2-18. Convertidor ANPC de 7 niveles

### 2.3.4.3 ANPC de n niveles y varios puntos intermedios

Se pueden proponer convertidores con la misma filosofía que los ANPC de 5 niveles pero usando más de un punto intermedio de bus y para más niveles de tensión. Los distintos niveles de tensión se consiguen a partir de los niveles de tensión disponibles en el bus y sumando/restando las tensiones de capacidades flotantes.

Otros convertidores propuestos recientemente son los convertidores denominados Hybrid Clamped Converter. Un ejemplo de ello son los convertidores de 4 y 5 niveles respectivamente que usan dos puntos medios de bus y 1 y 2 capacidades flotantes respectivamente. Estos convertidores se muestran en la Fig. 2.19.

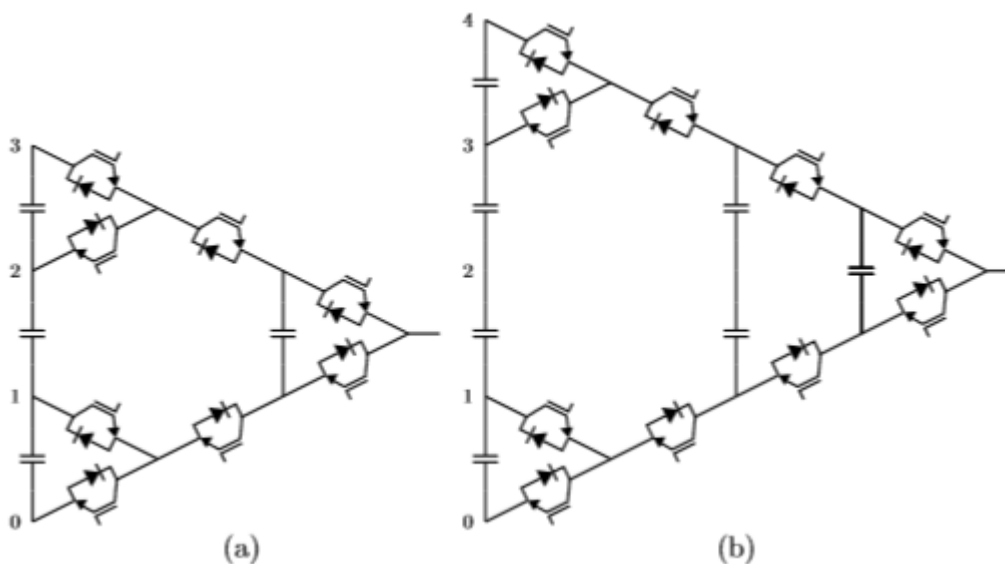


Figura 2-19. Convertidores híbridos: a) de 4 niveles y de b) de 5 niveles

El principal inconveniente de estos convertidores es que pueden tener problemas para controlar la tensión de los puntos intermedios de bus en puntos de operación con altos índices de modulación y factores de potencia cercanos al unitario. No se aclara que se pueda controlar la tensión de las capacidades flotantes y de los puntos intermedios para esos puntos.

## 2.3.5 Topologías CHB (Cascaded H bridge) y derivadas

### 2.3.5.1 Cascade H Bridge (CHB)

La topología CHB tal y como su nombre indica se forma a partir de puentes en H, los cuales se pueden conectar tantos como sean necesarios. Los niveles de tensión se obtienen a partir de la suma o resta de las tensiones de los condensadores de los puentes en H. Un ejemplo de un puente en H puede verse en la Fig. 2.20.

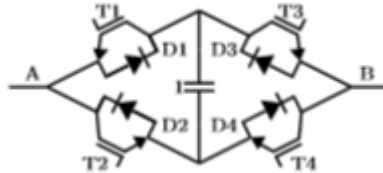


Figura 2-20. Puente en H

Para conseguir un convertidor trifásico de 3 niveles mediante puentes en H, conectamos 3 puentes en H por los extremos A. En vez de usar un solo Puente por fase, es posible usar varios puentes en serie ( $p > 1$ , siendo  $p$  el número de puentes en H por fase). Los niveles de tensión 'n' de un convertidor de  $p$  puentes en H será:

$$n = 2p + 1 \quad (2.1)$$

Y la máxima y mínima tensión posible a obtener se calcula como:

$$V_{max,min} = \pm p V_{HB} \quad (2.2)$$

La gran ventaja de este convertidor es su modularidad, ya que se pueden añadir puentes en H sin dificultad y la modulación y el control de las capacidades de los puentes en H no cambia mucho. Su mayor inconveniente es que requieren una fuente de tensión por cada puente en H.

En aquellas aplicaciones donde no hay intercambio de potencia activa por parte del convertidor (como por ejemplo STATCOMs), esto no supone un problema, ya que las fuentes de tensión pueden ser sustituidas por capacidades cuya tensión es controlada por el mismo convertidor. En otra de aplicaciones, sin embargo, se requiere una fuente de tensión aislada en cada puente en H.

### 2.3.5.2 Asimetric Cascade H Bridge (ACHB)

Se trata de una variante de la topología CHB, por la que las capacidades de los puentes en H son de diferente tensión. Mediante esto obtenemos un convertidor de más niveles de tensión con el mismo número de puentes en comparación con el CHB. Por el contrario, debido a esto se pierden redundancias y modularidad del convertidor, lo cual era una de sus principales virtudes. Al perder redundancias la frecuencia de conmutación será igual a la frecuencia aparente. Debido a las asimetrías se requieren semiconductores de distinta tensión de bloqueo en cada puente en H y el reparto térmico ya no es el mismo para todos los semiconductores. En la Fig. 2.21 se muestra un CHB asimétrico (ó ACHB) con  $p=2$ .

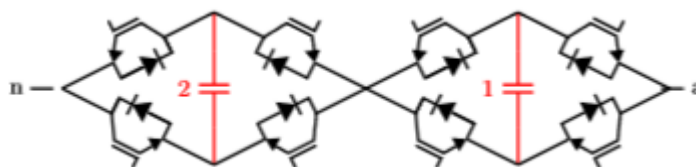


Figura 2-21. Convertidor ACHB de 7 niveles

## 2.4. Topología elegida

Como indicamos al comienzo de este trabajo, la topología a utilizar será la NPC de 5 niveles. Esta es la topología en la que se basa el artículo [1], y donde en capítulos posteriores aplicaremos las técnicas de control propuestas.

La elección de esta topología se basa principalmente en la sencillez y robustez, esto hace que sea una topología muy aceptada en la industria. Principalmente encontramos esta topología mediante 3 niveles debido a que el control es bastante sencillo en comparación a las topologías con más niveles, como por ejemplo 5 y 7 niveles.

En nuestro caso, debido a que el control con la topología de 3 niveles es una tarea muy estudiada en los últimos años, decidimos dar un paso más y optar por la topología NPC de 5 niveles, con el objetivo de aplicar un control, que a pesar de que sea más completo, nos aporte unos resultados mejores que el NPC de 3 niveles.

Esta topología la aplicaremos a un Back-to-Back NPC, o lo que es lo mismo dos convertidores espalda con espalda, y se ha aplicado a uno de sus usos principales, la generación eólica. La generación será llevada a cabo mediante un generador asíncrono doblemente alimentado (Double Fed Induction Machine o DFIG, en inglés).





# 3 MODELO CONVERTIDOR BACK TO BACK (B2B)

---

El convertidor Back-to-Back (B2B) es la topología más usada para convertidores AC/AC bidireccionales de baja tensión en la industria y en aplicaciones de sistemas de potencia, tales como: control de máquinas eléctricas, sistemas HVDC (High Voltage Direct Current) en redes de transmisión, generación eólica, etc.

El convertidor B2B está formado por convertidores VSC (Voltage Source Converter), el convertidor del lado de la red eléctrica es GSC (Grid Side Converter) y el convertidor del generador eólico es RSC (Rotor Side Converter). La carga puede ser pasiva, activa u otra red eléctrica. GSC y RSC comparten el bus DC a través del DC-link, el cual permite que ambos VSC se puedan controlar de manera independiente en cierto rango de potencia. GSC y RSC puede actuar como un rectificador o un inversor en función de la dirección del flujo de potencia, a pesar de ello si decimos rectificador nos estamos refiriendo al GSC, y de la misma forma al RSC como inversor. La operación fundamental del convertidor BTB se explica al considerar GSC y RSC como dos convertidores desacoplados en los cuales la amplitud, fase y frecuencia se pueden controlar de forma independiente el uno del otro.

Una propiedad importante de los convertidores Back-to-Back reside en su capacidad para controlar rápidamente el flujo de potencia y aportar balance de potencia entre los dos lados del convertidor usando las capacidades del DC-link. Algoritmos de control para la transformación de energía aportan más estabilidad al DC-bus, lo que lleva a una reducción del tamaño de los condensadores sin afectar el comportamiento del convertidor. Esta reducción de tamaño es relevante, ya que normalmente los condensadores son pesados y costosos. Además, en el caso de los condensadores electrolíticos, comúnmente usados en las aplicaciones Back-to-Back, su capacidad decrece gradualmente en el tiempo, lo que supone un gran impacto en la vida del convertidor.

En algunas aplicaciones tales como motores eléctricos, la energía almacenada en este es varias veces mayor que en la capacidad DC. Por lo tanto, las respuestas transitorias pueden inducir grandes desajustes en la tensión del bus-DC. Por lo que capacidades de gran tamaño son usadas frecuentemente con el objetivo de reducir los desajustes de potencia hasta que el control balancee el flujo de potencia. Sin embargo, estas desviaciones pueden llevar a sobre o subvoltaje en el DC-bus, lo que puede comprometer la estabilidad del sistema o la operación segura del convertidor. Este hecho destaca la importancia del control de la tensión del DC-bus en aplicaciones Back-to-Back y muestra el objetivo de este trabajo.

Como se comentó al inicio de este trabajo, se trata de un back-to back NPC de 5 niveles el cual ira conectado a un generador asíncrono propio de una aplicación eólica, el cual se encuentra doblemente alimentado (DFIG). Por lo tanto, la dificultad del control de esta topología es evidente. Debido a esto a partir del artículo [1] se nos propone una estrategia de control la cual consta de dos partes, una para el rectificador y otra para el inversor, con lo que finalmente se consiga tanto el balanceo de tensión en el DC-link como el control de potencia de nuestro generador eólico. El esquema general del proyecto se encuentra en la Figura 3.1. y es realizado por el autor del artículo en cuestión.

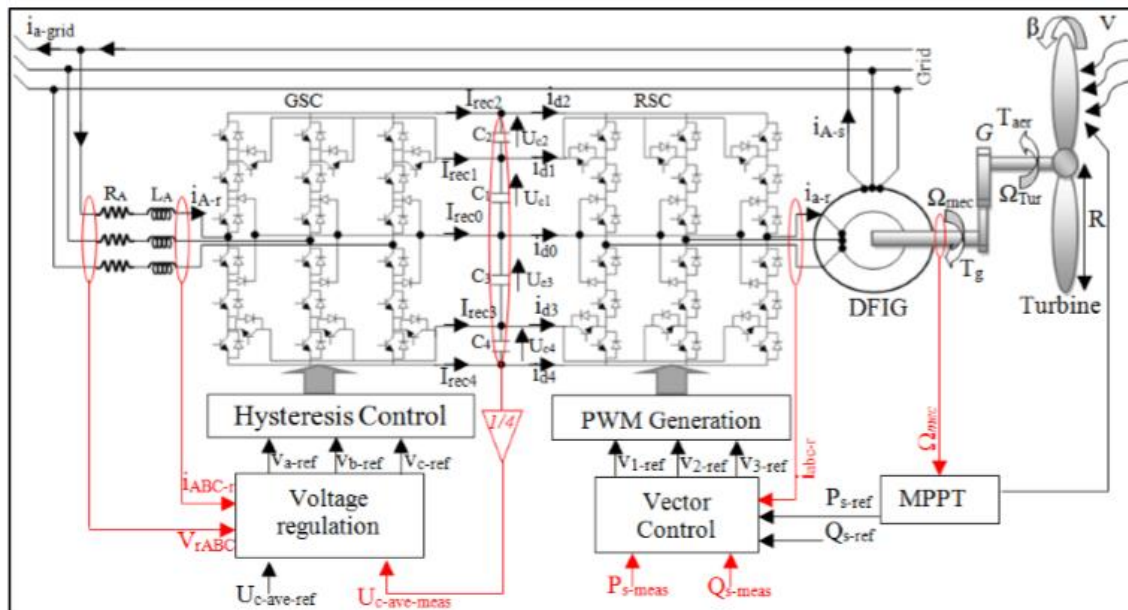


Figura 3-1. Esquema general del Back-to-Back (B2B)

Para modelar nuestro convertidor NPC de 5 niveles hemos optado por utilizar la librería Power Systems de Matlab Simulink. Mediante esta librería hemos utilizado IGBTs como semiconductores, cuyos parámetros son lo que poseía por defecto en Power System. Para el modelado se ha optado por hacerlo por partes, comenzando por el rectificador y siguiendo por el inversor.

Al tratarse de un B2B, tanto el rectificador como el inversor poseen la misma estructura, pero con orientación opuesta, de forma que se establece un convertidor de tipo AC/DC/AC, donde la parte continua se encuentran las capacidades que debemos balancear (DC-link). En los anexos C y D podemos encontrar respectivamente tanto el GSC como el RSC modelado en Simulink.

Una vez modelado nuestro convertidor B2B, el siguiente paso es aplicar las técnicas de control que nos aportarán el adecuado comportamiento de nuestro sistema. Todo esto se analizará en los siguientes apartados, donde se detallarán paso a paso y por separado tanto el control de la parte rectificadora como el de la parte inversora.

## 4 CONTROL DEL BACK TO BACK (B2B)

Los convertidores multinivel se han caracterizado por su habilidad de suministrar señales de tensión de forma de escalera. Sus aplicaciones son muy interesantes, especialmente en la introducción de las nuevas fuentes de energía renovable en la red eléctrica.

Esta nueva clase de convertidores de potencia pueden contribuir a la mejora de la calidad de la energía mediante la atenuación de las fluctuaciones que normalmente se producen en la producción energética. Este hecho fomenta el uso de convertidores multinivel para reducir la corriente y tensión de la distorsión armónica total (THD), además de que, su arquitectura permite operar con altos niveles de corriente y tensión.

El fundamento principal de las técnicas de conversión multinivel se basa en la asociación de semiconductores en serie/paralelo. Mediante esta técnica, se consigue evitar el problema relacionado de los límites máximos de las tensiones de bloqueo de la mayoría de los semiconductores utilizados. Estas topologías permiten el aumento de la tensión más allá de los semiconductores con muy buena resolución en la tensión de salida.

La tarea más importante en los convertidores multinivel NPC es el balanceo de las tensiones del DC-link. Se han propuesto varias soluciones para regular la tensión continua del DC-link, entre las cuales se encuentran el control activo del NPC, el control pasivo del NPC o el control de corriente dual.

En nuestro caso el control de la topología está basado en el artículo [1], donde aplica una nueva técnica para el balanceo la zona de tensión DC y realiza un control de la potencia aportada por el generador eólico, el cual se encuentra conectado en la zona del inversor (RSC). Este capítulo se va a dividir en dos partes donde se describirá las técnicas de control aplicadas tanto en el rectificador GSC como en el inversor (RSC) conectado al generador eólico.

### 4.1 Convertidor de 5 niveles

Para la operación del convertidor de 5 niveles (Figura 4.1) se han usado 7 combinaciones ([3], [4]), las cuales pueden verse en la Tabla 4.1. Esta tabla presenta las magnitudes eléctricas que caracteriza cada configuración, en el que M es el punto origen de los potenciales y  $V_{KM}$  (K=A, B or C) como las tensiones de cada rama.

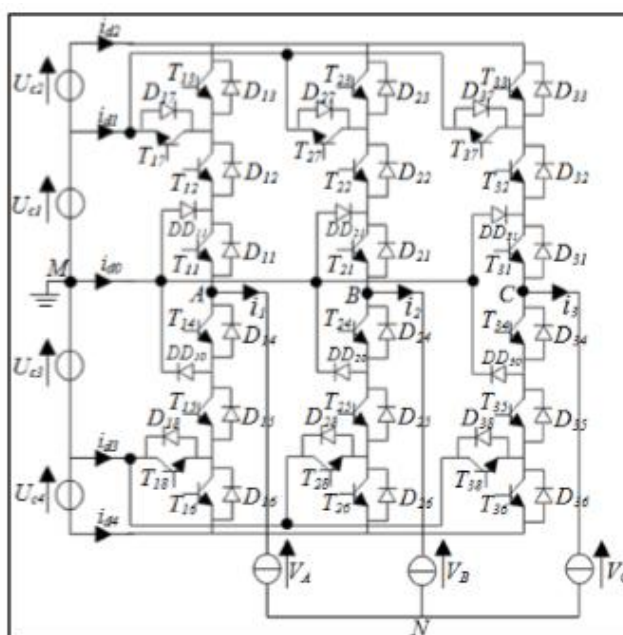


Figura 4-1. Topología del convertidor NPC de 5 niveles

Tabla 4–1 Magnitud eléctrica de cada configuración del brazo k

Configuración	
E0	$i_k = 0$
E1	$V_{KM} = U_{C1} + U_{C2}$
E2	$V_{KM} = U_{C1}$
E3	$V_{KM} = 0$
E4	$V_{KM} = -U_{C3}$
E5	$V_{KM} = -U_{C3} - U_{C4}$
E6	$V_{KM} = 0$

Cada semiconductor  $TD_{kS}$  introduce una función de conexión  $F_{kS}$  que describe su estado,  $F_{kS} = 1$  si el semiconductor está cerrado o  $F_{kS} = 0$  si se encuentra abierto.

Con el objetivo de evitar cortocircuitos y que el convertidor sea totalmente controlable, adoptaremos un control complementario [3], [5], [6], cuya ley se define a continuación:

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k7} = B_{k1}B_{k2}\overline{B_{k3}} \\ B_{k8} = B_{k4}B_{k5}\overline{B_{k6}} \end{array} \right. \quad (4.1)$$

donde  $B_{kS}$  es el orden del transistor de cada rama. Así que, con este control complementario, la función de conexión de los diferentes semiconductores en cada rama se encuentra dado por el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k4} = 1 - F_{k2} \\ F_{k5} = 1 - F_{k1} \\ F_{k6} = 1 - F_{k3} \\ F_{k7} = F_{k1}F_{k2}\overline{F_{k3}} \\ F_{k8} = F_{k4}F_{k5}\overline{F_{k6}} \end{array} \right. \quad (4.2)$$

Además, para diferenciar la parte superior o inferior de cada rama aplicaremos la nomenclatura  $F_{km}^b$ , donde k representa el número de la rama y m la parte superior o inferior de la misma (m=1 si es la parte superior y m=0 si nos referimos a la parte inferior de la rama).

Para cada rama k, las funciones de conexión de cada semi-rama están expresadas como se muestra a continuación:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k1}^b = F_{k1}F_{k2}F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4}F_{k5}F_{k6} \end{array} \right. \quad (4.3)$$

Dado esto la tensión de salida del convertidor de 5 niveles se puede expresar matricialmente tal que:

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^b \\ F_{27} + F_{21}^b \\ F_{37} + F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^b \\ F_{28} + F_{20}^b \\ F_{38} + F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \quad (4.4)$$

Usando las funciones de conexión de cada semi-rama, podemos expresar las corrientes de entrada del inversor en función de las corrientes  $i_1, i_2$  e  $i_3$  de la siguiente forma:

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}i_1 + F_{21}i_2 + F_{31}i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}i_1 + F_{20}i_2 + F_{30}i_3 \end{cases} \quad (4.5)$$

Y por último  $i_{d0}$  puede escribirse como función de las corrientes de cargas:

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b) i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b) i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b) i_3 \quad (4.6)$$

Una vez caracterizado las funciones de conexión, los diferentes estados asociados al control complementario y su relación con las diferentes magnitudes de nuestro circuito, el siguiente paso es aplicar las leyes de control para cada uno de los convertidores asociados al B2B: RSC y GSC. Todo ello se analizará en los siguientes capítulos por separado.

## 4.2 Control del Grid Side Converter (GSC)

El rectificador NPC de 5 niveles, también llamado en nuestro trabajo GSC, produce cuatro tensiones DC a la salida. Estos voltajes deben mantenerse constante, por lo que esta situación requiere un control en bucle cerrado.

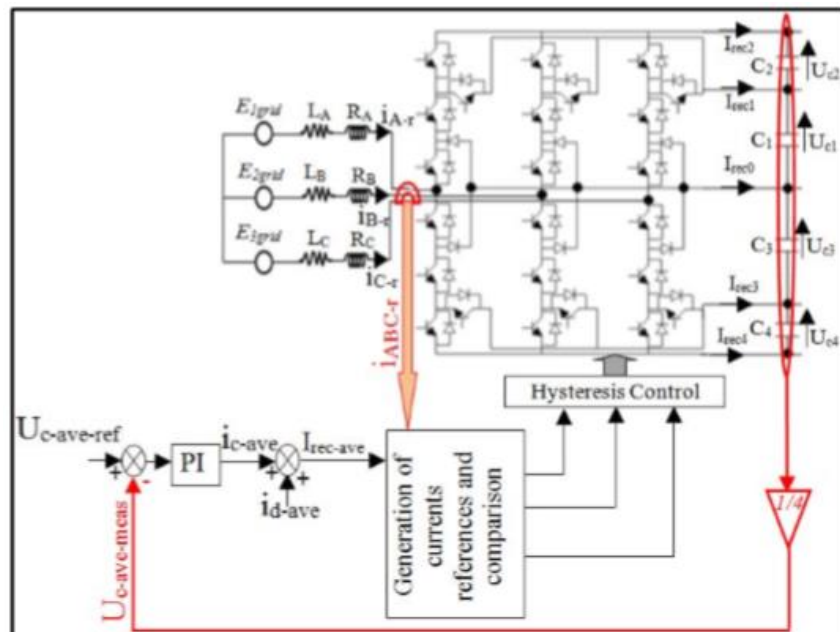


Figura 4-2. Esquema de control del rectificador NPC de 5 niveles

Normalmente en esta situación, lo normal sería, a priori, aplicar cuatro bucles de control para cada una de las cuatro tensiones, pero en este caso aplicaremos un único bucle de control que utiliza el valor medio de la tensión DC [3]. El principio de control del sistema GSC se muestra en la Figura 4.2.

#### 4.2.1 Modelo del bucle de tension

El bucle de tensión fija el valor efectivo de la corriente de referencia de la red. Utilizando el principio de la conservación instantánea de energía, Podemos obtener las siguientes ecuaciones:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{rec1} + I_{rec2} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{rec2} - i_{d2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{rec3} - I_{rec4} - i_{d4} - i_{d3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{rec4} - i_{d4} \end{array} \right. \quad (4.7)$$

Si despreciamos las pérdidas por efecto Joule en la resistencia de la red, podemos escribir:

$$P_{in} = \sum (E_{grid\_k} i_{grid\_k} - R i_{grid\_k}^2 - \frac{1}{2} L \frac{d i_{grid\_k}^2}{dt}) \quad (4.8)$$

con  $k=1, 2, 3$

$$P_{out} = U_{rec1}(i_{c1} + i_{d1}) + U_{rec2}(i_{c2} + i_{d2}) + U_{rec3}(i_{c3} + i_{d3}) + U_{rec4}(i_{c4} + i_{d4}) \quad (4.9)$$

Podemos definir los valores  $U_{rec\_ave}$ ,  $i_{d\_ave}$  y  $i_{c\_ave}$  como:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{c\_ave} = \frac{i_{c1} + i_{c2} + i_{c3} + i_{c4}}{4} \\ i_{d\_ave} = \frac{i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4}}{4} \\ U_{rec\_ave} = \frac{U_{rec1} + U_{rec2} + U_{rec3} + U_{rec4}}{4} \\ I_{rec\_ave} = i_{c\_ave} + i_{d\_ave} \end{array} \right. \quad (4.10)$$

Despreciando la resistencia R y usando el principio de conservación de la potencia  $P_{in} = P_{out}$  se obtiene:

$$P_{in} = \sum E_{grid\_k} i_{grid\_k} = 4U_{rec}(i_{c\_ave} + i_{d\_ave}) + \frac{1}{2} L \frac{d i_{grid\_k}^2}{dt} \quad (4.11)$$

Asumiendo que las corrientes de red son sinusoidales y están en fase con las tensiones, entonces podemos escribir:

$$P_{in} = 3 E_{ff} I_{in} = 4U_{rec}(i_{c\_ave} + i_{d\_ave}) \quad (4.12)$$

### 4.2.2 Estrategia de control

Para el GSC, la estrategia de control a utilizar será un control de corriente de histéresis. Este control se encarga de limitar las variaciones de corriente en una banda de histéresis cuyo valor de la anchura será delimitada para tratar de tener el mejor resultado en el sistema completo.

Las corrientes medidas y de referencia se comparan en tiempo real, la diferencia entre estas intensidades se denominará como:  $e_k = i_{k-ref} - i_{k-meas}$ , donde  $i_{k-ref}$  es la corriente de referencia e  $i_{k-meas}$  la corriente medida. Las corrientes de referencia tendrán la siguiente forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ref1} = I_{max} \sin(\omega t) \\ i_{ref2} = I_{max} \sin(\omega t - (\frac{2\pi}{3})) \\ i_{ref3} = I_{max} \sin(\omega t + (\frac{2\pi}{3})) \end{array} \right. \quad (4.13)$$

Una vez realizada la estrategia de control, el algoritmo aplicado se muestra a continuación:

$$\left\{ \begin{array}{l} e_k > 2\Delta i \rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0 \\ \Delta i < e_k < 2\Delta i \rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 1 \\ -2\Delta i < e_k < -\Delta i \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0 \\ e_k > -2\Delta i \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1 \\ \text{En otro caso: } B_{k1}, B_{k2}, B_{k3} \text{ se mantienen iguales} \end{array} \right. \quad (4.14)$$

Con  $\Delta i$  como el ancho de banda de histéresis, la cual depende de la dinámica de la corriente, esta a su vez también depende de la tensión e inductancia de línea. Para hallar la banda de histéresis debemos conocer tanto la dinámica de la corriente como la dinámica de la corriente.

### 4.2.3 Clamping bridge y algoritmo de control

La inestabilidad y el desbalanceo a través de las tensiones de salida DC están considerados como los mayores problemas en los convertidores NPC multinivel. Con el objetivo de mejorar los resultados, se ha propuesto añadir un circuito en paralelo con cada condensador del DC-link. Este circuito consiste en un semiconductor en serie con una resistencia, tal y como se muestra en la Figura 4.3.

El modelo del clamping bridge se define por el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{rec1} + I_{rec2} - I_{r1} - i_{d1} - i_{d2} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{rec2} - i_{d2} - I_{r2} \\ C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{rec3} - I_{rec4} - i_{d4} - i_{d3} - I_{r3} \\ C_4 \frac{dU_{c4}}{dt} = I_{rec4} - i_{d4} - I_{r4} \end{array} \right. \quad (4.15)$$

y:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{r1} = \frac{U_{c1}}{R_p}, \text{ si } T_1 = ON \\ I_{r2} = \frac{U_{c2}}{R_p}, \text{ si } T_2 = ON \\ I_{r3} = \frac{U_{c3}}{R_p}, \text{ si } T_3 = ON \\ I_{r4} = \frac{U_{c4}}{R_p}, \text{ si } T_4 = ON \end{array} \right. \quad (4.16)$$

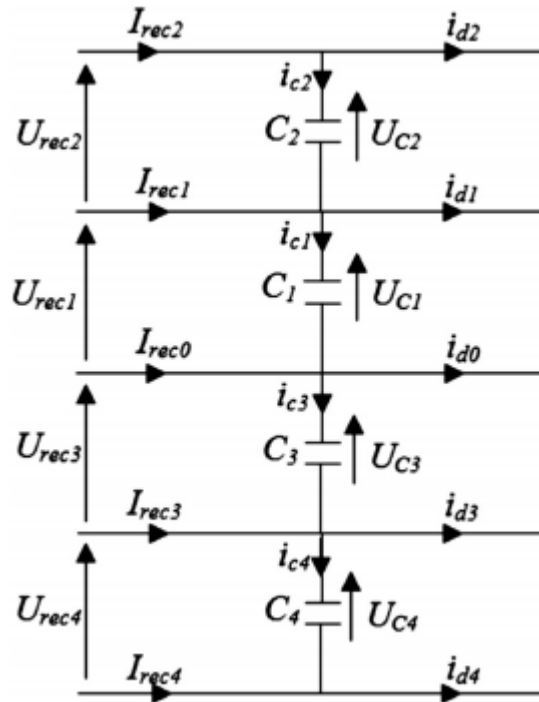


Figura 4-3. Esquema filtro intermedio (Clamping bridge)

El clamping bridge es un circuito simple que reduce el desbalanceo de las tensiones DC que se producen en el DC-link. El algoritmo se aplica por separado en las zonas superior e inferior. Su función será que, en el caso de que la diferencia de tensión sea distinta de cero, el exceso de energía se disipará a través de la resistencia.

El algoritmo de control del clamping bridge se muestra a continuación:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta i_{12} > 0 \rightarrow I_{r1} = 0 \ \& \ I_{r2} \neq 0 \quad (T_1 = 0 \ \& \ T_2 = 1) \\ \Delta i_{12} < 0 \rightarrow I_{r1} \neq 0 \ \& \ I_{r2} = 0 \quad (T_1 = 1 \ \& \ T_2 = 2) \\ \Delta i_{34} > 0 \rightarrow I_{r3} = 0 \ \& \ I_{r4} \neq 0 \quad (T_3 = 0 \ \& \ T_4 = 1) \\ \Delta i_{34} < 0 \rightarrow I_{r3} \neq 0 \ \& \ I_{r4} = 0 \quad (T_3 = 1 \ \& \ T_4 = 2) \end{array} \right. \quad (4.17)$$



### 4.3 Control del Rotor Side Converter (RSC)

#### 4.3.1 Modelado del DFIG

El primer paso para el control del RSC, es definir el generador doblemente alimentado, el cual irá conectado a nuestro convertidor. Tras introducirnos en sus ecuaciones de funcionamiento, podremos establecer una estrategia de control adecuada para el control de potencia.

Las ecuaciones eléctricas del DFIG en los ejes dq (Park) se mostrarán a continuación [3], [7]:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} - \omega_s \Phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (4.18)$$

donde  $R_s$  y  $R_r$  son las resistencias de fase del estator y rotor respectivamente,  $\omega = p \Omega_{mec}$ , es la velocidad eléctrica y  $p$  el número de pares de polos.

Los flujos del rotor y estator pueden expresarse como:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{array} \right. \quad (4.19)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{array} \right. \quad (4.20)$$

donde  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{dr}$  y  $i_{qr}$  son las corrientes del estator y rotor en ejes dq respectivamente.

Las potencias, activa y reactiva del estator y rotor se pueden expresar como:

$$\left\{ \begin{array}{l} P_s = v_{ds} i_{ds} + v_{qs} i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs} \end{array} \right. \quad (4.21)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_r = v_{dr} i_{dr} + v_{qr} i_{qr} \\ Q_r = v_{qr} i_{dr} - v_{dr} i_{qr} \end{array} \right. \quad (4.22)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{difg} = P_r + P_s \\ Q_{difg} = Q_r + Q_s \end{array} \right. \quad (4.23)$$

Por último, es importante mencionar la expresión del par electromagnético, el cual se expresa como:

$$T_{em} = p(\Phi_{ds} i_{qs} + \Phi_{qs} i_{ds}) \quad (4.24)$$

### 4.3.2 Estrategia de modulación PWM

Para el control del RSC podemos encontrar varias estrategias de control [3], [4], [8], [9], pero en nuestro caso, aplicaremos la modulación por anchos de pulsos (PWM o Pulse Width Modulation en inglés). Esta clase de modulación se define como una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica (una senoidal o una cuadrada), ya sea para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga. En cuanto a parámetros de la modulación PWM podemos observar dos:

- Índice de modulación “ $m$ ” que es igual a la frecuencia de la señal triangular partido de la frecuencia de la señal de referencia ( $m = \frac{f_{car}}{f}$ ).
- Tasa de modulación o coeficiente de ajuste de tensión “ $r$ ”, la cual se define como el valor de la tensión de referencia  $U_{ref}$  partido por el valor pico de la señal de modulación triangular  $U_{car-i}$ :  
 $r = U_{ref}/U_{car-i}$ .

En nuestro caso contaremos con cuatro señales triangulares llamadas  $U_{car1}$ ,  $U_{car2}$ ,  $U_{car3}$  y  $U_{car4}$ , por lo que al realizar la comparación de las señales de referencia con las señales triangulares obtendremos algo muy parecido a lo que vemos en la Figura 4.4.

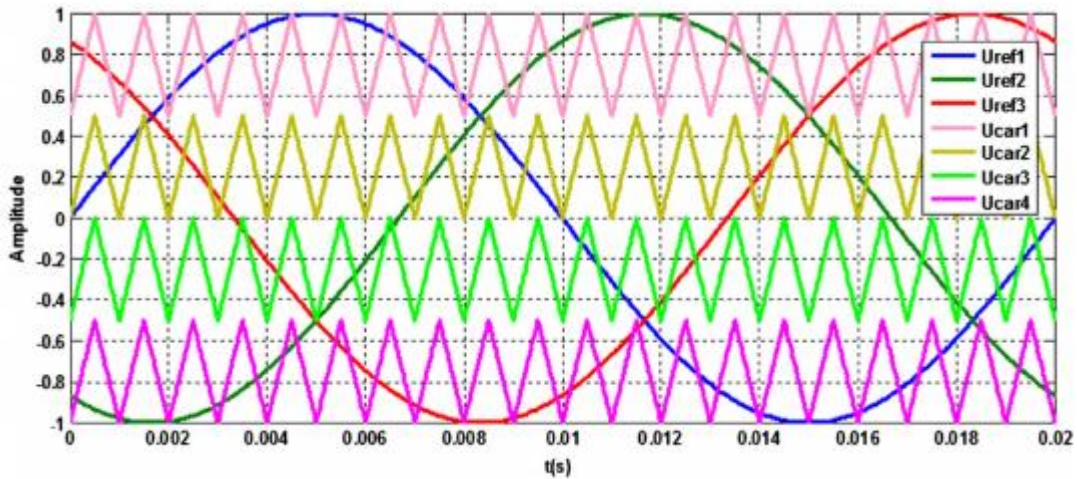


Figura 4-4. Comparación de las señales de referencia y triangulares

La estrategia de control se basa en dos fases. La primera de ellas se basa en la determinación de la tensión intermedia, y se basa en las siguientes comparaciones:

$$\left[ \begin{array}{l}
 U_{refk} \geq U_{car4} \rightarrow V_{k4} = 2U_c \\
 U_{refk} < U_{car4} \rightarrow V_{k4} = U_c \\
 U_{refk} \geq U_{car3} \rightarrow V_{k3} = U_c \\
 U_{refk} < U_{car3} \rightarrow V_{k3} = 0 \\
 U_{refk} \geq U_{car2} \rightarrow V_{k2} = 0 \\
 U_{refk} < U_{car2} \rightarrow V_{k2} = -U_c \\
 U_{refk} \geq U_{car1} \rightarrow V_{k1} = -U_c \\
 U_{refk} < U_{car1} \rightarrow V_{k1} = -2U_c
 \end{array} \right. \quad (4.25)$$

En la segunda fase, determinamos el valor  $V_{kM}$ , que es el valor del potencial de la rama k (k=A, B, C) tomando M como el origen de los potenciales, tal y como podemos ver en la Figura 4.5 según las diferentes configuraciones.

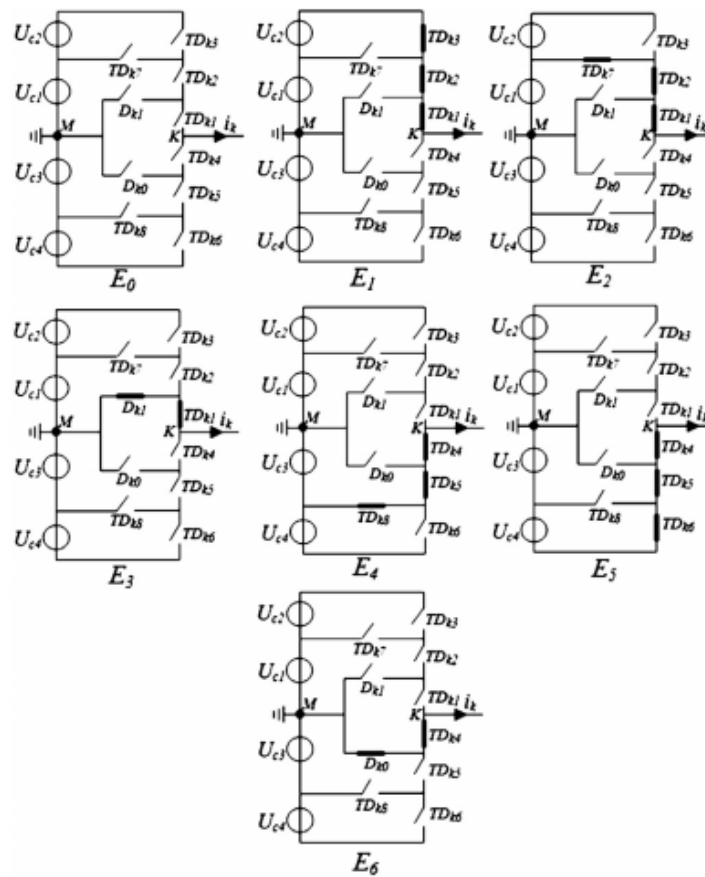


Figura 4-5. Varias configuraciones del convertidor NPC de 5 niveles

El valor de  $V_{kM}$  es la suma de las tensiones halladas en la primera fase, y se obtiene como:

$$V_{kM} = V_{k1} + V_{k2} + V_{k3} + V_{k4} \tag{4.26}$$

Y, por último, una vez con el valor  $V_{kM}$  comparamos con la Tabla 4.2, donde obtenemos las señales de disparo de los distintos semiconductores.

Tabla 4-2 Señales  $B_{ks}$

$V_{kM}$	$B_{ks}$
$2U_c$	$B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 1$
$U_c$	$B_{k1} = 1, B_{k2} = 1, B_{k3} = 0$
$0$	$B_{k1} = 1, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0$
$-U_c$	$B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 1$
$-2U_c$	$B_{k1} = 0, B_{k2} = 0, B_{k3} = 0$

Una vez obtenido las señales de disparo de los tres primeros semiconductores, solo hay que aplicar la ley de control complementaria, la cual se ha aplicado ha mencionado anteriormente y con la cual se obtiene las

señales de disparo de todos los semiconductores de cada rama de nuestro convertidor NPC de 5 niveles. A pesar de esto se añade a continuación de nuevo la ley de control complementaria:

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k4} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k5} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k6} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k7} = B_{k1}B_{k2}\overline{B_{k3}} \\ B_{k8} = B_{k4}B_{k5}\overline{B_{k6}} \end{array} \right. \quad (4.27)$$

### 4.3.3 Estrategia de control

La conexión del generador eólico a la red eléctrica debe realizarse siguiendo los siguientes pasos [7], [10]:

- Sincronización de las tensiones del estator con las tensiones de red.
- Conexión del estator a la red eléctrica.
- Regulación de la transmisión de potencia de entre el DFIG y la red.

Para el control empleamos un marco de referencia en ejes dq sincronizado con el flujo del estator. Estableciendo la componente cuadrática del estator con valor nulo [11], [7], obtenemos:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \Phi_{qs} = 0 \end{array} \right. \quad (4.28)$$

Y la relación de par se convierte en:

$$T_{em} = -p \left( \frac{L_m}{L_s} \right) \Phi_{ds} i_{qr} \quad (4.29)$$

El par electromagnético y la potencia activa serán dependientes únicamente de la corriente del rotor a través del eje q. Despreciando la resistencia del estator  $R_s$  se obtiene:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s \end{array} \right. \quad (4.30)$$

Elijiendo esta referencia, las tensiones y flujos del estator se pueden describir de la siguiente forma:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = 0; V_{qs} = V_s = \omega_s \Phi_{ds} \\ \Phi_{ds} = \Phi_s = L_s i_{ds} + L_m i_{dr}; \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \Phi_{qs} = 0 = L_s i_{qs} + L_m i_{qr}; \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{array} \right. \quad (4.31)$$

La potencia activa y reactiva, y las tensiones del rotor pueden escribirse en función de las corrientes de rotor como:

$$\begin{cases} P_s = \frac{-v_s L_m}{L_s} i_{qr} \\ Q_s = \frac{v_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{-v_s L_m}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (4.32)$$

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} + \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} i_{dr} - s \omega_s \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} i_{qr} - s \omega_s \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right) i_{dr} + s \frac{L_m v_s}{L_s} \end{cases} \quad (4.33)$$

donde  $s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega}$ .

El tercer término corresponde a los términos cruzados, y pueden ser despreciados porque no tienen una contribución significativa. Una vez analizado esto ya tenemos el principio de control de la potencia activa y reactiva, el cual podemos ver en la Figura 4.5.

A la hora de realizar la simulación, se ha obtenido por un cambio en la referencia de ejes dq, por simplicidad en Simulink, por el que el par electromagnético y la potencia activa serán dependientes únicamente de la corriente del rotor a través del eje d. Mediante este cambio, la expresión de la potencia activa y reactiva queda como:

$$\begin{cases} d' = -q \\ q' = d \end{cases} \quad (4.34)$$

$$\begin{cases} P_s = \frac{v_s L_m}{L_s} (-i_{dr}) \\ Q_s = \frac{(-v_s^2)}{\omega_s L_s} - \frac{-v_s L_m}{L_s} i_{qr} \end{cases} \quad (4.35)$$

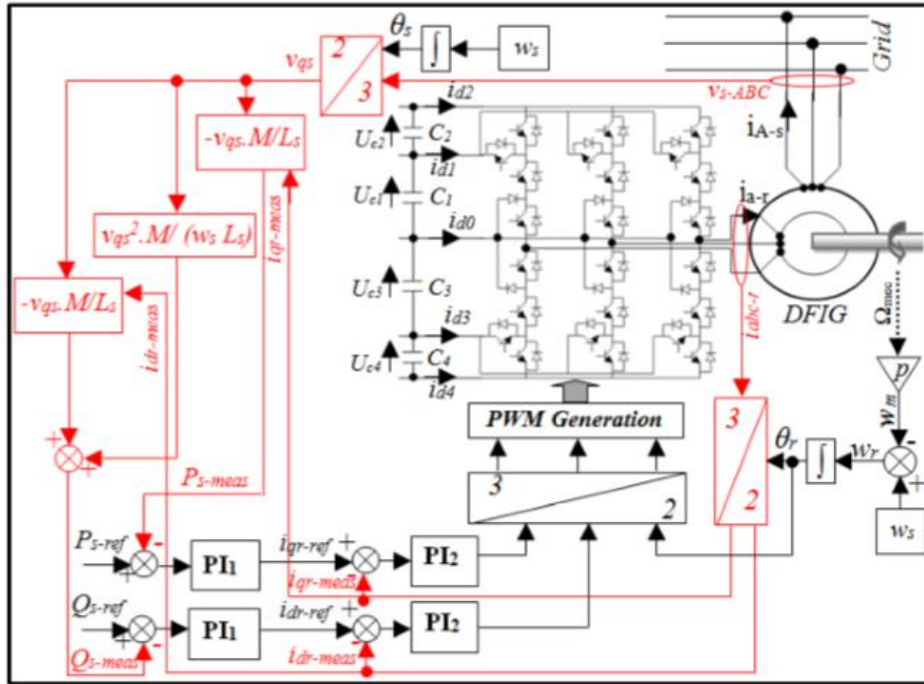


Figura 4-6. Esquema control del DFIG

## 5 MODELADO DE LA TURBINA EÓLICA

Una vez modelado el convertidor B2B, así como sus estrategias de control para cada una de las partes que lo forman (GSC y RSC), el siguiente paso es añadir la turbina eólica con la que completaremos la instalación de energía renovable. Al igual que con el convertidor B2B, el modelado se realizará a partir de Matlab Simulink. Durante los siguientes apartados iremos analizando y modelando nuestra turbina, la cual como es obvio constará de un control que definirá el par óptimo a inducir en el generador y, además, un control de ángulo de pala en caso de velocidad de viento demasiado elevadas. Con lo que finalmente tendremos una instalación como la que podemos ver en la Figura 5.1.

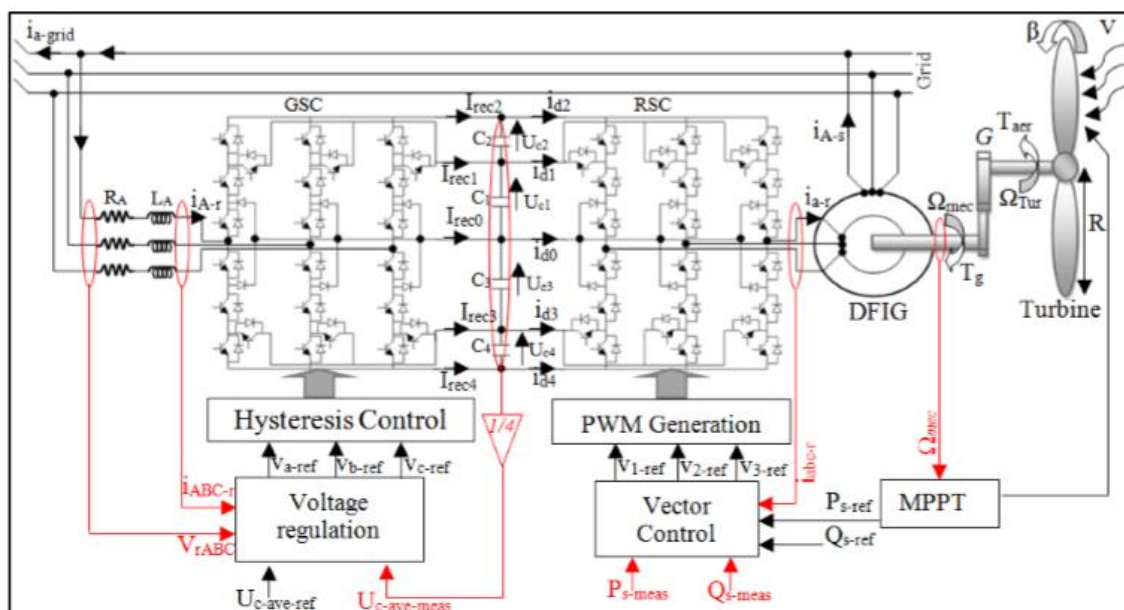


Figura 5-1. Esquema general del Back-to-Back (B2B) y turbina eólica

### 5.1 Características de la turbina

Para este trabajo, hemos definido un conjunto de características que definirán nuestra turbina, y que son vitales a la hora de realizar la tarea de modelado en Simulink. Los parámetros de nuestra turbina son los siguientes:

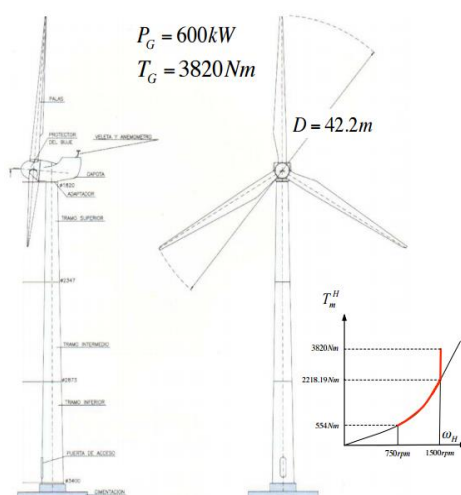


Figura 5-2. Turbina eólica de 600kW

Tabla 5-1 Parametros de la turbina

Magnitud	Simbolo	Valor
Diámetro	D	42.2m
Relación de engranajes	$\eta$	47.4375
Velocidad actuador hidráulico	$\theta$	$-6^\circ/\text{s} \rightarrow 6^\circ/\text{s}$
Ángulo de pala	$\beta$	$0^\circ - 90^\circ$
Densidad del aire	$\rho$	$1.225 \text{ kg/m}^3$
Momento de inercia (eje de alta)	J	$136.27 \text{ kg m}^2$
K lambda eje de alta	$K_\lambda^H$	0.0824
Lambda óptima	$\lambda_{\text{opt}}$	7.6
Coef. de potencia máximo	$C_p^{\text{Max}}$	0.48
Par mecánico	$T_m^H$	554 – 2218.19 Nm
		3820 Nm
Velocidad angular eje alta	$\omega_H$	750 – 1500 rpm
Potencia eléctrica máxima	$P_G$	600 kW

## 5.2 Descripción y modelado

A la hora de modelar la turbina, la iremos definiendo mediante bloques. Algunos de estos bloques van dentro de otro mayor, los cuales irán unidos con el resto de bloques principales que formarán el modelo completo de nuestra turbina.

### 5.2.1 Modelo estático de par

El primer paso que se va a realizar es el modelo estático de par, cuya salida nos proporcionar el par mecánico en el eje de alta velocidad producido por la turbina.

El esquema que define el conjunto que estamos tratando es el siguiente:

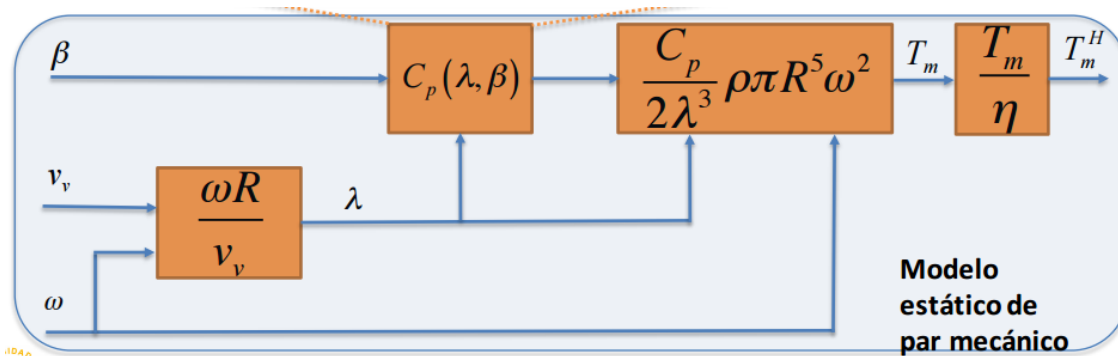


Figura 5-3. Modelo estático de par mecánico



Las entradas que recibe este bloque son  $\beta$  (ángulo de pala),  $V_v$  (velocidad del viento) y  $w$  (velocidad turbina) respectivamente. A partir de estas entradas procedemos al cálculo del par mecánico. La expresión para este cálculo, podemos hallarla a partir de la expresión de la potencia del viento y de la potencia mecánica capturada por la turbina.

Definimos la potencia del viento como:

$$P_V = \frac{1}{2} \pi R^2 \rho V_V^3 \quad (5.1)$$

donde  $R$  es la longitud de la pala y  $\rho$  es la densidad del aire. Una vez cuantificada la potencia del viento, podemos definir la potencia mecánica capturada por nuestra turbina como:

$$P_m = C_p(\lambda, \beta) P_V \quad (5.2)$$

$C_p$  es el coeficiente de potencia del aerogenerador, e indica la potencia que captura el rotor respecto a la potencia total que posee el viento incidente. El coeficiente de potencia máximo, se llama límite de Betz, y es igual a 0.5925. Lo que indica que la potencia máxima que podemos aprovechar es inferior al 60%.

$\lambda$  se define como Tip speed ratio y muestra la relación entre la velocidad angular en la punta de la pala y la velocidad del viento ( $\lambda = \frac{wR}{V_V}$ ). Y  $\beta$ , como hemos mencionado, el ángulo de pala.

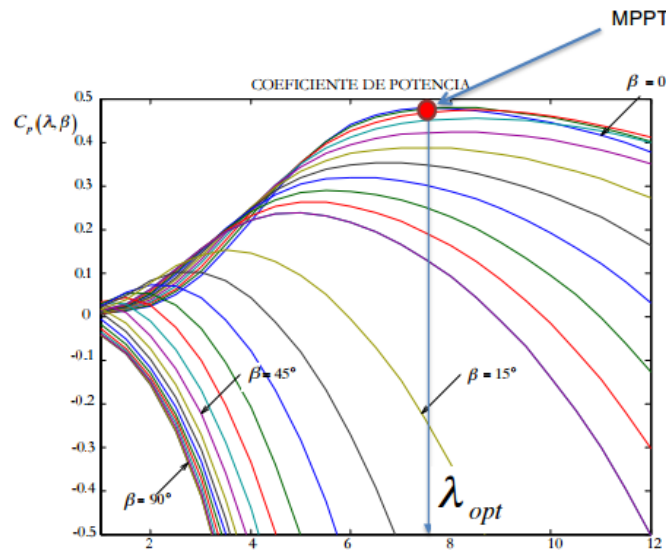


Figura 5-4. Coeficiente de potencia

Una vez hallada la potencia mecánica hallamos el par tal y como se muestra a continuación:

$$T_m = \frac{P_m}{w} = \frac{C_p(\lambda, \beta)}{2\lambda^3} \pi \rho R^5 w^2 = C_q(\lambda, \beta) \pi \rho R^3 V_V^2 \text{ siendo } C_q = \frac{C_p}{2\lambda} \text{ (coeficiente de par)} \quad (5.3)$$

El coeficiente de par se calcula mediante un .m (cp.m), el cual debe recibir como entradas  $\lambda$  y  $\beta$ . Por último, cabe destacar, que aquí el valor obtenido, es el par mecánico en el eje de baja velocidad. Tras esto, se le aplicará la relación de transmisión para poder trabajar con el par en el eje de alta velocidad (eje del generador eléctrico).

### 5.2.2 Modelo mecánico y de actuador de ángulo de pala

Este bloque contiene dentro el bloque del modelo estático del par, el cual hemos detallado anteriormente. De este bloque procederemos al cálculo de la beta a partir de la theta de referencia (entrada del bloque), la velocidad en el eje de alta ( $w_H$ ) y de la potencia obtenida a partir del viento que llega a nuestra turbina.

Comencemos primero por el modelo mecánico, el esquema, que define a esta parte es el siguiente:

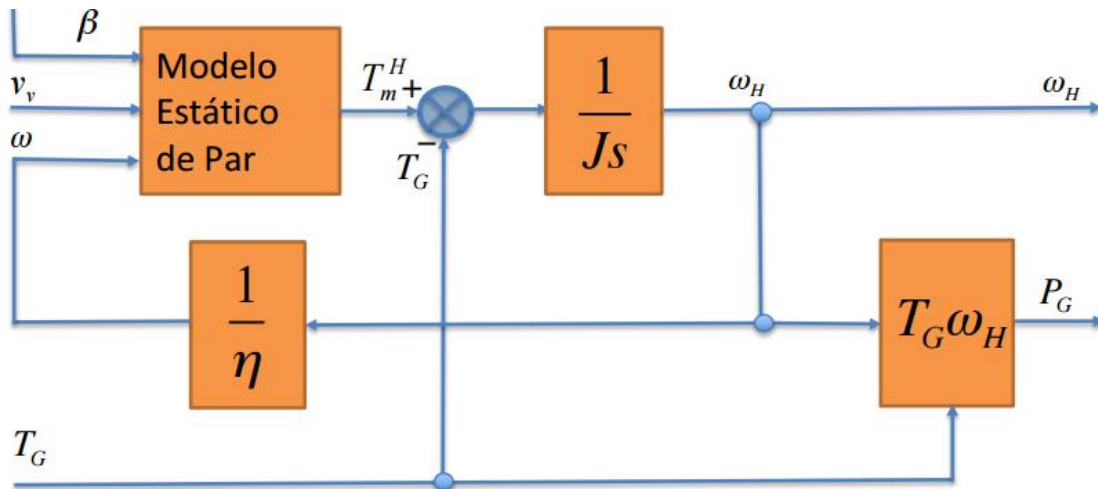


Figura 5-5. Modelo mecánico

El objetivo de esta parte es modelar el comportamiento de la turbina. Las entradas son, la beta de referencia, aportada por el control de ángulo de pala, la velocidad del viento, el par eléctrico de referencia, que nos da el control de par, y la propia velocidad de la turbina que es realimentada al modelo estático del par.

La ecuación que define el comportamiento del modelo mecánico es:

$$\begin{cases} T_m^H - T_G = J \frac{dw_H}{dt} + B w_H \\ P_G = w_H T_G \end{cases} \quad (5.4)$$

siendo  $T_m^H$  el par mecánico en el eje de alta,  $T_G$  el par eléctrico,  $J$  la inercia de la turbina eólica,  $B$  el rozamiento en el rotor de la turbina y  $P_G$  la potencia generada.

El objetivo es hallar la  $w_H$  (velocidad de giro de la turbina), por lo cual debemos despejar de la primera fórmula. Esto es lo que realizamos en la parte superior del esquema. En la parte inferior calculamos la potencia a partir del par eléctrico y de la propia velocidad.

Otro elemento que aparece dentro de este bloque es el actuador de ángulo de pala. El actuador del sistema de paso variable consiste en una electroválvula que regula el caudal de llenado del pistón, lo que determina el ángulo de orientación de las palas. A mayor caudal, mayor la velocidad del pistón y por tanto mayor velocidad en el cambio del ángulo de pala. La electroválvula se controla mediante una tensión de corriente continua que es determinada por el control del actuador. En nuestro sistema la velocidad de variación se limitará a un rango de  $[-6,6]$  %/s.

A la hora de modelar, se ha realizado a partir de un integrador puro, por lo tanto, se ha supuesto que el caudal es proporcional a la tensión de salida del sistema de control, y que la derivada del ángulo de pala respecto del tiempo es proporcional a dicha tensión.

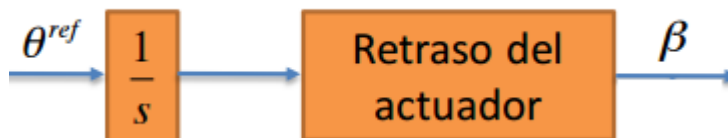


Figura 5-6. Esquema del actuador hidráulico

Para finalizar, podemos añadir que, los valores de los límites del ángulo de pala serán de  $[0\ 90]^\circ$ , el valor inicial del integrador del actuador será de  $55^\circ$  (Betaini) y, por último, el valor inicial del integrador que se encuentra en el modelo mecánico será de  $J \cdot 1500 / 30 \cdot \pi$ .

### 5.2.3 Generación de la velocidad de referencia

Un dato que es vital a la hora de realizar la tarea de control es la velocidad de referencia. Para ello, es necesario saber el valor de la velocidad de la turbina. El método propuesto es a partir de la propia ecuación mecánica de la turbina y consta del esquema que se muestra en la Figura 5.7:

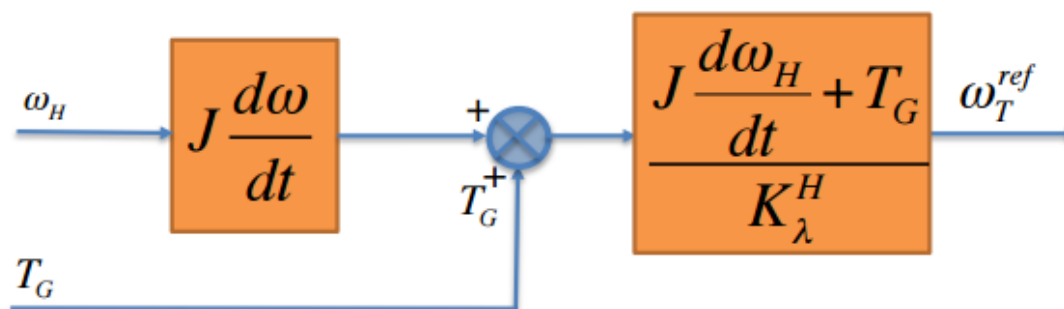


Figura 5-7. Esquema del bloque de generación de velocidad de referencia

Donde la variable la  $K_\lambda^H$  en eje de alta se define como:

$$K_\lambda^H = \frac{C_p^{max} \pi \rho R^5}{2 \lambda_{opt}^3 \mu^3} \quad (5.5)$$

Como vemos, el valor  $K_\lambda^H$  esta proporcionado por la tabla de características de la turbina. Además, también se ha incluido un retardo a la hora del cálculo, mediante una función de transferencia. Y, por último, cabe destacar que hemos establecido una limitación de velocidad, siendo el máximo en 1400rpm. Este valor se analizará a la hora de establecer los dos controles de la turbina.

### 5.2.4 Control de par

Los últimos dos bloques serán el control de par y el de ángulo de pala. Comenzaremos por el control de par, que calcula el par eléctrico necesario en la turbina para conseguir la máxima cantidad de energía del viento que incide sobre la turbina.

Para llevar a cabo este control, utilizaremos un controlador PI con Anti-WindUp, este es necesario puesto que una acumulación de error integral podría producir un fallo en la turbina. Un error en la referencia dada por el controlador podría producir desde fallos en la electrónica de potencia a roturas en los componentes exteriores,

mayoritariamente en las palas de la turbina.

El esquema a seguir, a la hora de realizar el control puede verse en la Figura 5.8:

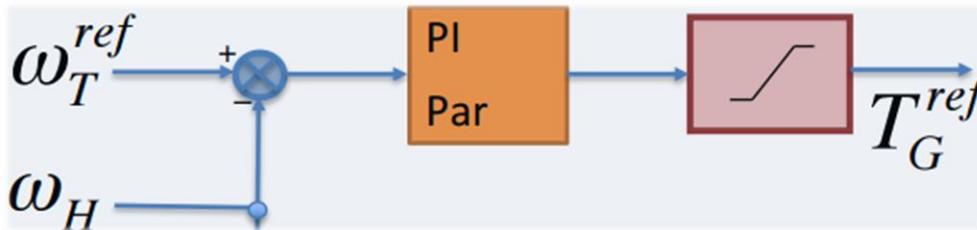


Figura 5-8. Esquema de control de par

A la hora de realizar el PI se ha propuesto realizarlo mediante bloques, ya que en los PI que vamos a utilizar, tendremos un reset con el objetivo de evitar el indeseado efecto WindUp. El montaje de este PI mediante Simulink se muestra en la Figura 5.9:

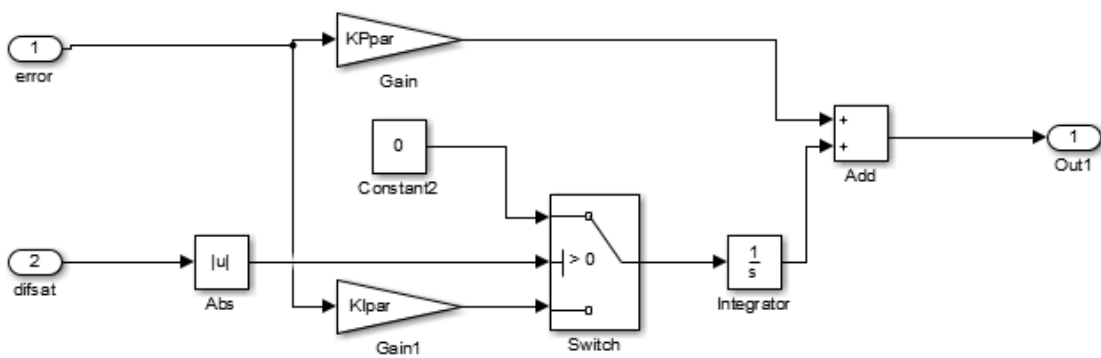


Figura 5-9. PI con reset Anti-Windup

Como vemos, consiste únicamente en la ecuación básica del PI, en el que multiplicamos el valor del error por el proporcional, y el mismo caso con el integral añadiendo obviamente un integrador. El único cambio es el switch que se activa o desactiva para evitar la acumulación de error integral.

Las entradas son tanto la velocidad de la turbina como la velocidad de referencia que es calculada por el bloque de generación de velocidad de referencia. La diferencia de las entradas será la entrada al PI, cuya salida será un par, por el cual multiplicamos por la velocidad, esto nos da la potencia que se encuentra entre 0 y  $600 \times 1.15 \text{ kW}$ . Ya con el valor de la potencia, dividimos esta por la velocidad, lo que nos aporta el par que será la salida de este bloque. Este par tendrá una limitación de  $3820 \text{ Nm}$  debido a las especificaciones iniciales de la turbina.

Algo importante que destacar es que se ha añadido una fcn la cual únicamente suma un valor de  $1 \cdot 10^{-10}$ . Esto se hace para evitar que cuando la velocidad sea cero en algún momento concreto, esto no produzca un error al realizar la división de la potencia por la velocidad.

Por último, cabe destacar que la diferencia que activa el efecto integral se basa en el par de salida del bloque menos el par que se obtiene a la salida del PI.

### 5.2.5 Control de ángulo de pala

El último bloque que debemos añadir será el control de ángulo de pala. Este control es vital para la turbina ya que, según el ángulo de pala, podemos acelerar la turbina cuando el viento no es demasiado alto, o en el caso de viento alto puede frenar la turbina. En definitiva, con este control intentamos ajustarnos a la máxima velocidad óptima según las características ( $1500 \text{ rpm}$ ). En el caso de sobrevelocidad, las palas de la turbina sufrirían un proceso rápido de degradación lo que acabaría por inutilizar la turbina hasta que se sustituyan las

palas por otras nuevas, lo cual es relativamente costoso. En este caso, el control aplicado se muestra en la Figura 5.10.

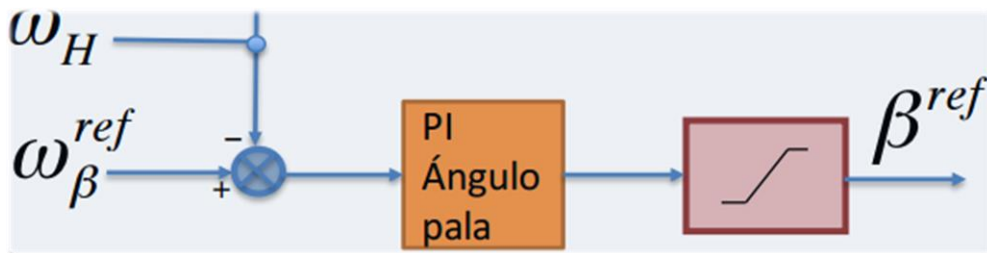


Figura 5-10. Esquema control de ángulo de pala

Para este control también se ha optado por un PI con reset anti Wind-Up, mediante este controlador obtenemos un valor de Beta de referencia, que estará limitado entre  $0^\circ$  y  $90^\circ$ . Esta referencia se compara con la Beta medida, y esta diferencia es la entrada de un proporcional de valor  $P=10$ . Este controlador nos aporta el valor de theta de referencia, o sea la variación del actuador que hace girar las palas. La razón de que, no se introduce el valor de beta de referencia en el bloque de aerogenerador, es que el actuador cuenta con un retraso debido a su naturaleza. Si introducimos directamente el valor de beta de referencia, estaríamos obviando la dinámica del accionamiento y por lo tanto sería un comportamiento ideal, lo cual no es una situación realista.

### 5.2.6 Modelo turbina en Matlab Simulink

Una vez descrito los diferentes bloques, tanto de actuación como de control, el modelo completo de la turbina queda tal y como vemos en el Anexo F.



## 6 SIMULACIÓN DEL BACK-TO-BACK

Una vez realizado el modelado de cada una de las partes que se encuentran en el sistema, las cuales se describen en capítulos anteriores, y de aplicar las pertinentes estrategias de control que aparecen en [1], lo siguiente es obtener los resultados a través de estos modelos.

Debido al alto coste computacional de nuestro sistema, en el que el paso de simulación debe ser un valor pequeño (en torno al microsegundo), se ha decidido a realizar la simulación por separados de las tres partes que forman el sistema: GSC (Grid Side Converter o Rectificador), RSC (Rotor Side Converter o Inversor) y la turbina eólica. Una vez presentado los resultados, analizaremos su validez comparando con los resultados obtenidos en [1].

### 6.1 Simulación GSC (Rectificador)

Para la simulación del RSC se ha supuesto la tensión de los condensadores, DC-link, es nula, con lo que veremos su respuesta ante un inicio sin precarga. Como en esta parte el control se encarga de controlar el valor medio de la tensión de los condensadores, se ha optado por iniciar con una tensión media de condensadores de 300V, y tras llegar a la referencia se introducirá un escalón en la referencia hacia los 400V. Mediante esta simulación pondremos a prueba la validez del control establecido, el cual podemos ver en la Figura 6.1.

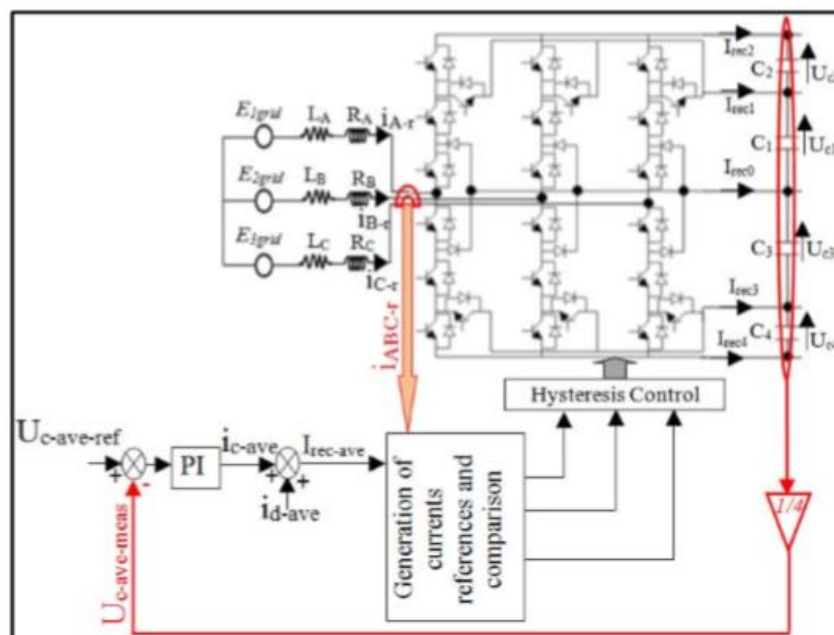


Figura 6-1. Esquema control GSC

Como es obvio, la parte fundamental del control es ajustar la tensión media de DC-link, con el que se asegura en [1] que se consigue que todos y cada uno de los condensadores se balancearán en tensión. Además, se ha incluido el Clamping Bridge con el que teóricamente conseguiremos una balanceo más estable y óptimo de las tensiones del DC-link.

Los resultados obtenidos en la simulación se muestran a continuación, comenzando por la tensión media del DC-link:

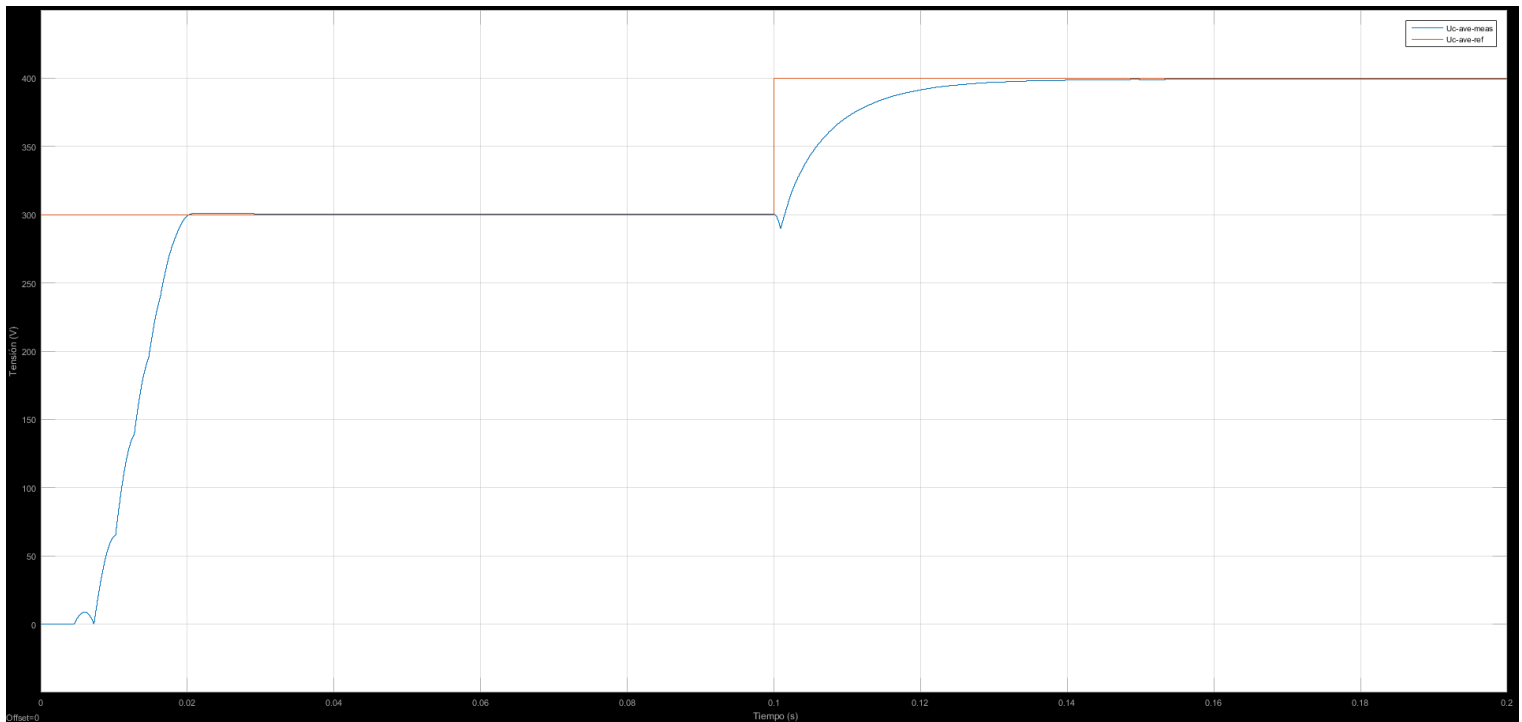


Figura 6-2. Tensión media del DC-link

El tiempo de simulación se ha establecido en 0.2 segundos, en el que partimos de una referencia de 300V a una de 400V. Tal y como vemos, alcanza la referencia de tensión en apenas 0.04 segundos, lo cual es un tiempo de respuesta muy pequeño. En este aspecto el control actúa de forma muy eficiente.

De igual forma podemos fijarnos en la suma de las tensiones de los cuatro condensadores que forman el DC-link. Su valor se corresponde en cuatro veces el valor de la tensión media, y como es visible, presenta tanto una forma de onda como un tiempo de respuesta muy similar al valor de tensión medio visto en la Figura 6.2

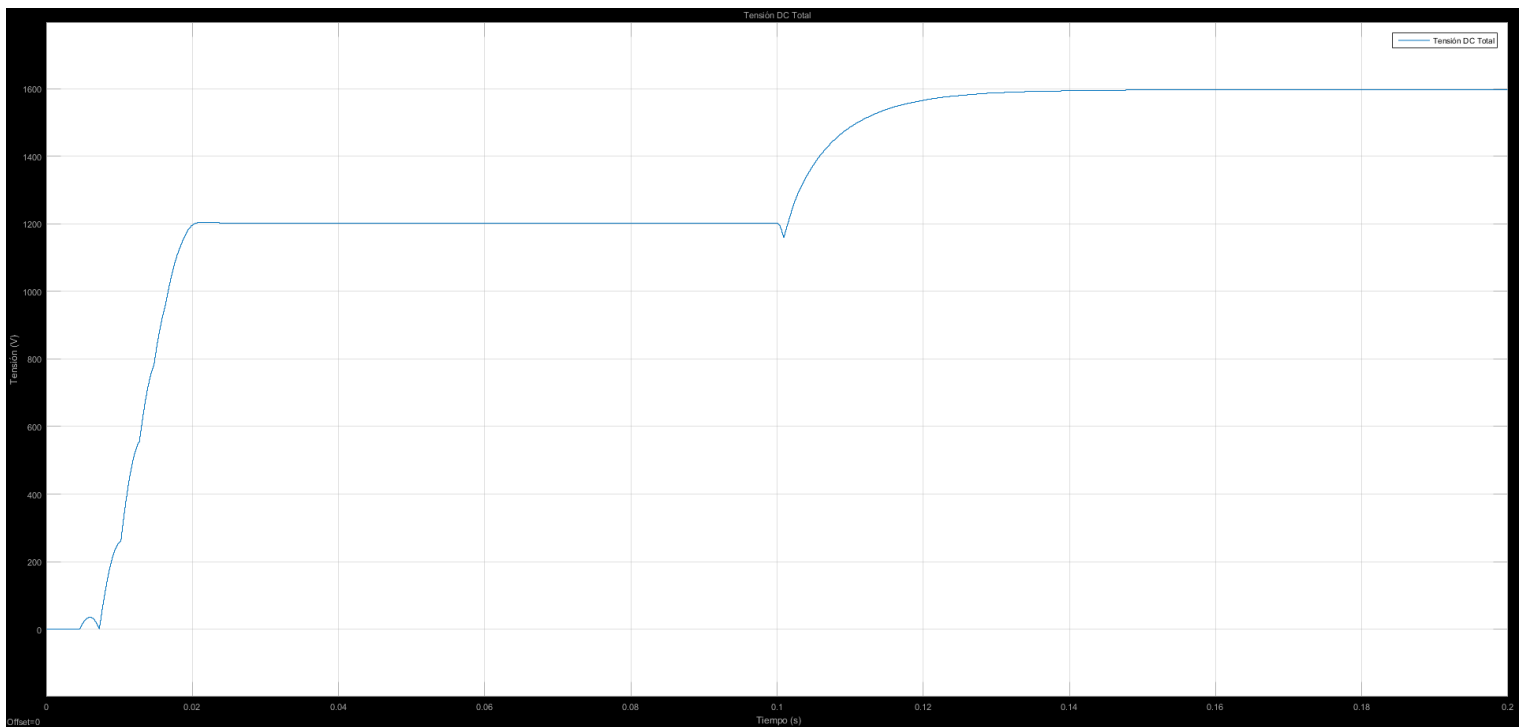


Figura 6-3. Suma tensiones del DC-link



Como hemos mencionado anteriormente, mediante el control del valor medio [1] deberíamos poder balancear todas las tensiones del DC-link. Las tensiones de los cuatro condensadores se muestran en la Figura 6.4:

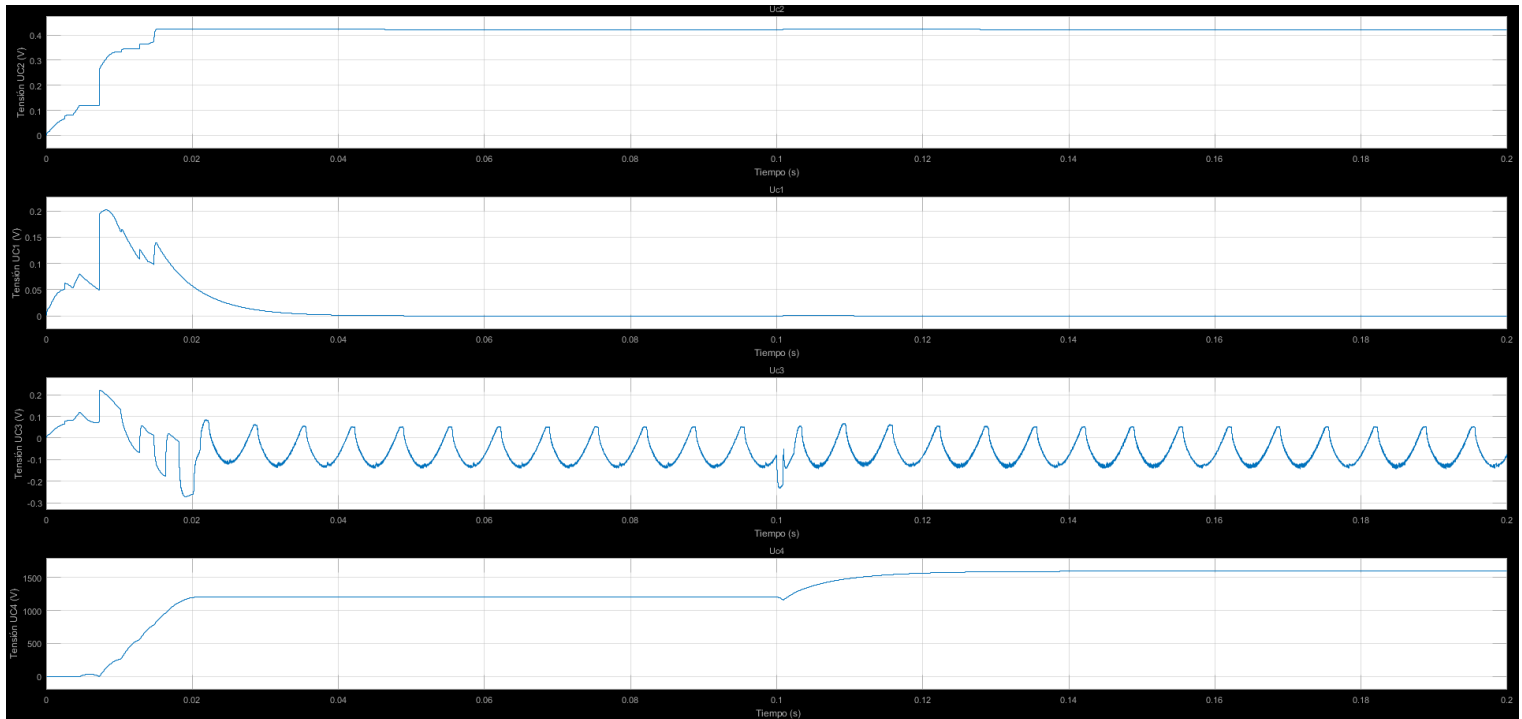


Figura 6-4. Tensión Condensadores (VC2, VC1, VC3, VC4)

Los resultados obtenidos no son los que se presuponían en [1]. Como vemos prácticamente toda la tensión recae en C4, mientras que en el resto (C1, C2, C3), las tensiones son mucho menores. Este resultado ha hecho surgir muchas dudas por el hecho de que el control del valor medio de la tensión funciona de forma correcta y precisa, en cambio, no hay nada parecido al balanceo de los condensadores

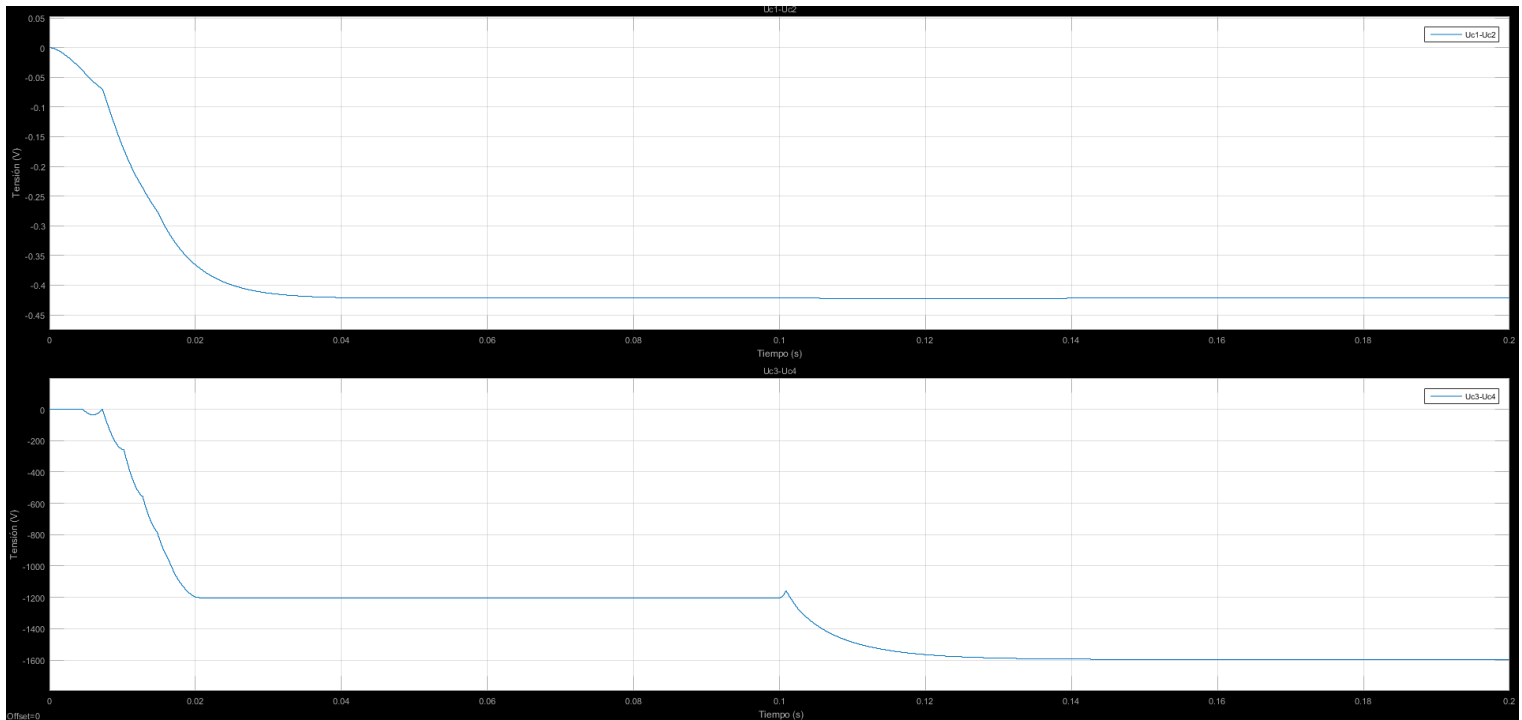


Figura 6-5. Tensiones UC1-UC2 (arriba) y UC3-UC4 (abajo)

En la Figura 6.5 vemos la diferencia (UC1-UC2) y (UC3-UC4), donde se supone que, ante un balanceo de la tensión de los cuatro condensadores, los valores deben ser nulos. Y tal como vemos, no conseguimos ese resultado. Este hecho fue analizado concienzudamente, y debido ello se reviso cada uno de los pasos del control propuesto.

El paso donde se puso más atención para revisar si había la existencia de un fallo fue en el control con modulación en histéresis. Este control se encargaría de ajustar las corrientes de red que entran en nuestro GSC, ajustando a la referencia obtenida en el control. Nuestro primer pensamiento fue que, quizás no era capaz de ajustar a la referencia de corriente que se obtiene del control, pero como vemos en la Figura 6.6, la modulación por histéresis funciona de forma correcta, siguiendo así la referencia.

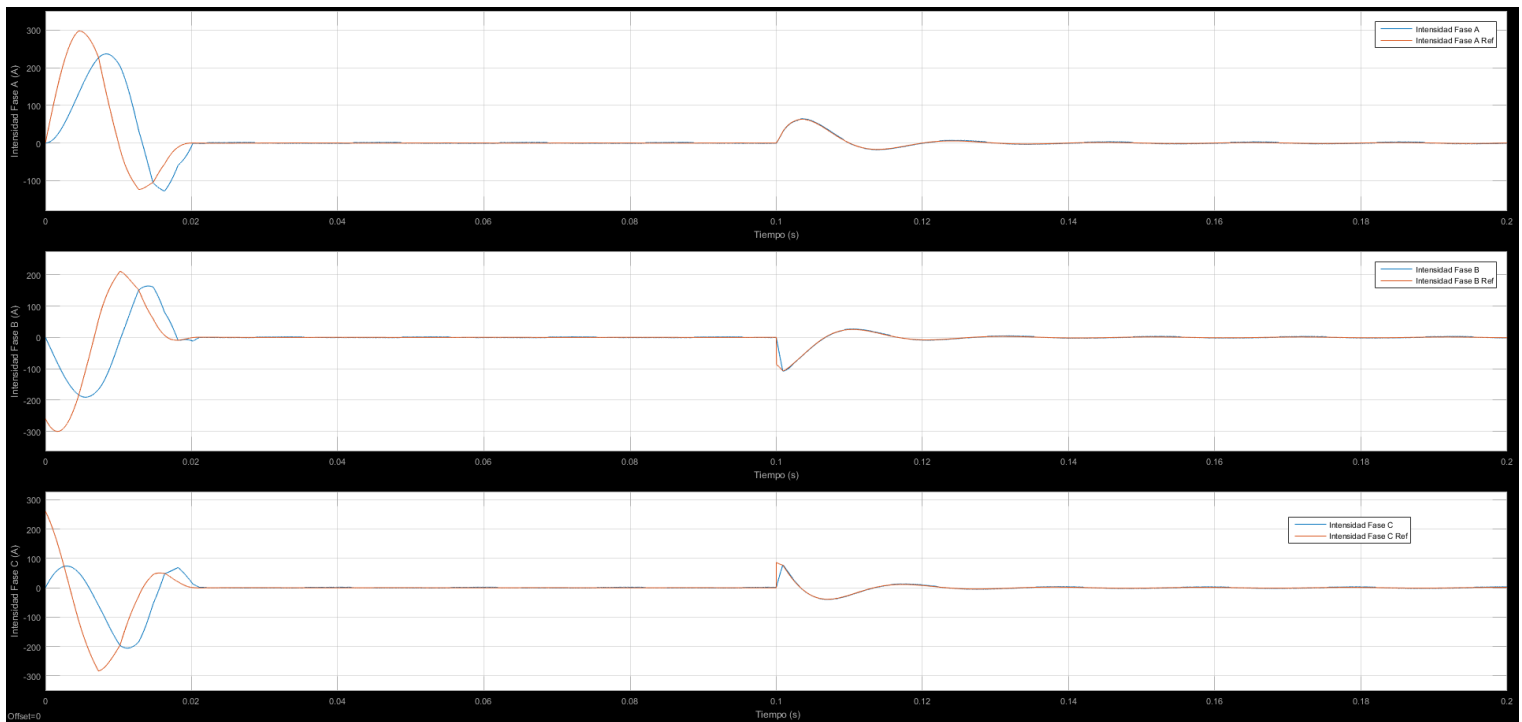


Figura 6-6. Corrientes de red (azul) y su referencia (rojo)

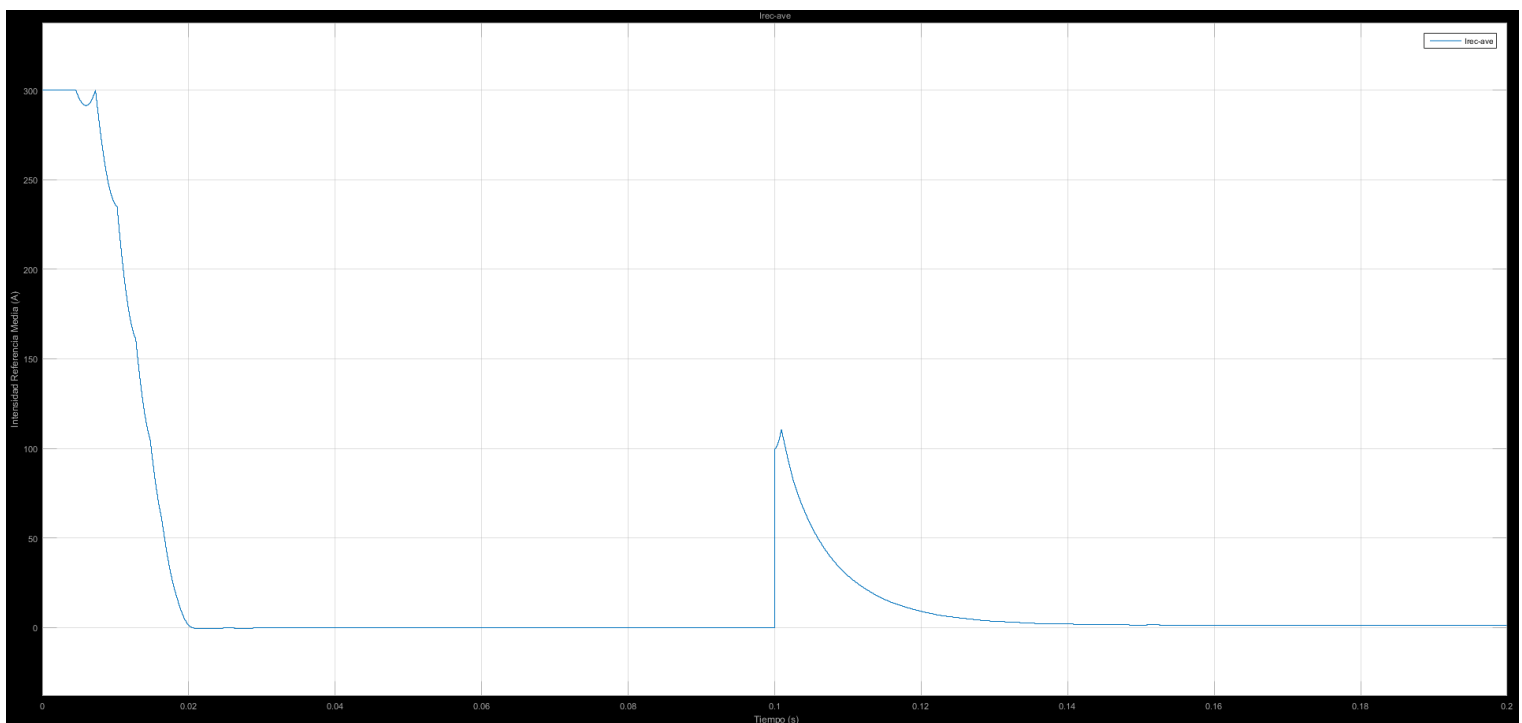


Figura 6-7. Amplitud de la corriente rectificador-media

Y en la Figura 6.7 encontramos otro síntoma de que la modulación por histéresis funciona, ya que el valor de la amplitud obtenida en mediante el bucle de control tiende a un valor pequeño cuando se aproxima a la referencia. Y se produce una variación cuando se produce el escalón en la referencia. Tras esto el valor decrece mediante las tensiones de red se aproximan a las referencias impuestas.

## 6.2 Simulación RSC (Inversor)

Para la simulación del RSC, se ha utilizado una fuente de tensión constante que aporta una tensión constante, sustituyendo así al rectificador. Además de que para sustituir la turbina se ha aplicado un par generador constante de valor igual 3800 Nm. Por lo tanto, aplicaremos el control aplicado en la Figura 6.8.

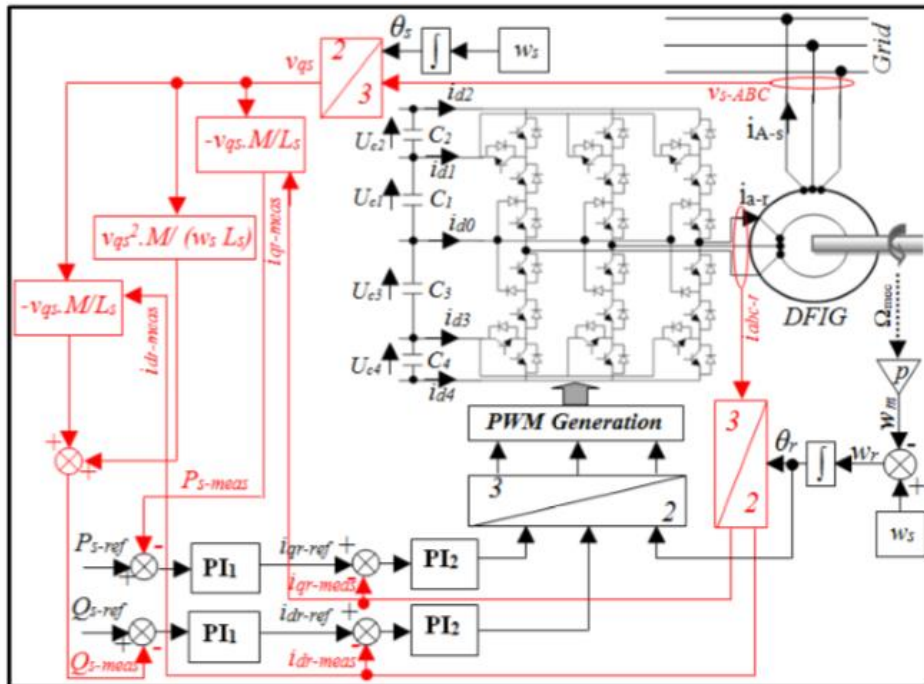


Figura 6-8. Esquema control RSC

Al introducir el par generador máximo, hemos establecido una referencia de potencia activa máxima, los 600kW que es capaz del producir la turbina eólica. Como referencia pasiva, se ha incluido una referencia nula. Tras establecer estas especificaciones, podemos ver los resultados obtenidos en cuanto a potencia activa y reactiva en la Figura 6.9.

Tal y como vemos, el funcionamiento es óptimo, ya que conseguimos controlar los valores de la potencia, tanto activa como reactiva y en unos aproximadamente 3 segundos. Todo esto a pesar de introducir el par generador de forma brusca, lo cual provoca un transitorio bastante oscilante. Este efecto, en caso de una introducción más suave del par generador, puede ser suavizado en gran medida.

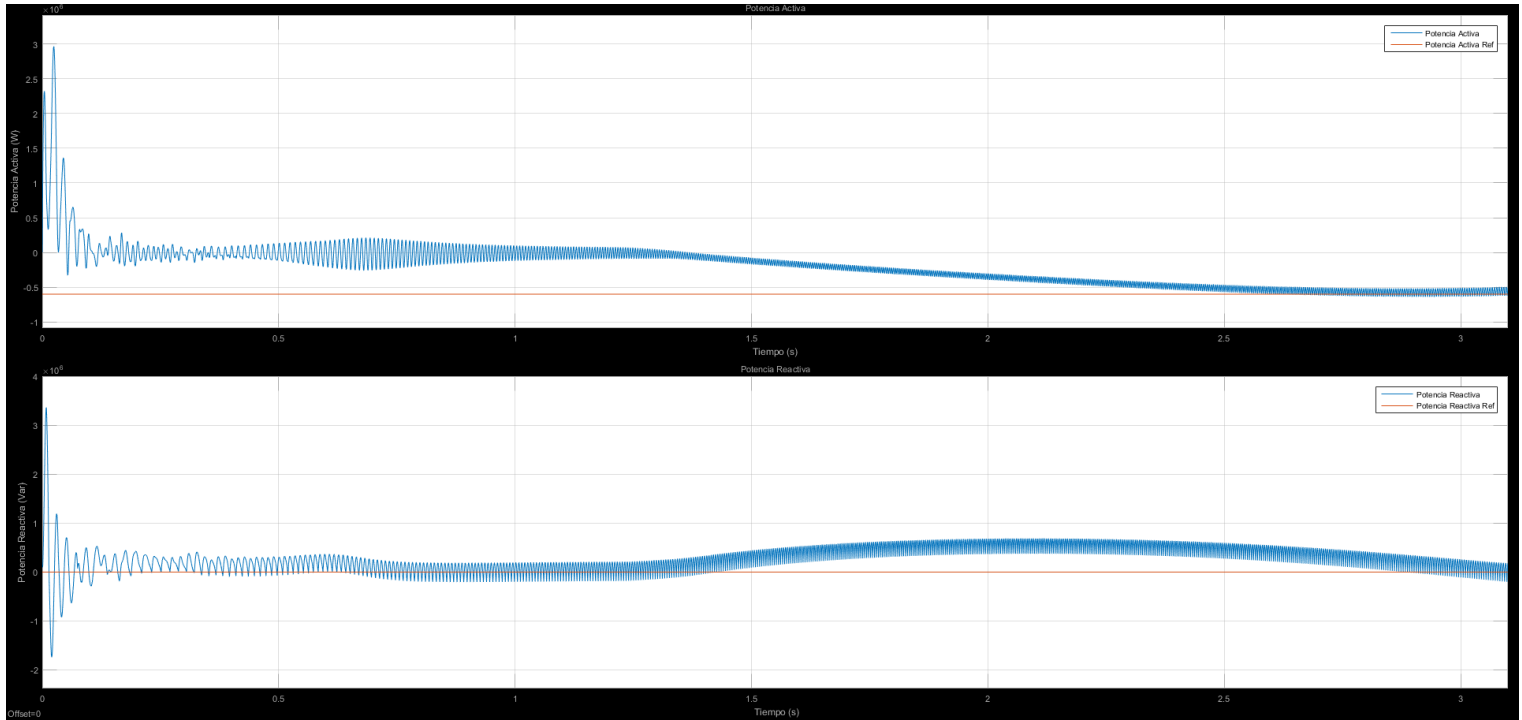


Figura 6-9. Resultados de potencia activa y reactiva

En la Figura 6.10, podemos observar las tensiones que aparecen en el estator, estas se encuentran ampliadas. El valor pico de estas supera los 560V, y se corresponden al primer tramo de simulación, en el cual hay una transitorio bastante notable.

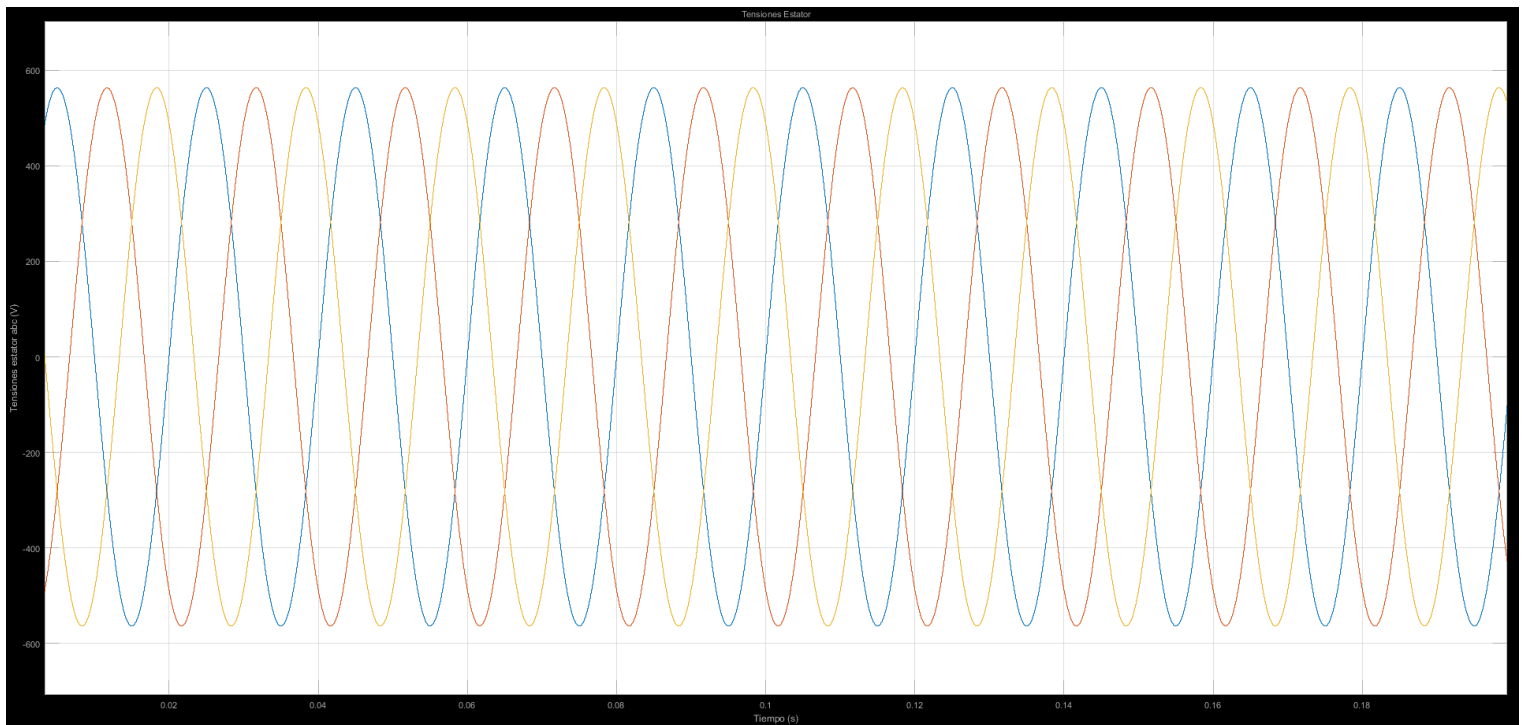


Figura 6-10. Tensiones del estator

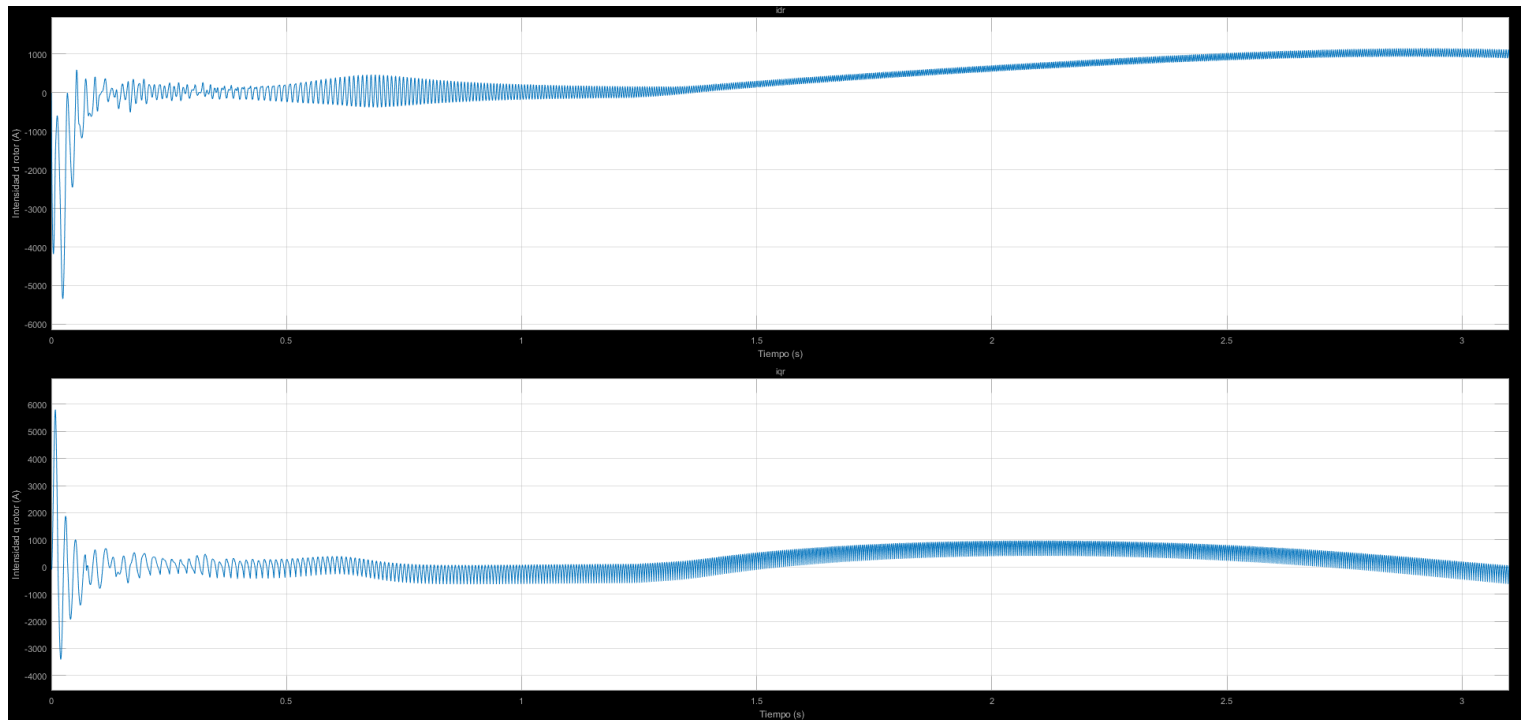


Figura 6-11. Intensidad del estator (ejes dq)

Dentro del bloque de control tenemos un lazo externo de potencia y un lazo interno de corriente. A su vez, dentro del lazo interno tratamos de controlar las intensidades del rotor en ejes dq, Figura 6.11, esta referencia es aportada por el lazo externo de potencia.

Por último, como resultado del bloque de control obtenemos las tensiones de referencia, Figura 6.12, que van directamente a la modulación PWM, previa comparación con la tensión del DC-link.

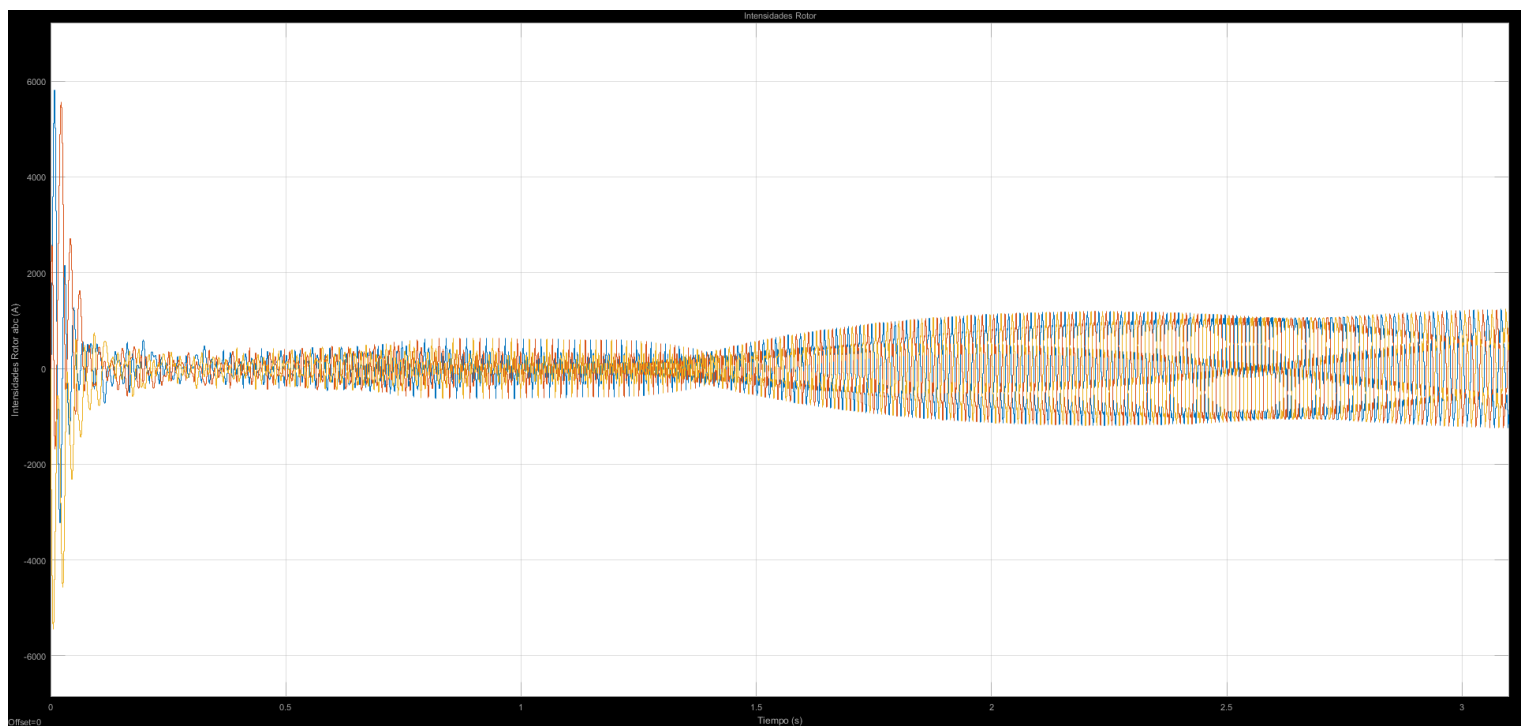


Figura 6-12. Tensiones referencia modulación PWM

### 6.3 Simulación turbina eólica

Para finalizar, el último paso es la simulación de la turbina eólica de 600kW. La entrada para esta turbina es la velocidad del viento que incide sobre las palas. En lugar de introducir un valor fijo de velocidad de viento, hemos introducido un vector de velocidades, de 12 m/s de valor medio (Figura 6.13), la cuales son medidas reales obtenidas en campo. Por lo tanto, los resultados que se han obtenido son muy fiables y somenten al control de esta turbina a un comportamiento real.

Obviamente estos resultados varian si el vector de entrada cambia. A pesar de que contamos con varios archivos de velocidades de viento, se ha obtado por el de 12 m/s debido a que el un valor óptimo para ver en funcionamiento tanto al control de par como al de ángulo de pala.

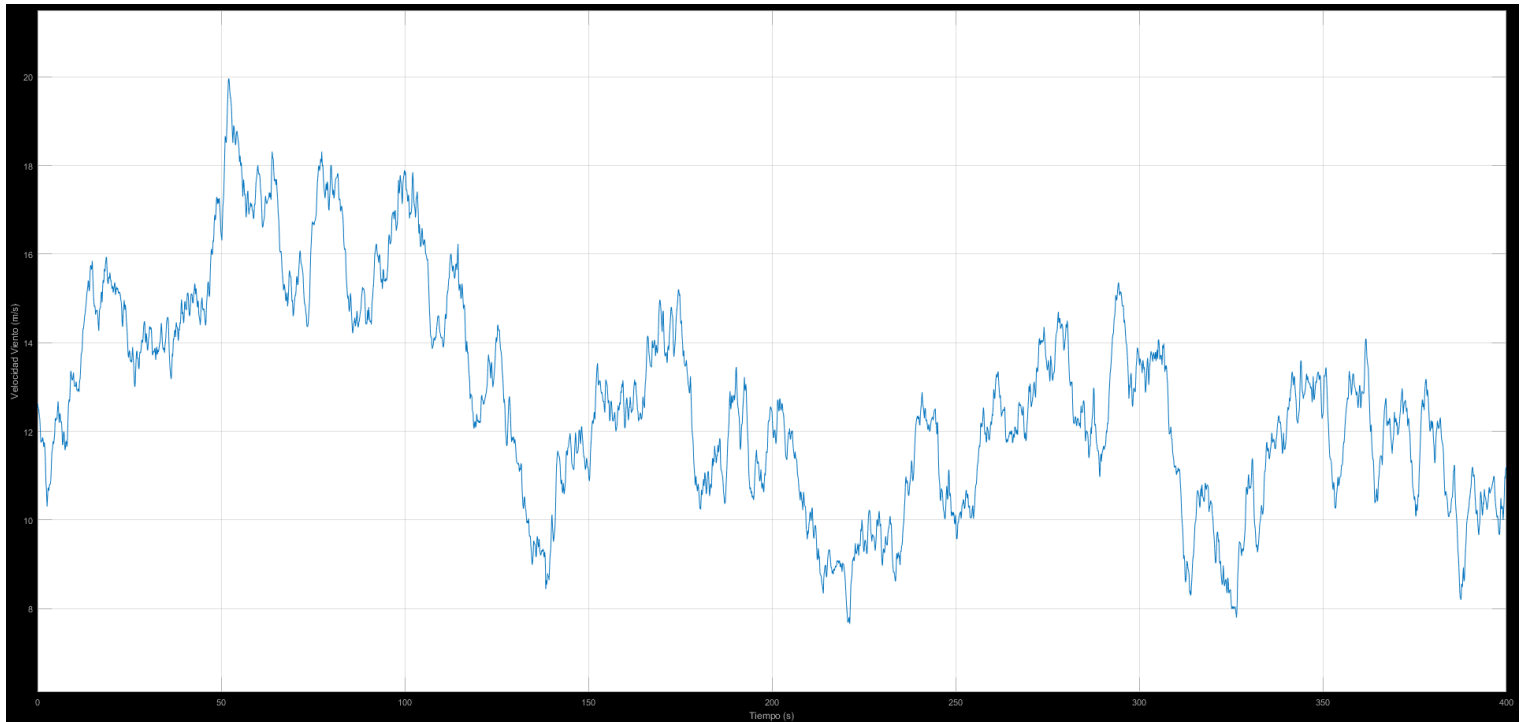


Figura 6-13. Velocidad de viento

Mediante esta simulación debemos comprobar el correcto funcionamiento de tres bloques: control de par, control de ángulo pala y bloque de cálculo de velocidad de referencia.

Para comenzar a velocidades altas el control de pala es extremadamente importante debido a que, si la turbina gira por encima de su valor límite, podemos provocar la rotura de los álabes, lo cual económicamente es inaceptable. Como vemos en la Figura 6.14, se produce diferentes variaciones de la referencia del ángulo de pala, la cual es seguida por la turbina, a pesar del retraso incluido que modela el accionamiento hidráulico que mueve los álabes.

El otro control que posee la turbina es el de par que dependiendo de la velocidad del viento y de la de referencia obtiene el par eléctrico generado. El resultado puede verse en la Figura 6.15. Por último, incluiremos los resultados de potencia generada (Figura 6.16) y lambda (Figura 6.17)

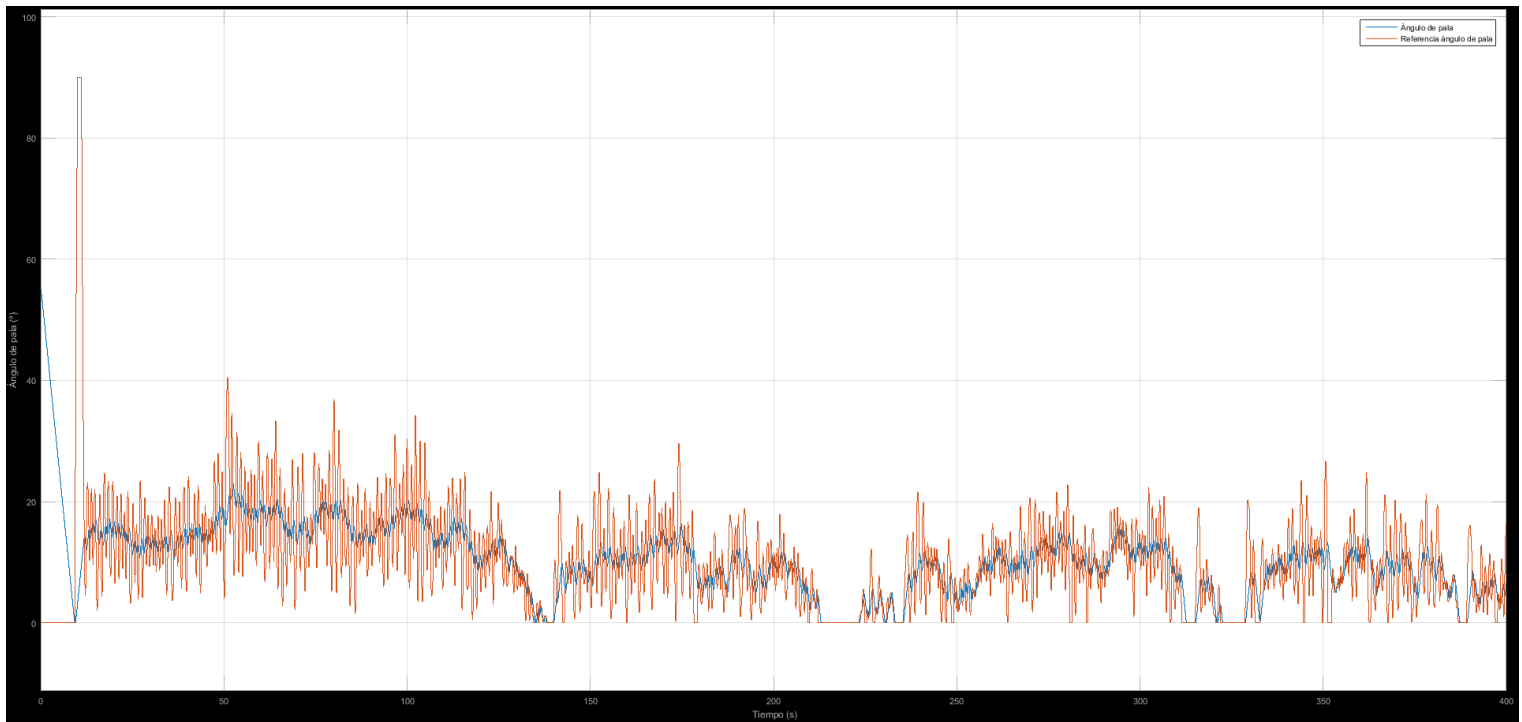


Figura 6-14. Ángulo de pala (azul) y referencia (rojo)

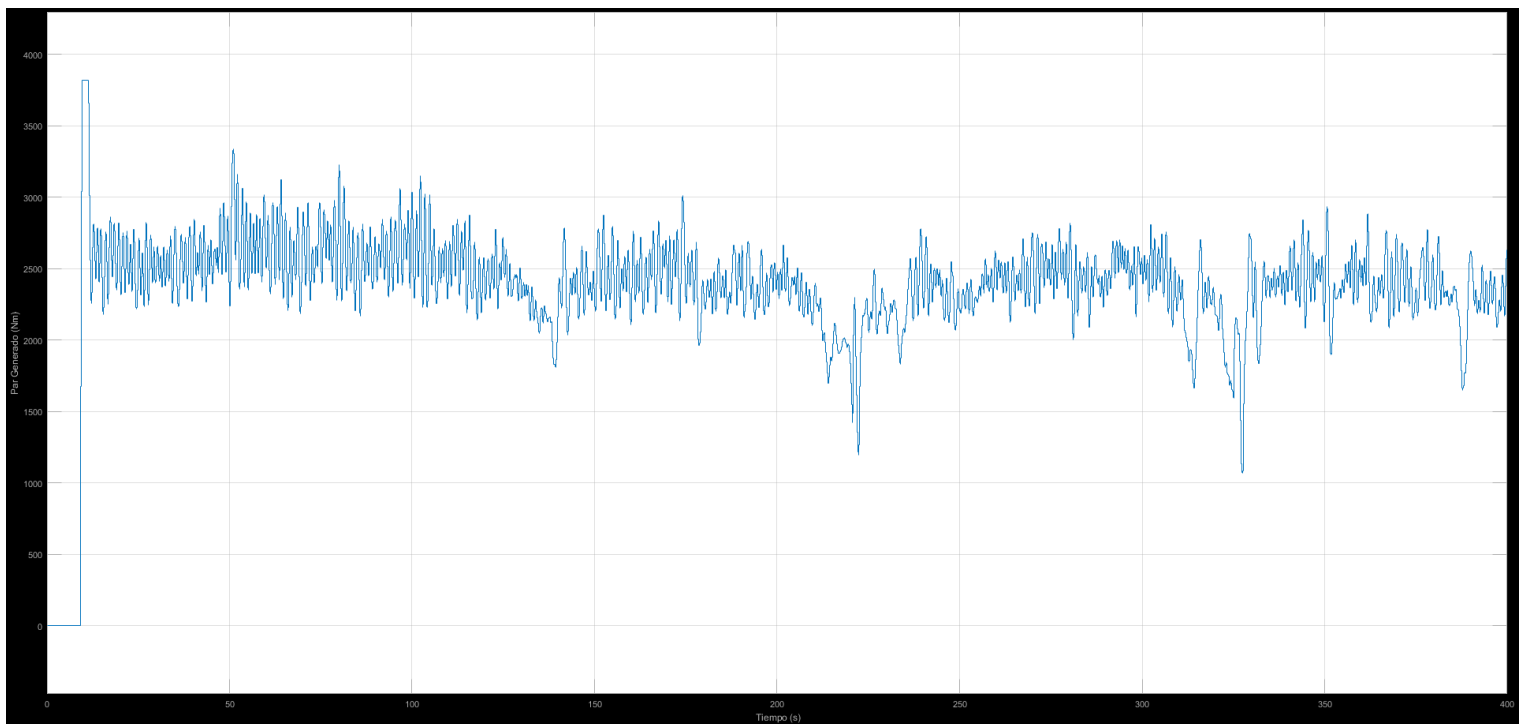


Figura 6-15. Par eléctrico generado

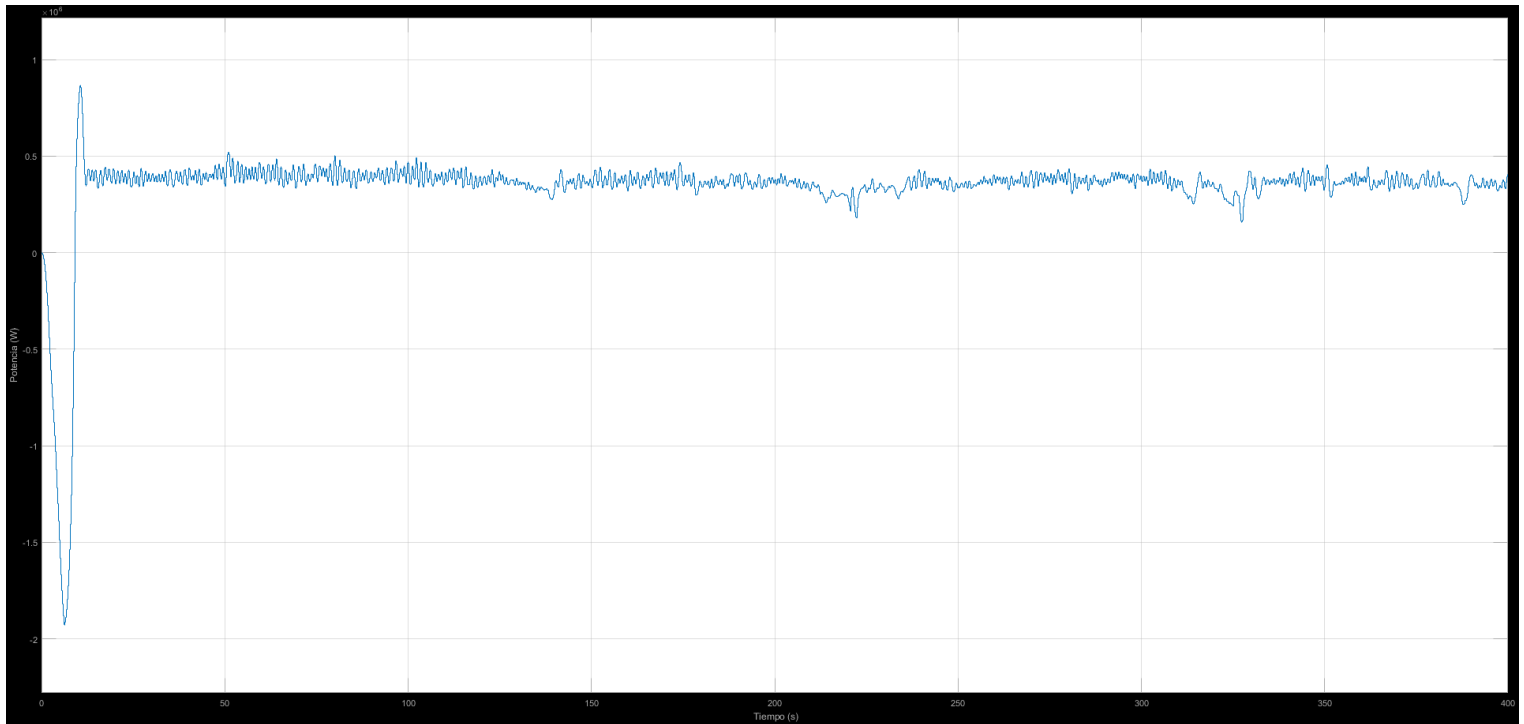


Figura 6-16. Potencia generada

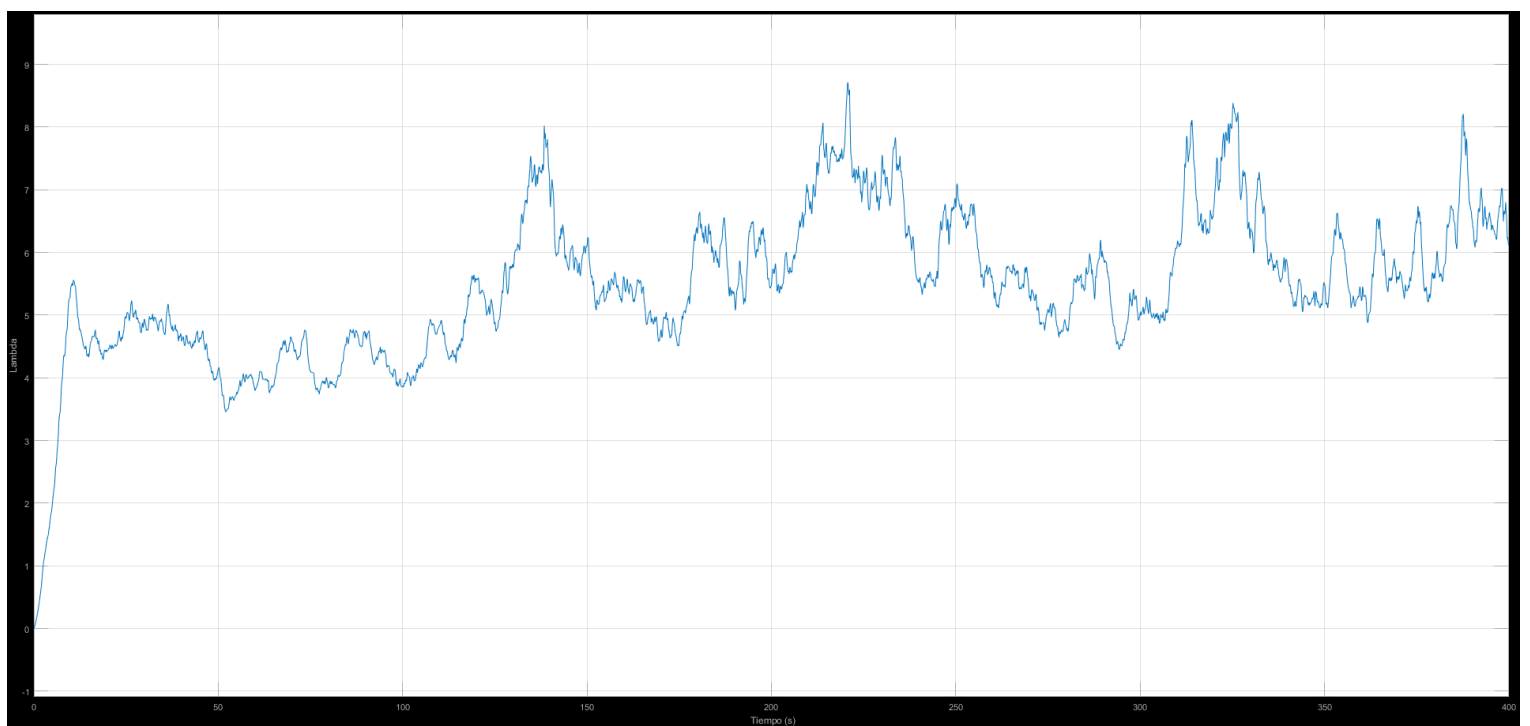


Figura 6-17. Lambda obtenida

Como vemos durante los resultados presentados, no hemos obtenido ni el par ni la potencia máxima. La razón de esto es debido a la velocidad de viento introducida en la simulación, ya que es solo de 12 m/s. En el caso de velocidades de viento más elevadas, si sería habitual lograr el par eléctrico máximo, además de mayores ángulos de pala, para evitar la posibilidad de sobrevelocidades.



## 7 CONCLUSIONES Y POSIBLES MEJORAS

---

Este trabajo ha supuesto una prueba de los avances en simulación de los convertidores de potencia multinivel. Mediante modelos suficientemente precisos, hemos tratado de reproducir el comportamiento de un B2B de 5 niveles real. Gracias a simulaciones en pseudo-tiempo real hemos probado la eficacia del algoritmo de control que aparece en [1].

A pesar de que no hemos conseguido reproducir con totalidad el balanceo de los condensadores, hemos conseguido unos resultados bastante óptimos con los que se puede continuar la investigación para conseguir el control total de este convertidor de topología tan compleja.

Como mejora quizás podríamos obtener mejores resultados mediante la topología ANPC (Active Neutral-Point-Clamped), con el que los diodos pasarían a ser semiconductores. En este caso habría que realizar un estudio económico para hallar si la mejora obtenida compensa el aumento del coste debido a los semiconductores adicionales.

Obviamente como posible mejora sería la simulación del sistema completo, pero debido a la gran complejidad del modelo, un ajuste de parámetros y obtención de resultados requiere una capacidad computacional mayor, además de experiencia real en esta clase de topologías multinivel.



# ANEXO A

## Códigos Rectificador

### Controlhisteresis.m

```

1  function [sys,x0,str,ts] = Controlhisteresis(t,x,u,flag)
2  %Esto es como el lDM original con control del balanceo pero con formulas
3  %generales. Se ha seguido la notacion del 7L-lDM_red
4
5  switch flag,
6      %~~~~~|
7      % Initialization %
8      %~~~~~
9      % Initialize the states, sample times, and state ordering strings.
10 case 0
11     [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes;
12
13     %~~~~~
14     % Outputs %
15     %~~~~~
16     % Return the outputs of the S-function block.
17 case 3
18     sys=mdlOutputs(t,x,u);
19
20     %~~~~~
21     % Unhandled flags %
22     %~~~~~
23     % There are no termination tasks (flag=9) to be handled.
24     % Also, there are no continuous or discrete states,
25     % so flags 1,2, and 4 are not used, so return an emptyu
26     % matrix
27 case { 1, 2, 4, 9 }
28     sys=[];
29
30     %~~~~~
31     % Unexpected flags (error handling)%
32     %~~~~~
33     % Return an error message for unhandled flag values.
34 otherwise
35     error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);
36
37 end
38
39 % end timestwo
40
41 %
42 %=====
43 % mdlInitializeSizes
44 % Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-function
45 %=====
46 %

```

```

47 - function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes()
48
49 -     sizes = simsizes;
50 -     sizes.NumContStates = 0;
51 -     sizes.NumDiscStates = 0;
52 -     sizes.NumOutputs = 3;
53 -     sizes.NumInputs = 2;
54 -     sizes.DirFeedthrough = 1;    % has direct feedthrough
55 -     sizes.NumSampleTimes = 1;
56
57     %global tm;
58
59     sys = simsizes(sizes);
60     str = [];
61     x0 = [];
62     % global tm;
63     % global ps;
64 -     ts = [2e-6 0];    % inherited sample time
65     %ts = [tm 0];    % inherited sample time
66
67     % end mdlInitializeSizes
68
69     %
70     %=====
71     % mdlOutputs
72     % Return the output vector for the S-function
73     %=====
74     %
75 - function sys = mdlOutputs(~,~,u)
76 - function sys = mdlOutputs(t,x,u)
77 - %Introducimos variables de entrada
78
79 -     Iaref=u(1);
80 -     Ia=u(2);
81
82
83 -     global Sa;
84 -     global Sb;
85 -     global Sc;
86 -     global Ai;
87 -     Ai=0.5;
88 -     % Ai=0.1;
89
90 -     if Iaref-Ia > (Ai*2)
91 -         Sa=0;
92 -         Sb=0;
93 -         Sc=0;
94 -     elseif Ai < Iaref-Ia < 2*Ai
95 -         Sa=0;
96 -         Sb=0;
97 -         Sc=1;
98 -     elseif -2*Ai< Iaref-Ia < -Ai
99 -         Sa=1;
100 -         Sb=1;
101 -         Sc=0;

```

```

102 - elseif Iaref-Ia < -2*Ai
103 -     Sa=1;
104 -     Sb=1;
105 -     Sc=1;
106 - end
107
108
109
110 - d1=Sa;
111 - d2=Sb;
112 - d3=Sc;
113
114 - sal(1)=d1;
115 - sal(2)=d2;
116 - sal(3)=d3;
117
118 - sys = sal;
119
120 % end mdlOutputs
121

```

### ControlClampingBridge.m

```

1  function [sys,x0,str,ts] = ControlClampingBridge(t,x,u,flag)
2
3  switch flag,
4      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
5      % Initialization %
6      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
7      % Initialize the states, sample times, and state ordering strings.
8  case 0
9      [sys,x0,str,ts]=mdlInitializeSizes;
10
11      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
12      % Outputs %
13      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
14      % Return the outputs of the S-function block.
15  case 3
16      sys=mdlOutputs(t,x,u);
17
18      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
19      % Unhandled flags %
20      %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
21      % There are no termination tasks (flag=9) to be handled.
22      % Also, there are no continuous or discrete states,
23      % so flags 1,2, and 4 are not used, so return an emptyu
24      % matrix
25  case { 1, 2, 4, 9 }
26      sys=[];
27

```

```

28      %=====
29      % Unexpected flags (error handling)%
30      %=====
31      % Return an error message for unhandled flag values.
32      otherwise
33          error(['Unhandled flag = ',num2str(flag)]);
34
35      end
36
37      % end timestwo
38
39      %
40      %=====
41      % mdlInitializeSizes
42      % Return the sizes, initial conditions, and sample times for the S-function
43      %=====
44      %
45      function [sys,x0,str,ts] = mdlInitializeSizes()
46
47      sizes = simsizes;|
48      sizes.NumContStates = 0;
49      sizes.NumDiscStates = 0;
50      sizes.NumOutputs = 4;
51      sizes.NumInputs = 4;
52      sizes.DirFeedthrough = 1; % has direct feedthrough
53      sizes.NumSampleTimes = 1;
54
55      %global tm;
56
57      sys = simsizes(sizes);
58      str = [];
59      x0 = [];
60      % global tm;
61      % global ps;
62      ts = [2e-6 0]; % inherited sample time
63      %ts = [tm 0]; % inherited sample time
64
65      % end mdlInitializeSizes
66
67      %
68      %=====
69      % mdlOutputs
70      % Return the output vector for the S-function
71      %=====
72      %
73      function sys = mdlOutputs(~,~,u)
74
75      %Introducimos variables de entrada
76
77      Uc1=u(1);
78      Uc2=u(2);
79      Uc3=u(3);
80      Uc4=u(4);
81

```

```
82 - global T1;
83 - global T2;
84 - global T3;
85 - global T4;
86 - global AU12;
87 - global AU34;
88
89 %Medida
90 - AU12=Uc1-Uc2;
91 - AU34=Uc3-Uc4;
92
93 %Código Control Clamping Brigde
94 - if AU12>0
95 -     T1=0;
96 -     T2=1;
97 - elseif AU12<0
98 -     T1=1;
99 -     T2=0;
100 - end
101
102
103 - if AU34>0
104 -     T3=0;
105 -     T4=1;
106 - elseif AU34<0
107 -     T3=1;
108 -     T4=0;
109 - end
110
111
112
113 - d1=T1;
114 - d2=T2;
115 - d3=T3;
116 - d4=T4;
117
118 - sal(1)=d1;
119 - sal(2)=d2;
120 - sal(3)=d3;
121 - sal(4)=d4;
122
123 - sys = sal;
124
125 % end mdlOutputs
126
127
```





# ANEXO B

## Códigos Inversor

### Modulación PWM

```

1      function [B11,B12,B13,B21,B22,B23,B31,B32,B33] = PWM(Ucar1,Ucar2,Ucar3,...
2      Ucar4,Uref1,Uref2,Uref3)
3      %Rama 1%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
4
5      if Uref1<Ucar4
6          V14=1;
7      else
8          V14=2;
9      end
10
11     if Uref1<Ucar3
12         V13=0;
13     else
14         V13=1;
15     end
16
17     if Uref1<Ucar2
18         V12=-1;
19     else
20         V12=0;
21     end
22
23     if Uref1<Ucar1
24         V11=-2;
25     else
26         V11=-1;
27     end
28
29     V1M=V11+V12+V13+V14;
30     %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
31
32     %Rama 2%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
33
34     if Uref2<Ucar4
35         V24=1;
36     else
37         V24=2;
38     end
39
40     if Uref2<Ucar3
41         V23=0;
42     else
43         V23=1;
44     end
45

```

```

46 -   if Uref2<Ucar2
47 -       V22=-1;
48 -   else
49 -       V22=0;
50 -   end
51
52 -   if Uref2<Ucar1
53 -       V21=-2;
54 -   else
55 -       V21=-1;
56 -   end
57
58 -   V2M=V21+V22+V23+V24;
59 -   %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
60
61 -   %Rama 3%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
62
63 -   if Uref3<Ucar4
64 -       V34=1;
65 -   else
66 -       V34=2;
67 -   end
68
69 -   if Uref3<Ucar3
70 -       V33=0;
71 -   else
72 -       V33=1;
73 -   end
74
75 -   if Uref3<Ucar2
76 -       V32=-1;
77 -   else
78 -       V32=0;
79 -   end
80
81 -   if Uref3<Ucar1
82 -       V31=-2;
83 -   else
84 -       V31=-1;
85 -   end
86
87 -   V3M=V31+V32+V33+V34;
88 -   %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
89
90 -   %Disparos PWM
91 -   %Ramal
92 -   if V1M==2
93 -       B11=1;
94 -       B12=1;
95 -       B13=1;
96 -   elseif V1M==1
97 -       B11=1;
98 -       B12=1;
99 -       B13=0;
100 -   elseif V1M==0
101 -       B11=1;
102 -       B12=0;
103 -       B13=0;

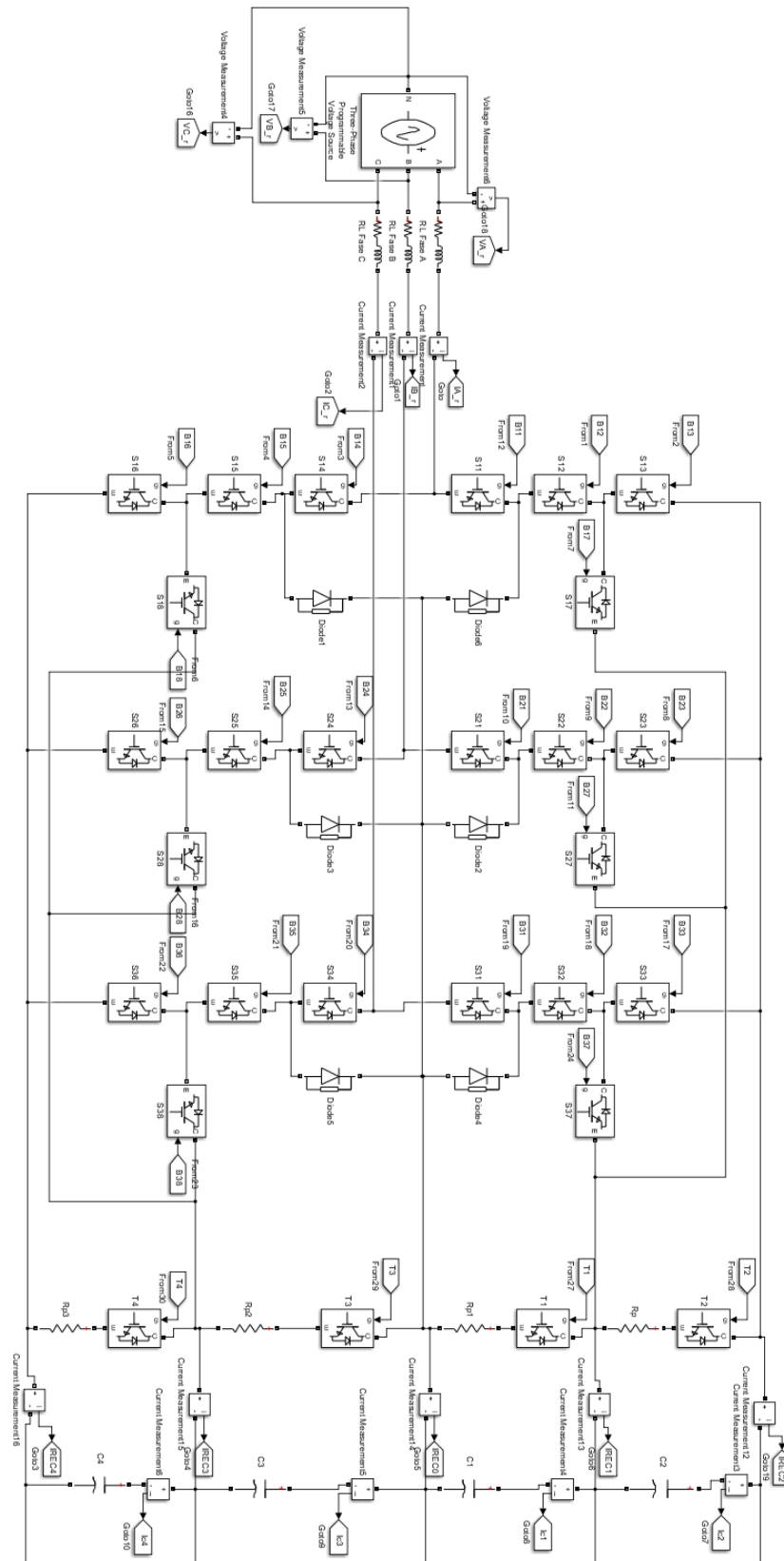
```

```
104 - elseif V1M==-1
105 -     B11=0;
106 -     B12=0;
107 -     B13=1;
108 - else %%V1M==-2
109 -     B11=0;
110 -     B12=0;
111 -     B13=0;
112 - end
113
114 %Rama2
115 - if V2M==2
116 -     B21=1;
117 -     B22=1;
118 -     B23=1;
119 - elseif V2M==1
120 -     B21=1;
121 -     B22=1;
122 -     B23=0;
123 - elseif V2M==0
124 -     B21=1;
125 -     B22=0;
126 -     B23=0;
127 - elseif V2M==-1
128 -     B21=0;
129 -     B22=0;
130 -     B23=1;
131 - else%% V2M==-2
132 -     B21=0;
133 -     B22=0;
134 -     B23=0;
135 - end
136
137 %Rama3
138 - if V3M==2
139 -     B31=1;
140 -     B32=1;
141 -     B33=1;
142 - elseif V3M==1
143 -     B31=1;
144 -     B32=1;
145 -     B33=0;
146 - elseif V3M==0
147 -     B31=1;
148 -     B32=0;
149 -     B33=0;
150 - elseif V3M==-1
151 -     B31=0;
152 -     B32=0;
153 -     B33=1;
154 - else %%V3M==-2
155 -     B31=0;
156 -     B32=0;
157 -     B33=0;
158 - end
```

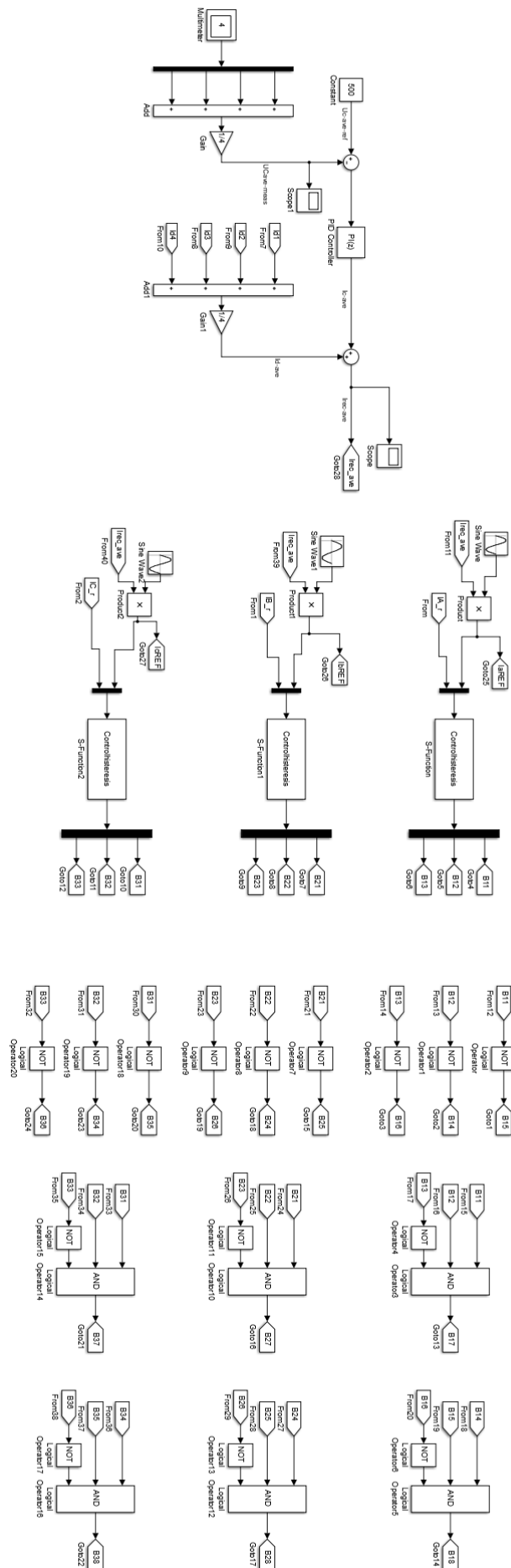


# ANEXO C

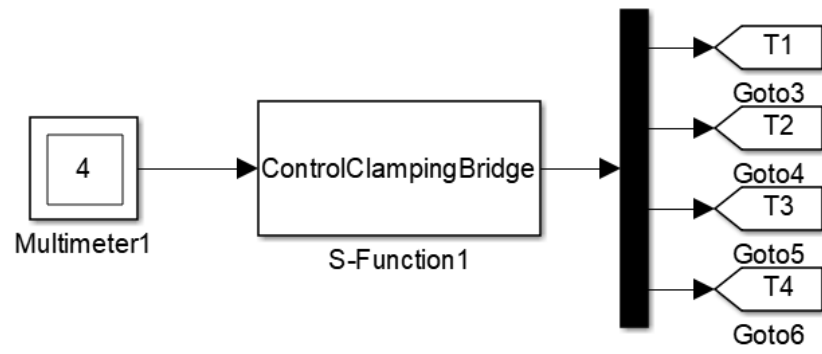
## Modelado Rectificador



# Generación de corrientes de referencia, control de histéresis y señales de disparo



## Modelado control Claping Bridge

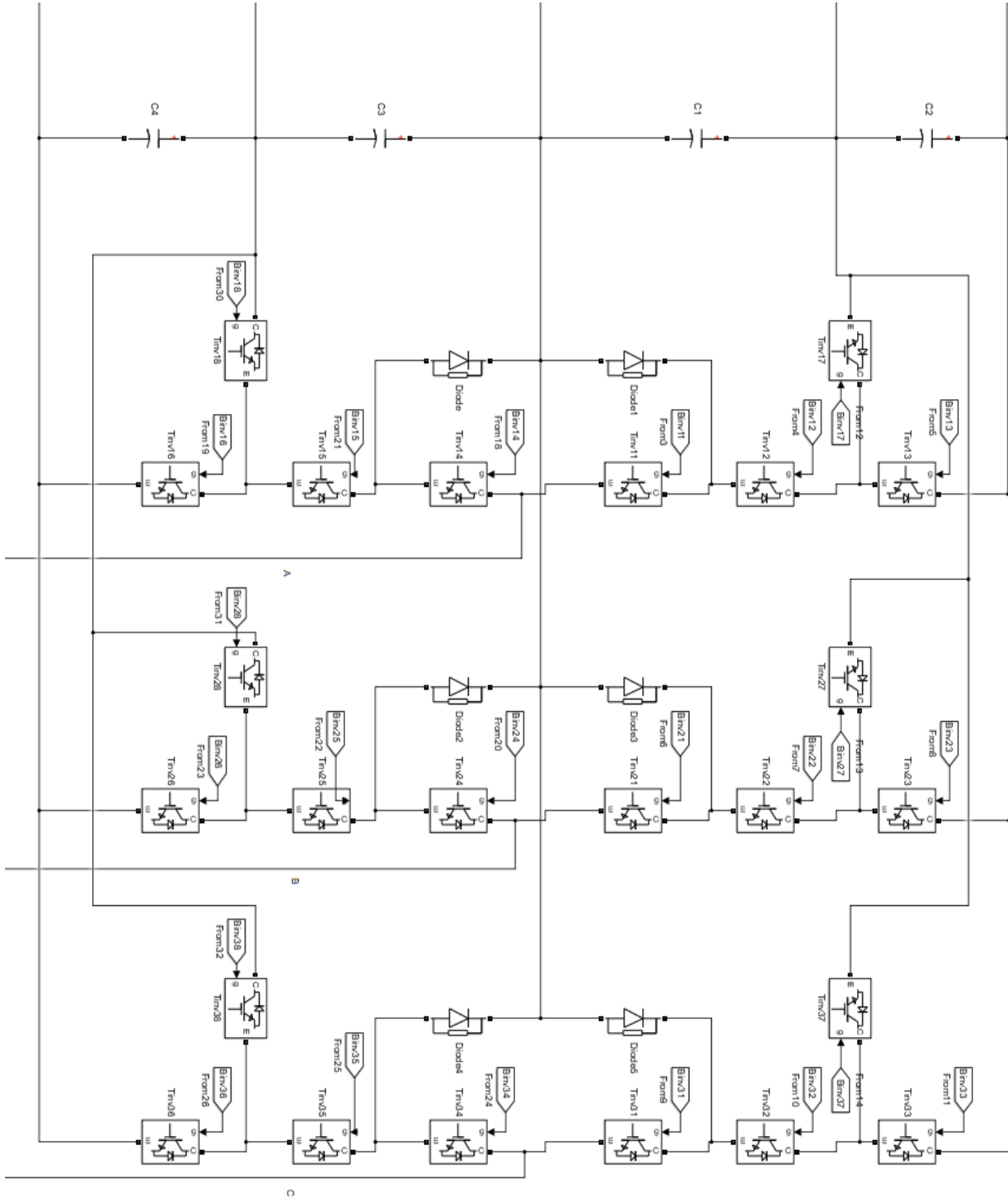




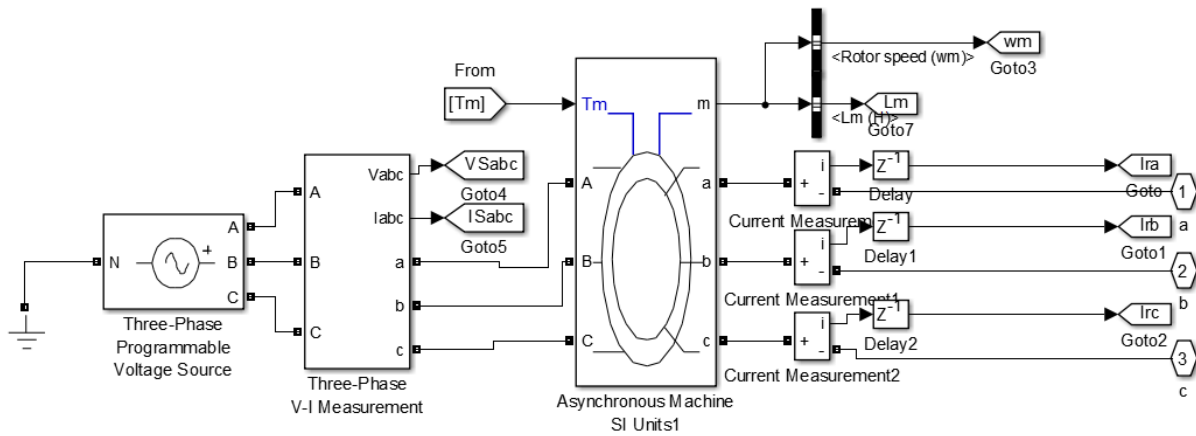


# ANEXO D

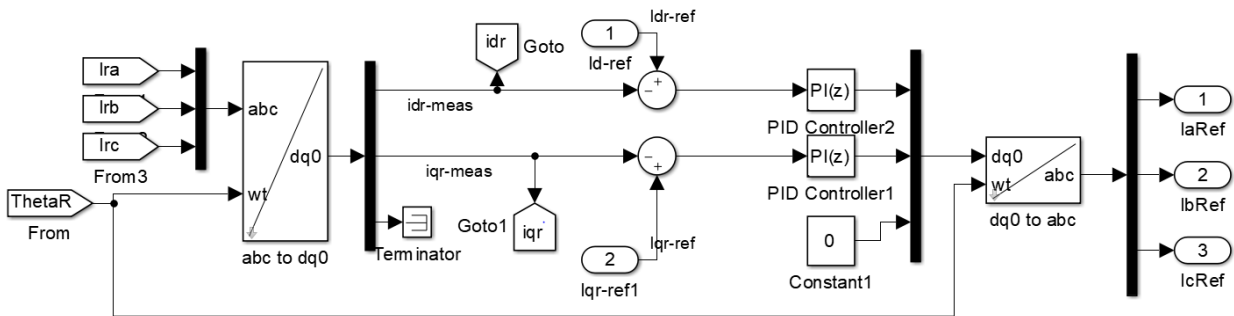
## Modelado Inversor



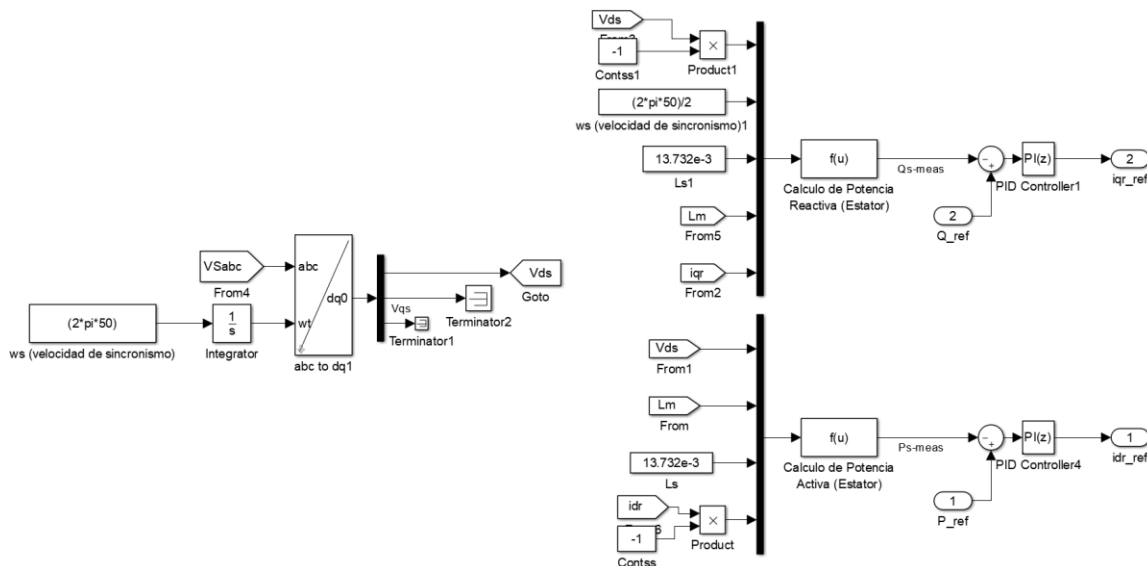
### Modelado Inversor



### Modelado Lazo interno de corriente



### Modelado Lazo externo de potencia



## ANEXO E

## Códigos Turbina Eólica

## cp.m

```

1  function Cq=cp(u) %coefpar(u);
2
3  theta=u(1);
4  lambda=u(2);
5
6  if lambda<1,
7      lambda=1;
8  elseif lambda>12,
9      lambda=12;
10 end;
11 if theta<0,
12     theta=0;
13 elseif theta>55,
14     theta=55;
15 end;
16
17 lamb=[1:0.5:12];
18 the1=[0:10];
19 the2=[10:5:55];
20
21 Cpp1=[
22 0.006968 0.007690 0.008411 0.009131 0.009850 0.010570 0.0112875 0.012005 0.01274033 0.01347567 0.014211;
23 0.014615 0.016204 0.017857 0.019538 0.021217 0.022886 0.0245440 0.026202 0.02784633 0.02949067 0.031135;
24 0.030178 0.033225 0.036267 0.039307 0.042346 0.045441 0.0485830 0.051725 0.05488333 0.05804167 0.061200;
25 0.055606 0.060856 0.066145 0.071437 0.076661 0.081957 0.0874565 0.092956 0.09952433 0.10609267 0.112661;
26 0.093891 0.102121 0.110401 0.119035 0.128352 0.138514 0.1496775 0.160841 0.16603767 0.17123433 0.176431;
27 0.147665 0.161591 0.176188 0.190363 0.203644 0.215672 0.2188735 0.222075 0.21698267 0.21189033 0.206798;
28 0.219844 0.236259 0.252237 0.265157 0.269786 0.269106 0.2633040 0.257502 0.24762567 0.23774933 0.227873;
29 0.292772 0.309467 0.316852 0.317861 0.313484 0.306083 0.2960030 0.285923 0.27045533 0.25498767 0.239520;
30 0.359359 0.364949 0.363133 0.357717 0.349905 0.337870 0.3216400 0.305410 0.28406400 0.26271800 0.241372;
31 0.408070 0.407094 0.402614 0.391829 0.377342 0.359798 0.3381665 0.316535 0.28948733 0.26243967 0.235392;
32 0.447513 0.441014 0.430056 0.415350 0.396333 0.373962 0.3474085 0.320855 0.28817833 0.25550167 0.222825;
33 0.469787 0.462319 0.448864 0.430521 0.408132 0.382160 0.3511635 0.320167 0.28150133 0.24283567 0.204170;
34 0.481251 0.473489 0.459527 0.440066 0.415687 0.386658 0.3510355 0.315413 0.27030967 0.22520633 0.180103;
35 0.483007 0.478626 0.466196 0.446584 0.420350 0.388043 0.3473635 0.306684 0.25508633 0.20348867 0.151891;
36 0.480046 0.480395 0.469934 0.450376 0.422360 0.386589 0.3404525 0.294316 0.23574167 0.17716733 0.118593;
37 0.473824 0.478347 0.471041 0.451913 0.422053 0.382549 0.3304780 0.278407 0.21240800 0.14640900 0.080410;
38 0.465549 0.473237 0.469729 0.451188 0.419329 0.375944 0.3177830 0.259622 0.18536667 0.11111133 0.036856;
39 0.455294 0.465352 0.466070 0.448204 0.414575 0.366947 0.3023190 0.237691 0.15384500 0.06999900 -0.013847;
40 0.443221 0.455632 0.459700 0.443088 0.407638 0.355308 0.2838890 0.212470 0.11839000 0.02431000 -0.069770;
41 0.429140 0.444228 0.450778 0.435950 0.398648 0.341901 0.2634030 0.184905 0.07948300 -0.02593900 -0.131361;
42 0.413070 0.431071 0.439348 0.426879 0.388037 0.324744 0.2381010 0.151458 0.03496567 -0.08152667 -0.198019;
43 0.395092 0.415500 0.426218 0.415973 0.374169 0.306862 0.2110870 0.115312 -0.01373033 -0.14277267 -0.271815;
44 0.375139 0.398524 0.411385 0.403891 0.359988 0.286445 0.1806100 0.074775 -0.06778567 -0.21034633 -0.352907];
45
46 Cpp2=[
47 0.014211 0.018143 0.021997 0.025974 0.030382 0.0345475 0.038713 0.0303745 0.022036 0.0101820;
48 0.031135 0.039589 0.048595 0.060867 0.062173 0.0473805 0.032588 0.0130990 -0.006390 -0.0206210;
49 0.061200 0.079343 0.096193 0.081806 0.058745 0.0297785 0.000812 -0.0248030 -0.050418 -0.0687285;
50 0.112661 0.132373 0.109657 0.075700 0.034578 -0.0089910 -0.052560 -0.0834520 -0.114344 -0.1417475;
51 0.176431 0.150933 0.107014 0.051458 -0.008520 -0.0649925 -0.121465 -0.1660590 -0.210653 -0.2492810;
52 0.206798 0.157927 0.088825 0.010876 -0.070391 -0.1425550 -0.214719 -0.2798150 -0.344911 -0.3967435;
53 0.227873 0.151868 0.057277 -0.045128 -0.150717 -0.2461255 -0.341534 -0.4314405 -0.521347 -0.5880215;
54 0.239520 0.134383 0.012987 -0.117135 -0.250931 -0.3794260 -0.507921 -0.6269465 -0.745972 -0.8295185;
55 0.241372 0.107489 -0.043999 -0.205332 -0.376717 -0.5478325 -0.718948 -0.8720790 -1.025210 -1.1277500;
56 0.235392 0.071905 -0.113907 -0.309881 -0.533542 -0.7564330 -0.979324 -1.1722170 -1.365110 -1.4890600;
57 0.222825 0.027200 -0.195625 -0.432427 -0.726522 -1.0103260 -1.294130 -1.5330700 -1.772010 -1.9199950;
58 0.204170 -0.026421 -0.290947 -0.574218 -0.961024 -1.3144570 -1.667890 -1.9596300 -2.251370 -2.4263750;

```

```

59 0.180103 -0.089068 -0.401039 -0.741527 -1.240880 -1.6732650 -2.105650 -2.4574300 -2.809210 -3.0142500;
60 0.151891 -0.160954 -0.526664 -0.942357 -1.568340 -2.0896600 -2.610980 -3.0307000 -3.450420 -3.6891950;
61 0.118593 -0.243270 -0.667454 -1.184360 -1.943550 -2.5647850 -3.186020 -3.6806350 -4.175250 -4.4543700;
62 0.080410 -0.335730 -0.822594 -1.464810 -2.370960 -3.1032750 -3.835590 -4.4126550 -4.989720 -5.3158500;
63 0.036856 -0.438540 -1.001310 -1.788070 -2.854460 -3.7096100 -4.564760 -5.2320000 -5.899240 -6.2793350;
64 -0.013847 -0.551218 -1.197700 -2.156850 -3.397530 -4.3876550 -5.377780 -6.1436750 -6.909570 -7.3506950;
65 -0.069770 -0.677052 -1.413390 -2.574400 -4.003300 -5.1419100 -6.280520 -7.1535200 -8.026520 -8.5358650;
66 -0.131361 -0.820075 -1.645170 -3.044430 -4.675460 -5.9758000 -7.276140 -8.2660950 -9.256050 -9.8407750;
67 -0.198019 -0.973234 -1.911170 -3.570870 -5.413950 -6.8915650 -8.369180 -9.4862400 -10.60330 -11.271050;
68 -0.271815 -1.139220 -2.209720 -4.157180 -6.230070 -7.8965850 -9.563100 -10.818450 -12.07380 -12.832500;
69 -0.352907 -1.326550 -2.639600 -4.802650 -7.111720 -8.9802100 -10.84870 -12.257400 -13.66610 -14.523850];
70
71 |
72
73 - if theta<10,
74 -     Cp=interp2(the1,lamb,Cppl,theta,lambda);
75 - else
76 -     Cp=interp2(the2,lamb,Cpp2,theta,lambda);
77 - end;
78
79 - Cq=Cp/2/lambda;

```

### datos\_partida.m

```

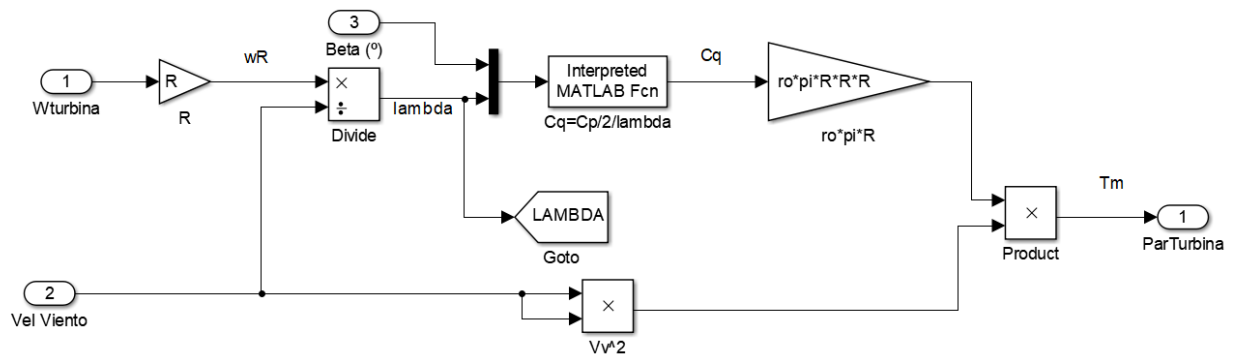
1  % DATOS DE PARTIDA*****
2 - R=21.1;           %Radio pala
3 - eta=47.4375;    %Relación de engranajes
4 - ro=1.225;       %Densidad aire
5 - J=136.27;      %Momento de inercia
6 - KlambdaH=0.0824;%K lambda eje de alta
7 - lambdaopt=7.6; %Lambda óptima
8 - Cpmax=0.48;    %Coeficiente de par máximo
9 - PG=600000;     %Potencia eléctrico máxima
10 - T=500e-6;
11 %Parámetros Control*****
12 - KpH1=1.2*10;
13 - KiH1=0.1/200;
14 - KpH2=36*10;
15 - KiH2=10/200;
16 %*****

```

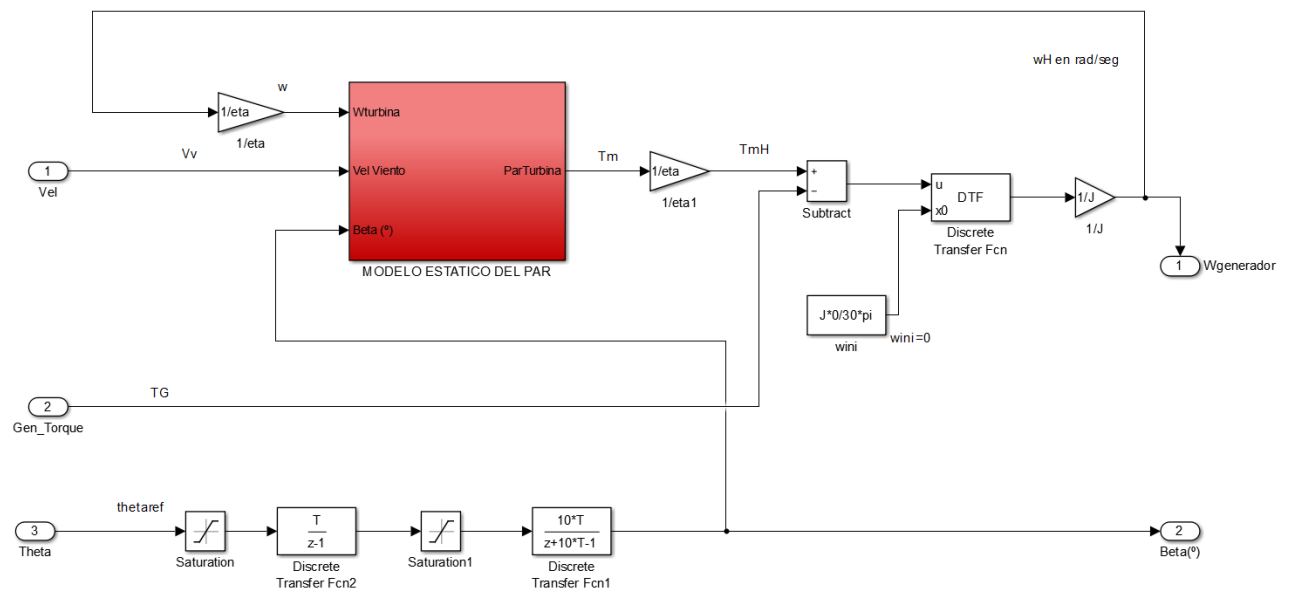
# ANEXO F

## Modelado Turbina Eólica

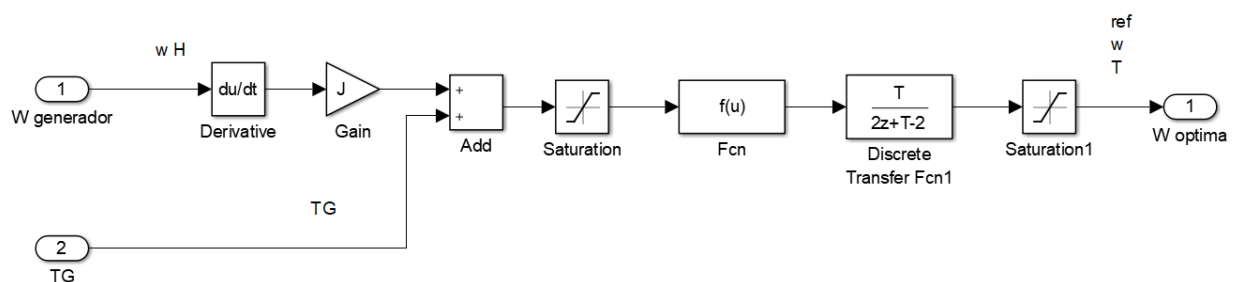
### Modelo Estático de Par



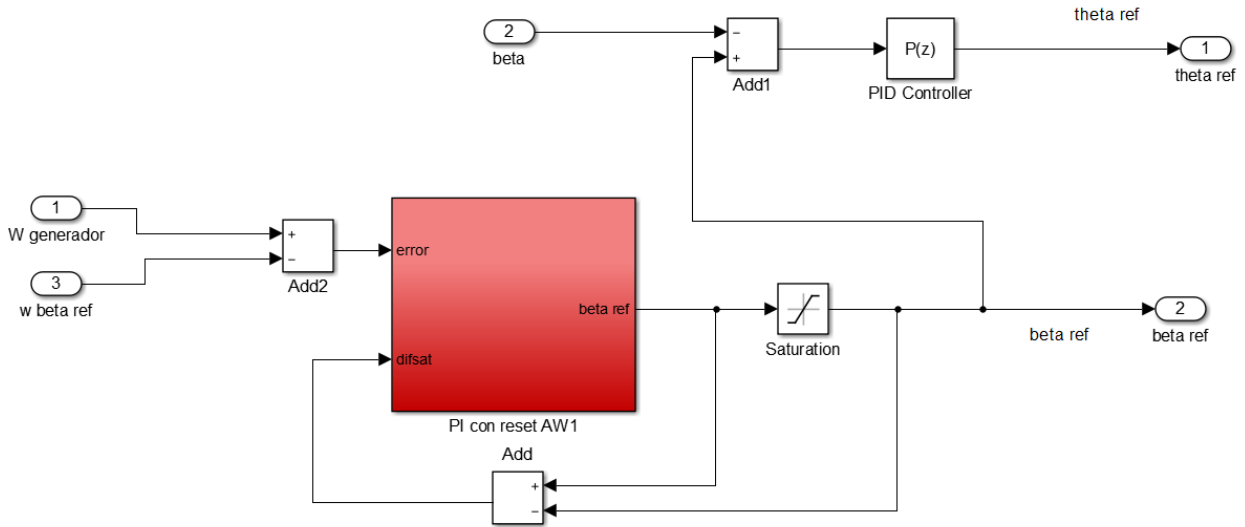
### Modelo Aerogenerador



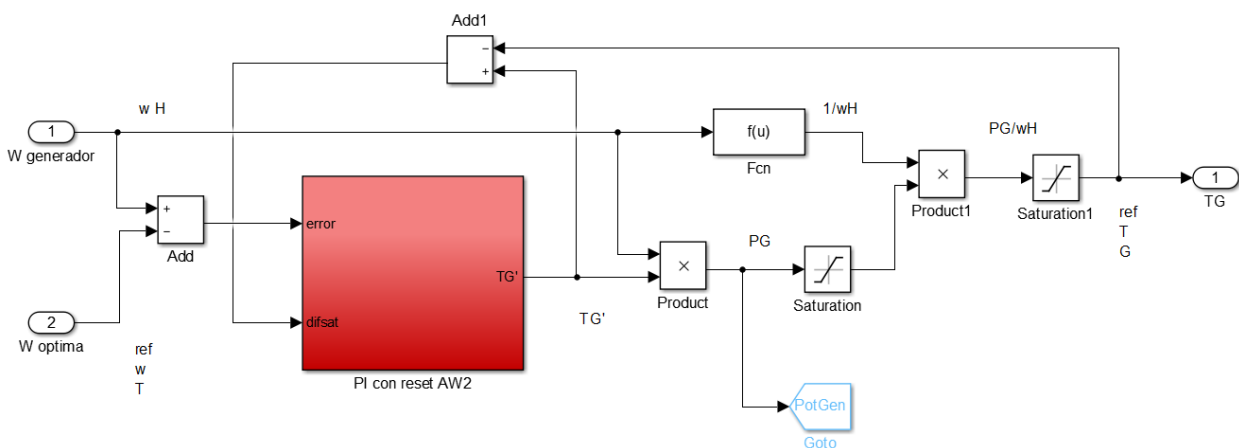
### Estimador Velocidad de Referencia



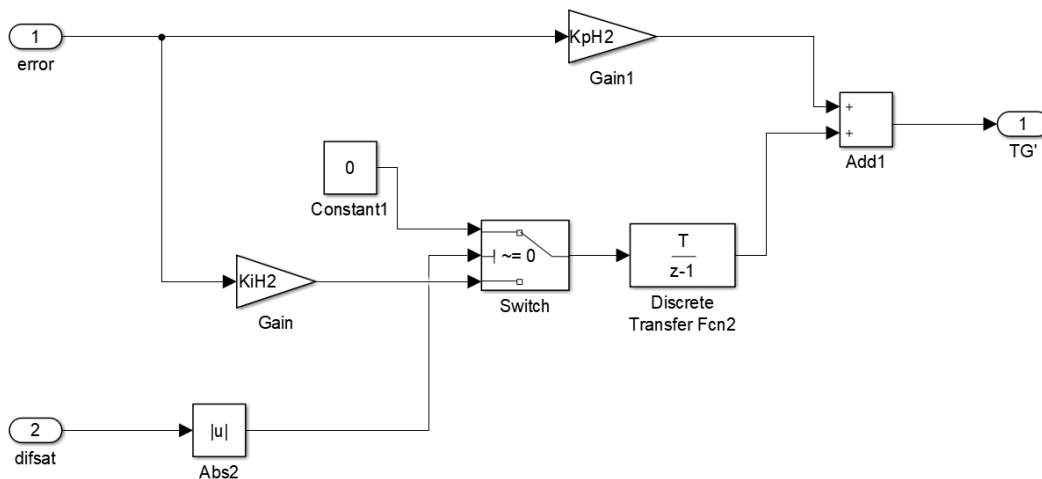
### Control de Ángulo de Pala



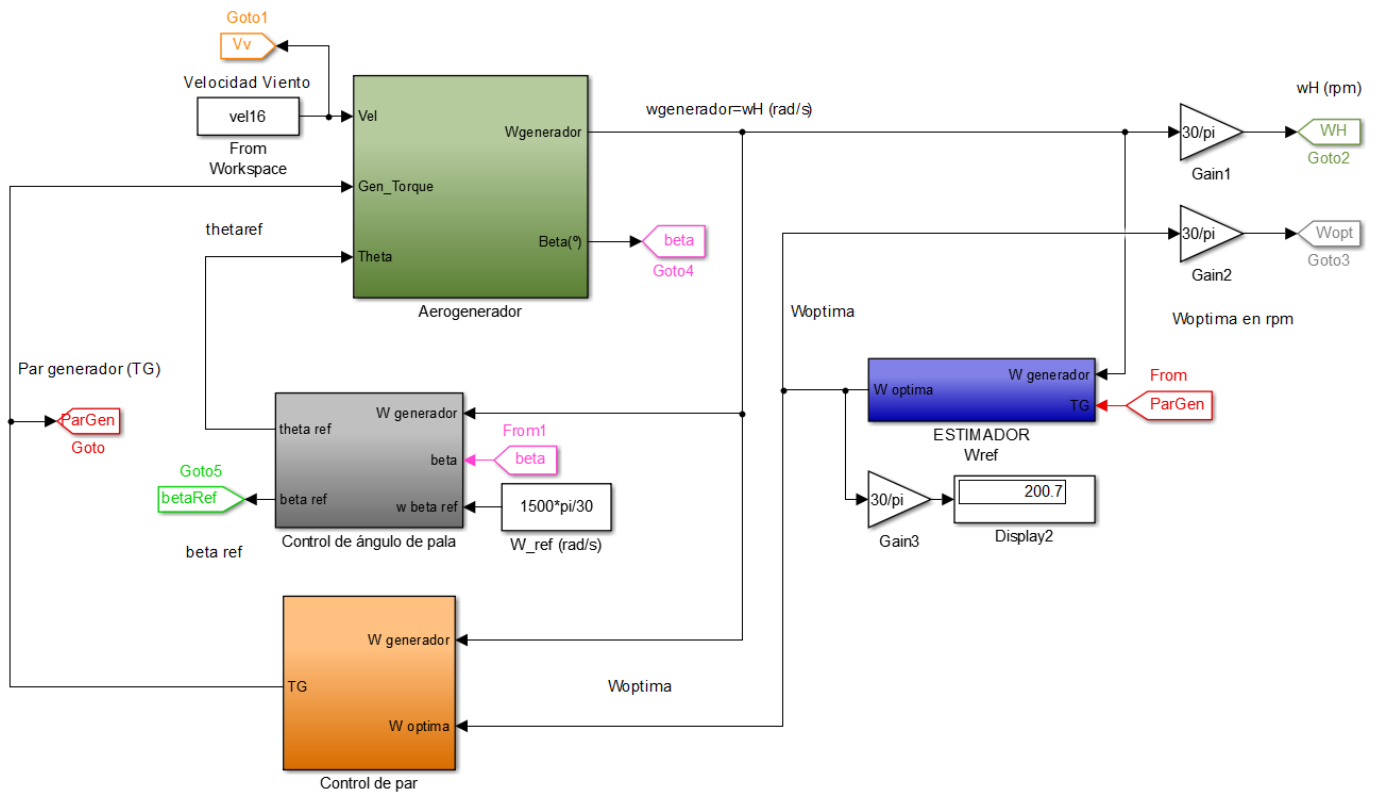
### Control de Par



### Modelo PI Anti-WindUp



### Modelo Turbina







## REFERENCIAS

---

- [1] Farid Merahi, El Madjid Berkouk, "DC-Voltage Regulation of a Five Level Neutral Point Clamped Cascade Converter for Wind Energy Conversion System", *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International*.
- [2] E. Burguete Archel, "*Análisis, Diseño y Control de Convertidores Multinivel*", 2016.
- [3] O. Motoyoshi and M. Yamamoto, "Active and reactive power control for doubly-fed wound rotor induction generator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.6, N°.4, 624-629, October 1991.
- [4] F. Poitiers, "Control of a doubly fed induction generator for windenergy conversion systems," GE44-LARGE. Saint Nazaire, France.
- [5] A. Bendre and G. Venkataramanan, "Reciprocity-Transposition-Based Sinusoidal Plusewidth Modulation for Diode-Clamped," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, N°5, 2002.
- [6] F. Merahi and E.M. Berkouk, "Commande d'une GADA par un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC," *International Conference on electronic and oil, from theory to applications (ICEO'11)*, Ouargla-Algiers, March 01-02, 2011.
- [7] A. Tilli, S. Peresada and A. Tonielli, "Indirect Stator Flux-Oriented Output Feedback Control of a Doubly Fed Induction Machine," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol.11, N°.6, pp. 25-33, November 2003.
- [8] F.Z. Peng, J. Rodriguez and J.S. Lai, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, N°.4, August 2002.
- [9] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A new-neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Transactions on Industrial Applications IA-17*, 518-523, September-October, 1981.
- [10] P.N. Tekwani, R.S. Kanchan and K. Gopakumar, "Five-level inverter scheme for an induction motor drive with simultaneous elimination of common-mode voltage and DC-link capacitor voltage imbalance," *IEE Proc.-Electr. Power Appl.* Vol. 152, No.6, November 2005.
- [11] D.J Adams, F.Z. Peng and J.W. Mckeever, "Cascaded Multilevel Inverter for Utiling Applications," *IEEE*, 0-7803-3932-0, 2000.



